

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES

THEME

ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE EN 2D D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A ENCOCHES PROFONDES

Proposé et dirigé par :

Messieurs: Dr: CHEKROUN Salim

Mr: ZORIG Assam

Présenté par :

MILOUDI Noredin

Année universitaire : 2015/2016

N° d'ordre : ISE_178

Remerciement

Avant tout, Je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.

Je remercie mes parents d'avoir été très proches de moi tout au long de la préparation de ce travail.

Je tiens remercier particulièrement mon encadreur, **CHEKROUN Salim** qui n'a ménagé aucun effort et qui travail sans lever avec moi, sa disponibilité, sont aide efficace, les précieux conseils et les réflexions avisées qu'il ma apportées.

Je remercie également mon promoteur Monsieur **ZORIG Assam.**

Finalement, je saisis cette occasion pour témoigner ma grande reconnaissance à tous ceux qui m'aide de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

Dédicace

Je dédie ce travail à mes très chers parents
Pour leur soutien moral et matériel pour leurs
Encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les
moments les plus ardu.

A ma fiancée.

A mon frère.

A mes sœurs.

A mon encadreur Monsieur **CHEKROUN Salim**.

Et à tous mes amis.

TABLE DE MATIER

REMERCEMENTS

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

NOMENCLATURE

INTRODUCTION GENERALE.....(1)

CHAPITRE I : FONDEMENT THEORIQUE DES MACHINES

ASYNCHRONE (MAS)

Introduction.....(3)

I.1 Définition et concept de la maitrise de l'énergie (ME).....(3)

I.1.1 Les grandes options pour économiser l'énergie.....(4)

I.1.1.1 Le résidentiel.....(4)

I.1.1.2 Le tertiaire.....(4)

I.1.1.3 L'éclairage public.....(4)

I.1.1.4 Le transport.....(5)

I.1.1.5 L'industrie.....(5)

I.1.2 Différences de la qualité d'énergie.....(5)

I.1.3 Effet des machines électrique sur la ME.....(5)

I.1.3.1 Qualité de moteur.....(6)

I.1.3.2 Taille de moteur(6)

I.1.3.3 Coût de moteur.....(6)

I.1.4 Pourquoi faire des économies d'énergie.....(6)

I.1.5 Amélioration d'énergie par moteur éconergétique.....(6)

I.1.5.1 Redimensionnement d'un moteur.....(7)

I.1.5.2 Réglages de la vitesse.....(7)

I.1.5.3 Ajustements de la charge.....(7)

I.1.5.4 Facteur de puissance.....(7)

I.2 Généralités sur la machine asynchrone (MAS)(7)

I.2.1 Constitution.....(8)

I.2.1.1 le stator.....(8)

I.2.1.2 Le rotor.....(9)

I.2.2 Principe de fonctionnement.....	(9)
I.2.3 Classification des moteurs.....	(10)
I.2.4 Différents types d'encoches.....	(12)
I.2.5. Rendement des moteurs à induction.....	(13)
I.2.6. Différent pertes dans la machine à induction.....	(13)
I.2.7. Avantages et inconvénients des moteurs à induction.....	(15)
I.2.7.1. Avantages.....	(15)
I.2.7.2. Inconvénients.....	(16)
I.3. Normes et détermination du rendement.....	(16)
I.3.1. Méthode de mesure du rendement du moteur à induction.....	(17)
I.3.2. Utilité d'améliorer le rendement.....	(18)
Conclusion.....	(18)

CHAPITRE II : APPROCHE ANALYTIQUE POUR LA CONCEPTION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE (MAS)

Introduction.....	(19)
II. Définition et étapes de la conception.....	(19)
II.1. Choix de la structure du dispositif.....	(19)
II.2. Processus de conception.....	(20)
II.3. Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques.....	(21)
II.3.1. Premier méthode.....	(21)
II.3.2. Deuxième méthode.....	(21)
II.3.3. Troisième méthode.....	(22)
II.3.4. Méthode Classique « calcul de LIWSCHITZ »	(22)
II.3.4.1 Cahier de charge	(22)
II.3.4.2 Calcul préliminaire.....	(23)
II.3.4.3 Calcul des dimensions géométriques principales du rotor et stator.....	(23)
II.3.4.4 Calcul de la FMM.....	(26)
II.3.4.5 Dispersion.....	(30)
II.3.4.6 Les pertes.....	(32)
II.4. Application à la machine type DIN-IEC 34-T2.....	(34)
II.4.1. Programme de conception développé.....	(35)
II.5. Eude des performances de la machine classique.....	(43)
II.5.1. Analyse statique.....	(43)

II.5.2 Analyse dynamique.....	(45)
II.5.3 Comparaison des résultats.....	(49)
Conclusion.....	(49)

CHAPITRE III : INTRODUCTION AUX MACHINES A ENCOCHES PROFONDES

Introduction.....	(50)
III.1 Moteur à l'encoche profonde	(51)
III.1.1 Constitution.....	(51)
III.1.1.1 Le stator.....	(51)
III.1.1.2 Le rotor à cage.....	(52)
III.2 Les avantages des moteurs à encoches profondes.....	(54)
III.3 Les inconvénients.....	(54)
III.4 Version d'encoches proposée.....	(55)
III.4.1 Résultats du programme de conception.....	(55)
III.4.2 Etude des performances de la machine étudiée.....	(65)
III.4.2.1 Analyse statique.....	(65)
III.4.2.2 Analyse dynamique de la machine étudiée (MEP).....	(66)
III.4.3 Analyse des résultats	(71)
Conclusion	(71)

CHAPITRE IV : ANALYSE ELECROMAGNETIQUE EN 2D

Introduction.....	(72)
IV.1 Méthode des éléments finis.....	(72)
IV.1.1 Les logiciels d'analyse par éléments finis.....	(73)
IV.1.2 Logiciel FLUX2D.....	(73)
IV.2 Application à la simulation de la machine asynchrone.....	(76)
IV.2.1 Le maillage.....	(78)
IV.2.2 Les matériaux.....	(79)
IV.2.2.1 Les matériaux conducteurs.....	(79)
IV.2.2.2 Les matériaux magnétiques.....	(79)
IV.2.3 Couplage avec les équations de circuit.....	(80)
IV.3 Résultats de simulation en régime magnétodynamique	(82)
IV.3.1 Caractéristique de simulation en magnétodynamique.....	(82)

IV.3.1.1 Avantage	(82)
IV.3.1.2 Inconvénients	(82)
IV.3.2 Résultats graphiques.....	(82)
IV.4 Analyse des Caractéristiques de la machine.....	(86)
IV.4.1 Caractéristiques de la machine en régime transitoire.....	(87)
Conclusion.....	(89)
CONCLUSION GENERALE.....	(90)
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	
RESUME	

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1 :	Stator d'une machine asynchrone.....	(9)
Figure I.2 :	Rotor d'une machine asynchrone.....	(9)
Figure I.3 :	Courbe couple/vitesse en fonction classe des moteurs	(11)
Figure I.4 :	Forme d'encoche pour diverse classe des moteurs.....	(12)
Figure I.5 :	Encoche semi-ouvertes et ouvertes.....	(13)
Figure I.6 :	Représentation de différentes pertes dans la machine.....	(14)

CHAPITRE II

Figure II.1 :	Processus de conception.....	(20)
Figure II.2 :	Organigramme de calcul d'une machine asynchrone.....	(22)
Figure II.3 :	Courbe d'induction $B=f(H)$ en fonction de la FMM.....	(43)
Figure II.4 :	Caractéristiques du rendement en fonction de glissement.....	(43)
Figure II.5 :	Caractéristiques du couple en fonction de glissement.....	(44)
Figure II.6 :	Caractéristiques du courant en fonction de glissement.....	(44)
Figure II.7 :	Caractéristiques de la vitesse rotorique en fonction de glissement.....	(44)
Figure II.8 :	Schéma fonctionnel du banc d'essai par simulation.....	(45)
Figure II.9 :	Détail du bloc subsystem.....	(45)
Figure II.10 :	résultats de la simulation test sur le couple nomina	(46)
Figure II.11 :	Résultats simulation, test sur couple de démarrage.....	(47)
Figure II.12 :	Résultats simulation test sur couple maximal.....	(48)

CHAPITRE III

Figure III.1 :	Version Rotor à double cage.....	(52)
Figure III.2 :	Version Rotor à simple cage.....	(53)
Figure III.3 :	version Rotors à double encoches.....	(53)
Figure III.4 :	Version d'encoches proposée.....	(55)
Figure III.5 :	Comparaison entre les caractéristiques de la machine existante et la machine à encoches profondes.....	(66)
Figure III.6 :	Résultats de simulation pour le test sur le couple nominal.....	(67)
Figure III.7 :	Résultats de simulation pour le test sur le couple de démarrage.....	(68)
Figure III.8 :	Résultats de simulation pour le test sur le couple maximal.....	(69)

CHAPITRE IV

Figure IV.1 :	l'enchaînement des programmes de Flux 2D.....	(74)
Figure IV.2 :	Un processus de prototypage simple en 5 étapes.....	(75)
Figure IV.3 :	Géométrie des deux machines.....	(77)
Figure IV.4 :	Dimension des encoches, a. M CL b. M EP.....	(77)
Figure IV.5 :	régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.....	(78)
Figure IV.6 :	répartition du maillage.....	(79)
Figure IV.7 :	Caractéristique B(H) du matériau magnétique.....	(80)
Figure IV.8 :	Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.....	(81)
Figure IV.9 :	Circuit équivalent de la cage rotorique.....	(81)
Figure IV.10 :	Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement à vide.....	(83)
Figure IV.11 :	Induction magnétique pour le fonctionnement à vide.....	(83)
Figure IV.12 :	Densité du courant dans les barres en fonctionnement à vide.....	(83)
Figure IV.13 :	Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement nominale.....	(84)
Figure IV.14 :	Induction magnétique pour le fonctionnement nominale.....	(84)
Figure IV.15 :	Densité du courant dans les barres en fonctionnement nominale.....	(84)
Figure IV.16 :	Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement de démarrage.....	(85)
Figure IV.17 :	Induction magnétique pour le fonctionnement de démarrage.....	(85)
Figure IV.18 :	Densité du courant dans les barres en fonctionnement de démarrage.....	(85)
Figure IV.19 :	Caractéristiques de la machine classique (M CL).....	(86)
Figure IV.20 :	Caractéristiques de la machine optimisée (M EP).....	(87)
Figure IV.21 :	Caractéristiques de la machine en régime transitoire.....	(88)

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE II

Tableau II.1	Nombre d'encoches rotorique.....	(24)
Tableau II.2	Plaque signalétique de la machine étudiée.....	(34)
Tableau II.3	Tableau récapitulatif.....	(49)

CHAPITRE III

Tableau III.1	Tableau comparatif.....	(70)
Tableau III.2	Tableau comparatif.....	(70)

CHAPITRE IV

Tableau IV.1	Caractéristique de la machine étudiée.....	(76)
Tableau IV.2	les valeurs de $B(H)$ du matériau magnétique STEEL_NLIN.....	(80)
Tableau IV.3	Caractéristiques pour les deux machines.....	(89)

Nomenclatures

Symbole	Unité	Notation
η	%	Rendement
P_a	W	Puissance absorbée.
P_u	W	Puissance utile
P_{tr}	W	Puissance transmise.
ΔP_{mec}	W	Perte mécanique.
P_{mec}	W	Puissance mécanique.
η_{STD}	%	Rendement du moteur standard
n, n_r	tr/min	Vitesse rotorique.
F		Chute de potentiel magnétique
f, f_1	Hz	Fréquence
I_n	A	Courant nominal
A_1	A /mm ²	Désigne la densité linéaire de courant à la périphérie de l'induit.
C_u	N.m	Couple utile.
C_r	N.m	Couple résistant
τ_p		Pas polaire.
C_n	N.m	Couple nominal.
C_{dem}	N.m	Couple de démarrage.
D	m	Diamètre d'alésage
l_i	m	Longueur virtuel.
$\cos\phi$		Facteur de puissance
B_δ	T	Induction en entrefer
C		Coefficient d'utilisation
S	VA	Puissance apparente.
k_{w1}		Facteur de bobinage.
m_1		Nombre de phases
V_1	V	Tension primaire
I_1, I_s	A	Courant statorique
q		Nombre de bobine par groupe
p		Nombre de pair de pôles

E_1	V	Force électromagnétique
N_1		Nombre de spires
Φ_i	Wb	Flux partiel
λ		Rapport géométrique
Z_1		Nombre d'encoche statorique
Z_2		Nombre d'encoche rotorique
K_{p1}		Facteur de raccourcissement
K_{d1}		Coefficient de distribution
Ω_s	Rad/s	Vitesse synchronisme
M	H	Inductance cyclique mutuelle
ω_s	rad/s	Pulsation statorique ou de synchronisme.
j	Kg.m ²	Inertie
p		Nombre de pair de pôles
β		Pas relative
f_r	Hz	Fréquence du courant rotorique
f_s	Hz	Fréquence du courant statorique
y		Ordre harmonique
B_i		Arc polaire
$\Phi_{\tau\max}$	Webr	Flux passe par la dent
k_f		Coefficient de forme de la courbe d'induction
l_{Fe}	m	Langueur de fer
δ	m	Épaisseur d'entrefer
δ'	m	Épaisseur d'entrefer fictif
μ_0		Perméabilité
α_i		Coefficient d'aplatissement de la courbe
S_δ		la surface virtuelle traversée par le flux
b_i		Arc polaire
$H_{Z.moy}$		l'intensité moyenne du champ
k_s		Coefficient de saturation
pt_2	m	Pont rotorique
$X_{\sigma 1}$		Réactance de fuite
I_m	A	Courant magnétisant
I_0	A	Courant à vide

σ_{H1}		coefficients de dispersion
B_{Z1p}	T	Induction dans la culasse statorique et au pied de la dent
B_{Z1m}	T	Induction dans la culasse statorique et au milieu de la dent
B_{Z1t}	T	Induction dans la culasse statorique et à la tête de la dent
τ_{z1}		Pas dentaire statorique
τ_{z2}		Pas dentaire rotorique
I_{an}	A	courant de l'anneau
$\Lambda_{\sigma z}$		la perméance d'encoche
$\Lambda_{\sigma d1}$		Réactance de fuite différentielle Pour le stator
$\Lambda_{\sigma d2}$		Réactance de fuite différentielle Pour le rotor
$X_{\sigma 1}$	Ω	réactance de fuite du stator
P_{cul}	W	Perte dans la culasse
P_f	W	Perte fer
R_1	Ω	La résistance statorique par phase
R_f	Ω	Résistance de fuite
ρ	Ωm	Résistivité
R_{bar}	Ω	Résistance d'une barre
R_{an}	Ω	Résistance de l'anneau
K_H		Coefficient Hystérésis
P_w	W	Pertes par courants de Foucault
P_h	W	Pertes par Hystérésis

INTRODUCTION GENERALE

1. Généralité

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

En raison de leur construction simple et robuste, les moteurs asynchrones et plus particulièrement ceux à cage d'écureuil, représentent environ 90-95% de la consommation d'énergie des moteurs électriques, ce qui équivaut à environ 53% de la consommation d'énergie électrique totale, [1]. Ils sont largement utilisés en tant qu'entraînements électriques dans l'industrie, le service public, la traction, les électroménagers. Ainsi et désormais le domaine de conception des machines électriques est l'une des plus prestigieuses découvertes du siècle dernier et reste aujourd'hui un thème de recherche très prisé par les laboratoires de recherche. L'objectif visé par cette recherche est toujours l'optimisation et la conception (CAO) de nouvelles machines adaptées à la demande du marché, [2,3].

Le terme de «Conception Assistée par Ordinateur» ou bien CAO est aujourd'hui utilisée à tort et à travers, ce qui lui vaut de perdre de sa signification. Pour des personnes, cette appellation couvre l'ensemble des tâches qu'un ordinateur est capable d'assumer lors du développement de produits techniques, [4].

La conception des machines électriques modernes est une tâche difficile dans le sens où la géométrie de celles-ci est complexe et leurs modèles sont non-linéaires à cause des phénomènes électromagnétiques, mécaniques et thermiques qui interagissent et présentent un couplage fort.

2. Objectifs

L'objectif de ce sujet est d'aborder la conception de moteurs asynchrones triphasés. Tout d'abord on fera une étude théorique abordant des généralités sur sa construction et les différentes parties (rotor et stator). On fera spéciale attention au dimensionnement, le nombre de pôles, les matériaux, la forme des encoches et les enroulements. De plus, les

Caractéristiques et les performances requises doivent être optimisées, tout en respectant un ensemble de contraintes techniques et/ou économiques exigé par le cahier des charges.

3. Structure du mémoire

Le premier chapitre servira comme un rappel sur la définition de la maîtrise d'énergie électrique, leur consommation dans les bâtiments, éclairage et dans l'industrie. Ainsi nous présenterons l'effet des machines électrique sur la maîtrise de l'énergie électrique, puis on a exposé des généralités sur les machines asynchrones, on insistera sur le moteur à encoches profonde "classe B".

Dans la deuxième chapitre, on exposera les étapes de conception d'une machine électrique et leur processus de conception (Analyse cahier de charge, Formulation du problème, Résolution de problème, et Analyse des résultats), Ils existent plusieurs méthodes de dimensionnement et calcul des machines électrique, la méthode qui utilise dans ce travail c'est la méthode de « calcul de LIWSCHITZ ». La Méthodologie de conception et Modèles utilisés en conception des machines électriques.

Pour le troisième chapitre, on va voir une définition, la constitution de la machine asynchrone à encoche profonde et différents types des rotors à cage, la comparaison des résultats obtenus des deux machines classiques et machine étudiée.

Finalement et dans le quatrième chapitre, Les différents logiciels utilisés pour l'analyser électromagnétique des machines électriques comme « FEMM, MAXWELL2D et COMSOL ». Sachant que, le logiciel utilisé dans ce travail c'est FLUX2D qui est 'un logiciel de conception assistée par ordinateur, utilisant une méthode d'éléments finis. Pour l'analyse électromagnétique d'une machine étudiée et la machine classique, Pour tirer une conclusion sur l'ensemble de résultats trouvés.

FONDEMENT THEORIQUE DES MACHINES

ASYNCHRONE (MAS)

Introduction

Le moteur asynchrone, dit parfois d'induction, est utilisé depuis de très nombreuses années pour assurer la variation de vitesse non seulement de processus industriels, mais aussi de chaînes de traction pour les transports (ferroviaires et véhicules électriques), également de systèmes domotiques... Pour des applications de faible puissance et pour des domaines restreints de variation de vitesse, on peut agir sur cette dernière par variation de l'amplitude de la tension statorique à l'aide de gradateurs. La récupération rotorique permet la variation de vitesse pour des machines de grande puissance (machine asynchrone associée à des éoliennes), sur des plages réduites de vitesse. Actuellement, la majorité des variateurs de vitesse utilise des alimentations à fréquence et amplitude variables sur le stator de la machine asynchrone. Le domaine de vitesse est beaucoup plus étendu et les performances dynamiques plus élevées. La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse, surtout si le rotor est à cage d'écureuil.

On s'intéressera dans ce chapitre à un rappel sur le concept de la maîtrise de l'énergie dans les principaux secteurs par la présentation d'un état de l'art et des généralités et la classification des moteurs par le NEMA, on verra aussi les différents types d'encoches, normes de détermination du rendement de la machine asynchrone.

I.1 Définition et concept de la maîtrise de l'énergie (ME)

La maîtrise de l'énergie est un concept holistique d'optimisation de la valeur sur l'ensemble du cycle de vie de chaque unité d'énergie.

La maîtrise de l'énergie englobe l'approche d'efficacité énergétique. Cette dernière s'intéresse principalement à la réduction de la quantité d'énergie consommée pour résultat donnée, alors que la maîtrise de l'énergie s'inspire plutôt de la notion de la performance globale.

Vu que la consommation d'énergie est en croissance constante, contrairement à la production.

A tous les niveaux des responsables du pays et en particulier à l'Agence Nationale de Maîtrise de l'énergie, une conscience accrue des problématiques énergétiques nationale et

internationale se développe. La création du poste de responsable énergie montre que le domaine de l'énergie est vraiment devenu crucial. Pour les entreprises industrielles, la consommation de l'énergie peut être réduite sans pour autant réduire la production. L'économie d'énergie dans une entreprise contribue aussi à sa compétitivité, [5].

I.1.1 Les grandes options pour économiser l'énergie

Il existe quatre grands secteurs : production d'électricité, l'industrie, les transports, les bâtiments. Cependant 60% de l'électricité est consommée dans les bâtiments, 35% dans l'industrie, [6].

I.1.1.1 Le résidentiel

Dans la plupart des pays en développement, et en particulier les pays émergents, les bâtiments (résidentiel et tertiaire) constituent un secteur important de consommation d'énergie. Ainsi en Algérie, le secteur du bâtiment représente environ 26% de la consommation nationale d'énergie finale et occupe à ce titre la troisième place après l'industrie et le transport. La maîtrise de l'énergie dans le secteur résidentiel comprend deux types d'actions Complémentaires :

L'une sur le bâtiment, qui intéresse le secteur de la construction. L'autre sur les équipements domestiques, qui intéresse les ménages, [6].

I.1.1.2 Le tertiaire

Le secteur tertiaire consomme environ 9 % de l'énergie finale en Algérie. Comme pour le résidentiel, le développement de la maîtrise de l'énergie dans ce secteur peut être ciblé par une multitude de mesures et modes d'intervention.

I.1.1.3 L'éclairage public

Diffusion des lampes haute performance énergétique et des variateurs de tension avec 350000 points lumineux, l'éclairage public en Algérie consomme environ 277 GWh (Gigawatt) par an (12 % de la consommation du secteur tertiaire) et fait appel à une puissance électrique de 71 MW. Sur le plan financier, l'éclairage public constitue une part considérable du budget des municipalités (plus de 20 %), [6].

I.1.1.4 Le transport

Les transports participent considérablement au réchauffement climatique, puisqu'ils représentent la moitié de la consommation mondiale de pétrole et sont responsables de 20 % des émissions mondiales des gaz à effet de serre (GES), [6].

I.1.1.5 L'industrie

La part du secteur industriel représente 34 % de l'énergie primaire consommée en Algérie et le coût moyen d'une tonne équivalent pétrole (tep) consommée par l'industrie a connu une augmentation de 15 % par an entre 2005 et 2007. La maîtrise de l'énergie dans ce secteur est donc un enjeu de premier plan, d'autant que la consommation d'énergie finale du secteur est encore dominée par les produits pétroliers (53 %), [6].

I.1.2 Différences de la qualité d'énergie

Selon l'IEEE, on appelle " power qualité problème " toute variation dans l'alimentation en puissance électrique, ayant pour conséquence le dysfonctionnement ou l'avarie d'équipements des utilisateurs, telle que : creux de tension, surtension, distorsion harmonique, parasites, [7]. Cependant, tous ces phénomènes affectent essentiellement la tension qui est fournie à l'utilisateur. Si ce dernier n'utilise pas de charge perturbatrice, le courant sera peut-être déformé, mais uniquement d'une manière qui résulte des caractéristiques de la tension fournie. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension ("power qualité=voltage qualité"). On trouve aussi d'autre définition : La qualité d'énergie est une combinaison de deux qualités, la qualité de la tension et la qualité du courant [8]. La qualité de la tension est associée à la déviation de la tension actuelle sur la tension idéale, et la qualité du courant est associée à la déviation du courant actuelle sur le courant idéal. La tension idéale est une onde sinusoïdale d'amplitude et fréquence constantes et égales aux valeurs nominales, le courant idéal aussi est de constantes amplitude et fréquence, mais de fréquence et phases qui sont les mêmes que celles de la tension. Toute déviation du courant ou de la tension de l'idéal s'appelle perturbation de qualité d'énergie.

I.1.3 Effet des machines électrique sur la ME

L'amélioration de l'efficacité énergétique passe principalement par une évaluation précise de la consommation énergétique et du rendement des équipements rotatifs. En fait, on ne peut améliorer ce qu'on ne peut mesurer. Ceci peut être assuré par l'utilisation des moteurs à rendement convenable.

Des études montrent que 75% de l'énergie consommée par le secteur industriel est liée aux applications dont le moteur à induction est à la base. Un intérêt accru doit être porté à ce type de moteur afin d'atteindre les objectifs énergétique ses comptés, [9].

La consommation d'électricité des systèmes à moteur est déterminée par de nombreux facteurs, comme :

I.1.3.1 Qualité de moteur

La différence de prix d'achat et les pertes supplémentaires de moteur.

I.1.3.2 Taille de moteur

Le moteur fonctionne au-dessous des conditions de charge, avec un rendement de fonctionnement plus faible et cout plus élevé.

I.1.3.3 Coût de moteur

Il est plus intéressant d'acheter le plus cher, mais en possédant un meilleur rendement et par conséquent conduisant à une épargne significative de l'énergie.

I.1.4 Pourquoi faire des économies d'énergie

- Parce que l'énergie coute cher;
- Les ressources traditionnelles diminuent;
- Les énergies fossiles polluent;
- Nous sommes trop dépendants des pays producteurs;
- Les ménages sont les premiers concernés.

I.1.5 Amélioration d'énergie par moteur éconergétique

Si l'on a pris la décision de remplacer un moteur existant à rendement normal par un modèle éconergétique, on prendra soin de s'assurer que ce remplacement aboutira réellement à des économies. Mal employé, le nouveau moteur pourrait dans certains cas, consommer davantage d'énergie que l'ancien. Cela ne signifie pas que le nouveau moteur a un rendement moins élevé, mais plutôt que le nouvel ensemble moteur charge se comporte différemment de l'ancien. Ceci peut résulter d'un moteur fournissant davantage d'énergie qu'il n'est nécessaire. Avec le remplacement d'un moteur, il convient donc de s'assurer que la charge est ajustée de façon à correspondre au nouveau moteur, [10].

I.1.5.1 Redimensionnement d'un moteur

Une pratique courante a toujours été de surdimensionner un moteur pour être certain qu'il sera capable d'entraîner la charge. Un moteur surdimensionné a toutefois un moins bon rendement et abaisse le facteur de puissance. Dans les cas de charges variables, on devra s'assurer que le moteur ne dépasse jamais sa pleine charge ou son facteur de sur charge assignés, [10].

I.1.5.2 Réglages de la vitesse

Les moteurs éconergétique fonctionnent en principe avec un glissement inférieur à celui des moteurs à rendement normal. Cela signifie que pour des charges à couple variable, un moteur éconergétique va, en régime équilibré, tourner à une vitesse plus élevée et consommer davantage d'énergie. Ce problème pourra être corrigé en modifiant le rapport des poulies du moteur et de la charge dans le cas des transmissions par courroie, [10].

I.1.5.3 Ajustements de la charge

Dans le cas des charges à couple variable à entraînement direct, un moteur éconergétique aura tendance, comme on l'a noté au paragraphe précédent, à tourner plus rapidement. On devra dans ces cas procéder à des ajustements de la charge entraînée. Par exemple, on changera le pas des ventilateurs ou on diminuera les aubes de pompes. Mais cela exige des compétences particulières, [10].

I.1.5.4 Facteur de puissance

Les moteurs éconergétique sont habituellement des facteurs de puissance plus élevés que les moteurs à rendement normal. On réévaluera donc les condensateurs de correction du facteur de puissance afin d'éviter une correction exagérée, [10].

I.2 Généralités sur la machine asynchrone (MAS)

Les moteurs asynchrones triphasés sont des machines électriques extrêmement robustes, qui ne demandent que très peu d'entretien et sont fréquemment utilisées dans le secteur industriel. On les retrouve dans des applications très diverses telles que des ventilateurs, des pompes, des machines complexes modulaires, des machines exigeant du couple et de la précision à très basse vitesse ainsi qu'une dynamique élevée et également pour des machines de forte puissance.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et en raison du plus faible coût des moteurs asynchrones, nombre d'applications, qui utilisaient hier des moteurs à courant continu ou encore des moteurs synchrones, emploient aujourd'hui un moteur asynchrone associé à un variateur de vitesse.

Selon les processus entraînés, les moteurs asynchrones ont besoin d'une alimentation stable fournie par une ASI : une interruption brusque de l'alimentation électrique risquerait en effet d'entraîner des dommages matériels et d'affecter la qualité du produit.

Les moteurs asynchrones sont habituellement alimentés au niveau du stator, et le courant est induit dans le rotor. C'est pour cette raison que l'on parle également de « moteurs ou de machines à induction ». La machine asynchrone est principalement utilisée en moteur, mais elle est parfois utilisée en génératrice, [7].

Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques, [7].

I.2.1 Constitution

La machine asynchrone est composée de deux parties séparées par un entrefer.

I.2.1.1 le stator

Le stator comporte une carcasse en fonte ou en tôle d'acier dans laquelle est inséré un circuit magnétique formé d'un empilage de tôle. Le stator d'une machine asynchrone triphasée porte un enroulement triphasé réparti dans des encoches du circuit magnétique. Il est généralement couplé en étoile ou en triangle.



Figure I.1: Stator d'une machine asynchrone

I.2.1.2 Le rotor

Partie libre en rotation comportant des conducteurs qui seront soumis au champ tournant. Ces conducteurs peuvent être soit des bobines (technologie en voie de disparition) soit des barres de cuivres ; on parle alors de rotor en court-circuit (ou a cage d'écureuil).

La rotation possible grâce aux paliers supporte par la carcasse.

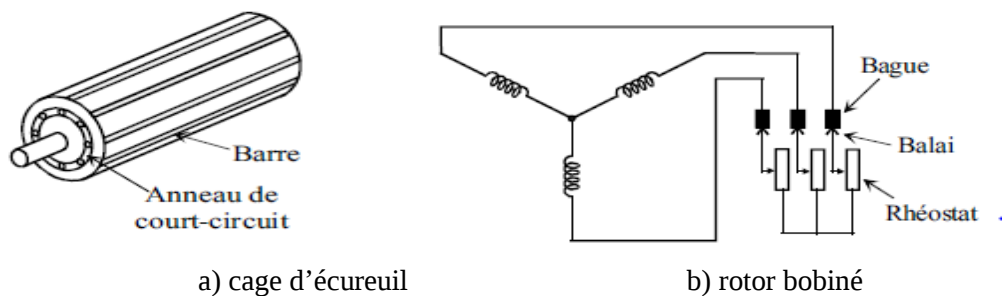


Figure I.2: Rotor d'une machine asynchrone

I.2.2 Principe de fonctionnement

Les courants statorique créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

ω_s : Pulsation statorique ou de synchronisme, liée à la fréquence du stator ;

P : Nombre de paire de pôle de la force magnétomotrice résultante.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin

de s'opposer à la variation de flux: loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée glissement.

Le rotor tourne à la vitesse plus petite que la vitesse de synchronisme n_s , on dit que le Rotor glisse par rapport au champ tournant. Ce glissement va dépendre de la charge, [11].

I.2.3 Classification des moteurs, [12].

La **NEMA** (Nationale Electrical Manufacturer Association) classe les moteurs à cage d'écureuil comme suit :

Classe A : Moteur à couple nominal et à courant de démarrage normal;

Classe B : Moteur à couple nominal et à faible courant de démarrage;

Classe C : Moteur à fort couple et à faible courant de démarrage;

Classe D : Moteur à fort glissement;

Classe F : Moteur à faible couple et à faible courant de démarrage.

Cette classification se base sur la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant 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. Le couple de démarrage, jusqu'à une certaine limite, bien entendu. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes.

L'encre du rotor d'un moteur de **classe A** n'est pas tellement creuse est l'enroulement à une faible résistance de même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur ; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de démarrage est suffisamment élevé pour nécessiter dans la plupart des cas, l'ajout d'un compensateur ou d'un démarreur spécifique comme un

autotransformateur, des résistances ou un démarreur électrique. Ce type de moteur ne se fabrique presque plus.

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

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

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

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

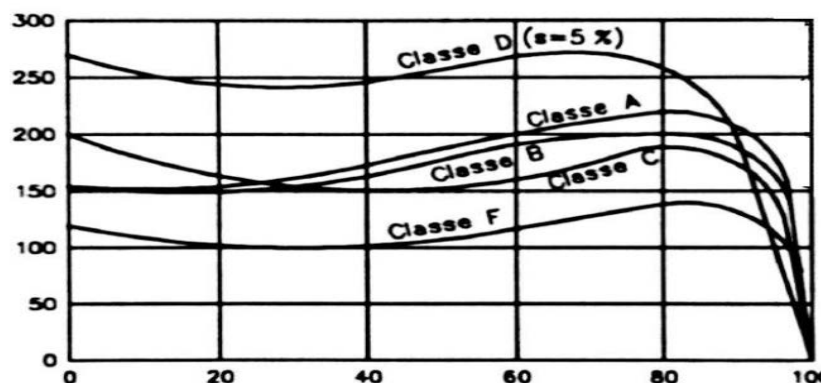


Figure I.3 : Courbes couple/vitesse en fonction de la classe du moteur

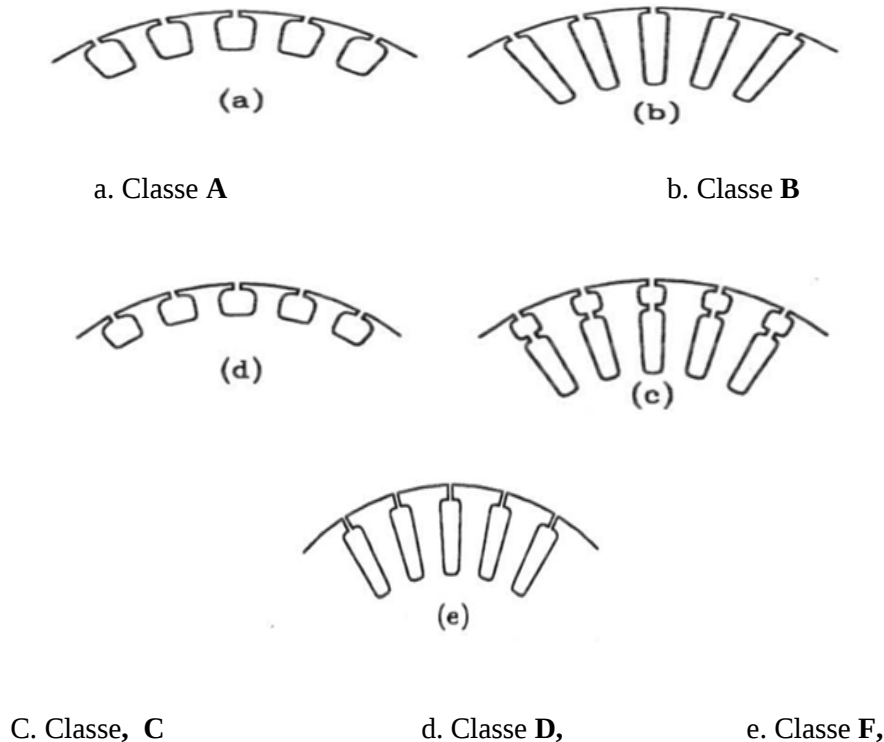


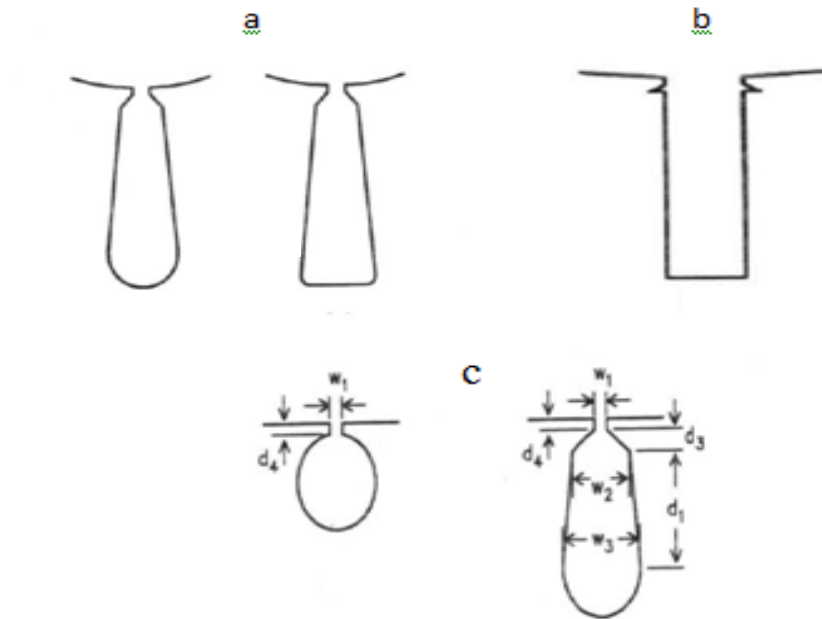
Figure I.4 : Forme d'encoches pour diverses classes de moteurs

I.2.4 Différents types d'encoches

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé. On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

Lors du démarrage, les lignes de courant se concentrent près de la périphérie et tendent ainsi à assigner une section de conducteur apparente réduite et par conséquent une résistance rotorique importante.

En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche).



a. Semi-ouvert trapézoïdale b. ouvert trapézoïdale fond plat c. Semi-ouvert rond

Figure I.5: Encoches semi-ouvertes et ouvertes

I.2.5. Rendement des moteurs à induction

Le rendement c'est le rapport de la puissance mécanique rendue à l'arbre et de la puissance électrique absorbée. Le rendement s'exprime en %.

$$\eta = \frac{P_U}{P_a} = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{utile}} + \sum \text{pertes}} \quad (\text{I.1})$$

I.2.6. Différent pertes dans la machine à induction

Le fonctionnement du moteur asynchrone est accompagné par des pertes de puissance lors du transfert de la puissance électrique en une puissance utile à la charge. Ces pertes sont dues principalement aux pertes joules dans les enroulements du stator et du rotor, des pertes fer, des pertes mécaniques et des pertes supplémentaires en charge.

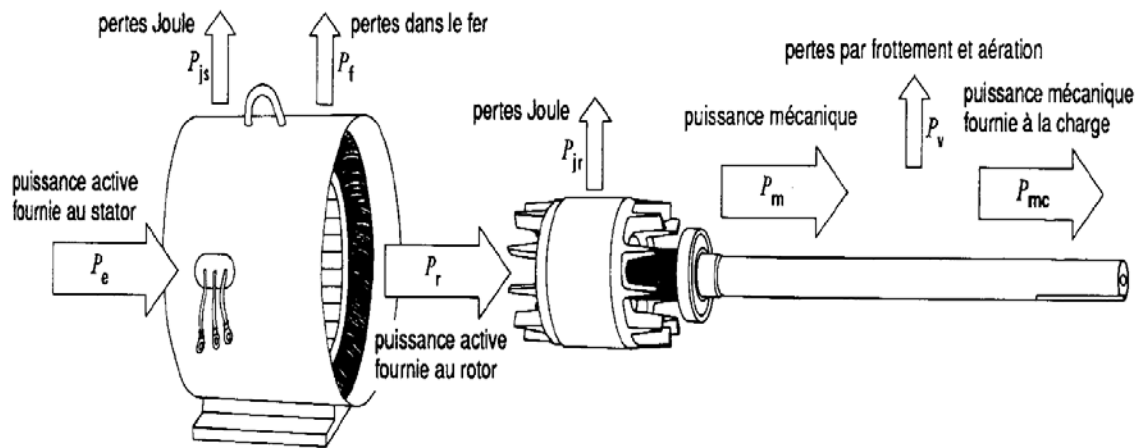


Figure I.6 : Représentation des différentes pertes dans la machine asynchrone

- **Pertes joule au stator P_{js}**

$$p_{js} = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot R \cdot I^2 \quad (I.2)$$

- **Pertes joule au rotor P_{jr}**

Appelées aussi pertes de glissement. Elles peuvent augmenter suite à un bris des barres de la cage d'écureuil.

$$p_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (I.3)$$

- **Pertes fer ou pertes magnétiques**

Elles représentent les pertes à vide. Elles sont dues aux courants de Foucault et à l'hystérésis dans le fer. Ces pertes peuvent augmenter suite à la détérioration des isolants entre les laminations du rotor et du stator.

- **Pertes mécaniques par frottement et par ventilation**

Les pertes mécaniques proviennent du :

- ✓ Frottement dans les paliers,
- ✓ Frottement de l'air sur l'induit et sur le ventilateur destiné au refroidissement de la machine.

Les pertes qui proviennent du frottement du rotor sur des organes fixes (paliers) contribuent à l'échauffement de la machine. Plus la machine tourne vite, les pertes mécaniques deviennent importantes. Ces pertes dépendent de nombreux facteurs et il est très difficile de prédire leur valeur. Pour les déterminer avec exactitude, il faut faire des essais sur la machine.

• Pertes supplémentaires

En charge sont dues à la répartition spatiale de la sinusoïde imparfaite de la force magnétomotrice créant le flux tournant dans l'entrefer (harmoniques au stator et au rotor, et flux de fuite près des extrémités, des enroulements). Aussi, elles sont dues à aux imperfections mécaniques dans l'entrefer et aux irrégularités de flux d'entrefer. Elles varient linéairement avec la puissance de sortie. D'après les normes de mesure du rendement, elles sont estimées à 1.8% de la puissance nominale de la sortie du moteur.

❖ Le glissement g

L'origine des courants rotorique réside dans la différence des vitesses N_s et N . On introduit une grandeur fondamentale, sans dimension, le glissement g définit par :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I.4)$$

❖ Les puissances

- puissance absorbée

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos\phi \quad (I.5)$$

- puissance utile

$$P_u = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos\phi - \sum \text{pertes} \quad (I.6)$$

- Puissance transmise au rotor

$$P_{tr} = P_a - \text{pertes stator} = P_a - p_{js} - p_{fs} \quad (I.7)$$

I.2.7. Avantages et inconvénients des moteurs à induction

I.2.7.1. Avantages

Le plus grand avantage des moteurs à induction à courant alternatif est leur pure simplicité. Ils ont une seule pièce mobile, le rotor, ce qui les rend à faible coût, calme, durable et relativement sans problème. Moteurs à courant continu, en revanche, ont un commutateur et de carbone brosses qui usent et qui ont besoin de remplacer de temps à autre. Le frottement entre les balais et le collecteur produit aussi des moteurs à courant continu relativement bruyants (et parfois même assez malodorants).

- Une maintenance réduite car pas de balais ni collecteur;
- Sa robustesse;
- Son prix (facile à produire, en série).

I.2.7.2. Inconvénients

Etant donné que la vitesse d'un moteur asynchrone dépend de la fréquence du courant alternatif qui l'entraîne, il tourne à une vitesse constante à moins d'utiliser un variateur de fréquence; la vitesse de moteurs à courant continu est beaucoup plus facile à contrôler en tournant simplement la tension d'alimentation vers le haut ou vers le bas. Bien que relativement simple, les moteurs à induction peuvent être assez lourd et encombrant à cause de leurs bobinages. Contrairement aux moteurs à courant continu, ils ne peuvent pas être chassés de batteries ou de toute autre source de courant continu (panneaux solaires, par exemple) sans utiliser un onduleur (un dispositif qui transforme DC en AC). Cela est parce qu'ils ont besoin d'un champ magnétique changeant faire tourner le rotor.

I.3. Normes et détermination du rendement

La comparaison du rendement des moteurs se complique davantage par le fait qu'il existe plusieurs façons de mesurer le rendement. Le même moteur évalué selon différentes normes de rendement sera classé de façon différente. Les principales normes sont : [13].

- CSA C390-M1985 Canadienne ;
- IEEE-112B Américaine ;
- IEC-34,2 Européenne ;
- JEC-37 Japonaise.

➤ Norme de la CSA

L'association canadienne de normalisation (CSA) a mis au point une norme qui tient compte des pertes supplémentaires dues à la charge mesurées indirectement; la méthode utilisée pour les mesurer s'inspire de celle de l'IEEE. La norme de la CSA est cependant plus rigoureuse que celle de l'IEEE car elle laisse peu de place aux erreurs d'interprétation possibles lors des essais de rendement.

➤ Norme de l'IEEE

La norme de l'IEEE calcule les pertes supplémentaires dues à la charge d'une façon indirecte. Elle vient au deuxième rang pour ce qui est de la prudence des résultats.

➤ Norme de l'IEC

La norme de l'IEC n'est pas aussi précise que les normes de la CSA et de l'IEEE qui calculent les pertes supplémentaires dues à la charge de façon précise. Elle fixe les pertes

supplémentaires dues à la charge à 0,5 % de la puissance absorbée en plus d'accorder une tolérance au rendement.

➤ Norme de la JEC

La norme de la JEC fixe à zéro les pertes supplémentaires dues à la charge et accorde une tolérance de 0,7 % au rendement déclaré. Cette méthode donne lieu à une surévaluation du rendement du moteur lorsque les pertes supplémentaires dues à la charge sont supérieures à zéro.

I.3.1. Méthode de mesure du rendement du moteur à induction

L'augmentation du coût de la puissance électrique a rendu l'utilisation des moteurs à faible rendement plus chère. L'amélioration du rendement du moteur à induction est donc très importante. Cette amélioration n'est possible qu'avec la mesure de ce dernier, ainsi la mesure du rendement permet:

- ✓ D'étudier la possibilité de remplacer les moteurs en fonctionnement par d'autres à meilleur rendement;
- ✓ D'assurer la fiabilité des procédés en évaluant leur efficacité énergétique;
- ✓ De vérifier la validité de la valeur du rendement indiquée sur la plaque signalétique.

Le rendement dépend de la géométrie des moteurs électriques, des paramètres de construction et de la technologie de fabrication. Plusieurs travaux de recherche à travers le monde se font actuellement pour assurer l'amélioration du rendement énergétique.

Ces travaux présentent plusieurs contraintes telles que:

- ✓ Le degré intrusif (nécessite des interventions exigeant le découplage du moteur de sa charge);
- ✓ Les coûts assez élevés d'opération pour l'industrie;
- ✓ Les limites de la technologie des matériaux (propriétés magnétiques de certains aciers);
- ✓ La méconnaissance de tous les paramètres liés au rendement.

I.3.2. Utilité d'améliorer le rendement

Le coût de l'énergie consommée par un moteur dépend des éléments suivants:

- La puissance installée;
- Les cycles de fonctionnement;
- L'efficacité énergétique du procédé;
- Le rendement intrinsèque;

L'amélioration du rendement permet d'économiser l'énergie, de réduire les dépenses d'exploitation et d'améliorer la productivité en permettant aux moteurs d'accomplir plus de travail par unité d'électricité consommée.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a vu la situation d'énergie dans le monde et dans les principaux secteurs soit domestique ou industrielle, en terme des exigences de la réduire d'utilisation. En effet, les tentatives actuellement se basent sur minimisation de consommation d'énergie par les moteurs proprement, qui exige qu'on fait une recherche bibliographique concernant ce thème.

Après la présentation de la constitution générale d'une machine asynchrone, son principe de fonctionnement et ses caractéristiques. On a terminé par l'exposé de l'écoulement des puissances donc les pertes qu'il existe ainsi dans cette dernière.

Dans le chapitre suivant, on va voir les différentes méthodes utilisées dans le dimensionnement et la conception des machines électriques dont on s'intéresse plus particulièrement à la méthode classique de LIWSCHITZ

APPROCHE ANALYTIQUE POUR LA CONCEPTION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE (MAS)

Introduction

Le dimensionnement des machines électrique consiste à exploiter des équations mathématiques qui relient deux types de paramètres : les paramètres descriptifs du système (grandeur géométriques) et les paramètres caractérisant son fonctionnement comme les densités des courants, il faut donc tenir compte de tous les variables qui caractérisent le fonctionnement de la machine ainsi que les contraintes liées au cahier de charge, [14].

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

Dans ce chapitre, premièrement on présentera les différentes méthodes utilisées dans le dimensionnement et la conception des machines électriques dont on s'intéresse plus particulièrement à la méthode classique nommée méthode de LIWSCHITZ.

II. Définition et étapes de la 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 bien déterminé. Celui-ci doit comprendre l'ensemble des exigences à réaliser sous forme de performances, de spécifications ou de contraintes techniques, économiques et d'encombrement, etc....

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

II.1. Choix de la structure du dispositif

La première étape d'une méthodologie de conception, consiste à définir la structure du dispositif qui est apte à satisfaire les exigences définies dans le cahier des charges qui comprend généralement les performances à réaliser et les contraintes à respecter. Dans cette étape, il faut faire une collecte des connaissances nécessaires liées aux solutions possibles, existantes ou nouvelles et ensuite choisir la plus adaptée au cahier des charges. Cette étape exige de la créativité ou de l'expérience. En effet, généralement, on fait appel à

l'expérience, au savoir-faire, ou on agit par similitude avec d'autres applications plus ou moins proches et déjà traitées. Pratiquement, une étude sommaire de toutes les solutions possibles doit être faite et un premier choix est déduit, à priori, en fonction d'une vérification plus ou moins satisfaisante du cahier des charges. Le choix définitif du dispositif ne se confirme qu'à la fin de la deuxième étape, [15].

II.2. Processus de conception

Ainsi, nous distinguons dans les activités complexes la formulation du problème qui peut être divisée en deux étapes :

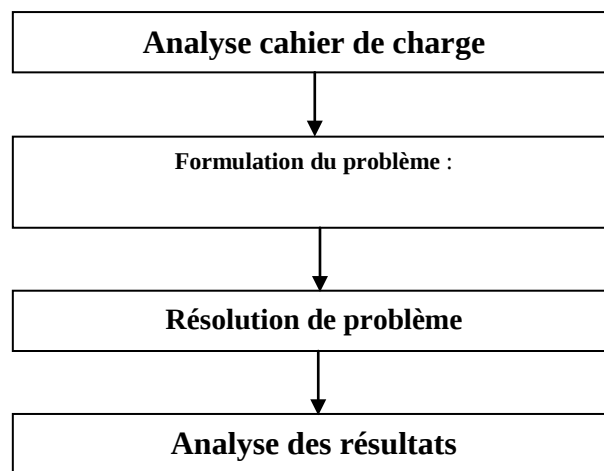


Figure II.1: Processus de conception

- D'abord la formulation du problème de conception est souvent décrite par les terminologies modélisation ou approche de conception. Elle comporte le choix du modèle, de ces entrées et sorties. La deuxième étape est la formulation du problème d'optimisation, elle comporte la transcription du problème de conception en un problème mathématique ainsi que le choix de la méthode d'optimisation à appliquer afin de résoudre ce problème.
- La résolution du problème fait partie des activités compliquées qui nécessitent la mise en œuvre de systèmes formels finis automatisables par un ordinateur, d'une part, afin de résoudre le problème de conception définis auparavant (Quel type de modèle choisir), et d'autre part la mise en place d'un algorithme d'optimisation adapté afin de résoudre le problème d'optimisation. Suite à ces activités le concepteur doit ré-intervenir dans la phase de l'analyse des résultats, il définit alors les critères nécessaires afin de valider le concept obtenu. Cette phase peut ainsi comporter des activités compliquées, [15].

Comme la mise en œuvre d'une méthode d'analyse de sensibilité afin de trancher entre différents résultats obtenus. Enfin, la prise de décision revient au concepteur qui doit valider les résultats obtenus. Bien que cette démarche de conception semble séquentielle, en pratique les choses ne sont pas si simples.

II.3. Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques

Ils existent plusieurs méthodes pour le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large dont l'approche utilise beaucoup d'hypothèses. Tout au long de notre recherche nous nous sommes trouvés devant plusieurs sortes de procédés propres à chacun des concepteurs, la méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours un même cheminement qui autorise à dimensionner le stator suivi par un calcul du rotor.

Les caractéristiques statiques et dynamiques sont calculées d'après les schémas équivalents de la machine. Par la suite nous vous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique.

II.3.1. Premier méthode

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

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

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

II.3.2. Deuxième méthode

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.3.3. Troisième méthode

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

II.3.4. Méthode Classique « calcul de LIWSCHITZ »

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

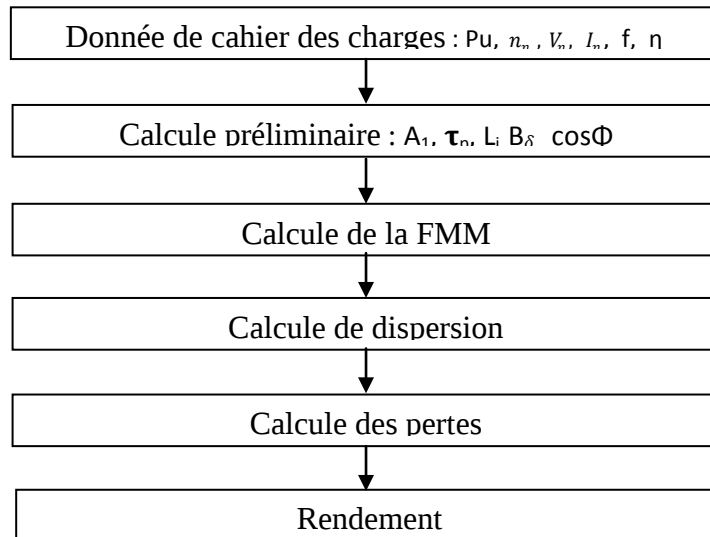


Figure II.2 : Organigramme de calcul d'une machine asynchrone

II.3.4.1 Cahier de charge

Les données du cahier des charges sont principalement les performances de la machine au point de fonctionnement nominal ($P_u; n_n; f; V_n; I_n; \eta$).

Toutes ces grandeurs sont analysées dans la conception du moteur par une méthode de calcul développée dans un programme sous Matlab, [16].

II.3.4.2 Calcul préliminaire

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente (P_s). La liaison entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation (II.1) définissant le coefficient d'utilisation de la machine.

$$C = \frac{P_s \cdot 10^{-3}}{D^2 \cdot l_i \cdot 60 \cdot n} = \frac{K_w 1 B_{\delta \max} \cdot A_1}{8,6 \cdot 10^3} \quad \text{II.1}$$

A1 : Densité linéaire de courant au périphérique de l'induit tel que : elle caractérise l'utilisation électrique de la machine.

$$A_1 = \frac{2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot I_1}{D \cdot \pi} \quad \text{II.2}$$

Pour déterminer les dimensions principales de la machine, on part de sa puissance apparente. En désignant par P_u la puissance utile (W), le rendement η et le facteur de puissance par $\cos\phi$, la puissance apparente P_s en VA est exprimée par :

$$P_s = \frac{P_u}{\eta \cdot \cos\phi} \quad \text{II.3}$$

D'autre côté on a :

$$P_s = m_1 \cdot V_1 \cdot I_1 \quad \text{II.4}$$

$$f_1 = P \cdot n \quad \text{II.5}$$

Où, dans l'hypothèse d'un champ sinusoïdal :

$$V_1 \approx 4,44 f_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1} \cdot \Phi \quad \text{II.6}$$

Et le flux maximal :

$$\Phi_{\max} = \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot B_{\delta \max} \quad \text{II.7}$$

Le pas polaire est :

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2P} \quad \text{II.8}$$

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{P} \quad \text{II.9}$$

II.3.4.3 Calcul des dimensions géométriques principales du rotor et stator

➤ Choix des encoches

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

- De la tension de service ;
- De la puissance ;
- Du type de 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 ai 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 égales à 0.7 pour des machines de faibles puissances.

Pour le rotor à cage d'écureuil l'enroulement en cuivre ou en aluminium est formé de barres court-circuitées par des anneaux. Les encoches sont rondes ou rectangulaires, Selon la technique d'exécution et la caractéristique demandée :

- ✓ Simple cage ;
- ✓ Double cage ;
- ✓ Cage à effet pelliculaire.

A. Encoche du stator

Soit Z_1 le nombre d'encoches du stator où :

$$Z_1 = 2 \cdot p \cdot q \cdot m_1 \quad \text{II.10}$$

Z Permet la détermination du nombre d'encoches par pôle et par phase q , sachant que le nombre de paires de pôles p et le nombre de phases m sont définis: $q = \frac{Z_1}{2Pm_1}$

Le nombre q est un paramètre fondamental pour la machine, car il intervient dans le coefficient de distribution K_d .

B. Encoche du rotor

Pour le choix du nombre d'encoches rotorique Z_2 , il n'existe aucune théorie. Cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais ou résultats pratiques pour le choix de Z_2 en fonction du nombre de paires de pôles p et du nombre d'encoches statorique Z_1 .

Ces tableaux sont établis pour atténuer les vibrations et assurer une bonne caractéristique Mécanique de la machine, [17].

	P=2						
Z₁	24	36	48	60	72	84	96
Z₂	18, 30	30, 48	38, 58	50, 74	58, 62 82 ,86 90	70, 90 94, 98 102	78, 110 114, 118

Tableau II.1 : Nombre d'encoches rotorique.

C. L'entrefer

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand est également avantageux pour ce qui est des pertes supplémentaires dans le fer. Produites par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieurs.

En revanche, eu égard au courant magnétisant (facteur de puissance), l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible, [18].

D. Type et choix de l'enroulement de la machine

Comme déjà mentionner dans le chapitre précédent. le choix du type d'enroulement a un effet sur le choix du type d'encoche, [19].

facteur de bobinage

$$K_{W1} = K_{P1} \cdot K_{d1} \quad \text{II.11}$$

K_{W1} : facteur de bobinage

K_{d1} : Facteur de distribution

K_{p1} : Facteur de raccourcissement

Facteur de distribution

Il est définit par :

$$K_{d1} = \frac{\sin \left(q \frac{\pi}{2m} \right)}{q \sin \left(\frac{\pi}{2mq} \right)} \quad \text{II.12}$$

Facteur de raccourcissement

Il est définit par :

$$K_{p1} = \sin \left(\beta y \frac{\pi}{2} \right) \sin \left(y \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{II.13}$$

Y : ordre d'harmonique.

Généralement, on adopte le pas relative $\beta = \tau_p - \frac{\tau_p}{6}$ parce que la diminution de K_{p1} engendre une augmentation du nombre de spires N_1 et de la dispersion, [20].

II.3.4.4 Calcul de la FMM

Le calcul de la F.M.M s'effectue de la manière suivante:

Connaissant la valeur de β_δ et les dimensions du moteur on calcule le flux Φ par pôle, on peut déterminer aisément les valeurs de l'induction B_i et du champ magnétique H_i dans chaque tronçon par conservation du flux, [21]:

$$B_i = \frac{\Phi_i}{S_i} \quad \text{II.14}$$

Lorsque la saturation de la dent n'est pas forte ($< 1,8 \text{ T}$) on peut admettre que le flux entièrement $\Phi_{\tau\max}$ passe par la dent. On a alors :

$$B_i = \frac{\Phi_{\tau\max}}{S_i} = \frac{L_i}{K_{Fe} L_{Fe} Z_Y} B_{\delta\max} \quad \text{II.15}$$

$$B_i = \frac{\Phi_i}{S_i} \quad H_i = \frac{B_i}{\mu_i} \quad \mu_i = \mu_0 \mu_r$$

Le passage à la valeur de H_i pour chaque tronçon se fait à travers de la courbe de première aimantation des tôles constituant le circuit magnétique de la machine, [21].

La valeur du champ H_i multipliée par la longueur du tronçon l_i , nous donne la valeur de la chute de tension magnétique $F. M. M_i$ pour chaque tronçon.

On aura la F.M.M totale du circuit magnétique:

$$F_T = \sum_{i=1}^n H_i \cdot L_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots F_N = N \cdot I \quad \text{II.16}$$

a) Calcul de la F.M.M dans l'entrefer

L'entrefer constitue le premier pas de calcul de la F.M.M, puisque l'on prend pour base de calcul l'induction B_δ ou le flux Φ_δ dans celui-ci, et le fait que la chute de potentiel dans l'entrefer est le plus important dans la machine.

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est proportionnelle au champ magnétique H_δ et à l'épaisseur de l'entrefer δ :

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta = \delta \frac{B_\delta}{\mu_0} \quad \text{II.17}$$

Tel que :

$$B_{\delta} = \frac{\phi_{\delta}}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad \text{II.18}$$

On note que S_{δ} la surface virtuelle traversée par le flux et que cette dernière est proportionnelle à la longueur virtuelle L_i et à l'arc polaire virtuel L_i .

$$S_{\delta} = L_i b_i \quad \text{II.19}$$

Notons que pour les petites machines n'exigent pas de canaux de ventilation. Donc la longueur L_i est égale à la longueur effective du paquet de tôles L_a .

b) Chute de potentiel magnétique dans les dents

Lorsque la saturation dans les dents n'est pas forte on peut admettre que, avec suffisamment d'exactitude, tout le flux correspondant à un pas dentaire passe par la dent, Dans ce cas B_{hz} l'induction dans la dent doit être inférieure à 1.8T.

Lorsque l'induction est très grande $B_{z1} > 1.8T$ le calcul précédent n'est plus valable. Dans ce cas on considère qu'une partie seulement du flux correspondant à un pas dentaire passe par l'encoche.

Dans le cas général de calcul des machines électriques, on n'a pas intérêt d'avoir une saturation très forte qui augmenterait le courant à vide et provoquerait un échauffement exagéré de la machine, on a intérêt à avoir $B_{zy} > 1.8T$ On supposerait dans ces conditions que tout le flux passe par la dent, pour calculer le champ magnétique dans cette dernière, on doit la diviser en plusieurs sections, déterminer le champ dans chaque section et faire la somme des chutes de potentiels magnétiques:

$$F_z \int_0^{hz} H_{zy} dl_z \quad \text{II.20}$$

Cependant dans la pratique, en utilisant la règle de simpson qui donne des résultats meilleurs. Sachant qu'on subdivise la dent en trois parties, l'intensité moyenne du champ est calculée comme suit :

$$H_{zmoy} = \frac{1}{6} (H_{zmin} + 4H_{zmed} + H_{zmax}) \quad \text{II.21}$$

H_{zmin} : La valeur du champ minimum dans la dent;

H_{zmid} : La valeur du champ médian;

H_{Zmax} : La valeur du champ maximum.

La valeur de la chute de potentiel magnétique F_Z dans la dent est :

$$F_Z = h_Z \cdot H_{Zmoy} \quad \text{II.22}$$

h_Z : Hauteur de la dent.

Ce résultat est valable aussi bien pour le rotor que pour le stator. On refait les mêmes calculs pour les deux parties tout en considérant les caractéristiques de chacune d'elles.

✚ Coefficient de saturation

Le coefficient de saturation K_S est défini par :

$$K_S = \frac{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}}{F_\delta} > 1 \quad \text{II.23}$$

c) Chute de tension magnétique dans la culasse

Lorsqu'on suppose le flux est uniformément réparti dans la section droite dans la culasse, l'induction magnétique dans celle-ci est donnée sous la formule suivante :

$$B_{ji} = \frac{\Phi}{2K_{fe} L_{fe} H_{ji}} \quad \text{II.24}$$

B_{ji} : Induction dans la culasse statorique $i=1$ ou rotorique $i=2$;

h_{ji} : Epaisseur de la culasse ;

✚ Ligne de parcours moyenne pour les lignes d'induction dans les culasses.

• Rotorique

On prend pour la ligne de parcours moyenne:

$$h_{Z2} = \frac{D - 2\delta - 2p_t - h_{j2}}{2P} \cdot \pi \quad \text{II.25}$$

h_{j2} : Epaisseur de la culasse rotorique ;

h_{Z2} : Profondeur de l'encoche rotorique ;

P_t : Pont rotorique.

• Statorique

$$l_{j1} = \frac{D+2h_{z1}+h_{j1}}{2P} \cdot \pi \quad \text{II.26}$$

h_{j1} : Profondeur (ou hauteur) de l'encoche statorique

h_{z1} : Epaisseur de la culasse statorique.

La chute de potentiel magnétique dans la culasse rotorique ou statorique serait alors égal à

$$F = H_{ji} l_{ji} \quad \text{II.27}$$

La valeur H_{ji} est tirée par la caractéristique magnétique du fer utilisé après avoir calculer B_{ji} .

Coefficient de forme de la courbe d'induction

Par définition le coefficient de forme K_f représente le rapport de la valeur efficace de l'induction dans l'entrefer à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer aussi.

$$K_f = \frac{\beta_{\delta \text{ eff}}}{\beta_{\delta}} \geq 1 \quad \text{II.28}$$

Facteur de carter (correction de l'entrefer)

C'est le rapport d'épaisseur de l'entrefer à la valeur d'épaisseur de l'entrefer fictif δ' :

$$\frac{\delta'}{\delta} = K_C > 1 \quad \text{II.29}$$

Nombre de spires N_1 par phase du primaire

Dans le cas d'une induction sinusoïdale on peut écrire :

$$N_1 = \frac{V_1 \frac{1}{1+\sigma_{H1}}}{4K_f \cdot f_1 \cdot N_1 K_{w1} \cdot \Phi} \quad \text{II.30}$$

$\frac{1}{1+\sigma_{H1}}$ désigne le coefficient de dispersion de Heyland du primaire, est obtenu à partir d'un diagramme. On remarque sur ce diagramme que l'augmentation du nombre de paire de pôles engendre une augmentation de dispersion.

Après le calcul des inductions, on déduit les valeurs des champs magnétiques relatifs à chaque tronçon, ce qui nous permet de calculer les chutes de potentiel magnétique :

$$F_{\delta} = K_C \cdot \delta \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \quad \text{II.31}$$

$$F_{Z1} = H_{Z1} \cdot h_{Z1} \quad \text{II.32}$$

$$F_{Z2} = H_{Z2} \cdot h_{Z2} \quad \text{II.33}$$

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot h_{j1} \quad \text{II.34}$$

$$F_{Z2} = H_{Z2} \cdot h_{Z2} \quad \text{II.35}$$

La F.M.M totale est égale à la somme des chutes de potentiel magnétique:

$$F_{\text{tot}} = 2F_{\delta} + 2F_{Z1} + 2F_{Z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad \text{II.36}$$

Avant de déterminer la chute de potentiel dans les culasses, il faut calculer la valeur de K_s , et la comparer avec la valeur de K_s celle choisi au préalable. Si ces valeurs sont différentes, on prend la valeur intermédiaire moyenne et on refait les calculs jusqu'à l'égalité des deux valeurs, ce qui permet d'avoir les trois coefficients:

K_s , K_f et α_i Coefficients qui seront utilisés par la suite dans nos calculs.

❖ Courant magnétisant

II est exprimé comme suit :

$$I_m = \frac{PF_{\text{tot}}}{0,9m_1 N_1 K_{w1}} \quad \text{II.37}$$

❖ Courant de barre et anneau de court- circuitage

Le courant I_2 est calculé à partir de la puissance mécanique:

$$I_2 = \frac{P_u + P_{ft+vt} + P_{\text{sup}}}{m_2 E_2 (1-g)} \quad \text{II.38}$$

La cage d'écureuil à Z_2 barres peut être représentée comme un enroulement polyphasé avec un nombre de paires de pôle égal à celui du primaire et avec Z_2 phases, soit $Z_2 = m_2$ le facteur de bobinage $K_{w2} = 1$ et le nombre de spire secondaire par phase $N_2 = \frac{1}{2}$

Et le courant d'anneau en court-circuit :

$$I_{\text{an}} = \frac{I_2}{2 \sin(\frac{\pi p}{Z_2})} \quad \text{II.39}$$

II.3.4.5 Dispersion

II est très difficile de calculer la dispersion avec exactitude car pour cela il faut des formules qui établissent des relations exactes avec les différents paramètres. Cependant

il existe des formules qui donnent des résultats avec une bonne approximation dans la pratique et qui s'approche assez de la réalité.

Pour obtenir les formules à employer dans le calcul des inductances et des réactances de fuite des machines électriques, on décompose le flux total de dispersion en quatre flux partiels [22]:

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

i. Dispersion d'encoche

La dispersion d'encoche est due au flux de fuite qui se ferme autour de l'encoche en traversant l'encoche, qui ne participe pas au flux commun, soit :

$$\lambda_{\sigma Z} = \frac{h_1}{3b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad \text{II.40}$$

Pour une encoche trapézoïdale on prend b_z à la tête de la dent.

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

$$\lambda_{\sigma Z} = 0,66 \frac{h_4}{b_4} \quad \text{II.41}$$

Dans le cas de l'encoche ronde fermée $\lambda_{\sigma Z} = 0,66$

Et la perméance d'encoche est donnée par :

$$\Lambda_{\sigma Z} = \mu_0 L_Z \lambda_{\sigma Z} \quad \text{II.42}$$

ii. Réactance de fuite différentielle

Pour le stator :

$$\Lambda_{\sigma d1} = \frac{m_1}{8\pi^2} \tau_p l_i \frac{\mu_0}{k_c k_s} \sum \frac{k_{wv}}{v} \quad \text{II.43}$$

Pour le rotor :

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0 \frac{Z_2}{2p m_1} \frac{m_1}{\pi^2} \frac{\tau_p l_i}{k_c k_s \delta} \sum v \left(\frac{1}{(2Z_2 \frac{v}{2p}) + 1} \right)^2 \quad \text{II.44}$$

iii. Réactance de fuite des têtes de bobines

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

$$X_{\sigma b} = 12,56f \frac{N^2}{p} \Lambda_{\sigma b} \quad \text{II.45}$$

iv. Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma 1} I_m}{V_1 - X_{\sigma 1} I_m} \quad \text{II.46}$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma 2}}{X_m} \sigma_{H1} \quad \text{II.47}$$

II.3.4.6 Les pertes

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

- ✚ Pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre;
- ✚ Pertes dans le fer (Hystérésis, courant de Foucault et pulsation du flux);
- ✚ Pertes par frottement et ventilation, qui sont très petites par rapport aux autres pertes.

Les pertes les plus fondamentales et les plus dominantes dans une machine électrique, sont les pertes Joule et les pertes fer. L'étude des pertes et celle du rendement sont étroitement liées. Les moteurs électriques avec rendement élevé peuvent être relativement petits. En d'autres termes, un rendement élevé correspond à une densité de puissance élevée. À une vitesse réduite, le rendement est critique, ceci est dû au fait que la plupart des entraînements électriques fonctionnent la plupart du temps avec 40% à 80% de la vitesse nominale, [23].

1) Pertes dans le cuivre ou pertes Joules de la machine

❖ Dans le stator

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

$$P_{jr1} = m_1 R_1 I_1^2 \quad \text{II.48}$$

La résistance statorique par phase est:

$$R_1 = \rho \frac{L_{tot}}{S} \quad \text{II.49}$$

❖ Dans le rotor

Les pertes dans le cuivre pour le secondaire sont :

$$P_{jr2} = m_2 R_2 I_2^2 \quad \text{II.50}$$

$$R_2 = R_{bar} + \frac{2R_{an}}{4 \sin \frac{2\pi p}{z_2}} \quad \text{II.51}$$

Résistance d'une barre ;

$$R_{bar} = \rho \frac{L_{ar}}{S_{ar}} \quad \text{II.52}$$

Résistance de l'anneau.

$$R_{\text{ban}} = \rho \frac{L_{\text{an}}}{S_{\text{an}}} \quad \text{II.53}$$

2) Pertes dans le fer

Les pertes dans le fer se composent principalement des pertes par Hystérésis et des pertes par courants de Foucault,

❖ Pertes par hystérésis

Les pertes par Hystérésis représentent l'énergie nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer [24]. Ces sont proportionnelles à:

- ✚ L'aire du cycle d'hystérésis;
- ✚ Aux nombres de cycles d'aimantation.

L'équation de RICHTER nous permet de calculer ces pertes:

$$P_h = a. b. B_{\text{max}} + b. f B_{\text{max}}^2 \quad \text{II.54}$$

B_{max} : Désigne l'induction maximale dans le fer. En pratique on néglige souvent le premier terme en puissance devant le terme en puissance deuxième. On peut ainsi écrire avec suffisamment d'exactitude :

$$P_h = K_H \cdot f B_{\text{max}}^2 10^{-2} \quad \text{II.55}$$

K_H : Représente une constante du matériau utilisé.

Pour améliorer les caractéristiques d'une machine électrique, il est important de choisir un matériau ferromagnétique qui possède un coefficient de pertes faible, ce qui réduit considérablement les pertes par Hystérésis.

❖ Pertes par courants de Foucault

L'aimantation cyclique alternative engendre des courants induits dans le fer, ces courants sont appelés courants de Foucault. 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 :

$$P_W = K_W (S_t f B_{\text{max}}^2)^2 10^2 \quad \text{II.56}$$

❖ Pertes dans la culasse

Les formules générales, pour le calcul des pertes par Hystérésis, ne tiennent pas compte de l'influence de la répartition du champ dans la culasse. Pour tenir compte de ce phénomène, on multiplie la formule des pertes par Hystérésis par un coefficient K_j .

Pour les mêmes considérations de calcul des pertes par courants de Foucault, la formule générale est multipliée par un coefficient K_{Wj} pour tenir compte de la répartition du champ dans la culasse.

$$P_W = K_W \cdot (S_t \cdot f \cdot B_{\max}^2)^2 \cdot m_j \cdot K_{Wj} \cdot 10^2 \quad \text{II.57}$$

On remarque ainsi, que pour minimiser les pertes par courants de Foucault, il faut non seulement réduire l'épaisseur des tôles, mais tenir compte aussi du travail des tôles et des contraintes mécaniques. Il faut réduire aussi l'épaisseur de la culasse statorique sans atteindre une grande saturation.

❖ Pertes dans les dents

Les pertes par Hystérésis dans la zone dentaire statorique des machines électriques sont égales à:

$$P_{hZ} = K_H \cdot f \cdot B^2 \cdot m_Z \cdot 10^2 \quad \text{II.58}$$

Les pertes par courants de Foucault dans les dents s'écrivent:

$$P_{WZ} = K_W \cdot (S_t \cdot f \cdot B^2)^2 m_Z \cdot 10^2 \quad \text{II.59}$$

3) Pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents

Les pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents sont faibles dans les petites machines à faible puissance. Elles dépendent de l'ouverture d'encoche des deux parties de la machine et sont estimées à 0,5% de P_u .

II.4. Application à la machine type DIN-IEC 34-T2

Après avoir exposé la méthode de conception et d'identification géométrique de la machine asynchrone à cage, Cette méthodologie est appliquée sur une machine expérimentale dont les caractéristiques sont données sur le Tableau suivant:

Cahier de charge	Symbole	Unité	Grandeurs
Puissance utile	Pu	kW	2.2
Courant absorbé	I₁	A	5.3
Tension nominale	V	V	220
Vitesse	N₁	trs /mn	1425
Type de protection	IP		44
Poids	M	Kg	22
fréquence	f₁	Hz	50

Tableau II. 2: Plaque signalétique de la machine étudiée

II.4.1. Programme de conception développé

Selon la structure de la Figure I.1, un programme sous Matlab a été développé. La première étape du programme de conception consiste à définir le cahier des charges en déterminant les différents points de fonctionnements. Le choix de la structure de la machine dépend du cahier des charges et de l'application à laquelle est destinée cette machine. On calcule les dimensions géométriques des machines à l'aide des lois de conservation du flux dans différentes parties de la machine en utilisant des équations analytiques.

Généralement, la méthode de conception est un processus itératif qui sert à comparer les différentes solutions possibles. Dans la deuxième étape on estime le niveau de saturation des circuits magnétiques du moteur et les inductions dans les différentes parties pour calculer les pertes magnétiques et les pertes par effet Joule.

Ensuite les paramètres du schéma équivalent sont calculés. Ceci permet d'obtenir le couple que le moteur peut fournir et le courant qu'il peut absorber. Enfin on peut ainsi évaluer le rendement dans toutes les conditions de fonctionnement, [11].

L'exécution du programme développé permet d'obtenir le fichier de résultats suivant :

```

*****
***** PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT *****
***** MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL *****
*****
***** FICHE DES RESULTATS *****
*****
***** DONNEES DU CAHIER DES CHARGES *****
*****
Puissance Utile (W)                Pu                .. 2200.00
Tension Simple de Phase (V)       V1                .. 220.00
Nombre de Phases de la Machine m1 m1                .. 3.00
Frequence Alimentation (Hz)       fs                .. 50.00
Nombre de Paires de Poles          p                 .. 2.00
Vitesse du Champ Tournant (trs/s) ns                .. 25.00
Rendement Estime                   Eta                .. 0.82
Facteur de Puissance Estime        Cosfie           .. 0.82
Coefficient de Dispersion Estime   Kdisp           .. 0.98
Puissance Absorbée par la Machine (W) Pabs           .. 2683
Courant de Phase de la Machine (A) I1                .. 4.957
Puissance Interne Apparente (VA)   Si              .. 3199.9
Const.Forme Induction Non Sinusoïdale Kfind           .. 4.000

```

Facteur Forme induction dans Entrefer	Kf	.. 1.085
Facteur Forme induction dans Entrefer	Kf	.. 1.067
Facteur Forme induction dans Entrefer	Kf	.. 1.066
Coefficient de Recouvrement du Pole	Kfnp	.. 0.700
Coefficient de Recouvrement du Pole	Kfnp	.. 0.747
Coefficient de Recouvrement du Pole	Kfnp	.. 0.750
Facteur de Geometrie Estime Machine	Landae1	.. 1.250
Densite Courant Lineaire Estimee(A/m)	A1	.. 22500
Induction magnet.Estimee Entrefer(T)	Bd	.. 0.850
Longueur virtuelle estimee (m)	Lie	.. 0.097
Pas Polaire estime (m)	Taue	.. 0.078
Coef.Utilisation estime minimum	Cest1	.. 2.239
Entrefer Estime (m)	Deltae	.. 0.00033
Effort Tangentiel Apparent Estime(N/m ²)	Sigmae	.. 13614.1
Nombre Encoche/Pole et /Phase	q1	.. 3
Fact.distribution Onde fondamentale	Kd1	.. 0.960
Coefficient de raccourcissement	Kp1	.. 1.000

***** PARTIE UNE *****

***** 01 -- CALCULS PRELIMINAIRES *****

Coefficient de Enroulement	Kw1	.. 0.960
Nombre Encoches de la machine	Z1	.. 36

***** 02 -- DIMENSIONS GEOMETRIQUES *****

Determination du Diametre(m)	D1	.. 0.09900
Calcul Pas Polaire (m)	Tauc1	.. 0.07775
Longueur virtuelle (m)	lic	.. 0.09719
Calcul du Facteur de Geometrie	Landac1	.. 1.250
Calcul du Coefficient de Utilisation	Ccal1	.. 2.239

***** PARTIE DEUX *****

***** DIMENSIONNEMENT DU STATOR *****

Surface du Pas Polaire(m ²)	Spp1	.. 0.00756
Nombre de Spires Par Phase	Nsph11	.. 229.7
Nombre de Spires choisies Par Phase	NsphCh11	.. 240
Nombre total de Conducteurs du stator	z1	.. 1378
Nombre Conducteurs/encoche du stator	Nz1	.. 40

Induction Recalculee dans Entrefer(T)	Bdr	.. 0.814
Induction Recalculee dans Entrefer(T)	Bdr	.. 0.776
Induction Recalculee dans Entrefer(T)	Bdr	.. 0.774
Entrefer Delta--Machines Asynchrone(m)	Deltac1	.. 0.00033
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	FluxU	.. 0.00430
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	FluxU	.. 0.00438
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	FluxU	.. 0.00438
Coefficient de Dispersion	SigH1	.. 0.02249
Flux Total (Wb)	FluxT	.. 0.00440
Densite lineaire (A/m)	A1c	.. 24661

***** 02 -- Dimensionnement Enroulement Statorique *****

Densite du Courant Statorique (A/mm ²)	Jcond1	.. 5000000
Epaisseur isolant du Conducteur (mm)	Episcd	.. 0.00004
Epaisseur Gaine Protection Bobine Fer(m)	EpG	.. 0.00050
Jeu entre conducteurs gaine isolation(m)	Jeu	.. 0.00050
Epaisseur des Calles (m)	EpCal	.. 0.00050
Largeur Encoche (m)	LEnc	.. 0.00609
Profondeur Encoche (m)	PEnc	.. 0.01505
Epaisseur Gorge Encoche (m)	EpgorZd1	.. 0.00200
Resistivite Enroulement Stator(Ohm.m)	Rho1	.. 2.16e-008
Densite Volumique du Cuivre (kG/m ³)	GamaCu1	.. 8890
Densite Volumique du Fer (kG/m ³)	GamaFe1	.. 7600
Induction Estimee dans Culasse(T)	BCul1	.. 1.300
Coefficient Remplissage(Foisonnement)	Kr	.. 0.900

***** 03 --Dimensionnement des encoches statoriques *****

Section Enroulement Statorique (mm ²)	Scond1	.. 9.91e-007
Diametre Conducteur (mm)	Dcond1	.. 0.00112356
Diametre Normalise Choisi (mm)	Dnorcd1	.. 0.00116356
Largeur Normalisee Choisi (mm)	Lnorcd1	.. 0.00099573
Hauteur Normalisee Choisi (mm)	Hnorcd1	.. 0.00099573
Section Normalisee (m ²)	Snorcd1m	.. 9.91e-007
Largeur Conducteur isole (mm)	Lcdis	.. 0.001
Hauteur Conducteur isole (mm)	Hcdis	.. 0.001
Section Conducteur isole (m ²)	Scdism	.. 1.07e-006
Pas dentaire Statorique (m)	Pdz1	.. 0.009
Profondeur Encoche Calculee (m)	PEnc	.. 0.015
Facteur de Remplissage Encoche	FREncm	.. 0.650

***** 04 -- Resistance par Phase du Stator *****

Coefficient Tete de Bobine	KTB	.. 2.000
Largeur Moyenne Tete de Bobine (m)	lf	.. 0.206
Long.Moy.(demi-Spire) Conduct.(m)	LmoyCond	.. 0.303
long.Totale Enroulement Stator (m)	LTCond1	.. 435.891
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	Rph1m	.. 3.165

***** 05 -- Reactance de Fuite Totale Par Phase du Stator *****

Permeance Zone Dent.Stator(Unite???)	PermZ1	.. 7.83e-008
Permeance Flux diff.Stator(Unite???)	PermD1	.. 5.26e-008
Permeance Tete Bobine Stator(Unite???)	PermB1	.. 7.4e-008
React.Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)	Xf1	.. 3.706

***** PARTIE TROIS *****

***** DIMENSIONNEMENT DU ROTOR *****

Nombre de Conducteurs Par Phase du Rotor	Nsph2	.. 0.5
Nombre Encoches du Rotor	Z2	.. 48
Nombre Encoches par Phase	Kq	.. 1
Coefficient de Racourcissement	Ks	.. 1
Coef Pertes Ventil.-Frottement (pcent)	KPVF	.. 0.0
Coef Pertes Superf.-Pulsat.Dents (pcent)	KPSup	.. 0.0
Glissement Estimé (pcent)	Glise	.. 0.060
Densite de Courant dans Anneau (A/mm ²)	JAn	.. 5000000
Resistivite Al. Enroul.Rotor(Ohm.m)	RhoAl2	.. 3.6e-008
Densite de Courant Barre (A/mm ²)	JBar	.. 5000000
Densite Volumique Aluminium (kG/m ³)	GamaAl2	.. 2700
Densite Volumique Fer Rotor (kG/m ³)	GamaFe2	.. 7600
Induction Culasse Rotorique (T)	BCul2	.. 1.105

***** 01 -- Dimensionnement de la Cage du Rotor *****

Pas Dentaire Rotorique (m)	TauZ2	.. 0.005
FEM a Vide de chaque Barre Rotorique (V)	E2Bar	.. 0.467
Pertes Vent. et Frottement (W)	PVF	.. 22.000
Pertes Supplementaires (W)	PSup	.. 22.000
Courant de Barre Rotorique (A)	IBar	.. 106.491
Courant dans Anneau Rotorique (A)	IAn	.. 407.929
Epaisseur Anneau Cage (mm)	EpAn	.. 0.007
Profondeur Anneau Cage (mm)	ProfAn	.. 0.012
Longueur moyenne Anneau (mm)	LAn	.. 0.287

***** 02 -- Calcul Resistance Equivalente par Phase du Rotor *****

Resistance Anneau a 75°C (Ohm)	RAn	.. 1.79e-006
Epaisseur Barre Cage (mm)	EpBar	.. 0.002
Profondeur Barre Cage (mm)	ProfBar	.. 0.009
Longeur Barre Cage (mm)	LBar	.. 0.112
Resistance de la Barre a 75°C (Ohm)	RBar	.. 0.000189
Resist.Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)	Rph2	.. 0.000202

***** 03 -- Calcul Reactance de Fuites Totale du Rotor *****

Permeance Zone Dentaire Rotorique	PermZ2	.. 1.6e-006
Permeance Flux differentiel Rotorique	PermD2	.. 2.6e-007
Permeance Tete de Bobine Rotorique	PermB2	.. 7.4e-008
Reactance Totale du Rotor (Ohm)	Xf2	.. 0.000305

***** PARTIE QUATRE *****

***** CALMCUL DU POIDS TOTAL DU MOTEUR *****

***** 01 -- Calcul du Poids Total du Stator *****

Epaisseur Culasse Stator (m)	EpCul1	.. 0.020
Diametre Exterieur Culasse Stator (m)	DExCul1	.. 0.175
Poids Fer Culasse du Stator (kG)	PFeCul1	.. 6.373
Poids Fer Zone dentaire du Stator(kG)	PFeZd1	.. 1.934
Pas de encoche (m)	TauEnc	.. 0.009
Facteur de Raccourcissement 11Enc/12Enc	FRac	.. 1.000
Poids de Cuivre du Stator (kG)	PCu1m	.. 3.842
Poids Total du Stator (kG)	PT1	.. 12.150

***** 02 -- Calcul du Poids Total du Rotor *****

Poids des Barres (kG)	PBar	.. 0.308
Poids des Anneaux Radiaux (kG)	PAn	.. 0.123
Poids du Fer Zone Dentaire Rotorique(kG)	PFeZd2	.. 1.079
Epaisseur de la Culasse Rotorique (m)	EpCul2	.. 0.023
Poids de la Culasse Rotorique (kG)	PCul2	.. 2.667
Diametre de Arbre (m)	Darbre	.. 0.034
Poids du Fer arbre (kG)	PfeAr	.. 2.951
Poids Total du Rotor Cage Radiale (kG)	PT2	.. 7.128

```
***** 03 -- POIDS TOTAL DU MOTEUR *****
*****
POIDS TOTAL DU MOTEUR (kG)                PTM                .. 22.768
PUISSANCE MASSIQUE DU MOTEUR (kW/kG)      PMASM               .. 0.097
```

```
*****
***** 04 -- INERTIE TOTALE DU MOTEUR *****
*****
*****
*****
*****
*****
FQASYRA7
```

```
***** FACTEUR de QUALITE ET RENDEMENT *****
***** MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL *****
*****
```

```
***** 01 -- Resistance Totale Ramenee au Stator *****
*****
Permeabilite du vide                      Mu0                .. 1.3e-006
Coef.de Reduction de la machine           Kred                .. 13265.4
Resist. Rotor Ramenee au Stator(Ohm)      Rr21                 .. 2.68339
Resist. Totale Ramenee au Stator(Ohm)      RTot                 .. 5.99919
```

```
*****
***** 02 -- Reactance Totale Ramenee au Stator *****
*****
Reactance Rotor Ramenee au Stator (Ohm)    Xf21                 .. 4.24567
Reactance Totale Ramenee au Stator (Ohm)    XfTot                .. 8.18948
```

```
*****
***** 03 -- FORCES MAGNETO-MOTRICES DANS LA MACHINE *****
*****
FMM dans la Zone Entrefer (At)             FmmDelta             .. 523.6
Induction B a 1/3 tete dent stator (T)     BdZ13                .. 1.745
FMM Zone Dentaire Statorique (At)          FmmZ1                .. 298.2
Induction recaluculee Culasse Stator (T)    BCulr1               .. 1.300
FMM dans la Zone Culasse Statorique (At)     FmmCul1              .. 93.3
Induction B 2/3 tete dent Rotor (T)         BdZ23                .. 1.532
FMM dans la Zone Dentaire Rotorique (At)     FmmZ2                .. 46.7
Induction recaluculee Culasse Rotor (T)      BCulr2               .. 1.105
FMM dans la Zone Culasse Rotorique (At)      FmmCul2              .. 18.1
FMM Totale/Paire de Poles (At)              FmmTot               .. 979.0
Coefficient de Saturation Total              KSATot               .. 1.664
Courant Magnetisant du Stator Im (A)         Im                   .. 3.139
Courant de Court Circuit Stator (A)          I1cc                 .. 23.151
```

Angle Dephasage Courant Court-Circuit	fiCC	.. 53.775
Couple de Demarrage Tstart (Nm)	Tstart	.. 24.6
Couple Nominal Tn (Nm)	Tn	.. 14.9

***** PARTIE SIX *****

***** CALCUL DU RENDEMENT *****

***** 01 -- PERTES TOTALES DANS LE FER *****

Pertes Dans le Fer du Stator (W)	PFerStat	.. 80.6
Pertes Dans le Fer du Rotor (W)	PFerRot	.. 17.1
PERTES TOTALES DANS LE FER (W)	PFerTot	.. 97.7

***** 02 -- PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX *****

Pertes Pulsation/Flux Fer du Stator(W)	Ppuls1	.. 0
Pertes Pulsation/Flux Fer du Rotor (W)	Ppuls2	.. 33.000
PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX (W)	PpulsTot	.. 33.000

***** 03 -- PERTES TOTALES -- CUIVRE DANS MACHINE *****

Pertes Cuivre Enroul. du Stator (W)	PCuivre1	.. 233.4
Pertes Cuivre Cage du Rotor (W)	PCuivre2	.. 110.1
PERTES TOTALES-CUIVRE DANS MACHINE (W)	PCuivreTot	.. 343.5

***** 04 -- PERTES TOTALES -- FROTTEMENT/VENTILLATION *****

Pertes Frottement/Ventil.(W)	PFrotVent	.. 22.0
------------------------------	-----------	---------

***** 05 -- SOMME DES PERTES DANS MACHINE *****

Somme des Pertes dans la Machine (W)	SumPer	.. 496.232
--------------------------------------	--------	------------

***** 06 -- RENDEMENT DE LA MACHINE *****

Rendement de la Machine en (pcent)	RendM	.. 0.816
------------------------------------	-------	----------

***** PARTIE SEPT *****

***** PARAMETRES POUR ELABORATION DU DIAGRAMME DU CERCLE *****

Courant actif a vide (A)	Iact0	.. 0.156
Courant a vide (A)	I0	.. 3.155
Angle de Dephasage a vide (Degre)	fi0	.. 87.171
Glissement Nominal 1 (pcent)	GliseN	.. 4.665
Facteur de Puissance Nominal	Cosfi	.. 0.824
Angle de Dephasage Nominal (Degre)	fi1	.. 34.506
Facteur de Puissance Maximal	CosfiMax	.. 0.760
Coef. de Surchage au Demarrage	CSurch	.. 4.9

***** PARTIE HUIT *****

***** CALCUL DE VERIFICATION DES PROPORTIONS *****

Produit Rendement Facteur de Puissance	PETAFP	.. 0.672
Rapport Courant a vide/Courant Nominal	RT1	.. 0.63636
Section Totale Conducteurs Stator (m²)	STotCond1	.. 0.00142772
Section Totale Conducteurs Stator (m²)	STotCond2	.. 0.00102231

***** PARTIE NEUF *****

***** DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT *****

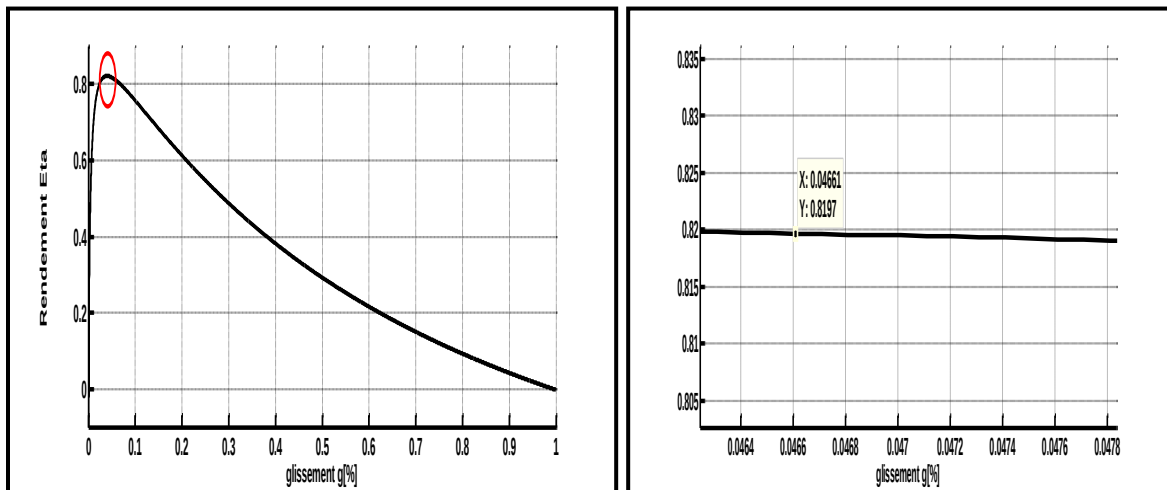
Inductance de Fuite Stator (H)	lsf1	.. 0.01180
Induct.Fuite Rotor Ramenee au Stator(H)	lfr21	.. 0.01288
Puissance Reactive a vide (VAR)	Q0	.. 2079.5
Inductance Propre Phase du Stator (H)	Ls1	.. 0.22225
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H)	M	.. 0.21046
Induct.Propriete Rot.Ramenee au Stator (H)	Lr21	.. 0.22333

L'examen des résultats du programme de conception à savoir rendement, couple nominal, couple de démarrage, ...etc. et leurs comparaisons avec celles du catalogue ($\eta = 82\%$) permet de conclure que l'approche de la méthode LIWSCHITZ donne des valeurs proches à ceux données par le constructeur malgré qu'elle est conditionnée par des courbes et des équations empiriques.

II.5. Eude des performances de la machine classique

II.5.1. Analyse statique

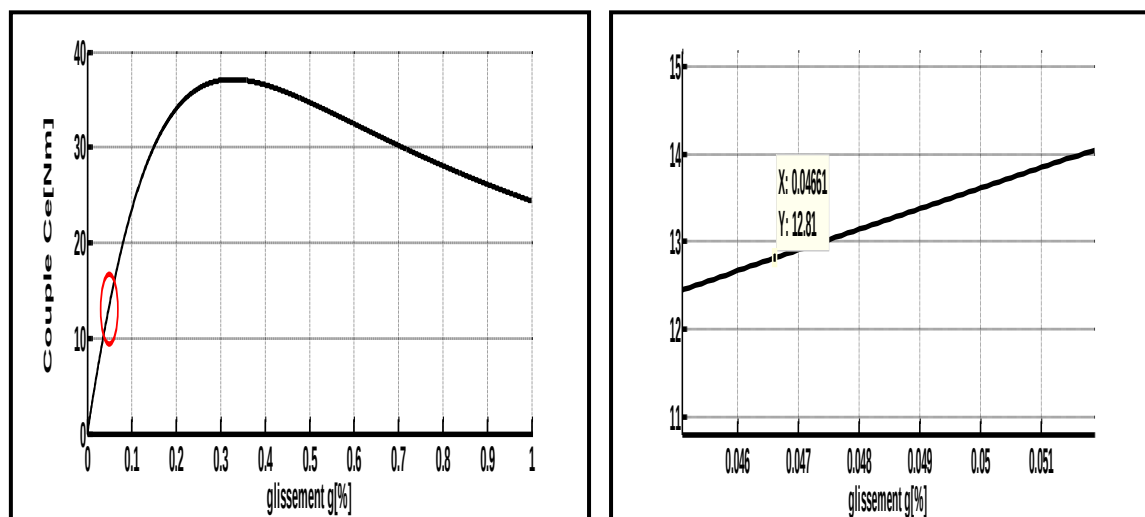
Utilisant les paramètres du schéma équivalent à fuites ramenée au stator, on peut dresser les déferentes caractéristiques de notre machine qui sont illustrées par les courbes ci-dessous.



a) Rendement en fonction du glissement.

b) Zoom au voisinage du point nominal.

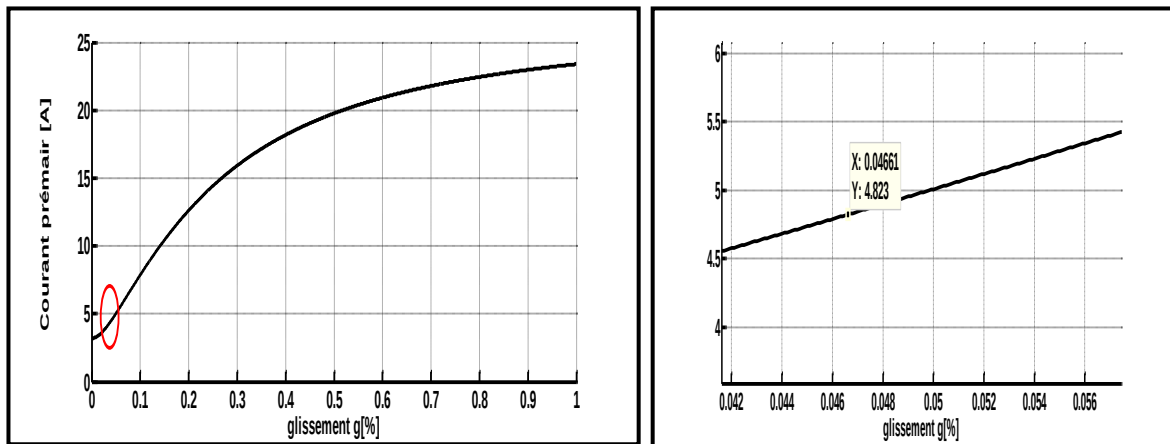
Figure II.3 : Caractéristiques du rendement en fonction de glissement.



c) Couple en fonction du glissement.

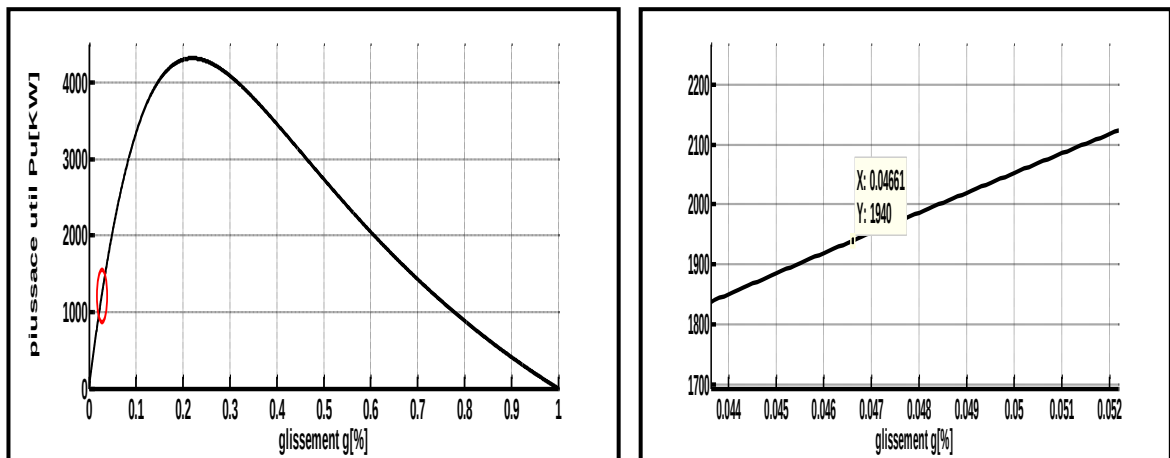
d) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.4 : Caractéristiques du couple en fonction de glissement.



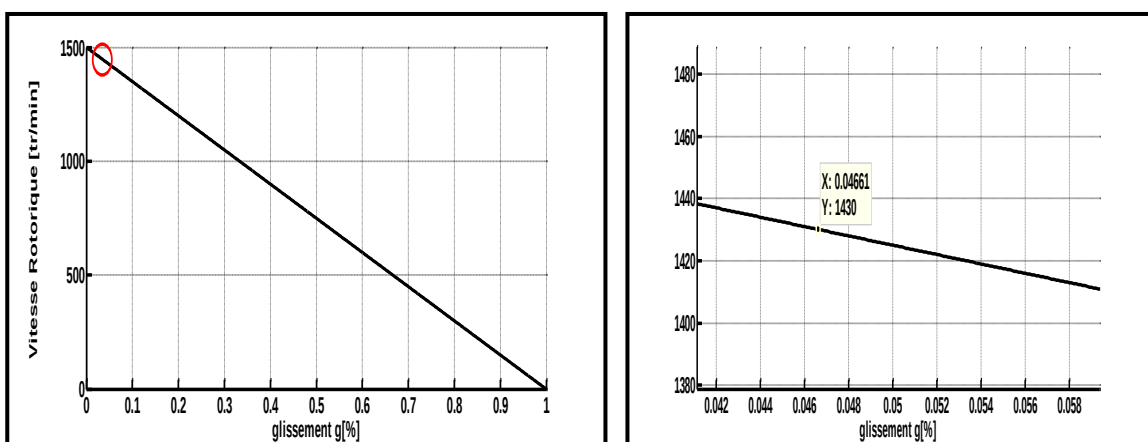
e) Courant en fonction du glissement.

f) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.5 : Caractéristiques du courant en fonction de glissement.

g) Puissance Utile en fonction du glissement.

h) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.6 : Caractéristiques de la puissance en fonction de glissement.

k) Vitesse rotorique en fonction du glissement.

r) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.7: Caractéristiques de la vitesse rotorique en fonction de glissement.

II.5.2 Analyse dynamique

La simulation d'une machine asynchrone en régime dynamique est un autre moyen très efficace pour la validation des résultats de la conception.

Utilisant le modèle analytique de la machine asynchrone, les résultats du programme de conception et les blocs simulink du logiciel MATLAB de figure (II) : On va vérifier le couple de démarrage, le couple maximal, le courant maximal et le couple nominal (charge nominale).

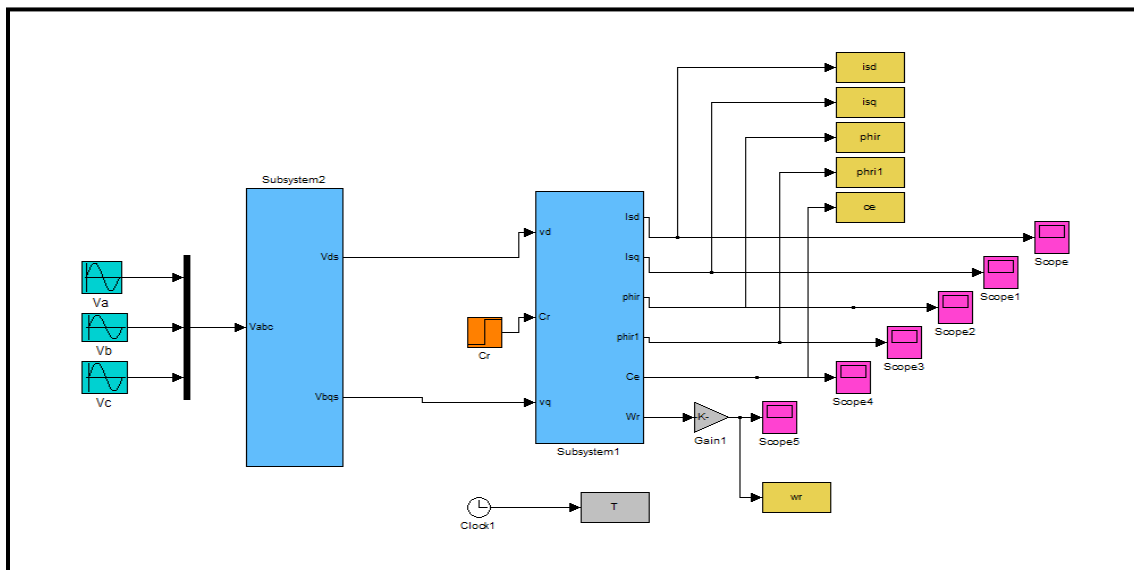


Figure II.8: Schéma fonctionnel du banc d'essai par simulation.

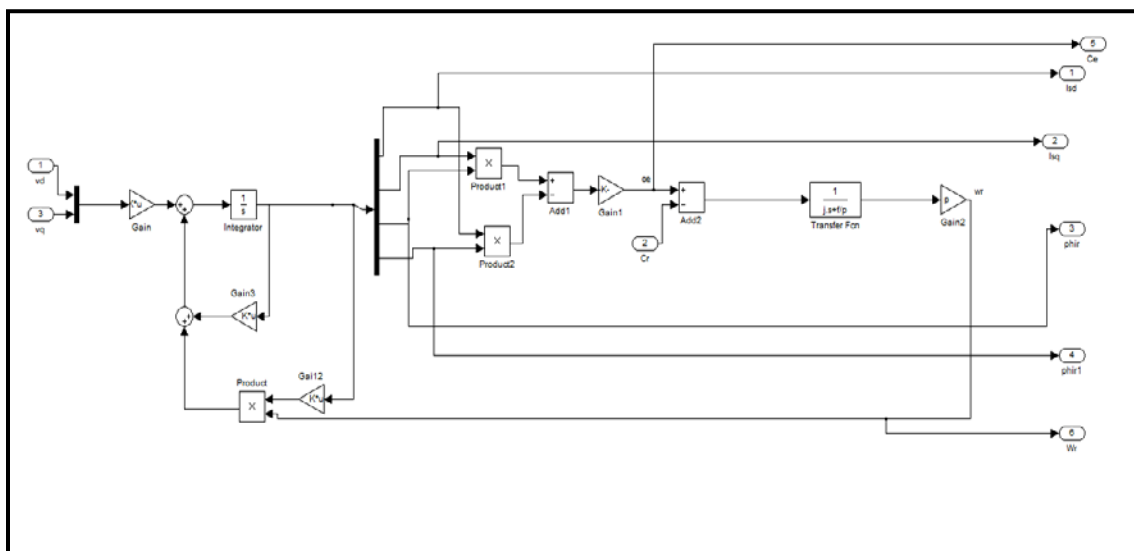
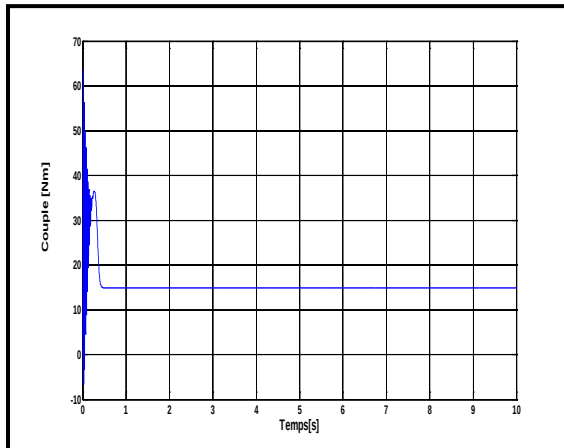
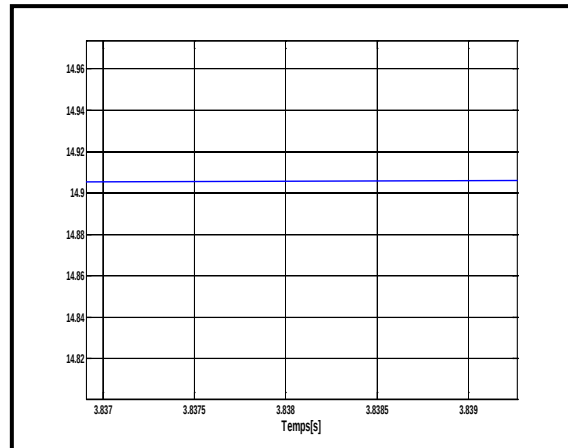


Figure II.9 : Détail du bloc subsystem.

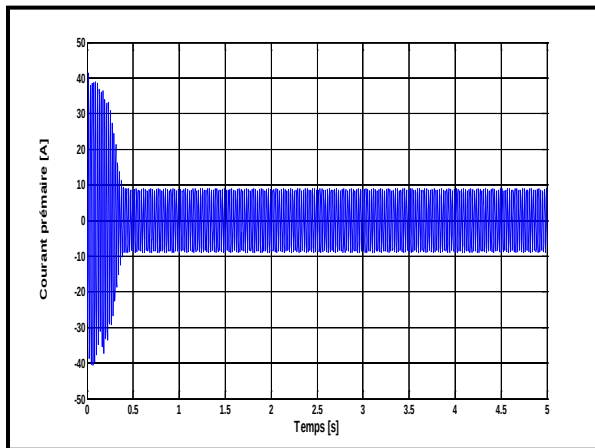
1. Test sur couple nominal



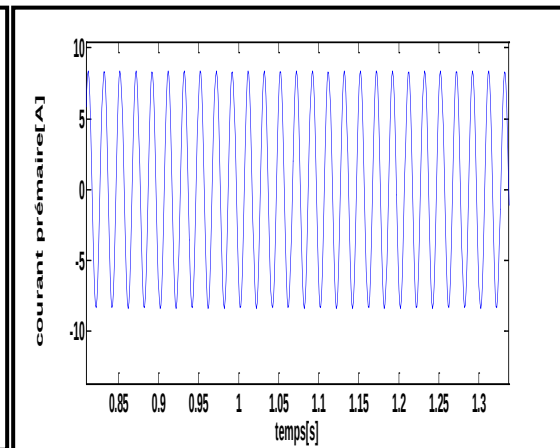
a) Couple nominale en fonction du temps.



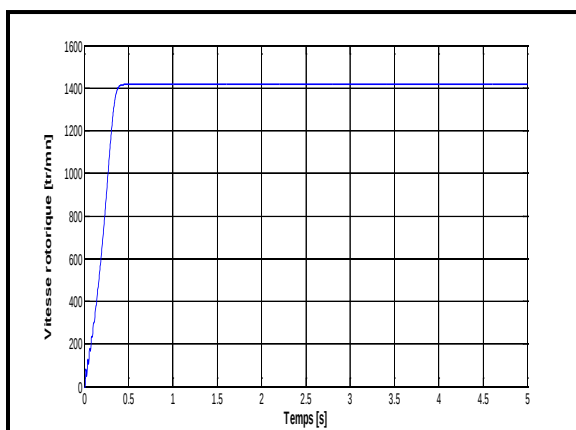
b) Zoom



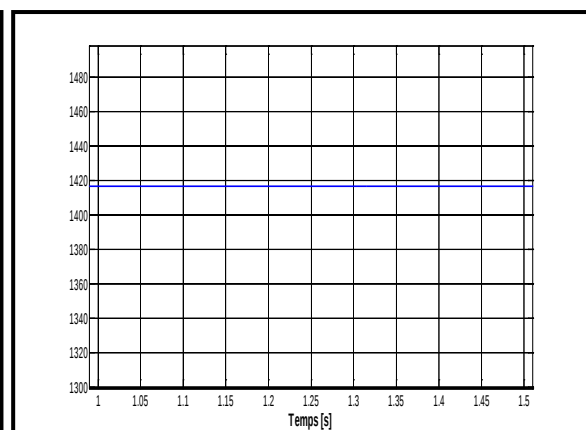
c) Courant primaire en fonction de temps.



c) Zoom



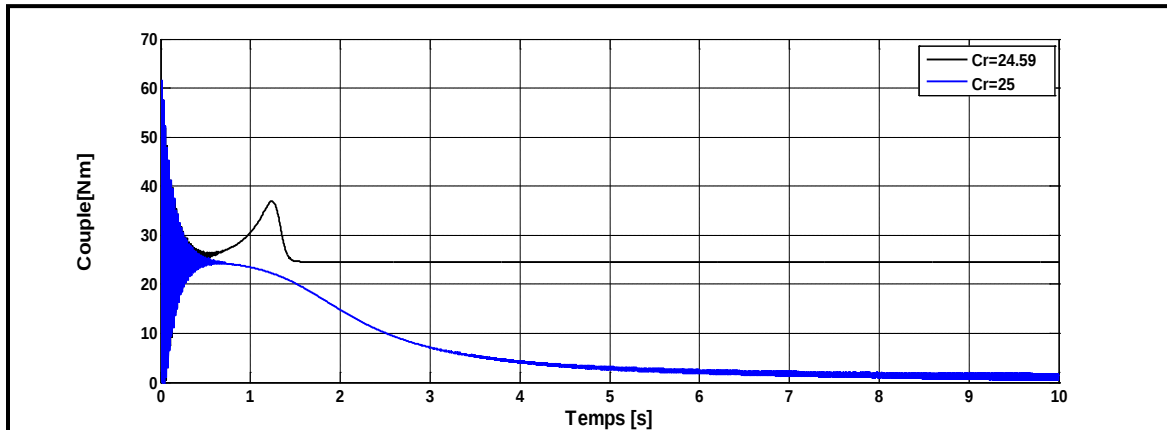
d) Vitesse rotorique en fonction du temps.



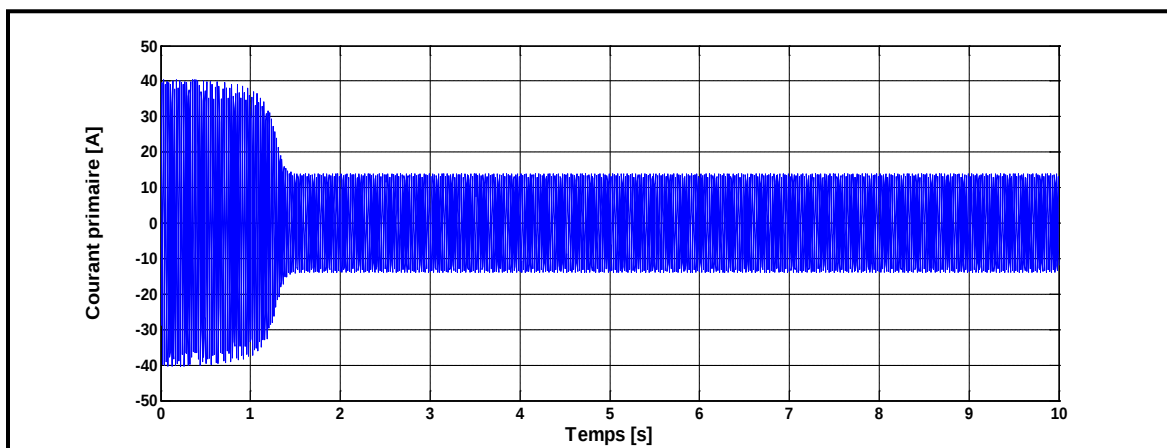
e) zoom

Figure II.10 : résultats de la simulation de la machine pour test sur le couple nominal.

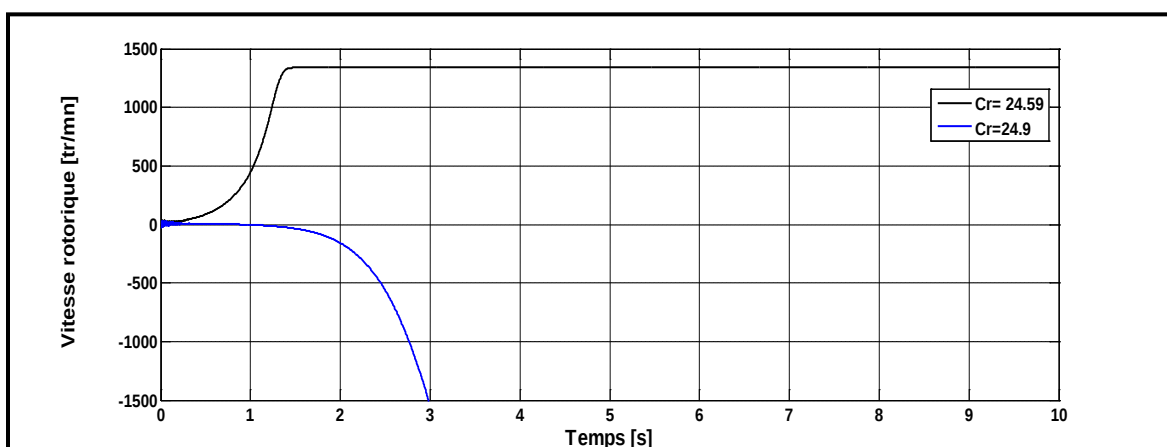
2. Test sur le couple de démarrage



a) Couple en fonction du temps.



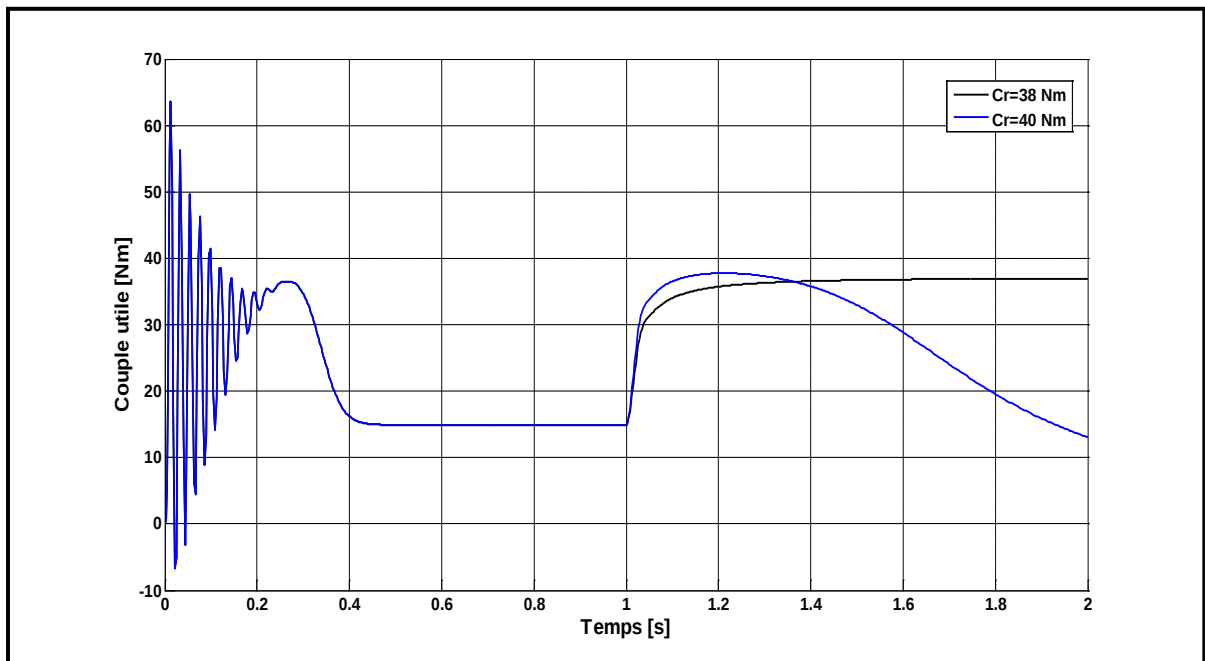
b) Courant primaire en fonction du temps.



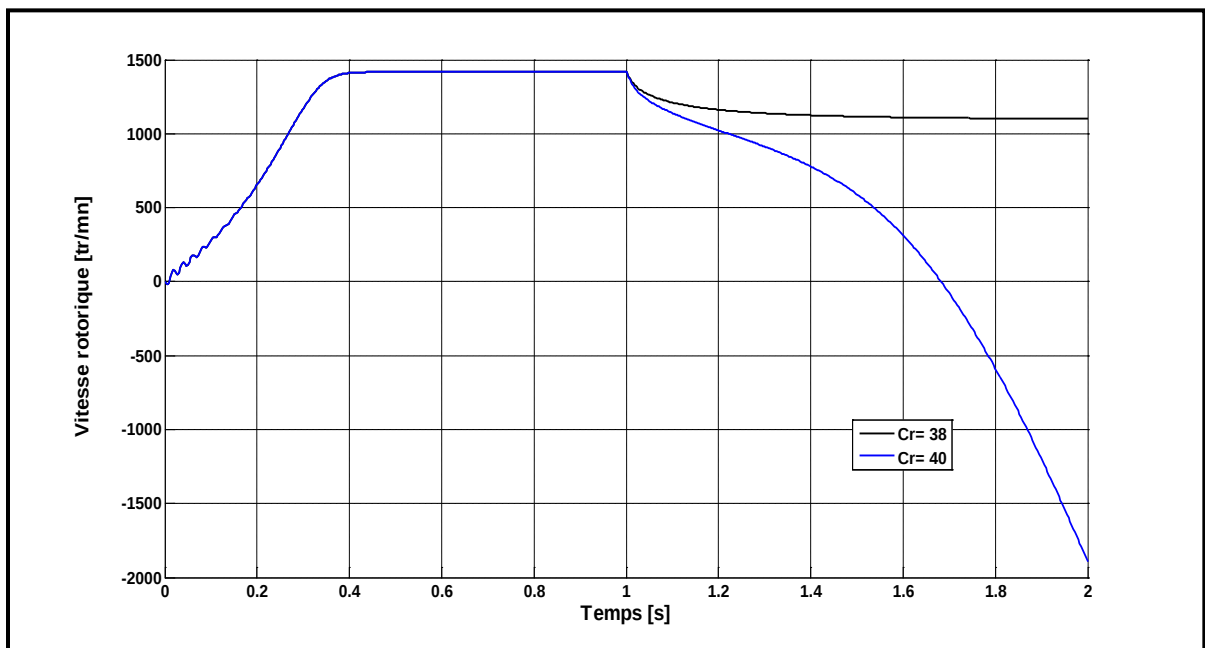
c) Vitesse rotorique en fonction du temps

Figure II.11 : Résultats simulation de la machine, test sur couple de démarrage.

3. Test sur le couple maximale.



a) Couple en fonction du temps.



b) Vitesse rotorique en fonction du temps.

Figure II.12 : Résultats simulation de la machine pour le test sur couple maximal.

II.5.3 Comparaison des résultats

Pour comparer les résultats obtenus par la méthode géométrique et ceux de la méthode d'analyse dynamique, on regroupe ces résultats dans le tableau suivant :

Paramètres	M.G	A.D
Glissement	0.046	0.037
Couple électromagnétique C_e [Nm]	12.83	14.91
Couple de démarrage C_d [Nm]	24.4	24.59
Couple électromagnétique maximal C_{emax} [Nm]	37.13	38
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	2.49	2.55
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	1.63	1.65
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.52	1.54

Tableau II.3 : Tableau récapitulatif

- **Analyse des résultats**

Selon les résultats des deux méthodes d'analyse, on remarque à partir du tableau ci-dessus que les deux méthodes donnent des résultats semblables et plus proches. Les écarts trouvés faible cela nous conduit à accepter le modèle analytique, et conclut que la méthode de dimensionnement de **LIWSCHITZ** est efficace pour les machines de faibles puissances.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposés la méthode classique de LIWSCHITZ. Cette dernière est appliquée sur une machine 2.2 kW pour réaliser un dossier technique d'un moteur asynchrone à flux radial. En suite, une analyse dynamique des résultats trouvés est faite pour montrer que l'analyse statique ne suffise pas pour approcher le plus possible au prototype réel de cette machine.

Dans le prochain chapitre, on donnera une introduction sur la machine asynchrone à encoches profondes par l'exposition d'une version d'encoches proposé et bien sûr les résultats du programme de conception et de la simulation.

Introduction

Suivant la littérature technique, Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé. On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique. Lors du démarrage, les lignes de courant se concentrent près de la périphérie et tendent ainsi à assigner une section de conducteur apparente réduite et par conséquent une résistance rotorique importante. En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche).

Dans ce sujet, la question qui se pose. Y a-t-il une version d'encoches profondes du côté stator. Dont on intéressera à chercher les inconvénients et les avantages de cette machine.

Suivant la problématique posée, dans ce chapitre on exposera la machine à encoches profondes en premier lieu. Ensuite, on donnera leur constitution, les différents types des rotors à cage et les avantages et les inconvénients d'une telle version de machine.

Deuxièmement, on appliquera le programme de conception pour tirer les performances de cette machine suivie d'une analyse statique et dynamique. On terminera par une synthèse de résultats obtenus.

III.1 Moteur à l'encoche profonde

On substitue de plus en plus au moteur à double cage, le moteur à encoches profondes de même caractéristiques mais de fabrication plus simple. Son principe est l'accroissement de la résistance apparente d'un conducteur rectangulaire (étroit et profond) lorsqu'il est parcouru par un courant alternatif et noyé dans du fer.

Cet accroissement est très marqué au décollage. La forme trapézoïdale accroît l'effet d'augmentation, pour des facilités de fabrication, on juxtapose deux barres rectangulaires de hauteurs différentes, [25].

III.1.1 Constitution

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

L'une des composantes, appelée le stator, est fixe. L'autre composante, nommée le rotor, est montée sur un axe et libre de tourner.

Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à " p " paires des pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$, [11].

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tensions ou de courant à fréquence et à amplitude réglables. Alors le rotor, il peut être réalisé:

- Soit par un système d'enroulement triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile trois bagues sur les quelles frottent trois balais fixes accessible par la plaque aux bornes et mis en court-circuit pendant les régimes de fonctionnements normaux ;
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétique (rotor à cage). il est admis que la deuxième structure du rotor est électriquement équivalente à la première, quand il s'agit de cages non profondes ou de cages simples (non double), [26].

III.1.1.1 Le stator

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

Pour les moteurs de grand diamètre, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections. Afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une couche mince de vernis ou de silicate de soude, [11].

III.1.1.2 Le rotor à cage

Plusieurs types de rotor à cage existent, en citant ces moteurs dans l'ordre du moins répandu au plus courant.

1. Rotor à double cage :

Il comporte deux cages concentriques, l'une extérieure, de faible section et assez résistante, l'autre intérieure, de forte section et de résistance plus faible.

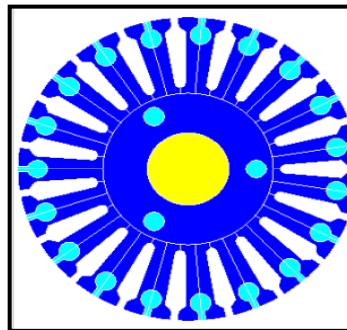


Figure III.1 : Version Rotor à double cage

2. Rotor à cage résistante :

Le rotor résistant existe surtout en simple cage. La cage est fermée par deux anneaux résistants (alliage particulier, section réduite, anneaux d'inox ...etc). Ces moteurs présentent un fort glissement au couple nominal. Leur couple de démarrage est élevé et le courant de démarrage faible. En raison des pertes dans le rotor, leur rendement est faible.

3. Rotor à simple cage :

Dans des trous ou dans des encoches disposées sur le pourtour du rotor (à l'extérieur du cylindre constitué par l'empilage de tôles) sont placés des conducteurs reliés à chaque extrémité par une couronne métallique et sur lesquels vient s'exercer le couple moteur généré par le champ tournant. Pour que le couple soit régulier, les conducteurs sont légèrement inclinés par rapport à l'axe du moteur. L'ensemble a l'aspect d'une cage d'écureuil, d'où le nom de ce type de rotor.

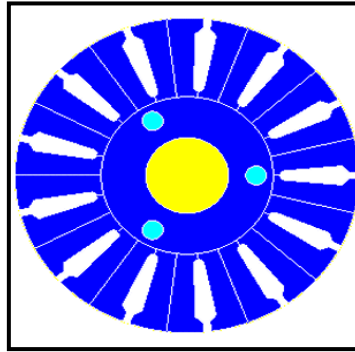


Figure III.2 : Version Rotor à simple cage

4. Rotors À double encoches

Ce sont des rotors à cage qui utilisent l'effet de peau dans les conducteurs afin de faire varier la résistance du rotor en fonction de la vitesse de fonctionnement de la machine. L'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui fait que plus la fréquence des courants augmentent, plus le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs.

Ainsi, au démarrage, la fréquence des courants rotoriques est égale à celle de l'alimentation et le courant n'utilise que la partie supérieure de la barre. Puis, au fur et à mesure que la vitesse de rotation du rotor augmente, la fréquence des courants rotoriques diminue et le courant utilise une surface de plus en plus importante des barres. Ces topologies de rotor permettent un démarrage avec un couple plus important lorsque la machine est alimentée par une source de tension fixe (sans variateur), [25].

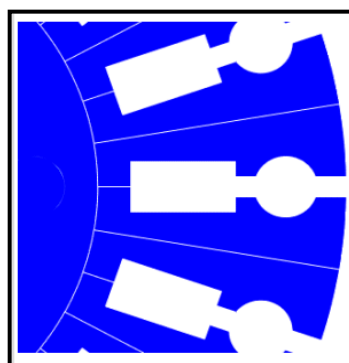


Figure III.3 : version Rotors à double encoches

5. Rotor à encoches profondes

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé.

On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

Lors du démarrage, la réactance, qui croît avec la profondeur, tend à imposer aux lignes de courant de se concentrer près de la périphérie et à leur assigner ainsi une section de conducteur réduite et une résistance accrue ; en revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et, bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à ; des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, [25].

III.2 Les avantages des moteurs à encoches profondes

Rotors à déplacement de courant, également dits rotors à encoches profondes. Si les barres de la cage sont hautes et étroites, l'effet pelliculaire se produit au démarrage, du fait de la fréquence rotorique élevée. Dans ces conditions, le courant circule à l'extérieur du rotor également appelé "peau". Ce type de circulation réduit la section effective du conducteur tout en augmentant la résistance ohmique. Ils en résultent.

- ✚ Un couple de démarrage est plus élevé;

- ✚ Un courant de démarrage faible.

En régime établi, la vitesse est sensiblement celle du moteur à simple cage.

III.3 Les inconvénients

Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

III.4 Version d'encoches proposée

Il s'agit d'une machine dont le rotor à cage simple et encoches statoriques profondes. A cet effet, on proposera de faire varier la densité du courant statorique et voir le résultat du programme de calcul et de dimensionnement.

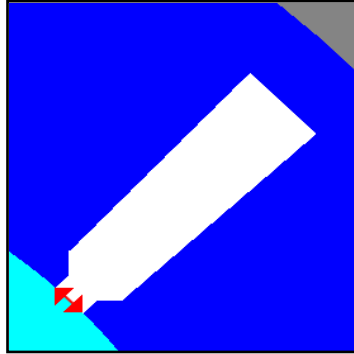


Figure III.4: Version d'encoches proposée

III.4.1 Résultats du programme de conception

L'exécution du programme de conception permet d'aboutir les résultats suivants:

```

*****
***** PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT *****
***** MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL *****
*****
***** FICHE DES RESULTATS *****
*****
*****
***** DONNEES DU CAHIER DES CHARGES *****
*****
Puissance Utile (W)          Pu      .. 2200.00  ** 2200.00
Tension Simple de Phase (V) V1      .. 220.00  ** 220.00
Nombre de Phases de la Machine m1 .. 3.00    ** 3.00
Frequence Alimentation (Hz) fs      .. 50.00   ** 50.00
Nombre de Paires de Poles   p      .. 2.00    **2.00
Vitesse du Champ Tournant (trs/s) ns .. 25.00   **25.00
Rendement Estime            Eta      .. 0.82    **0.82
Facteur de Puissance Estime Cosfie .. 0.82    **0.82
Coefficient de Dispersion Estime Kdisp .. 0.98    **0.98

```

Puissance Absorbée par la Machine (W)	Pabs	.. 2683	**2683
Courant de Phase de la Machine (A)	I1	.. 4.957	**4.957
Puissance Interne Apparente (VA)	Si	.. 3199.9	**3199.9
Const.Forme Induction Non Sinusoidale	Kfind	.. 4.000	**4.000
Facteur Forme induction dans Entrefer	Kf	.. 1.066	**1.050
Coefficient de Recouvrement du Pole	Kfnp	.. 0.700	**0.700
Coefficient de Recouvrement du Pole	Kfnp	.. 0.747	**0.796
Coefficient de Recouvrement du Pole	Kfnp	.. 0.750	**0.800
Facteur de Geometrie Estime Machine	Landae1	.. 1.250	**1.250
Densite Courant Lineaire Estimee(A/m)	A1	.. 22500	**22500
Induction magnet.Estimee Entrefer(T)	Bd	.. 0.850	**0.850
Longueur virtuelle estimee (m)	Lie	.. 0.097	**0.097
Pas Polaire estime (m)	Taue	.. 0.078	**0.078
Coef.Utilisation estime minimum	Cest1	.. 2.239	**2.239
Entrefer Estime (m)	Deltae	.. 0.00033	**0.00033
Effort Tangentiel Apparent Estime(N/m²)	Sigmae	.. 13614.1	**13614.1
Nombre Encoche/Pole et /Phase	q1	.. 3	**3
Fact.distribution Onde fondamentale	Kd1	.. 0.960	**0.960
Coefficient de raccourcissement	Kp1	.. 1.000	**1.000

***** PARTIE UNE *****

***** 01 -- CALCULS PRELIMINAIRES *****

Coefficient de Enroulement	Kw1	.. 0.960	**0.960
Nombre Encoches de la machine	Z1	.. 36	**36

***** 02 -- DIMENSIONS GEOMETRIQUES *****

Determination du Diametre(m)	D1	.. 0.09900	**0.09900
Calcul Pas Polaire (m)	Tauc1	.. 0.07775	**0.07775
Longueur virtuelle (m)	lic	.. 0.09719	**0.09719

Calcul du Facteur de Geometrie	Landac1	..	1.250	**1.250
Calcul du Coefficient de Utilisation	Ccal1	..	2.239	**2.239

***** PARTIE DEUX *****

***** DIMENSIONNEMENT DU STATOR *****

Surface du Pas Polaire(m²)	Spp1	..	0.00756	**0.00756
Nombre de Spires Par Phase	Nsph11	..	229.7	**229.7
Nombre de Spires choisies Par Phase	NsphCh11	..	240	**240
Nombre total de Conducteurs du stator	z1	..	1378	**1378
Nombre Conducteurs/encoche du stator	Nz1	..	40	**40
Induction Recalculee dans Entrefer(T)	Bdr	..	0.774	**0.737
Entrefer Delta--Machines Asynchrone(m)	Deltac1	..	0.00033	**0.00033
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	FluxU	..	0.00438	**0.00444
Coefficient de Dispersion	SigH1	..	0.02249	**0.02249
Flux Total (Wb)	FluxT	..	0.00440	**0.00440
Densite lineaire (A/m)	A1c	..	24661	**24661

***** 02 -- Dimensionnement Enroulement Statorique *****

Densite du Courant Statorique (A/mm²)	Jcond1	..	5000000	**400000
Epaisseur isolant du Conducteur (mm)	Episcd	..	0.00004	**0.00004
Epaisseur Gaine Protection Bobine Fer(m)	EpG	..	0.00050	**0.00050
Jeu entre conducteurs gaine isolation(m)	Jeu	..	0.00050	**0.00050
Epaisseur des Calles (m)	EpCal	..	0.00050	**0.00050
Largeur Encoche (m)	LEnc	..	0.00609	**0.00638
Profondeur Encoche (m)	PEnc	..	0.01505	**0.01763
Epaisseur Gorge Encoche (m)	EpgorZd1	..	0.00200	**0.00200
Resistivite Enroulement Stator(Ohm.m)	Rho1	.	2.16e-008	**2.16e-008
Densite Volumique du Cuivre (kG/m³)	GamaCu1	..	8890	**8890
Densite Volumique du Fer (kG/m³)	GamaFe1	..	7600	**7600
Induction Estimee dans Culasse(T)	BCul1	..	1.300	**1.300
Coefficient Remplissage(Foisonnement)	Kr	..	0.900	**0.900

***** 03 --Dimensionnement des encoches statoriques *****

Section Enroulement Statorique (mm ²)	Scond1	..	9.91e-007	**1.24 e-006
Diametre Conducteur (mm)	Dcond1	..	0.00112356	**0.00125618
Diametre Normalise Choisi (mm)	Dnorcd1	..	0.00116356	**0.00125618
Largeur Normalisee Choisi (mm)	Lnorcd1	..	0.00099573	**0.00111326
Hauteur Normalisee Choisi (mm)	Hnorcd1	..	0.00099573	**0.00111326
Section Normalisée (m ²)	Snorcd1m	..	9.91e-007	**1.24 e-006
Largeur Conducteur isole (mm)	Lcdis	..	0.001	**0.001
Hauteur Conducteur isole (mm)	Hcdis	..	0.001	**0.001
Section Conducteur isole (m ²)	Scdism	..	1.07e-006	**1.33 e-006
Pas dentaire Statorique (m)	Pdz1	..	0.009	**0.009
Profondeur Encoche Calculée (m)	PEnc	..	0.015	**0.018
Facteur de Remplissage Encoche	FREncm	..	0.650	**0.650

***** 04 -- Resistance par Phase du Stator *****

Coefficient Tete de Bobine	KTB	..	2.000	**2.000
Largeur Moyenne Tete de Bobine (m)	lf	..	0.206	**0.206
Long.Moy.(demi-Spire) Conduct.(m)	LmoyCond	..	0.303	**0.303
long.Totale Enroulement Stator (m)	LTCond1	..	435.891	**435.891
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	Rph1m	..	3.165	**2.532

***** 05 -- Reactance de Fuite Totale Par Phase du Stator *****

Permeance Zone Dent.Stator(Unite???)	PermZ1	..	7.83e-008	**8.55e-008
Permeance Flux diff.Stator(Unite???)	PermD1	..	5.26e-008	**4.34e-008
Permeance Tete Bobine Stator(Unite???)	PermB1	..	7.4e-008	**7.4e-008
React.Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)	Xf1	..	3.706	**3.669

***** PARTIE TROIS *****

***** DIMENSIONNEMENT DU ROTOR *****

Nombre de Conducteurs Par Phase du Rotor	Nsph2	.. 0.5	**0.5
Nombre Encoches du Rotor	Z2	.. 48	**48
Nombre Encoches par Phase	Kq	.. 1	**1
Coefficient de Racourcissement	Ks	.. 1	**1
Coef Pertes Ventil.-Frottement (pcent)	KPVF	.. 0.0	**0.0
Coef Pertes Superf.-Pulsat.Dents (pcent)	KPSup	.. 0.0	**0.0
Glissement Estimé (pcent)	Glise	.. 0.060	**0.060
Densite de Courant dans Anneau (A/mm ²)	JAn	.. 5000000	**4000000
Resistivite Al. Enroul.Rotor(Ohm.m)	RhoAl2	.. 3.6e-008	**3.6e-008
Densite de Courant Barre (A/mm ²)	JBar	.. 5000000	**4000000
Densite Volumique Aluminium (kG/m3)	GamaAl2	.. 2700	**2700
Densite Volumique Fer Rotor (kG/m3)	GamaFe2	.. 7600	**7600
Induction Culasse Rotorique (T)	BCul2	.. 1.105	**1.120

***** 01 -- Dimensionnement de la Cage du Rotor *****

Pas Dentaire Rotorique (m)	TauZ2	.. 0.005	**0.005
FEM a Vide de chaque Barre Rotorique (V)	E2Bar	.. 0.467	**0.467
Pertes Vent. et Frottement (W)	PVF	.. 22.000	**22.000
Pertes Supplémentaires (W)	PSup	.. 22.000	**22.000
Courant de Barre Rotorique (A)	IBar	.. 106.491	**106.491
Courant dans Anneau Rotorique (A)	IAn	.. 407.929	**407.929
Epaisseur Anneau Cage (mm)	EpAn	.. 0.007	**0.007
Profondeur Anneau Cage (mm)	ProfAn	.. 0.012	**0.012
Longueur moyenne Anneau (mm)	LAn	.. 0.287	**0.287

***** 02 -- Calcul Resistance Equivalente par Phase du Rotor *****

Resistance Anneau a 75°C (Ohm)	RAn	.. 1.79e-006	**1.23e-006
Epaisseur Barre Cage (mm)	EpBar	.. 0.002	**0.003
Profondeur Barre Cage (mm)	ProfBar	.. 0.009	**0.009
Longeur Barre Cage (mm)	LBar	.. 0.112	**0.112
Resistance de la Barre a 75°C (Ohm)	RBar	.. 0.000189	**0.000151
Resist.Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)	Rph2	.. 0.000202	**0.00016

***** 03 -- Calcul Reactance de Fuites Totale du Rotor *****

Permeance Zone Dentaire Rotorique	PermZ2	.. 1.6e-006	**1.6e-006
Permeance Flux differentiel Rotorique	PermD2	.. 2.6e-007	**2.1e-007
Permeance Tete de Bobine Rotorique	PermB2	.. 7.4e-008	**7.4e-008
Reactance Totale du Rotor (Ohm)	Xf2	.. 0.000305	**0.000298

***** PARTIE QUATRE *****

***** CALMCUL DU POIDS TOTAL DU MOTEUR *****

***** 01 -- Calcul du Poids Total du Stator *****

Epaisseur Culasse Stator (m)	EpCul1	.. 0.020	**0.020
Diametre Exterieur Culasse Stator (m)	DExCul1	.. 0.175	**0.180
Poids Fer Culasse du Stator (kG)	PFeCul1	.. 6.373	**6.680
Poids Fer Zone dentaire du Stator(kG)	PFeZd1	.. 1.934	**2.193
Pas de encoche (m)	TauEnc	.. 0.009	**0.009
Facteur de Raccourcissement 11Enc/12Enc	FRac	.. 1.000	**1.000
Poids de Cuivre du Stator (kG)	PCu1m	.. 3.842	**4.803
Poids Total du Stator (kG)	PT1	.. 12.150	**13.676

***** 02 -- Calcul du Poids Total du Rotor *****

Poids des Barres (kG)	PBar	.. 0.308	**0.385
Poids des Anneaux Radiaux (kG)	PAn	.. 0.123	**0.153
Poids du Fer Zone Dentaire Rotorique(kG)	PFeZd2	.. 1.079	**0.909
Epaisseur de la Culasse Rotorique (m)	EpCul2	.. 0.023	**0.023
Poids de la Culasse Rotorique (kG)	PCul2	.. 2.66 7	**2.667
Diametre de Arbre (m)	Darbre	.. 0.034	**0.034
Poids du Fer arbre (kG)	PfeAr	.. 2.951	**2.951
Poids Total du Rotor Cage Radiale (kG)	PT2	.. 7.128	**7.065

***** 03 -- POIDS TOTAL DU MOTEUR *****

poids total du moteur (kg)	PTM	.. 22.768	**24.231
puissance massique du moteur (kw/kg)	PMASM	.. 0.097	**0.091

***** 04 -- INERTIE TOTALE DU MOTEUR *****

FQASYRA7

***** FACTEUR de QUALITE ET RENDEMENT *****

***** MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL *****

***** 01 -- Resistance Totale Ramenee au Stator *****

Permeabilite du vide	Mu0	.. 1.3e-006	**1.3e-006
Coef.de Reduction de la machine	Kred	.. 13265.4	**13265.4
Resist. Rotor Ramenee au Stator(Ohm)	Rr21	.. 2.68339	**2.12620
Resist. Totale Ramenee au Stator(Ohm)	RTot	.. 5.99919	**4.78237

***** 02 -- Reactance Totale Ramenee au Stator *****

Reactance Rotor Ramenee au Stator (Ohm)	Xf21	.. 4.24567	**4.15008
Reactance Totale Ramenee au Stator (Ohm)	XfTot	.. 8.18948	**8.06084

***** 03 -- FORCES MAGNETO-MOTRICES DANS LA MACHINE *****

FMM dans la Zone Entrefer (At)	FmmDelta	.. 523.6	**500.1
Induction B a 1/3 tete dent stator (T)	BdZ13	.. 1.745	**1.667
FMM Zone Dentaire Statorique (At)	FmmZ1	.. 298.2	**227.8
Induction recalculée Culasse Stator (T)	BCulr1	.. 1.300	**1.300

FMM dans la Zone Culasse Statorique (At)	FmmCul1	.. 93.3	**96.4
Induction B 2/3 tete dent Rotor (T)	BdZ23	.. 1.532	**1.750
FMM dans la Zone Dentaire Rotorique (At)	FmmZ2	.. 46.7	**183.1
Induction recaluculee Culasse Rotor (T)	BCulr2	.. 1.105	**1.120
FMM dans la Zone Culasse Rotorique (At)	FmmCul2	.. 18.1	**18.9
FMM Totale/Paire de Poles (At)	FmmTot	.. 979.0	**1026.4
Coefficient de Saturation Calcule	KSAT	.. 1.664	**2.020
Coefficient de Saturation Total	KSATot	.. 1.664	**2.020
Courant Magnetisant du Stator Im (A)	Im	.. 3.139	**3.301
Courant de Court Circuit Stator (A)	I1cc	.. 23.151	**25.019
Angle Dephasage Courant Court-Circuit	fiCC	.. 53.775	**59.320
Couple de Demarrage Tstart (Nm)	Tstart	.. 24.6	**26.4
Couple Nominal Tn (Nm)	Tn	.. 14.9	**14.9

***** PARTIE SIX *****

***** CALCUL DU RENDEMENT *****

***** 01 -- PERTES TOTALES DANS LE FER *****

Pertes Dans le Fer du Stator (W)	PFerStat	.. 80.6	**84.4
Pertes Dans le Fer du Rotor (W)	PFerRot	.. 17.1	**18.4
perles totales dans le fer (W)	PFerTot	.. 97.7	**102.8

***** 02 -- PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX *****

Pertes Pulsation/Flux Fer du Stator(W)	Ppuls1	.. 0	**0
Pertes Pulsation/Flux Fer du Rotor (W)	Ppuls2	.. 33.000	**33.000
perles totales par pulsation du flux (w)	PpulsTot	.. 33.000	**33.000

***** 03 -- PERTES TOTALES -- CUIVRE DANS MACHINE *****

Pertes Cuivre Enroul. du Stator (W)	PCuivre1	.. 233.4	**186.7
-------------------------------------	----------	----------	---------

Pertes Cuivre Cage du Rotor (W)	PCuivre2	.. 110.1	**87.2
pertes totales-cuivre dans machine (w)	PCuivreTot	.. 343.5	**273.9

***** 04 -- PERTES TOTALES -- FROTTEMENT/VENTILLATION *****

Pertes Frottement/Ventil.(W)	PFrotVent	.. 22.0	**22.0
------------------------------	-----------	---------	--------

***** 05 -- SOMME DES PERTES DANS MACHINE *****

Somme des Pertes dans la Machine (W)	SumPer	.. 496.232	**431.767
--------------------------------------	--------	------------	-----------

***** 06 -- RENDEMENT DE LA MACHINE *****

Rendement de la Machine en (pcent)	RendM	.. 0.816	**0.836
------------------------------------	-------	----------	---------

***** PARTIE SEPT *****

***** PARAMETRES POUR ELABORATION DU DIAGRAMME DU CERCLE *****

Courant actif a vide (A)	Iact0	.. 0.156	**0.161
Courant a vide (A)	I0	.. 3.155	**3.304
Angle de Déphasage a vide (Degre)	fi0	.. 87.171	**87.200
Glissement Nominal 1 (pcent)	GliseN	.. 4.665	**3.731
Facteur de Puissance Nominal	Cosfi	.. 0.824	**0.804
Angle de Déphasage Nominal (Degre)	fi1	.. 34.506	**36.451
Facteur de Puissance Maximal	CosfiMax	.. 0.760	**0.767
Coef. de Surchage au Démarrage	CSurch	.. 4.9	**5.4

***** PARTIE HUIT *****

***** CALCUL DE VERIFICATION DES PROPORTIONS *****

Produit Rendement Facteur de Puissance	PETAFP	.. 0.672	**0.672
Rapport Courant a vide/Courant Nominal	RT1	.. 0.63636	**0.66658
Section Totale Conducteurs Stator (m²)	STotCond1	.. 0.00142772	**0.00178465
Section Totale Conducteurs Stator (m²)	STotCond2	.. 0.00102231	**0.00127789

***** PARTIE NEUF *****

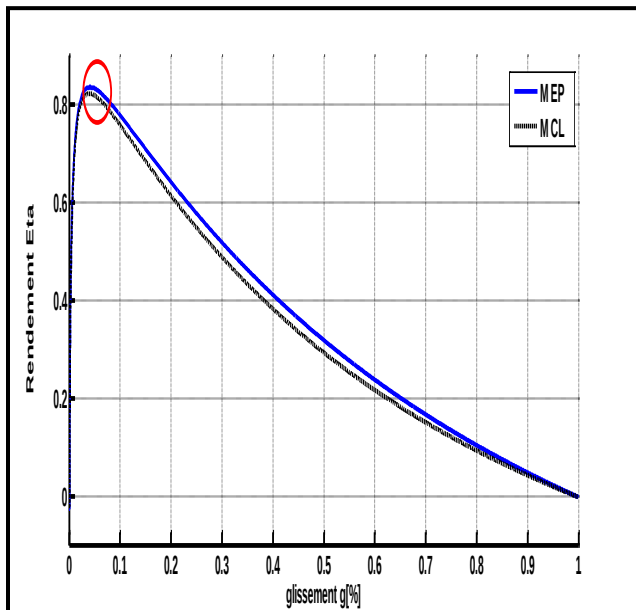
***** DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT *****

Inductance de Fuite Stator (H)	lsf1	.. 0.01180	**0.01168
Induct.Fuite Rotor Ramenee au Stator(H)	lfr21	.. 0.01288	**0.01257
Puissance Reactive a vide (VAR)	Q0	.. 2079.5	**2178.3
Inductance Propre Phase du Stator (H)	Ls1	.. 0.22225	**0.21217
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H)	M	.. 0.21046	**0.20049
Induct.Propri Rot.Ramenee au Stator (H)	Lr21	.. 0.22333	**0.21306

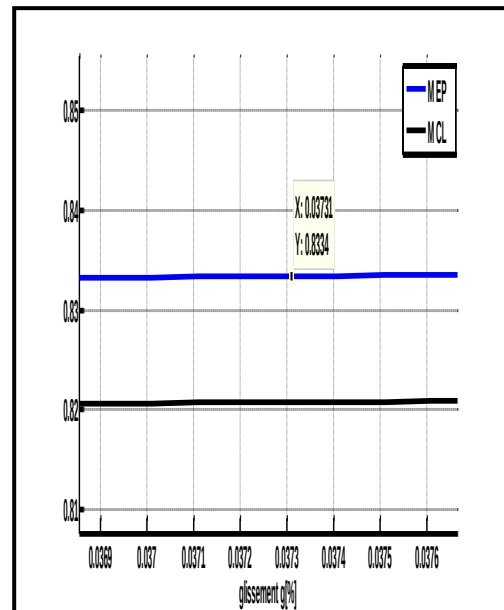
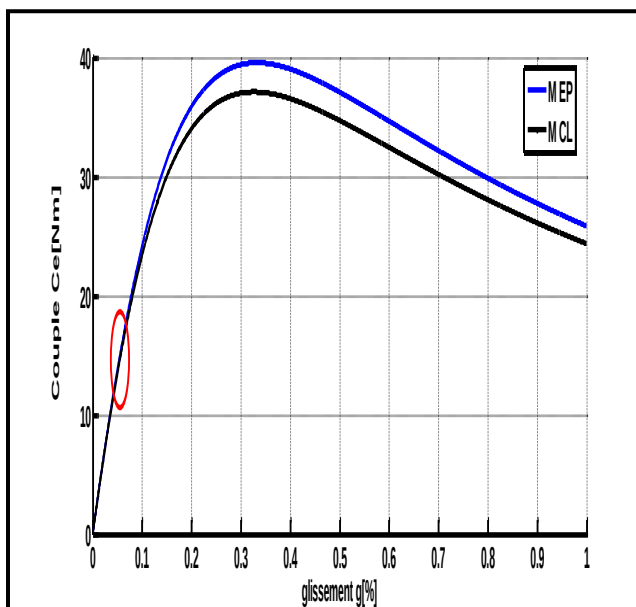
.....

III.4.2 Etude des performances de la machine optimisée

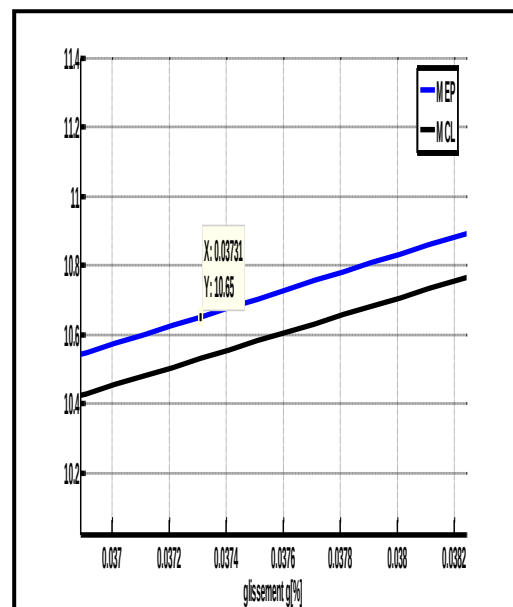
III.4.2.1 Analyse statique

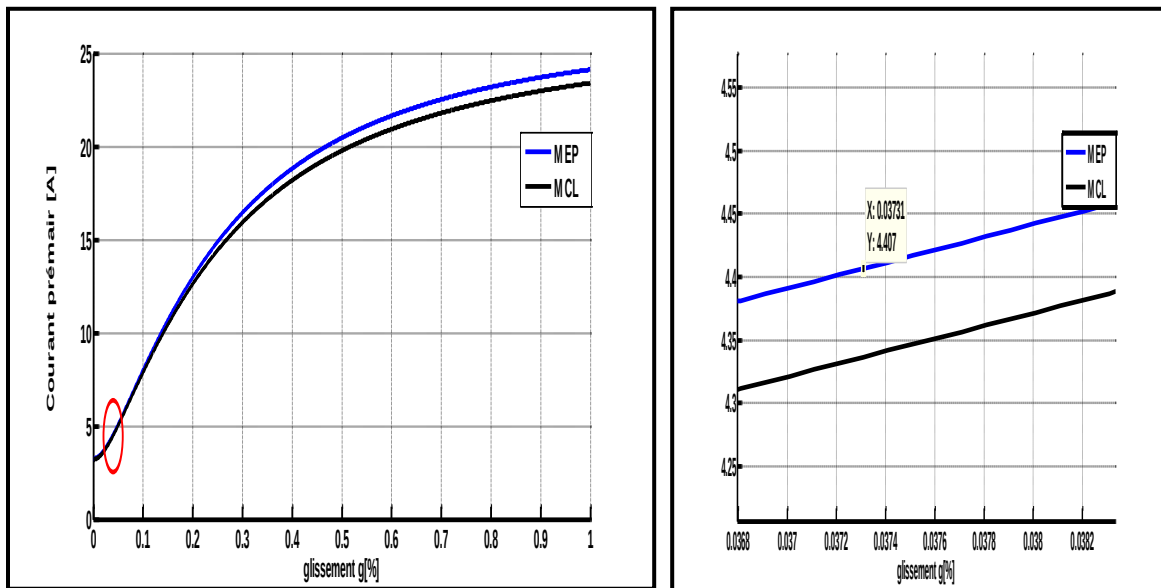


a) Rendement en fonction du glissement.

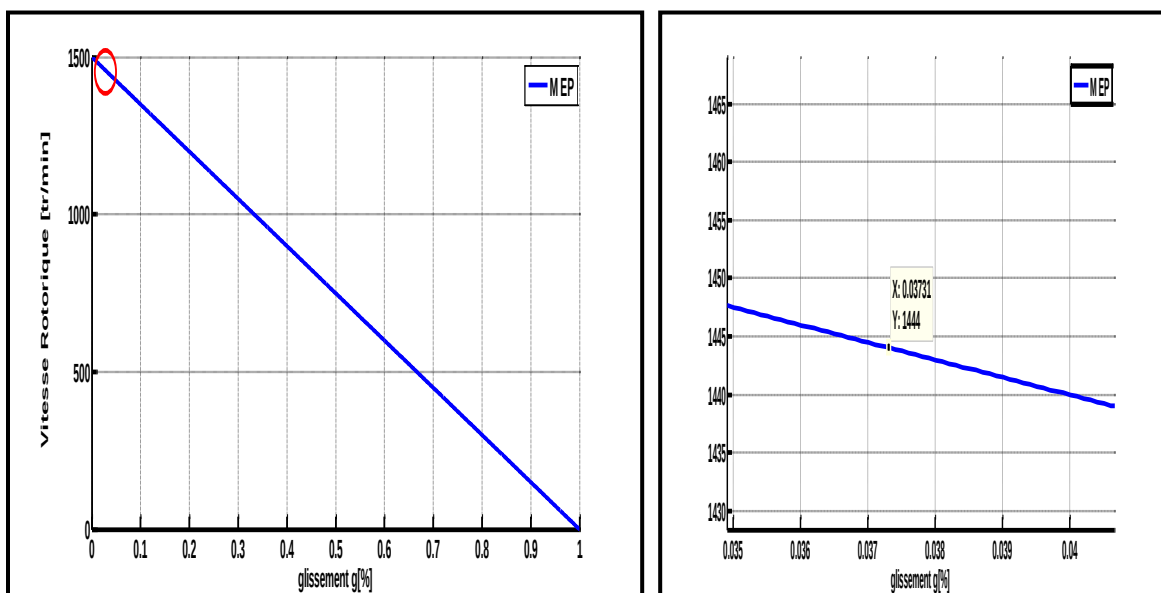
Zoom $\eta=f(g)$.

b) Couple en fonction du glissement.

Zoom $C_e=f(g)$.



c) Courant primaire en fonction du glissement.

Zoom $I_1=f(g)$.

d) Vitesse rotorique en fonction du glissement.

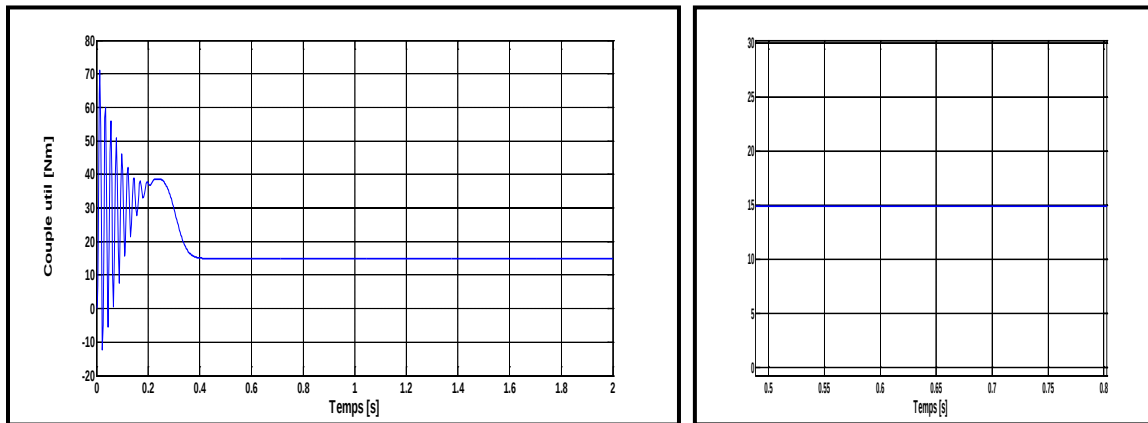
Zoom $n_r=f(g)$.

Figure III.5: Comparaison entre les caractéristiques de la machine existante et la machine à encoches profondes.

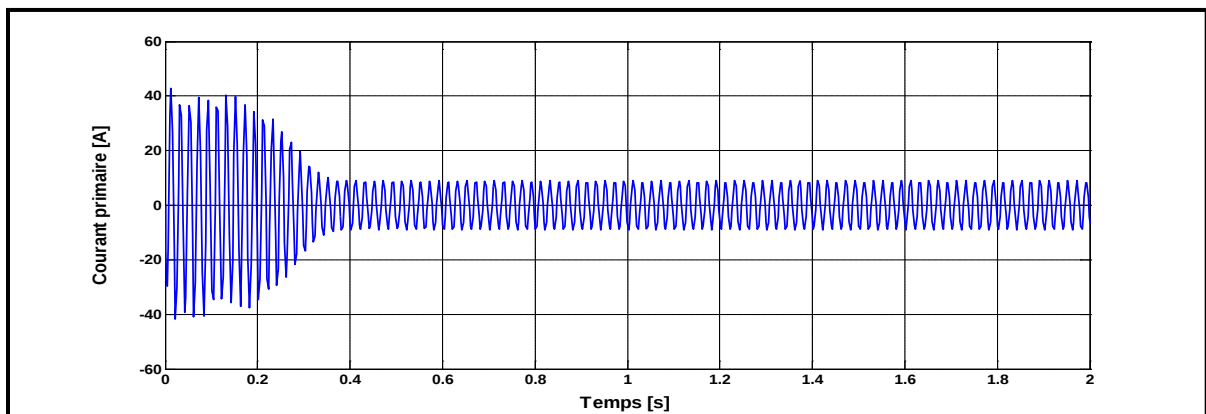
III.4.2.2 Analyse dynamique de la machine étudiée (MEP)

L'étude de l'évolution du courant et de la vitesse en régime dynamique de la machine asynchrone à encoches profondes par simulation est un moyen très efficace pour la validation des résultats.

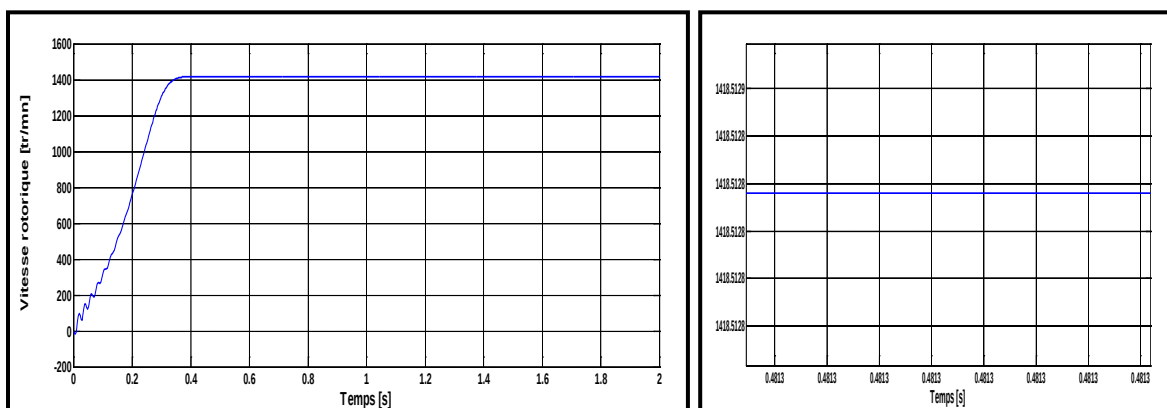
Test sur le couple nominal



A) Couple nominal en fonction du temps.



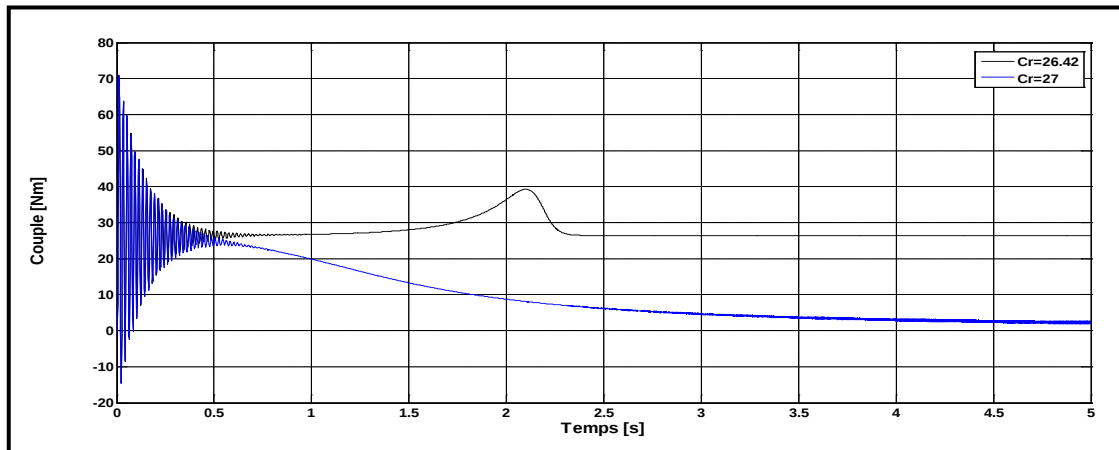
B) Courant primaire en fonction du temps.



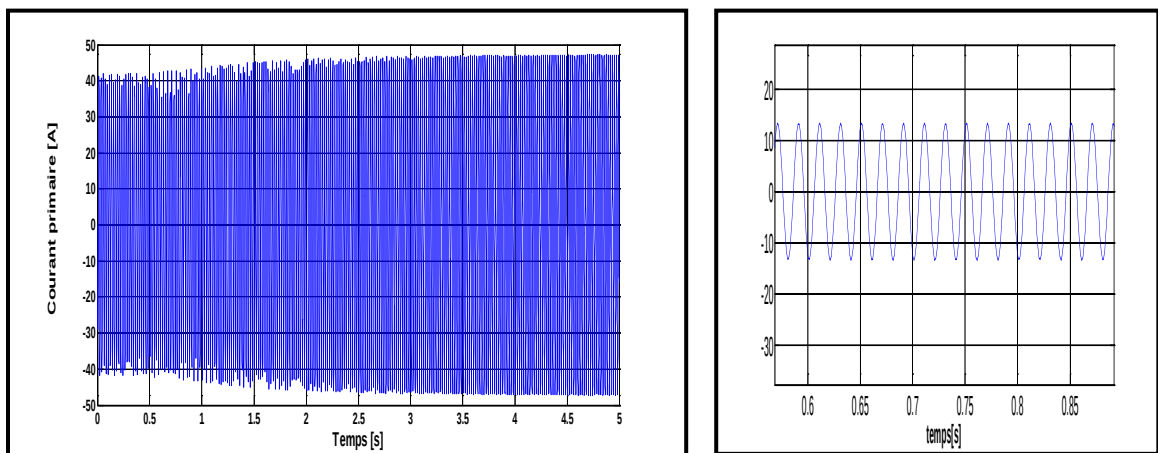
C) Vitesse rotorique en fonction du temps.

Figure III.6: Résultats de simulation pour le test sur le couple nominal

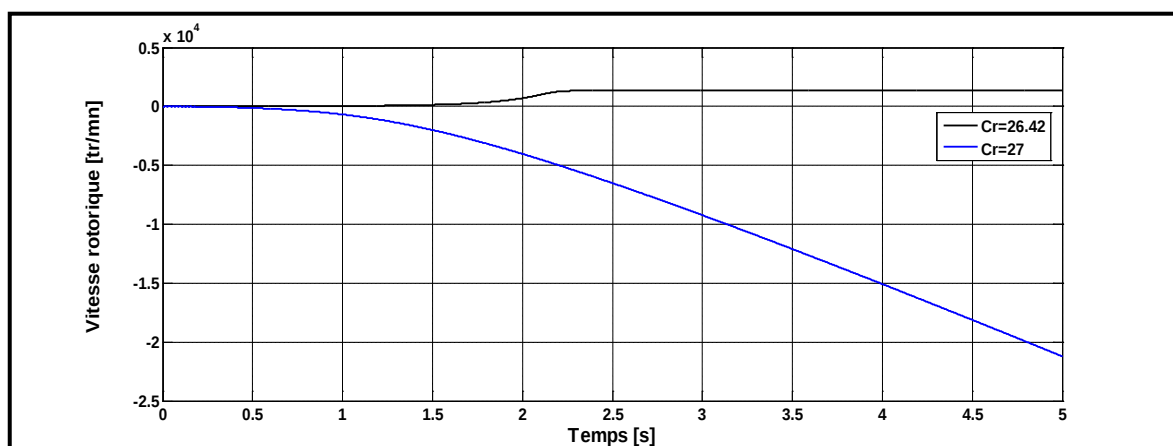
Test sur le couple de démarrage



A) Couple en fonction du temps.

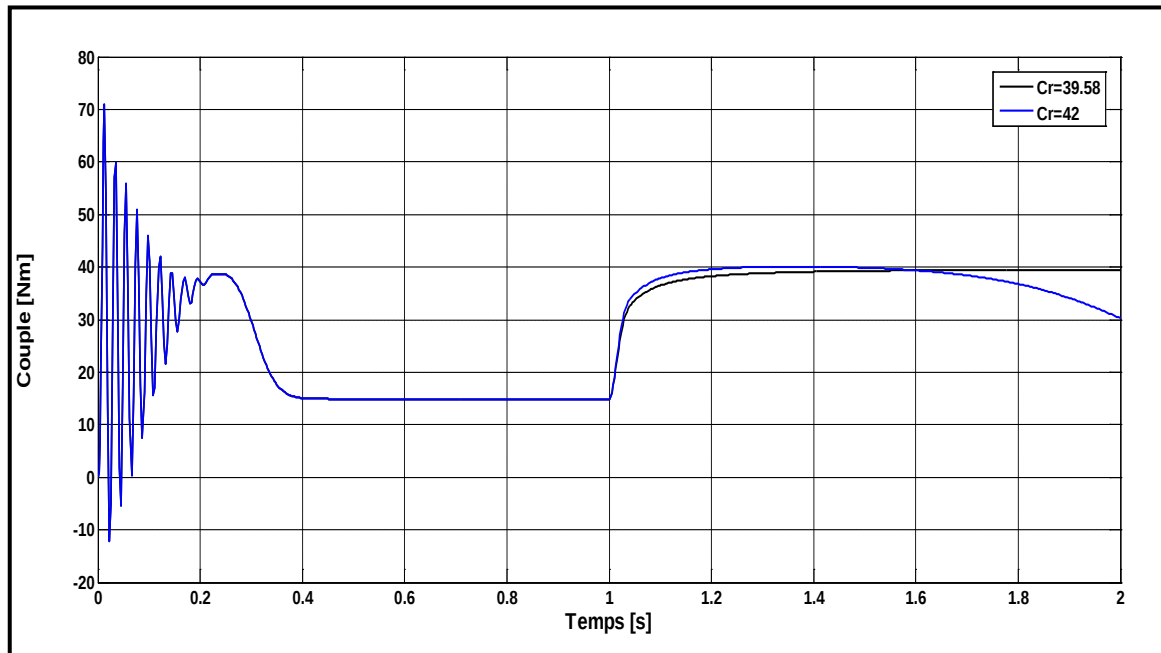


B) Courant en fonction du temps. zoom

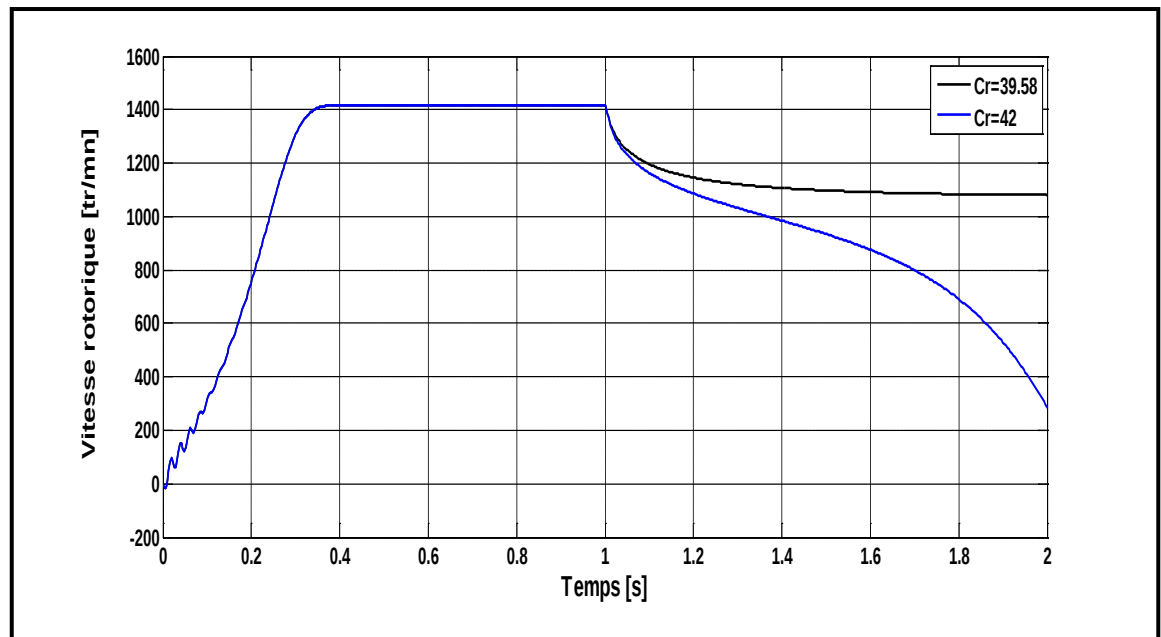


C) Vitesse rotorique en fonction du temps.

Figure III.7 : Résultats de simulation pour le test sur le couple de démarrage.

 Test sur le couple maximale

A) Couple en fonction du temps.



B) Vitesse rotorique en fonction du temps.

Figure III.8 : Résultats de simulation pour le test sur le couple maximal.

Le tableau suivant, regroupe les résultats obtenus par la méthode géométrique (MG) et la méthode d'analyse dynamique (AD) pour la machine étudiée.

Paramètres	M.G	A.D
Couple électromagnétique C_e [Nm]	13.2	15
Couple de démarrage C_d [Nm]	25.87	26.42
Couple électromagnétique maximal C_{max} [Nm]	38.68	39.58
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	2.59	2.65
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	1.73	1.77
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.495	1.498

Tableau III.1: Tableau comparatif

Pour tirer une conclusion sur l'ensemble des résultats obtenus, on récapitule les caractéristiques du prototype calculé (ME) et ceux de la machine à encoches profondes (MEP) dans le Tableau (III.2)

Paramètres	MCL	MEP	Ecart
Glissement	0.046	0.037	- 0.009
Rendement	0.816	0.828	+ 0.012
Courant démarrage [A]	23.39	24.11	+ 0.72
Couple électromagnétique C_e [Nm]	12.83	13.2	+ 0.37
Couple de démarrage C_d [Nm]	24.4	25.87	+ 1.47
Couple électromagnétique maximal C_{max} [Nm]	37.13	39.58	+ 2.45
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	2.49	2.65	+ 0.16
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	1.63	1.73	+ 0.1
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.52	1.52	= 0

Tableau III.2 : Tableau comparatif

III.4.3 Analyse des résultats

D'après les résultats des deux machines étudiées, calculée par le programme de conception machine classique (MCL) et la machine à encoche profonde (MEP), on remarque que :

Le rendement de la machine à encoche profonde est amélioré par 1.2%, et on constate également une augmentation du couple de démarrage (+1.47Nm) ainsi que le couple maximal (+2.45 Nm). Cette amélioration est accompagnée par une augmentation au niveau de l'appel du courant.

En effet, La simulation de la machine alimentée par une source de tension alternative à la fréquence du réseau nous permet de comparer les résultats obtenus à ceux de l'essai statique. Ce qui nous a mené à regrouper les résultats concernant les deux méthodes (statiques et dynamiques) dans le Tableau III.2. L'analyse de ces résultats obtenus montre que dans l'ensemble les résultats sont satisfaisants, ceci remet en cause la validité de cette étude.

Conclusion

Après, la représentation de l'état de l'art de la machine à encoches profondes, ce chapitre a été consacré à l'étude et la réalisation du dossier technique d'un moteur asynchrone à encoches statorique profondes. En effet, pour montrer que l'analyse statique pour la machine à induction faite en régimes permanents ne suffisent pas pour déterminer de la manière la plus proche possible les performances de cette machine, une analyse dynamique des résultats trouvées est faite.

En revanche, l'utilisation des nouveaux logiciels d'analyse électromagnétique devient très attractif dans les dernières années. Alors, dans le prochain chapitre on utilisera l'une de ces logiciels pour compléter notre étude.

ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE EN 2D

Introduction

La modélisation numérique de la machine asynchrone est réalisée grâce au logiciel éléments finis FLUX2D développé par la société Cedrat et le laboratoire de génie électrique de Grenoble, [27].

La modélisation des phénomènes électromagnétiques passe par la résolution des équations de Maxwell. La résolution de ces modèles d'équations aux dérivées partielles spatio-temporelles nécessite l'emploi des méthodes numériques performantes tel que la (MEF) qui permet outre de vaincre la complexité technique et la réduction des coûts et délais de conceptions, d'améliorer la qualité des machines, [16].

L'objectif de ce chapitre est validation les résultats d'analyses électromagnétique est élaboration des modèles bidimensionnels pour les deux machines classique (ME) et étudiée (MEP) machine à encoche profonde, en utilise le logiciel de simulation par les éléments finis FLUX2D.

IV.1 Méthode des éléments finis

Elément finit (E.F) autorisent l'emploi d'éléments de forme à l'intérieur des quels le potentiel est approché par un polynôme ; la résolution se ramène à la minimisation d'un fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments.

L'utilisation des éléments finis en électrotechnique à débuté dans les années 1970 par la résolution de problèmes magnétostatiques.

Cette méthodologie s'est très vite imposée grâce à sa facilité d'emploi et à son aptitude à résoudre les équations de Maxwell dans des domaines de forme complexe.

Sans rentrer dans les détails, pour utiliser cette méthode on décompose le domaine d'étude en éléments triangulaires et on calcule ensuite la fonction inconnue aux nœuds du maillage ainsi obtenu. De nos jours, cette méthode permet la résolution de problèmes statique et dynamique.

L'utilisation de la méthode numérique de calcul par élément finis nous apport plusieurs avantages, la prise en compte de la géométrie de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotorique. D'autre part, d'un point de vue pratique, il est facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et flux magnétisant), en changeant simplement les données du programme de calcul d'où une grande souplesse d'utilisation, [28].

Avec la méthode des éléments finis, l'approche courante qui donne de très bons résultats consiste à n'utiliser que l'équation de la conduction de chaleur pour l'ensemble de la structure, aussi bien dans les zones fluides que solides, [29].

IV.1.1 Les logiciels d'analyse par éléments finis

Indéniablement, le domaine des logiciels d'analyse numérique par la méthode des éléments finis et des différences finies a connu une véritable explosion ces dernières années. Et malgré les informations sur chacun d'eux disponibles sur Internet, pour accéder à des informations pertinentes à un logiciel, il faut être considéré comme un acheteur potentiel. Mis à part certaines compagnies qui peuvent autoriser de faire gratuitement le test de leurs logiciels pendant une période limitée, [29].

IV.1.2 Logiciel FLUX2D

Flux2D est un logiciel de conception assistée par ordinateur, utilisant une méthode d'éléments finis, commercialisé par le CEDRAT. Le calcul des états magnétiques, électriques ou thermiques des dispositifs est réalisé en géométrie plane. Ceci nécessite la résolution d'équations diverses: équations de MAXWELL, de la chaleur, loi de comportement des matériaux. De par la difficulté de la résolution simultanée de ces équations, le code est découpé en un ensemble de modules chargés de résoudre chacun un type de problème donné (c'est à dire les équations à utiliser et les hypothèses associées). Concrètement,

les modules qui nous intéressent concernent la magnétostatique, la magnétodynamique et l'électrostatique. C'est donc un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage. La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés :

 **Module Construction (Preflux)** Il contient trois fonctions :

- 1) _ (géométrie & physiques) ; permet de définir la géométrie et le maillage

De dispositif à étudier, de déterminer le type du problème (magnétostatique, Magnétodynamique ou transitoire) et associer des matériaux et des propriétés (magnétiques et électriques) à chaque élément de la géométrie.

- 2) _ (Circuit) définit le schéma et les données du circuit électrique.
- 3) _ (Matériels database) permet de choisir et de construire une banque de matériaux.

Ce module assure aussi le couplage entre le circuit magnétique et le circuit électrique d'alimentation.

Module Solving Process

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (**Direct**) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

 **Module Analyses** Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de Flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

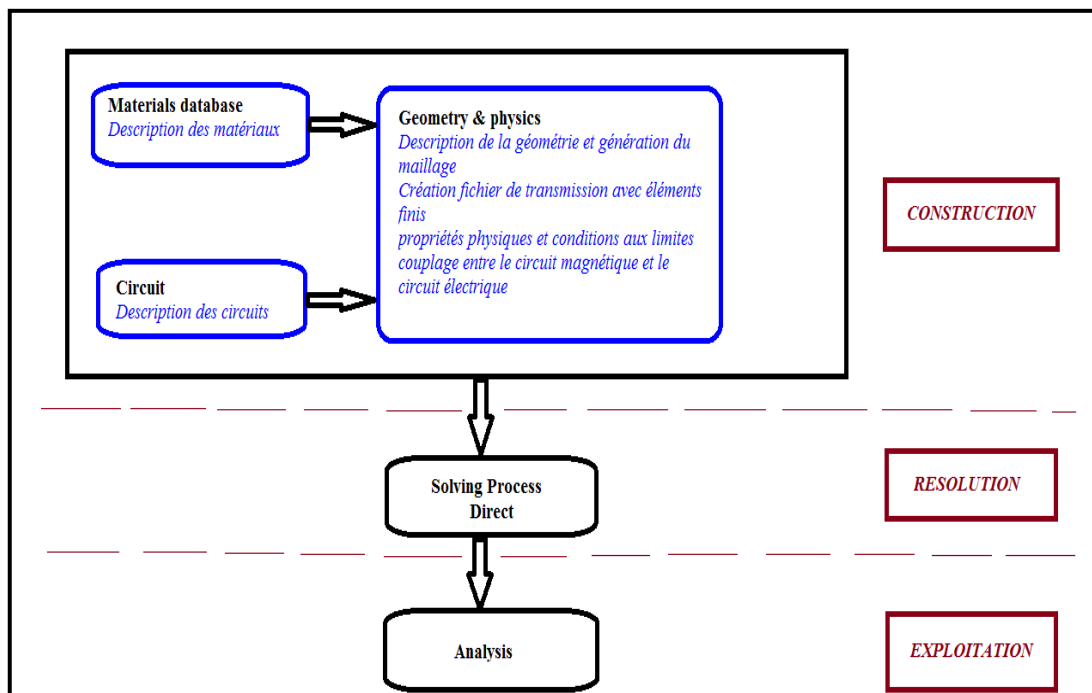


Figure IV.1 : l'enchaînement des programmes de Flux 2D

Ce logiciel a été conçu et réalisé en 1981 par le laboratoire d'électrotechnique de Grenoble. Il est depuis cette date commercialisé par la société Cadrant et est aujourd'hui utilisé par les principaux constructeurs de matériel électrique. Développé au départ pour les applications électrostatiques et magnétostatiques, il comprend aujourd'hui 20 modules qui

permettent d'aborder l'ensemble des problèmes qui se posent lors de la conception d'un appareil électromagnétique. En particulier, la notion de couplage entre les équations de champ et les équations de circuit extérieur permet de simuler le fonctionnement d'un moteur alimenté sous une tension donnée au stator et tenir compte de l'effet de fermeture des anneaux de court circuit au rotor. La possibilité de simuler également le mouvement du rotor en fonction du temps et de la tension d'alimentation permet d'étudier l'effet des couples instantanés au-delà du couple moyen calculé par les méthodes classiques, [17].

Flux et un pionnier dans le développement des formulations EF (Elément Finis), il représente la solution pour optimiser vos modélisations de part les fonctionnalités multiples qu'il offre :

- Les paramétriques de flux;
- Options de maillage;
- Un solveur puissant et rapide;
- Post-processeur;
- L'interopérabilité du logiciel.

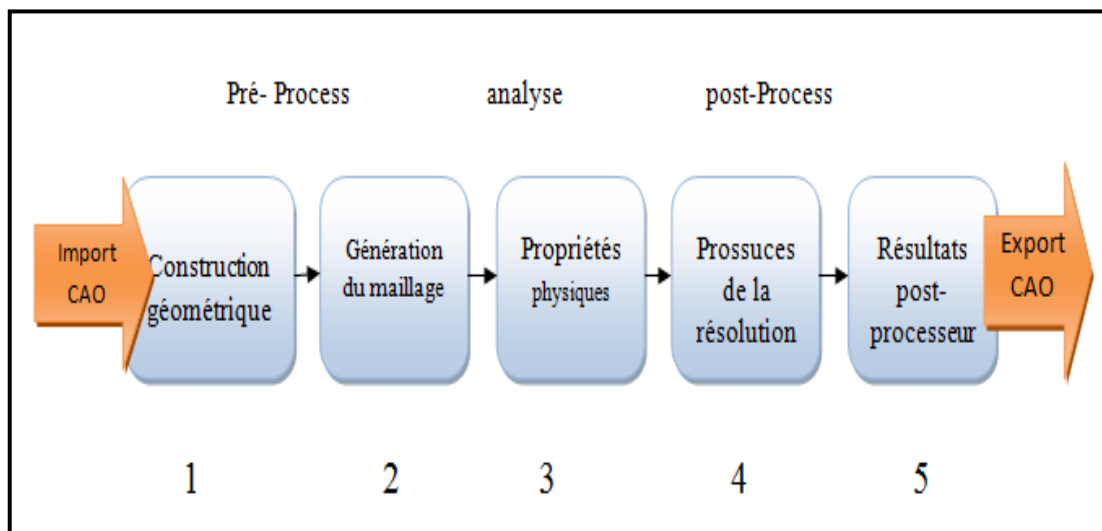


Figure IV.2 : Un processus de prototypage simple en 5 étapes

IV.2 Application à la simulation de la machine asynchrone

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données au **tableau (IV.1)**. Dont la première colonne (valeur1) correspond à la machine (M-E) alors que la deuxième colonne (valeur2) contient les valeurs de la machine étudiée (M-EP).

partie	paramètres	Valeur1	Valeur2	unité
machine	Puissance nominale	2.2	2.2	kW
	Tension nominale	220	220	V
	Vitesse nominale	1440	1430	tr/min
	Nombre de pôles	4	4	pôles
	Fréquence	50	50	Hz
	Longueur active	97	97	mm
stator	Nombre de phases	3	3	phases
	Type de connexion	Y	Y	
	Nombre d'encoches	36	36	mm
	Diamètre interne	99	99	mm
	Diamètre externe	173	180	mm
rotor	Diamètre externe	98.1	98.34	mm
	Diamètre d'arbre	34	34	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	0.33	0.33	mm
	Nombre de barres	48	48	barre

Tableau IV.1 : Caractéristique de la machine étudiée.

A partir des paramètres de **tableau IV.1** : on peut dessiner la géométrie de la machine qu'on va étudier et la machine classique.

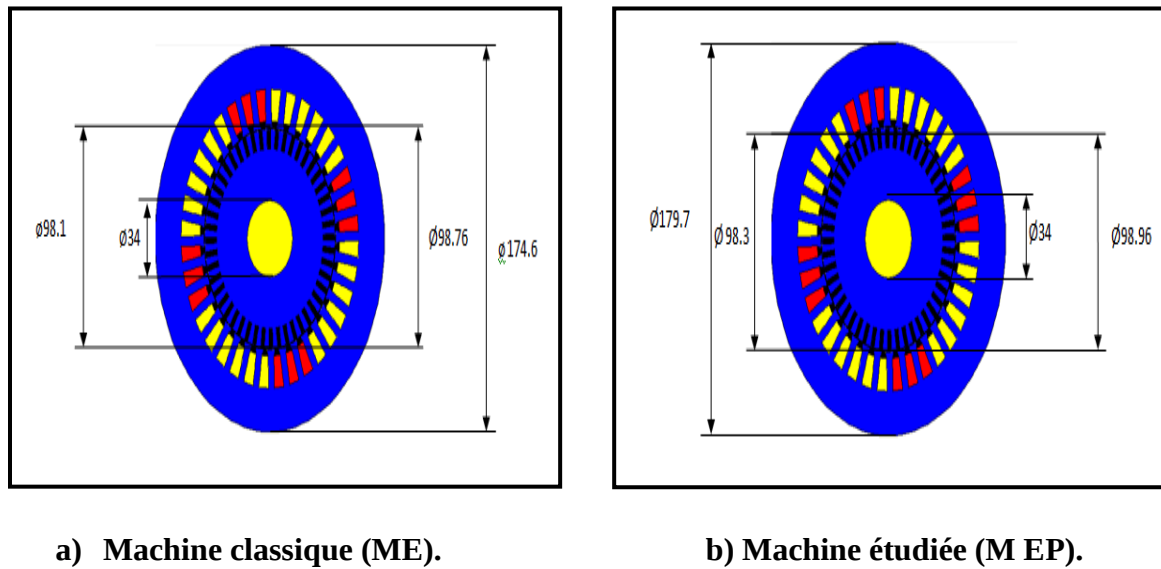


Figure IV.3: Géométrie des deux machines.

La forme et les dimensions des encoches de stator et de rotor proposé pour les deux machines sont montrées sur la **figure (IV.4)**

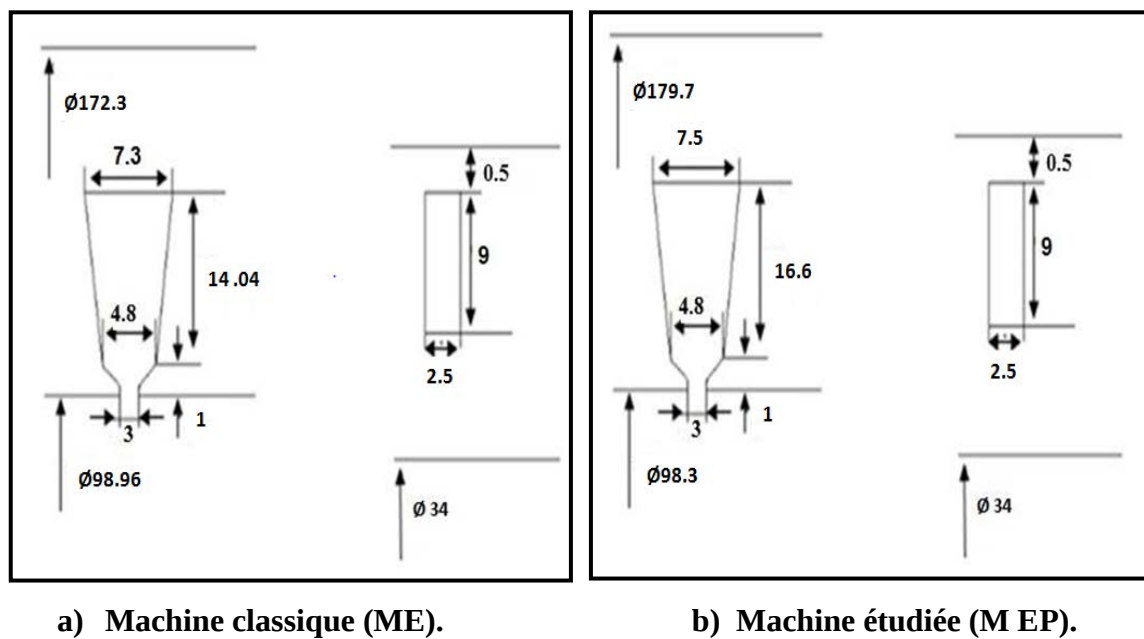


Figure IV.4: Dimension des encoches, a. M CL b. MEP

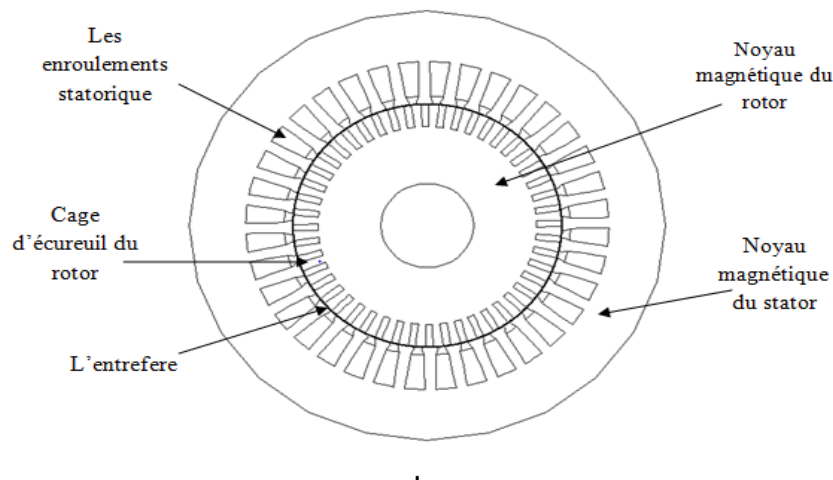


Figure IV.5: régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.

IV.2.1 Le maillage

Le maillage n'a pas seulement un intérêt en calcul scientifique. Le maillage est un « support » de représentation tridimensionnel utilisé par exemple dans les jeux vidéo ainsi que dans les animations 3D.

L'opération de maillage peut se faire à partir de plusieurs données :

- ✓ soit à partir de données à utiliser pour la discrétisation : sommets, arêtes.
- ✓ soit à partir de données de type CAO décrivant uniquement les entités géométriques.

Les méthodes de construction de maillage sont essentiellement :

Maillage par triangles:

- ✓ Méthodes utilisant le critère de Delaunay
- ✓ Méthodes par avancement de fronts
- ✓ Méthodes par décomposition spatiale

Maillage par quadrangles/hexaèdres :

- ✓ Maillage par avancement de fronts
- ✓ Maillage par décomposition en domaines, [30].

La Figure (IV.7) représente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine.

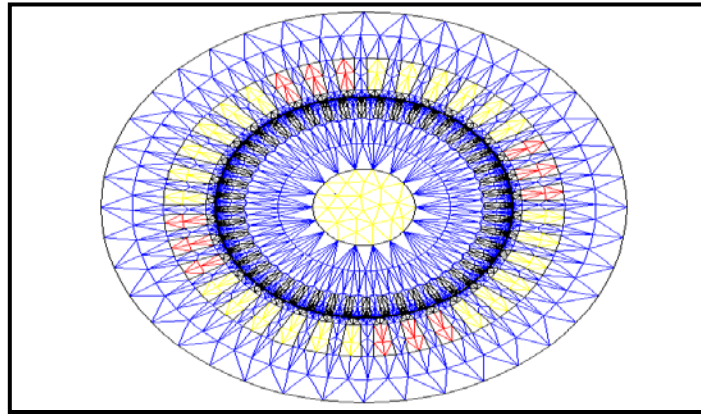


Figure IV.6: répartition du maillage.

On remarque que, le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer puisque dans cette région se développe l'énergie électromagnétique. Par contre le maillage est plus grossier vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse pour alléger les temps de calcul sans perte sensible d'information. Alors, la carcasse externe de la machine étant conductrice et généralement reliée à la terre. En effet, lors de notre simulation nous appliquons la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul.

IV.2.2 Les matériaux

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, [31].

IV.2.2.1 Les matériaux conducteurs

Pour les conducteurs statorique, on supposera qu'ils se répartissent de façon uniforme dans les encoches, on affectera à cette région la résistivité du cuivre pour une température donnée des enroulements, le foisonnement et le nombre de spires par encoche.

Au niveau de rotor, nous utiliserons la résistivité de l'aluminium à température fixe, [32].

IV.2.2.2 Les matériaux magnétiques

Pour ce qui est des propriétés magnétique des matériaux ferreux, on prendra en compte la non-linéarité des caractéristiques $B(H)$ (**Tableau IV.2**).

H [A/m]	B[T]	H [A/m]	B[T]	H [A/m]	B[T]	H [A/m]	B[T]
0	0	500	1.1	4000	1.57	40000	2.06
120	0.2	700	1.18	5000	1.6	50000	2.12
160	0.38	900	1.28	7500	1.63	70000	2.2
200	0.62	1000	1.34	10000	1.75	80000	2.23
250	0.78	1400	1.37	15000	1.84	90000	2.28
300	0.92	2000	1.43	20000	1.9	100000	2.3
400	0.01	3000	1.5	30000	1.98		

Tableau IV.2: les valeurs de B(H) du matériau magnétique STEEL_NLIN

La courbe B(H) du circuit magnétique est représentées ci-dessous.

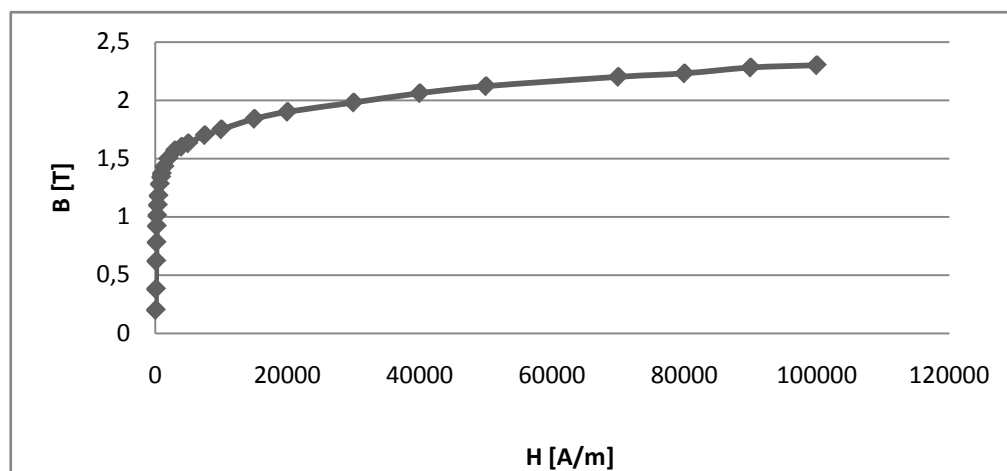


Figure IV.7: Caractéristique B(H) du matériau magnétique.

IV.2.3 Couplage avec les équations de circuit

Pour représenter fidèlement le moteur, il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court-circuit). Le circuit électrique de la **figure (IV.8)** représentant :

- Les sources de tension d'alimentation (V_U , V_V , V_W) ;
- Le bobinage statorique (B_U , B_V , B_{WW}) ;
- Les inductances de fuite, (L_U , L_V , L_W) ;

- Les résistances de chute de tension dans le réseau (R_U , R_V , R_W) sont également négligeables ;
- Les résistances des voltmètres pour mesurer la tension statorique $R1$, $R2$, $R3$.

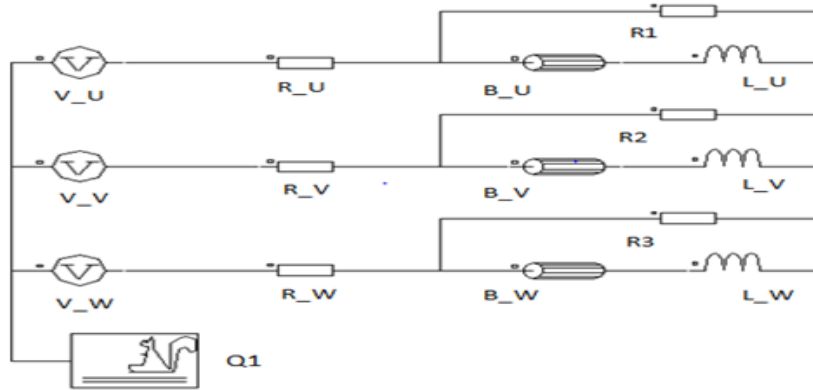


Figure IV.8: Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.

Q1 : est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D®) utilisé pour modéliser la cage d'écureuil de la machine, c'est un circuit fermé contient des barres rotor rotorique de la **figure (IV.9)** (Barre k), résistances (R_{ik}) inductances de fuite (L), correspondent aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes).

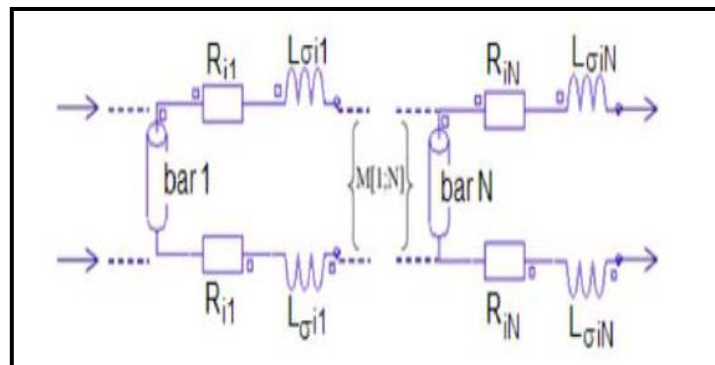


Figure IV.9 : Circuit équivalent de la cage rotorique.

Ce lien est utilisé car les simulations envisagées visent à reproduire les variations du moteur lors d'un fonctionnement en charge. Les courants induits au rotor ne pourront donc plus être négligés comme c'était le cas à vide, il est donc indispensable de modéliser les court-circuits de la cage. De plus, cette méthode permet d'alimenter directement le moteur en tension et non pas en courant comme il faudrait le faire sans ce couplage, [16].

IV.3 Résultats de simulation en régime magnétodynamique

IV.3.1 Caractéristique de simulation en magnétodynamique

Dans ce mode de fonctionnement, il faut déterminer les valeurs de la fréquence d'alimentation et du glissement. On utilisera le couplage avec les équations du circuit qui permettent de simuler les court-circuits de la cage.

On rappelle les avantages et les limites de la magnétodynamique :

IV.3.1.1 Avantage :

-  simplicité de mise en œuvre ;
-  gain de temps et d'espace mémoire par rapport à la résolution évolutive ;
-  la prise en compte des courants induits.

IV.3.1.2 Inconvénients :

-  utilisation possible uniquement pour le régime permanent ;
-  toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à même fréquence ;

Le mouvement du rotor n'est pas «physiquement» prise en compte. Cela aboutit à des courants statorique parfois déséquilibrés car les harmoniques des espaces ne sont pas prises en compte. Les simulations magnéto-harmoniques de Flux2D® de la machine asynchrone sont effectuées pour des valeurs constantes de glissement (valeurs constantes de vitesse rotoriques).

Les résultats des simulations magnétodynamiques dépendent de la position relative de rotor-stator, prise en compte par la simulation, « la position initiale du rotor ». Ainsi nous avons déterminé la position relative de rotor-stator pour laquelle le couple électromagnétique est égal à la valeur moyenne. "La position initiale" du rotor représente des données d'entrée pour le processeur de SOLVER_2D de Flux2D®, [16].

IV.3.2 Résultats graphiques

Les résultats de simulation ci-dessous représentent : la répartition des lignes équiflux, l'induction dans le circuit magnétique et la densité du courant pour les trois fonctionnements : à vide, nominale et démarrage.

✚ Fonctionnement à vide pour g (0.001) :

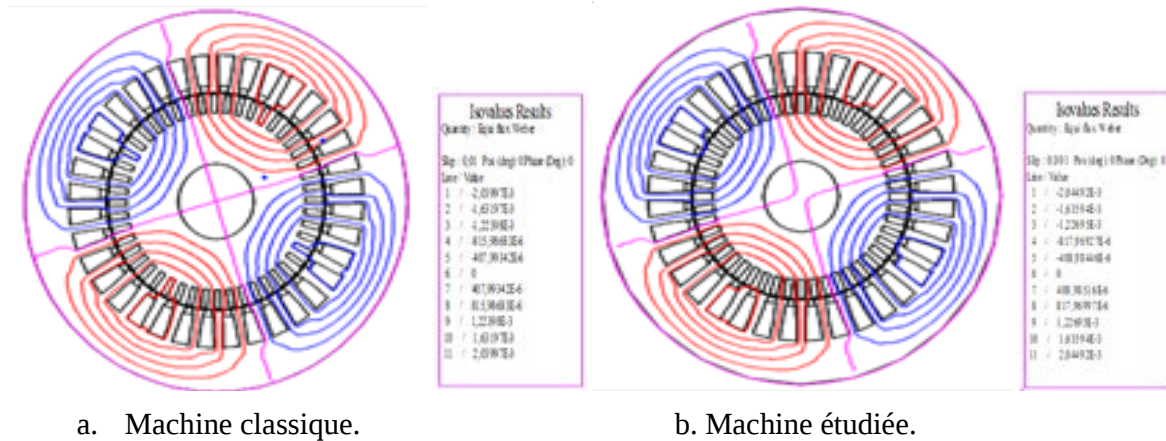


Figure IV.10: Répartition des lignes équipotential pour le fonctionnement à vide.

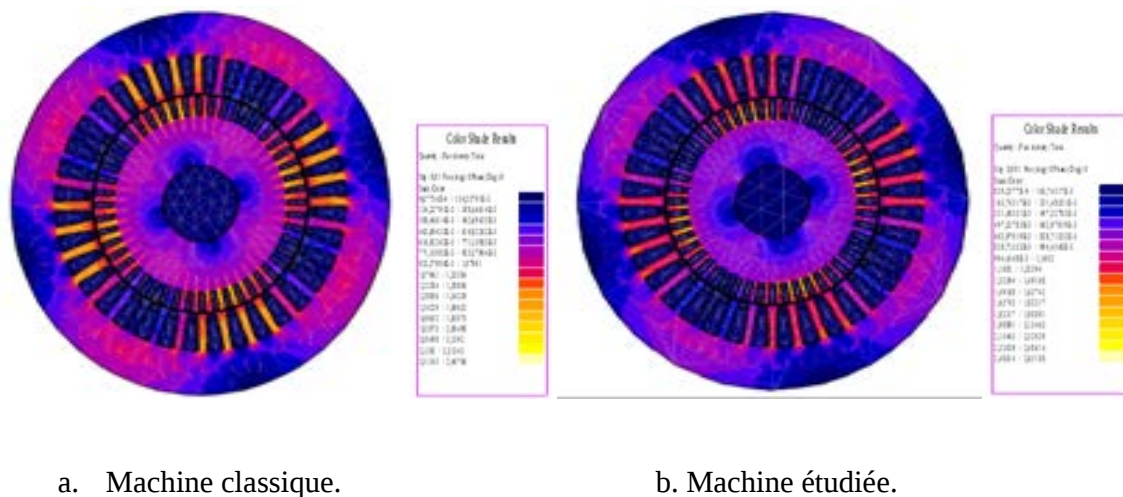


Figure IV.11: Induction magnétique pour le fonctionnement à vide.

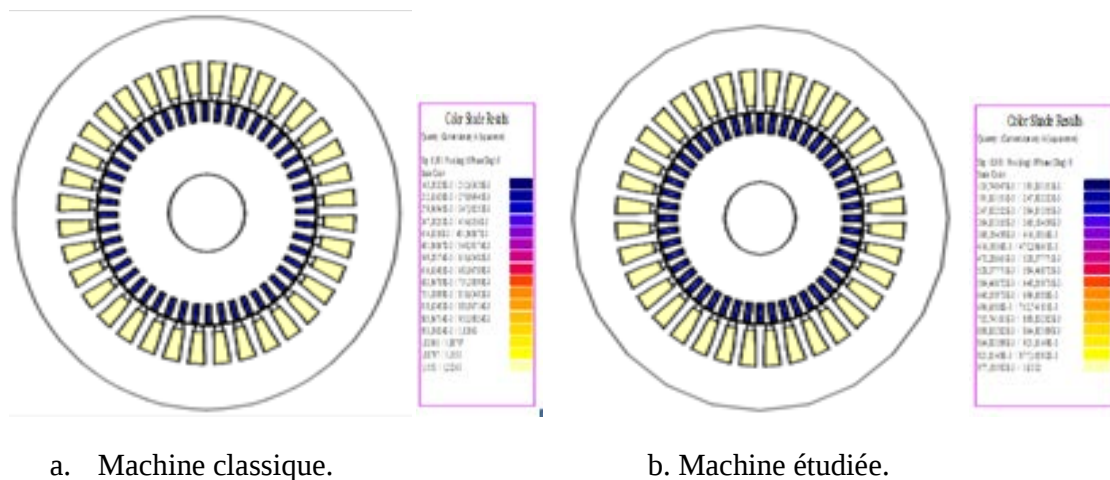
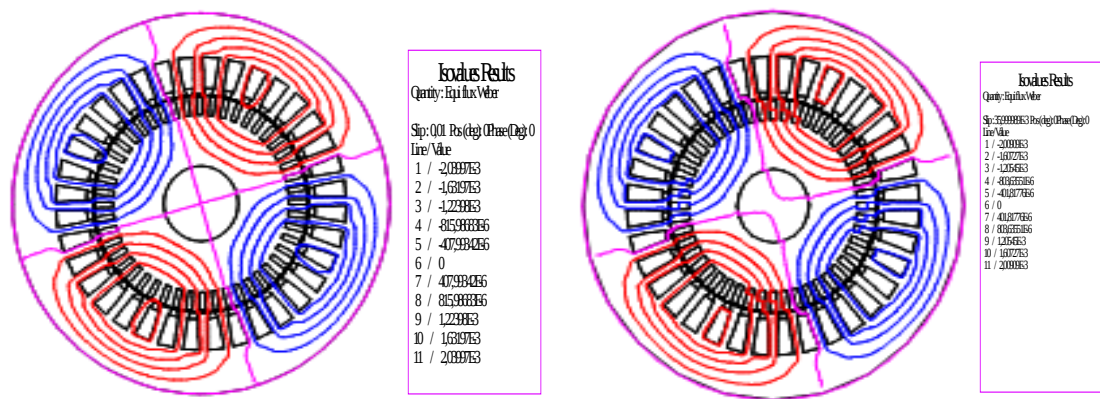


Figure IV.12 : Densité du courant dans les barres en fonctionnement à vide.

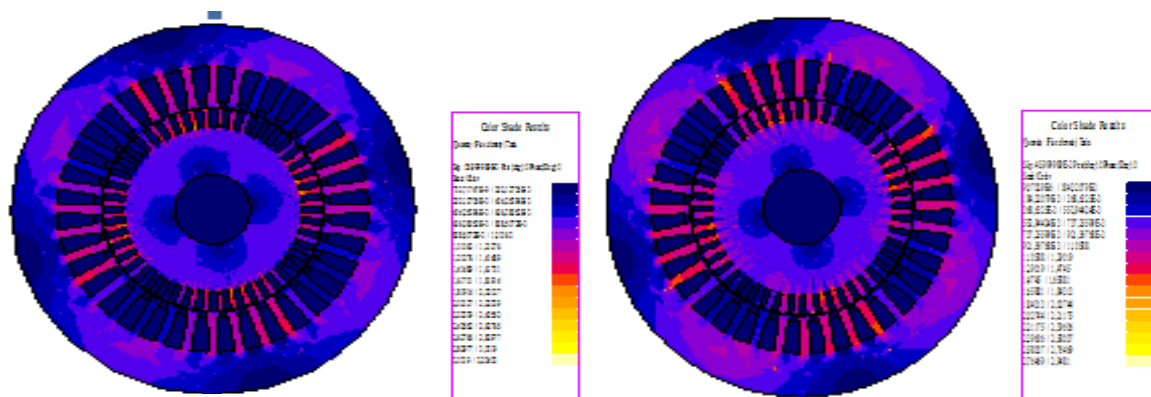
✚ Fonctionnement nominale :



a. Machine classique.

b. Machine étudiée.

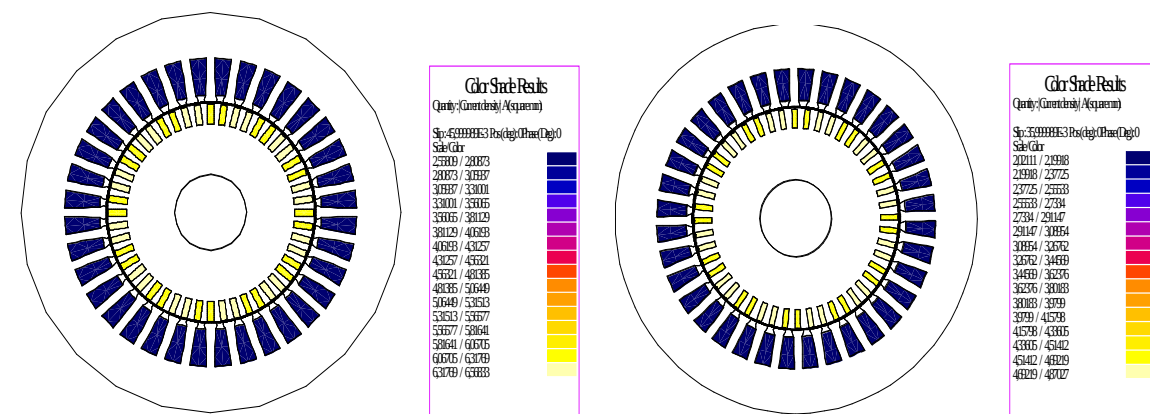
Figure IV.13: Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement nominale.



a. Machine classique.

b. Machine étudiée.

Figure IV.14: Induction magnétique pour le fonctionnement nominale.



a. Machine classique.

b. Machine étudiée.

Figure IV.15: Densité du courant dans les barres en fonctionnement nominale.

✚ Fonctionnement de démarrage pour (g=1).

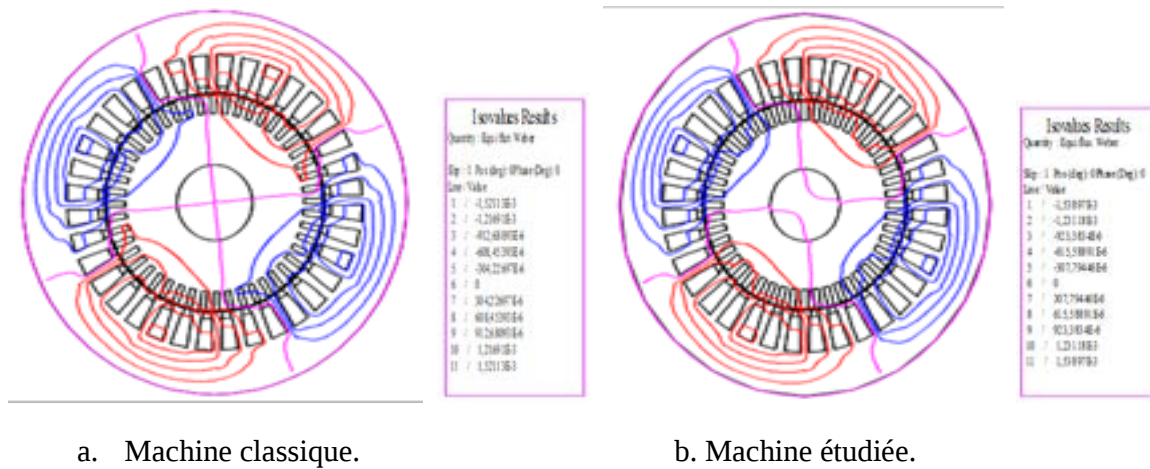


Figure IV.16: Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement de démarrage.

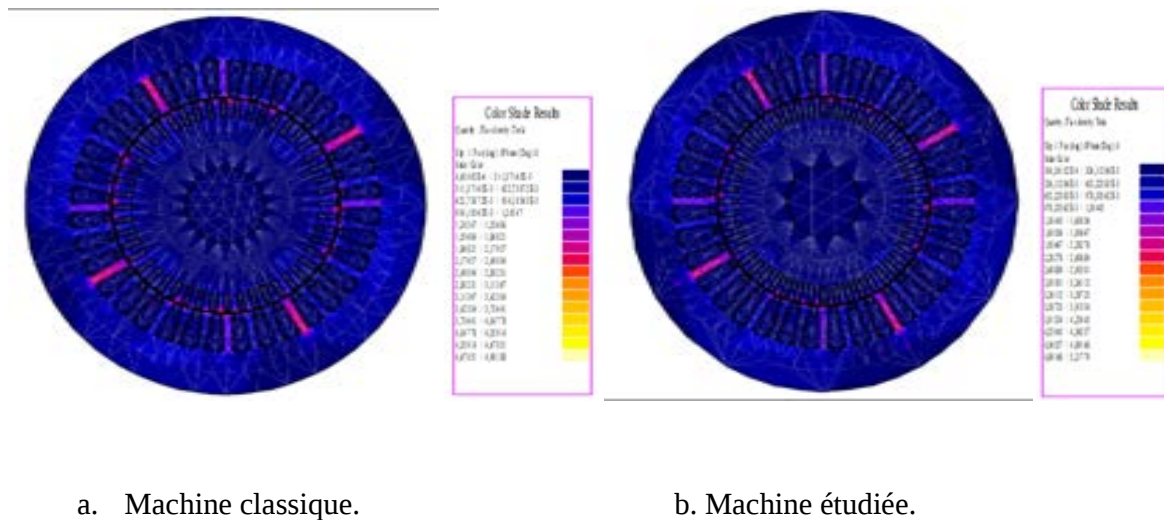


Figure IV.17 : Induction magnétique pour le fonctionnement de démarrage.

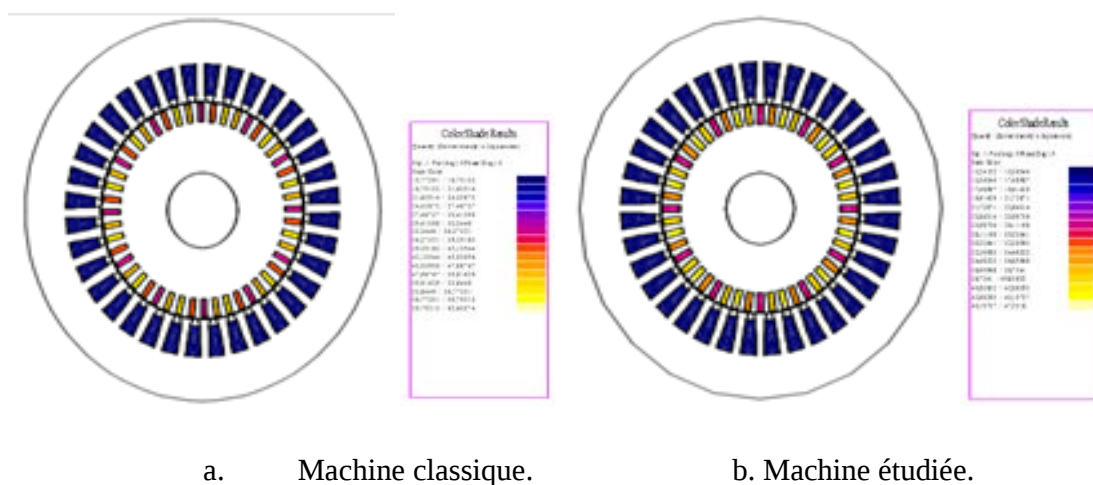


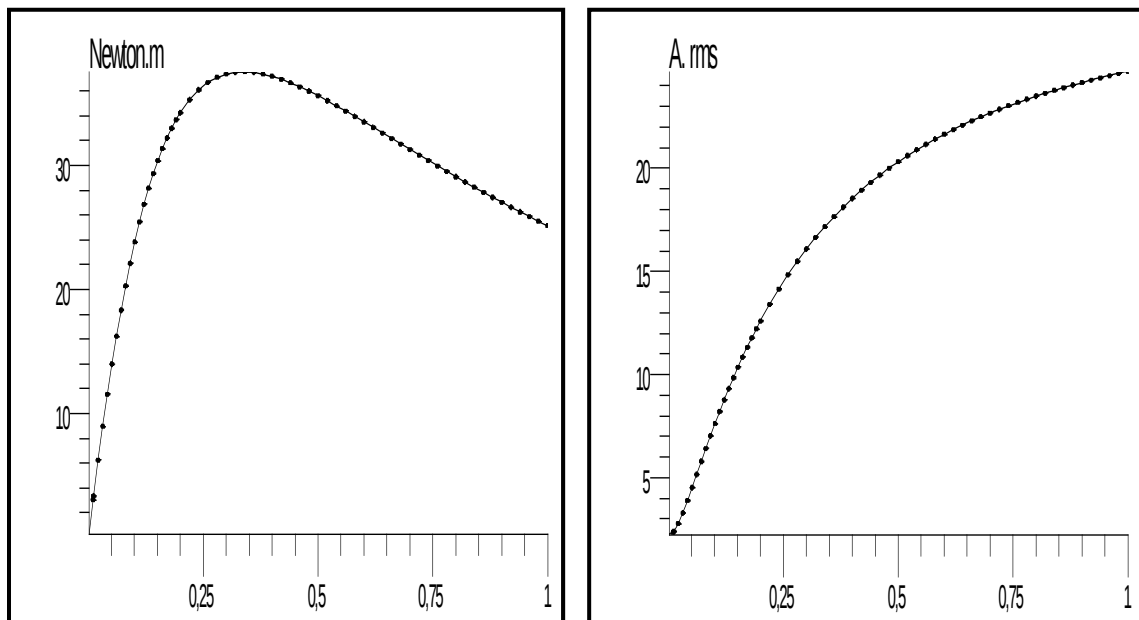
Figure IV.18 : Densité du courant dans les barres en fonctionnement de démarrage.

A partir des résultats de simulation et les figures précédents, nous nous remarquons que la distribution des lignes de flux est qua-symétrique par rapport aux axes des poles.les lignes de flux entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor. On remarque aussi que la partition de l'induction et elle aussi quasi-symétrique.

La densité du courant dans les barres à vide est faible 1.22 pour la machine classique et 1.03 pour la machine étudiée et on régime nominale il amélioré , au démarrage est plus grand à celui au fonctionnement nominal.

IV.4 Analyse des Caractéristiques de la machine

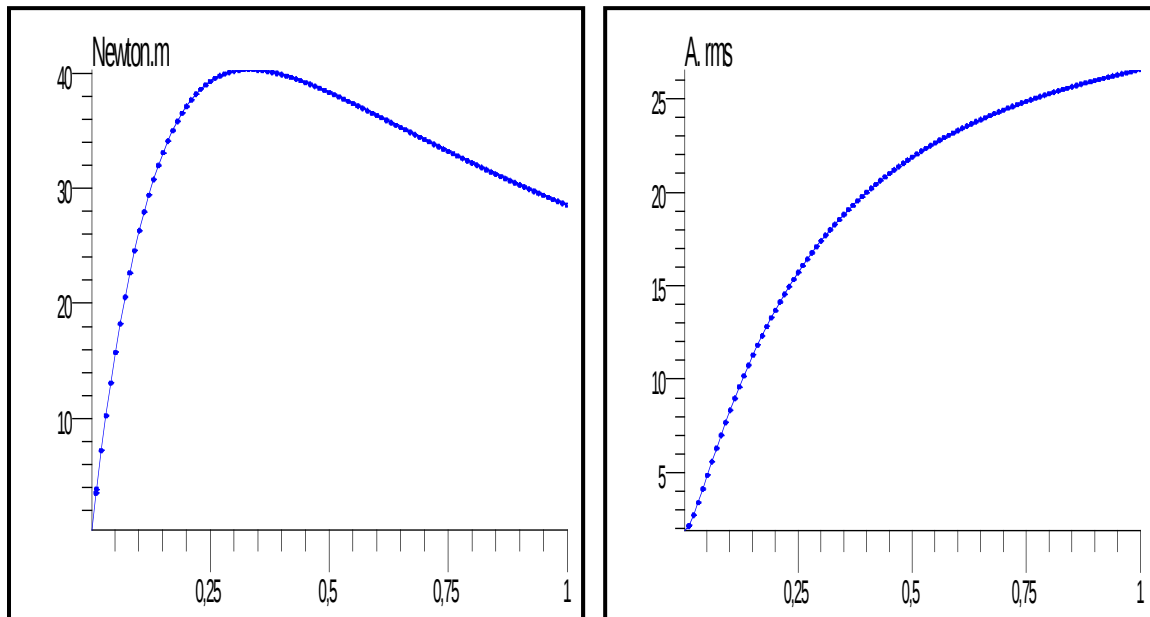
Pour analysé les caractéristiques des deux machines, on a représenté les caractéristiques du couple et du courant en fonction de glissement par les figures suivant.



a. Couple en fonction du glissement.

b. Courant en fonction du glissement

Figure IV.19: Caractéristiques de la machine classique (M CL).



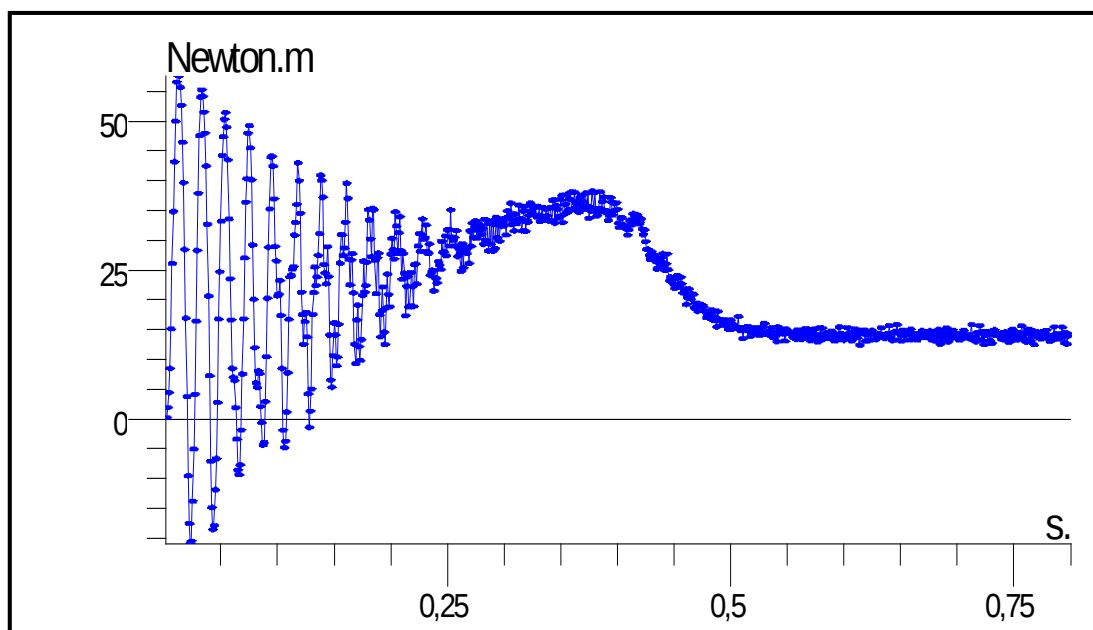
a. Couple en fonction du glissement.

b. Courant en fonction du glissement

Figure IV.20 : Caractéristiques de la machine étudiée (M EP).

IV.4.1 Caractéristiques de la machine

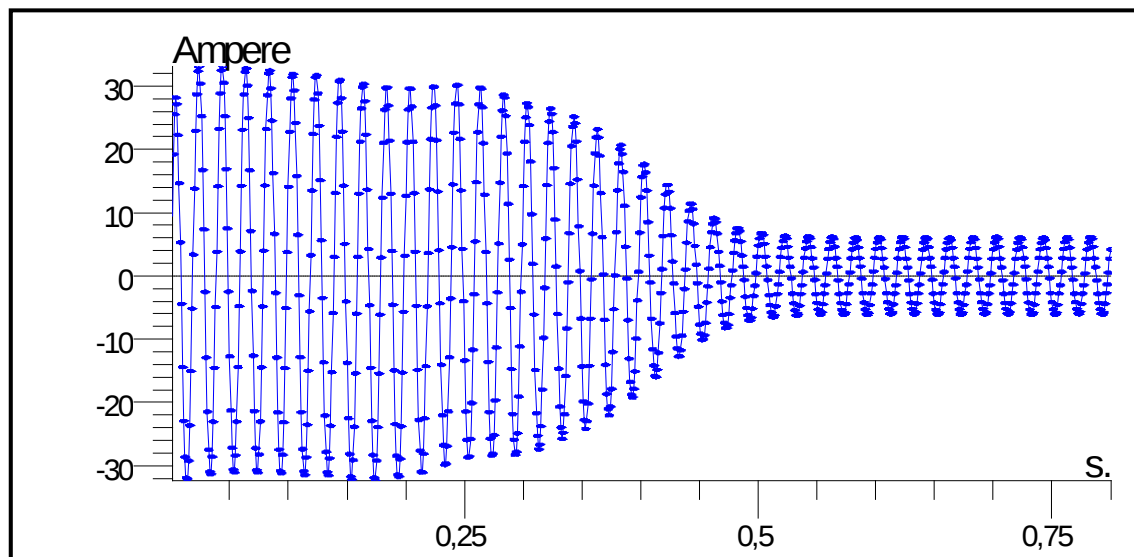
✓ La figure (a) suivant représente le couple électromagnétique.



a. Couple en fonction du temps

En constat que couple des ondulations ou démarrage jusque à 0.3s puis attiens la valeur 14.89 N.m.

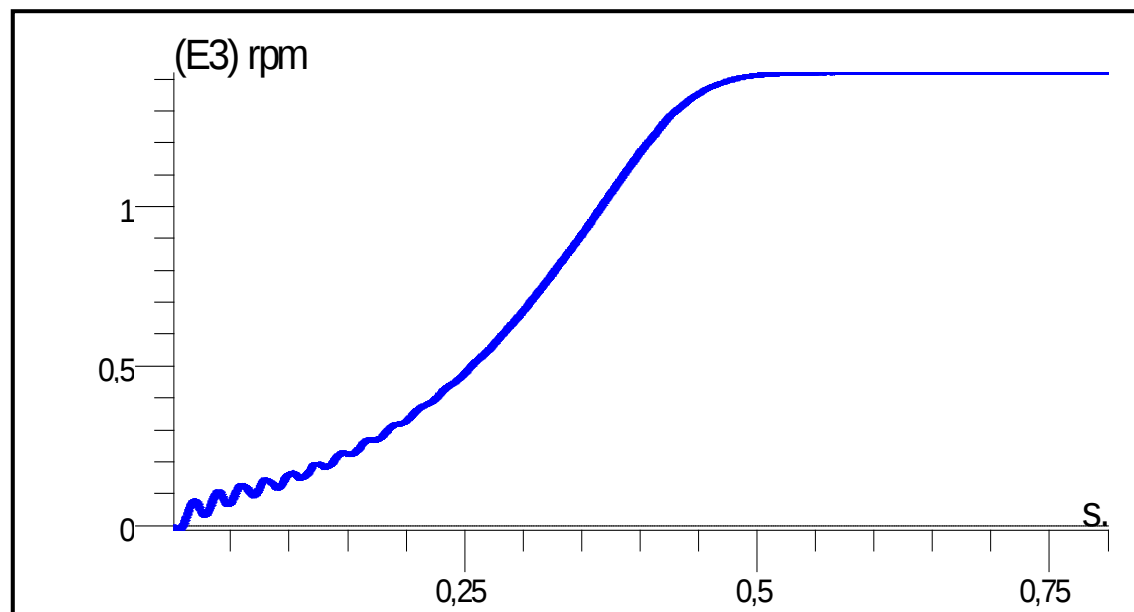
✓ La figure suivant (b) represent le courent statorique absorbé par la machine



b. Courant de phase en fonction du temps

En remarque que le courant atteint la valeur nominale apres 0.5s

✓ La figure (c) suivant représente la vitesse rotorique de la machine.



c. Vitesse en fonction du temps

En remarque aussi que la vitesse existe des ondulations apres 0.25s, et au 0.5s la machine fonctionné en régime permanent à sa valeur nominal 1420 tr/m.

Figure IV.21 : Caractéristiques de la machine étudiée

Les caractéristiques présentées dans le **tableau(IV.3)**, ces calculs offre également la possibilité d'évaluer les performances de la machine classique (M CL) et la machine à encoches profondes (M EP).

	g_n	I_0	$I_{1\text{dem}}$	I_{1n}	C_n	C_{dem}	C_{max}	$I_{1\text{dem}}/I_{1n}$	C_{dem}/C_n	C_{max}/C_n
M CL	0.046	1.86	23.9	3.82	12.38	26.7	37.43	6.25	2.15	3.02
M EP	0.037	1.92	26.55	4.11	13.07	28.51	40.29	6.45	2.18	3.08

Tableau IV.3 : Caractéristiques pour les deux machines.

A partir des résultats obtenu et regroupé dans le tableau présidant **tableau IV.3**, nous nous remarquons une amélioration des performances de la machines étudiée (M EP) machine à encoches profondes À celui de la machine classique (M CL), il ya une augmentation courant de démarrage, couple de démarrage et couple max.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé les deux machines, machine asynchrone classique et la machine étudiée (machine à encoches profondes) par la méthode de les éléments finis a l'aide logiciel de simulation FLUX 2D, nous avons vue la répartition des lignes équiflux, l'induction électromagnétique, la densité du courant dans les barres dans les différents régimes à vide nominal et au démarrage, également les caractéristiques couple et courant en fonction du glissement.

Finalement on a simulé la machine en régime transitoire pour voir les performances de cette dernier couple courant et la vitesse.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, en premier lieu nous avons présenté les différentes actions de la maîtrise d'énergie qui sont très importantes pour économiser et utiliser l'énergie électrique surtout dans l'industrie par l'utilisation des moteurs à haut rendement.

En suit, nous sommes intéressés à la CAO des machines électriques de façon générale permettant d'améliorer les performances de ces machines tels que le rendement couple de démarrage et couple maximal. Bien que les stratégies de la CAO aient assuré pour un problème donné et pour trouver les meilleures solutions du point de vue mathématique.

En deuxième chapitre on a appliqué le programme de calcul et de conception pour le dimensionnement d'une machine asynchrone à simple cage, dont on a conclu qu'on ne doit pas seulement tenir compte de ses propriétés électromagnétiques, mais faire en sorte qu'elle soit la plus performante possible. Le dimensionnement doit satisfaire avant tout les lois de la physique en particulier magnétiques, électriques et mécaniques, d'autres parts il doit en même temps répondre aux exigences du cahier de charge tel que la capacité de surcharge, le facteur de puissance et les conditions de démarrage. A travers une comparaison entre l'analyse statique et dynamique. On a remarqué que les deux méthodes donnent des résultats semblables. Les écarts trouvés sont faibles, cela nous a conduit à accepter le modèle analytique, et conclut que la méthode de dimensionnement de **LIWSCHITZ** est efficace pour les machines de faibles puissances.

Dans le troisième chapitre, on a donné une définition et les constituants d'une machine asynchrone à encoches profondes, les différents types des rotors à cage et la version des encoches proposée. Pour voir l'apport d'utilisation de cette version, à la fin de ce chapitre on a comparé les performances obtenues pour les deux machines.

L'analyse électromagnétique en 2D par la méthode des éléments finit est l'objet du dernier chapitre, et par l'utilisation d'un logiciel spécial, on est arrivé à analyser la distribution de l'induction magnétique dans toutes les régions, la densité de courant dans les phases et les barres et on a visualisé les performances de ces machines en régime transitoire.

A partir du constat de ce travail, quelques recommandations peuvent être faites:

- Voir l'effet du choix du matériau sur les résultats obtenus par FLUX2D ;
- Etudier l'influence de la forme d'encoche rotorique;
- Refaire le même travail pour une analyse magnétostatique.

Références bibliographiques

- [1] **A. Gilson** « Conception d'une Machine Haute Vitesse / Haut Rendement à Coût Maitrisé pour des Applications de Type Compresseur » Moving Magnet Technologies, 1 Rue Christiaan Huygens, 25000 Besançon Département ENERGIE, Université de Franche-Comté, Institut FEMTO-ST, 90010 Belfort.
- [2] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, « Approche Géométrique pour la Conception Assistée par Ordinateur des Machines à Induction », *Conférence en Génie Electrique*, CEE02, Université de Batna, Algérie, pp.198-201, 10-11 Décembre, 2002.
- [3] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, « Comparaison de Deux Méthodes d'Evaluation du Rendement d'une Machine Asynchrone », *Conférence en Génie Electrique*, CEE2012, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 8-10 Octobre, 2012, Cee2012.Batna@yahoo.fr.
- [4] **B. Mimi** « étude des machines électriques par CAO » Doctorat université Mentouri Constantine 06 / 07 /2009.
- [5] **R. Ben Slama**1 « Institut Supérieur des Sciences Appliquées et de Technologie de Gabès Route de Médenine, 6072 Gabès, Tunisie » document internat
- [6] **M. S. Bouzeriba** « la maîtrise de l'énergie en Algérie » Liaison Energie Francophonie, Edition institut de l'énergie des pays ayant en commun l'usage du Français, n°71, pp, 39-44, 2006.
- [7] **A. Robert** « Qualité de l'électricité dans le marche libéralise » Séminaire organise par le Professeur Jean-Louis LILIEN, Université de Liège, 8 décembre 2004.
- [8] **M.H.J. Bollen, Y.H.Gu**, « Signal Processing Of Power Qualité Disturbances ». John Wiley, 2006.
- [9] **N. Elkhattabi** «identification des paramètres du moteur à induction pour la mesure in situ du rendement » l'université du Québec à Trois-Rivières. Février 2009.
- [10] © 2007 CEA Technologies Inc. « Guide de référence sur l'efficacité énergétique de moteur » info@ceati.com.
- [11] **Y. BENGUEDOUAR** « Algorithme d'optimisation par essaim de particules (OEP) Application à l'amélioration des moteurs El-Azazga, Algérie. » memoire master universite de m'sila N° d'ordre : 27 Année 2011/2012.
- [12] **R. Bouchard et G. Oliver** « conception des machines électrique » Edition de l'école polytechnique de Montréal, 1997.

-
- [13] **S. Chekroun** « contribution a l'étude des moteurs asynchrones a haut rendement » doctorat en sciences en électrotechnique Université de Batna 05 Mai 2011.
- [14] **A. HAMOUDA** « elaboration d'un programme de calcule de machines synchrones sous matlab en vu d'une etude d'optimisation » mémoire de magister universite Mouloud Mammeri de tizi-ouzou 04/ 07 /2012.
- [15] **Mr M. Lakhdar** « contribution a la CAO optimisée des machines électriques, application au moteur linéaire a induction » Université de Batna Soutenue le 03/12/2005.
- [16] **BRAHIMI Sara** « analyse électromagnétique en 2d des machines asynchrones a haut rendement » master en génie électrique université de m'sila ISE_119 Année universitaire 2014/2015.
- [17] **CHARIF Amrane** « Plateforme de conception des systèmes de propulsion électrique dans les véhicules électriques » master en génie électrique UNIVERSITE D E M' SIL A N° d'ordre : 032 Année universitaire : 2011/2012.
- [18] **A .ZAGHBA** « NOUVELLE POUR LA CONCEPTION SOUS CONTRANTES DES MHR » master en génie électrique université de m'sila ISE_061 2012/2013.
- [19] **S. Brisset** « Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques » these l'université des sciences et technologies de Lille Le 18 décembre 2007.
- [20] **M. Naili, M. Abache,** « Contribution a L'identification Paramétrique de la Machine Asynchrone a Flux Radial », Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2005.
- [21] **R. REBBAH,** « Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques Application aux Moteurs Asynchrones », Mémoire magister, Université Mentouri Constantine, 2006.
- [22] **M. Liwschitz et L. Maret** « Calcul des Machines Electriques », Tome 1, Tome 2, Edition Dunod, Paris, France, 1967.
- [23] **A. Boukhelifa,** « Les Éléments d'Optimisation du Pilotage d'une Machine Asynchrone en Vue D'un Contrôle Vectoriel », Thèse de Doctorat de L'école Nationale Polytechnique, Alger, 2007, pp.56,
- [24] **S. M et G. E,**« Conception Assistée par Ordinateur des Machines Asynchrones à Rotor en Court -Circuit », Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila 2005.
- [25] **P. Le brun** « Technologie, choix et alimentation des machines asynchrones » Lycée Louis Armand 173 Bd de Strasbourg 94736 NOGENT sur Marne.
- [26] **E. Gaucheron,** « *Les Moteurs Électriques, ...pour mieux les Piloter et les Protéger* », Cahier Technique n°207, Collection Schneider, Édition Juin 2004.
-

- [27] **B. V. Phuong** « Diagnostic des machines electrique par l'analyse de champ magnétique de fuit application de défauts rotorique d'un alternateur a vide » these docteur de l'INP Grenoble, 4/10/2007.
- [28] **M. Bouharkat** « étude de l'évolution des courant rotorique d'un machine asynchrone à cage en régime dynamique » these docteur d'etat Es-science université de Batna 15/02/2006.
- [29] **G. Rakotonirina** « modélisation thermique des moteurs asynchrones à cage par la méthode des éléments finis » doctorat en génie électrique (ph.d) université du québec à trois-rivières 30 AVRIL 2001
- [30] **M. Vincent** « Méthode des éléments finis » livre Ce document est sous licence Creative Commons 3.0 France. <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/3.0/deed.fr>
- [31] **Y. Alhassoun**, « *Étude et Mise en OEuvre de Machine à Aimantation Induite Fonctionnant à Haut Vitesse* », Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [32] **G. Datt et G. Touzot**, « Une Présentation de la Méthode des Eléments Finis », Maloine S.A.Editeur Paris, Deuxième édition, 1984.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES

Proposé et dirigé par : **Messieurs : Dr: S. CHEKROUN**

Mr: ZORIG Assam

Présenté par - **MILOUDI Noredin**

Thème :

**ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE EN 2D DES MACHINES
ASYNCHRONES A ENCOCHES PROFONDES**

Résumé :

Le dimensionnement et l'évaluation d'une machine asynchrone reposent d'abord sur la connaissance des inductions, dont découle le calcul des efforts dans les conducteurs, des ampères - tours consommées dans les circuits magnétiques, des flux utiles et de fuite, ce qui exige une analyse des phénomènes électromagnétiques.

La modélisation des phénomènes électromagnétiques passe par la résolution des équations de Maxwell. La résolution de ces modèles d'équations aux dérivées partielles spatio-temporelles nécessite l'emploi des méthodes numériques performantes tel que la (MEF) qui permet outre de vaincre la complexité technique et la réduction des coûts et délais de conceptions, d'améliorer la qualité des machines.

L'objectif de cette étude est l'élaboration des modèles bidimensionnels des machines asynchrones classique et à encoche profonde, En utilisant la théorie du champ électromagnétique pour établir un rapport entre les quantités magnétiques et le courant appliqué pour chaque région de la machine, avec le logiciel de simulation par élément finie (Flux 2D®).

Mots clés : Machine asynchrone, Conception, Encoche profonde.