

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 ELECTROMECHANIQUES

THEME

**NOUVELLE APPROCHE POUR LA CONCEPTION SOUS
CONTRAINTES DES MACHINE A HAUT RENDEMENT**

- ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE EN 2D -

Proposé et dirigé par :
Messieurs: S. CHEKROUN
A. ZORIG

Présenté par :
- ZEGHBA Ahmed

Année universitaire : 2012/2013

N° d'ordre : 061

TABLE DE MATIÈRE

REMERCIEMENTS.....	i
TABLE DES MATIÈRES.....	ii
LISTE DES FIGURES.....	vi
LISTE DES TABLEAUX.....	ix
NOMENCLATURE.....	xi
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE I: FONDEMENT THEORIQUE DES MACHINES A HAUT RENDEMENT	
Introduction.....	3
I.1. Définition et concept de la maîtrise de l'énergie.....	4
I.1.1. Maîtrise de l'énergie dans le bâtiment.....	4
I.1.2. Eclairage.....	4
I.1.3. Maîtrise de l'énergie dans l'industrie.....	5
I.2. Effet des machines électriques sur la maîtrise de l'énergie électrique.....	6
I.2. 1. Qualité du moteur.....	6
I.2. 2. Taille du moteur.....	6
I.2. 3. Coût du moteur.....	6
I.3. Rendement des moteurs à induction.....	6
I.3.1. Différentes pertes dans la machine à induction.....	7
I.3.2. Normes et détermination du rendement.....	8
I.4. Spécificités des machines à induction.....	11
I.4. 1. Caractéristiques techniques.....	11
I.4. 2. Terme décrivant le rendement.....	13
I.5. Moteurs à induction à haut rendement (MI-HR).....	14
I.5.1. Caractéristiques générales.....	15
I.5.2. Avantages d'utilisation des MI-HRS.....	15
I.6. Facteurs influents sur le rendement des moteurs électriques.....	16
A) Qualité d'alimentation d'énergie.....	16

B) Charge du moteur.....	16
C) Maintenance du moteur.....	17
D) Plage d'utilisation des moteurs.....	17
I.7. Economie d'énergie par les MI-HR.....	18
I.8. Moteurs à induction produits en Algérie.....	19
Conclusion.....	21

CHAPITRE II : APPROCHE DE LA CONCEPTION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Introduction.....	22
II.1.Méthodes de conception des machines asynchrones.....	23
II.1.1.Première Méthode.....	23
II.1.2. Deuxième Méthode.....	23
II.1.3. Troisième Méthode.....	23
II.1.4. Méthode Classique « calcul de LIWSCHITZ ».....	24
II.1.4.1. Cahier de charge.....	25
II.1.4.2. Calcul préliminaire.....	25
II.1.4.3. Calcul des dimensions géométriques principales du rotor et stator.....	26
II.1.4.4. Calcul de la F.M.M.....	27
II.1.4.5. Dispersion.....	32
II.1.4.6. Les pertes.....	33
II.2. Application à la machine type DIN-IEC 34-T2.....	35
II.2.1. Programme de conception développé.....	36
II.2.2. Résultats du programme.....	37
II.3. Étude des performances de la machine étudiée.....	46
II.3.1. Analyse statique.....	46
II.3.2. Analyse dynamique.....	48
1) Test sur le couple nominal.....	49
2) Test sur le couple de démarrage.....	50
3) Test sur le couple maximale.....	51
II.3.3. Comparaison des résultats.....	52
Conclusion.....	52

Chapitre III : C.A.O OPTIMISEE DES MACHINES A HAUT RENDEMENT

Introduction.....	53
-------------------	----

III.1.conception optimisée.....	54
III.2.Synthèse des méthodes d'optimisation.....	56
III.2.1.Algorithmes d'optimisation déterministes.....	56
III.2.1.1.Méthodes énumératives.....	56
III.2.1.2.Méthode du gradient.....	57
III.2.1.3.Méthode du gradient conjugué.....	57
III.2.1.4.Méthode du polytope de Nelder-Mead.....	58
III.2.1.5.Méthodes de Newton et quasi-Newton.....	58
III.2.1.6.Méthode de relaxation de Rosenbrock.....	59
III.2.1.7.Méthode complexe.....	60
III.2.2.Algorithmes d'optimisation stochastiques.....	60
III.2.2.1. Méthode de Monte-Carlo.....	60
III.2.2.2.Méthode de recherche Tabou.....	61
III.2.2.3.Algorithme de Metropolis.....	61
III.2.2.4.Méthode du recuit simulé.....	62
III.2.2.5.Algorithmes évolutifs.....	63
III.2.2.6. Algorithmes génétiques.....	64
III.2.2.7. Méthode des essaims de particules.....	64
III.3. Méthodes Hybrides.....	65
III.4.CAO optimisée appliquée au MHR.....	66
III.4.1.Variables de conception et espaces de recherche.....	67
III.4.2.Résultats.....	67
III.4.3. Résultats du programme de conception pour la machine optimisée.....	70
III.4.4.Étude des performances de la machine optimisée.....	77
III.4.4.1.Analyse statique.....	77
III.4.4.2.Analyse dynamique des résultats de la machine optimisée.....	79
III.4.4.2.1.Teste sur couple nominal.....	79
III.4.4.2.2.Teste sur le couple démarrage.....	80
III.4.4.2.3.Teste sure couple maximale.....	81
Conclusion.....	83
CHAPITRE IV : ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE EN 2D	
Introduction.....	84

IV.1. Méthode des éléments finis.....	85
IV.1.1. Le modèle employé.....	85
IV.1.2. Définition le mode magnétodynamique.....	85
IV.1.3. Principe de la méthode des éléments finis.....	85
IV.1.4. Logiciel de résolution.....	86
IV.1.5. Logiciel Flux 2D.....	87
IV.2.Application a la simulation de la machine asynchrone.....	89
IV.2.1. Les matériaux conducteurs.....	91
IV.2.2. Les matériaux magnétiques.....	91
IV.2.3. Couplage avec les équations de circuit.....	92
IV.3.Résultats de simulation par la magnétodynamique.....	93
IV.3.1. Caractéristique de simulation en magnétodynamique.....	93
IV.3.2. Résultats graphiques.....	94
IV.3.3. Analyse des Caractéristiques de la machine.....	96
Conclusion.....	98
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	99

ANNEXE

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUE

RÉSUMÉ

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1 : Répartition de la consommation d'électricité dans l'industrie.....	5
Figure I.2 : Répartition des consommations des systèmes motorisés	5
Figure I.3 : Bilan de puissance de la machine asynchrone.....	7
Figure I.4 : Classification du rendement des machines asynchrones selon CEMEP	9
Figure I.5 : Couple du moteur en fonction de la vitesse de synchronisme.....	12
Figure I.6 : Terme du rendement.....	14
Figure I.7 : Plage de rendement maximal.....	17
Figure I.8 : Rendement nominale pour les moteurs à 2 pôles pour différentes puissances.....	19
Figure I.9 : Le rendement nominal pour un moteur à 4 pôles à différentes Puissances.....	20
Figure I.10 : Rendement nominale pour les moteurs à 6 pôles pour différentes puissances.....	20

CHAPITRE II

Figure II.1 : Organigramme de calcul d'une machine asynchrone.....	24
Figure II.2 : Caractéristique du rendement en fonction du glissement.....	46
Figure II.3 : Caractéristique de couple en fonction du glissement.....	46
Figure II.4 : Caractéristique du courant primaire en fonction du glissement.....	47
Figure II.5 : Caractéristique de la puissance utile en fonction du glissement.....	47
Figure II.6 : Caractéristique Vitesse rotorique en fonction du glissement.....	47
Figure II.7 : Schéma fonctionnel du banc d'essai par simulation.....	48
Figure II.8 : Détaille du bloc subsystem.....	48
Figure II.9 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple Nominal.....	49
Figure II.10 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple de démarrage...50	
Figure II.11 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximal.....	51

CHAPITRE III

Figure III.1: Méthodologie de conception séquentielle.....	54
Figure III.2: Itérations possibles lors de la conception optimisée.....	54
Figure III.3: Organigramme de la CAO optimisée.....	66
Figure III.4: Résultats pour la 1er exécution.....	78
Figure III.5: Résultats pour la 2eme exécution.....	78
Figure III.6: Comparaison entre les caractéristiques de la machine existante et la machine à haut rendement.....	78
Figure III.7: Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal.....	79
Figure III.8: Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple de démarrage....	80
Figure III.9 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximal.....	81

CHAPITRE IV

Figure IV.1: Fonction d'interpolation d'un élément.....	86
Figure IV.2: Schéma des différents modules du logiciel Flux.2D.....	88
Figure IV.3 : La géométrie de la machine étudiée.....	89
Figure IV. 4 : Dimension des encoches, a) l'encoche statorique b) l'encoche rotorique.....	90
Figure IV. 5 : Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.....	90
Figure IV.6: Répartition du maillage.....	91
Figure IV.7: Caractéristiques B(H) du matériau magnétique STEEL_NLIN.....	92
Figure IV.8 : Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.....	92
Figure II.9 : Circuit équivalent de la cage rotorique.....	93
Figure IV.10 : Répartition des lignes équiflux en fonctionnement nominale.....	94
Figure IV.11 : Induction magnétique en fonctionnement nominale/.....	95

Figure IV.12: Densité du courant de la machine.....	96
Figure IV.13: Caractéristiques de la machine classique (ME).....	96
Figure IV.14 : Caractéristiques de la machine optimisée (MHR).....	97

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I

Tableau I.1 : caractéristiques d'une machine asynchrone selon le model.....	13
--	----

CHAPITRE II

Tableau II.1 : Nombre d'encoche rotorique.....	26
Tableau II.2 : Plaque signalétique de la machine étudiée.....	36
Tableau II.3 : Tableau récapitulatif.....	52

CHAPITRE III

Tableau III.1 : Paramètres de conception et leurs limites.....	67
Tableau III.2 : Résultats d'optimisation.....	67
Tableau III.3 : Tableau comparatif.....	82
Tableau III.4 : Tableau comparatif.....	82

CHAPITRE IV

Tableau IV.1 : Caractéristique de la machine étudiée.....	89
Tableau IV.2 : B(H) du matériau magnétique STEEL_NLIN	91
Tableau IV.3 : Caractéristiques pour les deux machines	97

NOMENCLATURE

Symbole	Unité	Notation
η	%	Rendement
P_a, P_{ele}	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
η_{MHR}		Rendement du moteur à haut rendement.
n, nr	tr/min	Vitesse rotorique.
F		Chute de potentiel magnétique
f, f_1	Hz	Fréquence
I_n		Courant nominal
A_1		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
li	m	Longueur virtuel.
$\cos\varphi$		Facteur de puissance
B_δ	T	Induction en entrefer
c		Coefficient d'utilisation
P_s	W	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 paire 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
L_m	H	Inductance magnétisante
M	H	Inductance cyclique mutuelle
ω_s	rad/s	Pulsation statorique ou de synchronisme.
j	Kg.m ²	Inertie
p		Nombre de paire 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
$\Phi_{\tau\max}$		Flux passe par la dent
k_f		Coefficient de forme de la courbe d'induction
l_{Fe}		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

Nomenclatures

p_t	m	Epaisseur du pont
$X_{\sigma 1}$		Réactance de fuite
I_m	A	Courant magnétisant
I_0	A	Courant a 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}		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		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 GÉNÉRALE

A) Généralités

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. Ils sont largement utilisés en tant qu'entraînements électriques dans l'industrie, le service public, la traction, les électroménagers, [1].

La machine asynchrone, connue également sous le terme (anglo-saxon) de la machine à induction. Est une machine électrique à courant alternatif. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui le traversent. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications industrielles ou domestiques de l'électricité, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Il existe plusieurs types de moteurs asynchrone : monophasé, triphasé à cage, triphasé à bague, [1, 2].

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, [3].

B) Objectif

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

Suivant l'augmentation continue du coût de l'énergie, les fabricants des machines électriques ainsi que les consommateurs s'intéressent à la réduction de la consommation d'énergie des systèmes électriques. Ce qui a conduit au lancement d'importants travaux à travers le monde, particulièrement pour l'amélioration du rendement des machines. Cela est l'objet de notre sujet.

C) Structure

Pour aboutir aux objectifs fixés, ce mémoire est organisé et structuré en quatre chapitres comme suit:

Dans le premier chapitre, on s'intéressera sur la gestion de l'énergie et les tentatives de réduire la consommation dans tous les domaines d'utilisation. On présentera également les moteurs à induction à haut rendement, l'effet de ces moteurs sur la maîtrise d'énergie et aussi une étude comparative a été effectuée sur le produit algérien relativement aux moteurs restant sur le marché et qui sont conformes à la norme IEC 34- T2.

Le second chapitre, sera consacré à l'exposé de la méthodologie de conception d'une machine asynchrone à partir d'un cahier des charges, le concepteur à la tâche de le traduire sous forme de formalisme mathématique.

Cette méthode est appliquée sur une machine de (2.2 kW). Les résultats obtenus par le programme développé seront ensuite validés par une analyse dynamique par simulation, ce qui nous permettra de valider le programme développé.

Après l'exposition des méthodes d'optimisation et suivant une stratégie de conception optimisée, le troisième chapitre comprend l'application d'une méthode d'optimisation dite hybride sur notre modèle analytique définit dans le deuxième chapitre.

Utilisant la méthode des éléments finis, le quatrième chapitre permettra la validation des résultats obtenus pour la machine classique (ME) et celle de la machine optimisée (MHR) par une analyse magnétodynamique. Le principe de cette méthode est réside dont le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie.

FONDEMENT THEORIQUE DES MACHINES A HAUT RENDEMENT (MHR)

Introduction

En raison du manque d'énergie électrique, des coûts élevés et pour les contraintes de temps des nouveaux investissements dans ce domaine, particulièrement durant ces dernières années. Cela a conduit à soutenir le développement des moteurs à haut rendement avec un fonctionnement à rendement optimal, ce qui peut mener à une économie substantielle d'énergie et par conséquent d'argent. Dans cet objectif, il a été lancé en 1999, en Algérie un programme national avec l'élaboration de la loi 99-09, du 28 juillet 1999 relative à la maîtrise et la préservation de l'énergie électrique, [1, 2]. Ce programme nous a poussés à la réflexion sur l'utilisation des moteurs à haut rendement dans un souci de maîtrise de l'énergie.

On s'intéressera dans ce chapitre à la présentation d'un état de l'art sur les moteurs à haut rendement, avec un rappel sur le concept de la maîtrise de l'énergie dans les principaux secteurs, [1]. L'apport des machines électriques vis-à-vis de la maîtrise de l'énergie électrique sera également traité. On insistera aussi sur le rendement des machines asynchrones, les méthodes et normes pour les évaluer, les facteurs influents et les avantages des MHR.

On terminera par la présentation des moteurs à induction produits en Algérie pour offrir une idée de leurs positions par rapport à ceux produits à travers le monde.

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

Parce que la production, la transformation, le transport et la consommation d'énergie sont responsables de la plus grande part des nuisances environnementales dues à l'activité humaine; augmentation de l'effet serre, pollution des sols, des eaux de pluies acides. De plus les ressources d'énergies que nous utilisons sont principalement des énergies fossiles dont les réserves sont limitées et la demande sans cesse croissante dues à la poussée démographique importante conduit forcément aux solutions de délestage. Tous ces problèmes nous amènent à réfléchir à la maîtrise de l'énergie qui définit une gestion raisonnée de l'énergie disponible pour satisfaire les besoins exprimés par la société. L'objectif n'est pas de diminuer le confort des usagers mais de le maintenir au même niveau tout en économisant l'énergie, [3].

I.1.1. Maîtrise de l'énergie dans le bâtiment

Un grand nombre de logements ne sont pas conçus, ou le sont incorrectement sur le plan thermique. Cela s'explique par l'absence de réglementation thermique spécifique pour l'habitat. Cette situation a pour conséquence une consommation énergétique importante des bâtiments.

La réglementation thermique dans les bâtiments neufs s'appliquant à la conception et à la construction des bâtiments détermine:

- Les catégories de bâtiments et les normes de rendement énergétique y afférentes, selon les données climatiques des lieux où sont situés les bâtiments;
- Les normes techniques relatives à la construction se rapportant à la résistance thermique à l'étanchéité des ouvertures de l'enveloppe extérieure d'un bâtiment, à la qualité des matériaux d'isolation et leur mode d'installation, à la fenestration, aux dispositifs des systèmes de chauffage ou de climatisation.

Pour limiter les conséquences négatives de cette situation l'état doit conduire, autour de cette filière, des actions de sensibilisation ou d'étude, [4].

I.1.2. Eclairage

L'éclairage fait partie intégrante de notre vie, nous permettant de réaliser toutes nos activités et contribuant aussi à créer des ambiances correspondant à notre personnalité ou notre humeur du moment. Mais un éclairage de mauvaise qualité peut générer une augmentation sensible de la consommation d'électricité. Il faut savoir que l'éclairage représente en moyenne 15% de notre facture d'électricité et un éclairage efficace ne se mesure pas au nombre de Watts installés mais au choix des équipements et à l'usage qui en est fait, [5].

I.1.3. Maîtrise de l'énergie dans l'industrie

La maîtrise de l'énergie ne concerne pas seulement les bâtiments mais aussi l'industrie car cette dernière représente une partie importante de la consommation de l'énergie électrique environ (50%), [5]. Au-delà de l'application de la réglementation, la mise en œuvre d'actions de maîtrise d'énergie en respectant les consignes environnementales constitue sur le plan économique et social, un facteur déterminant la compétitivité d'une entreprise.

Les actions de maîtrise de l'énergie dans les entreprises portent généralement sur :

- Le développement de procédés et d'équipements énergétiquement performants et leur diffusion;
- Promotion d'une gestion efficace de l'énergie dans les entreprises par l'utilisation d'équipements innovants et l'utilisation de bonnes pratiques,

En effet, dans l'industrie (Ex en France), 70 % de la consommation d'électricité est dédiée au fonctionnement des moteurs électriques comme nous montre la figure (I.1).

30 % de ces 70 % sont utilisés pour la compression (que ce soit celle de l'air ou d'un fluide frigorigène), 20 % servent au pompage d'un fluide, 13 % sont dédiés aux systèmes de ventilation et les 37 % restant sont utilisés par les systèmes d'entraînements.

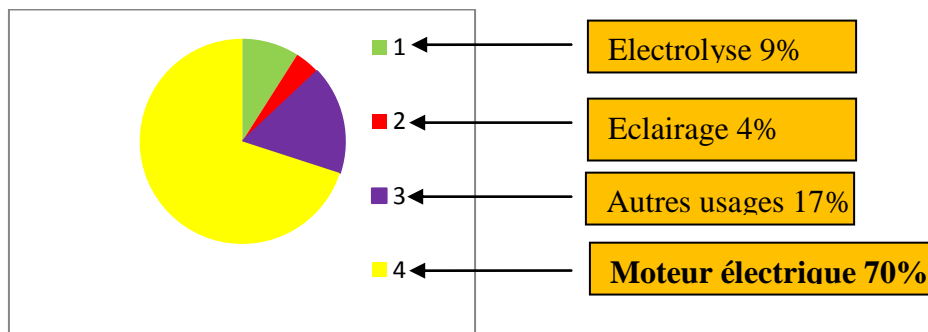


Figure I.1 : Répartition de la consommation d'électricité dans l'industrie.

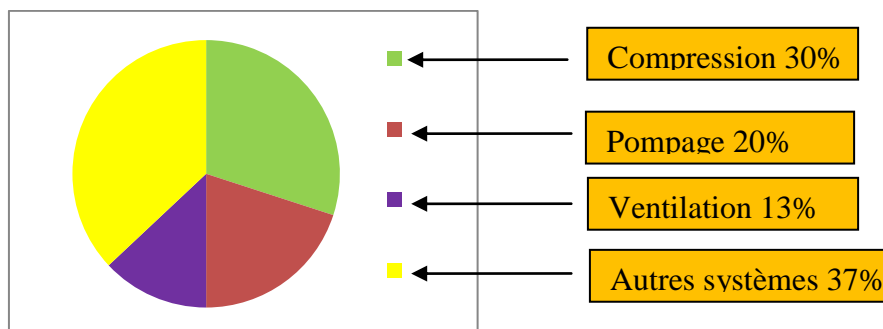


Figure I.2 : Répartition des consommations des systèmes motorisés.

Les moteurs électriques constituent donc un poste consommateur d'électricité considérable. Or, il existe aujourd'hui des technologies de moteurs qui utilisent l'énergie de manière rationnelle et permettent par la même occasion de réduire la facture d'électricité ; MHR, [5].

I.2. Effet des machines électriques sur la maîtrise de l'énergie électrique

Comme il est mentionné, il y a plusieurs approches pour économiser l'énergie électrique. Dans la partie suivante, on étudiera l'emploi des moteurs à inductions à haut rendement pour l'épargne d'énergie, en tenant compte des meilleurs facteurs de «qualité, taille, coûts », [6].

I.2. 1. Qualité du moteur

Le choix de la qualité de moteur avec des conduites de haut rendement à l'épargne d'énergie particulièrement si la différence de prix d'achat est relativement petite, même quelques %, ce qui peut mener à l'épargne significative d'une énergie. Ceci signifie que le moteur fonctionne avec un coût inférieur et développe la même puissance.

I.2. 2. Taille du moteur

Le choix de la taille de moteur est également très important. Par exemple, si le moteur est relativement surdimensionné à son application, alors le moteur fonctionne au-dessous des conditions de charge, avec un rendement de fonctionnement plus faible et avec un coût plus élevé. Néanmoins, si le moteur est bien choisi, ceci mènera à une épargne significative de l'énergie.

I.2. 3. Coût du moteur

Le choix du prix du moteur acheté doit être basé sur le rapport coût/bénéfice. 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.3. Rendement des moteurs à induction

Pour les systèmes de puissance électrique le rendement est d'une très grande importance, car cela à un impact direct sur le fonctionnement de la machine et une incidence sur l'aspect économique de la consommation énergétique. Pour déterminer le rendement des moteurs électriques, il existe plusieurs méthodes, parmi ces méthodes on trouve: méthode de la plaque signalétique, méthode de glissement, méthode de courant, méthode statistique, méthode du circuit équivalent, méthode des pertes séparées, méthode de couple d'entrefer. Et on peut les mesurer directement ou indirectement. Toutes ces méthodes déterminent le rendement (η) selon la définition donnée par l'équation (I.1).

$$\eta = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{ele}}} = \frac{P_{\text{ele}} - \sum \Delta P}{P_{\text{ele}}} = 1 - \frac{\sum \Delta P}{P_{\text{ele}}} \quad (\text{I.1})$$

En principe trois types de mesures peuvent être employés pour déterminer le rendement, comme indiqué dans la littérature par la:

- Mesure directe de la puissance électrique d'entrée et mécanique de sortie ;
- Mesure directe de la somme des pertes et de la puissance d'entrée ;
- Mesure des différentes composantes des pertes et de la puissance d'entrée, [7, 8].

I.3.1. Différentes pertes dans la machine à induction

Les différentes composantes de pertes qui se produisent dans un moteur sont définies comme suit.

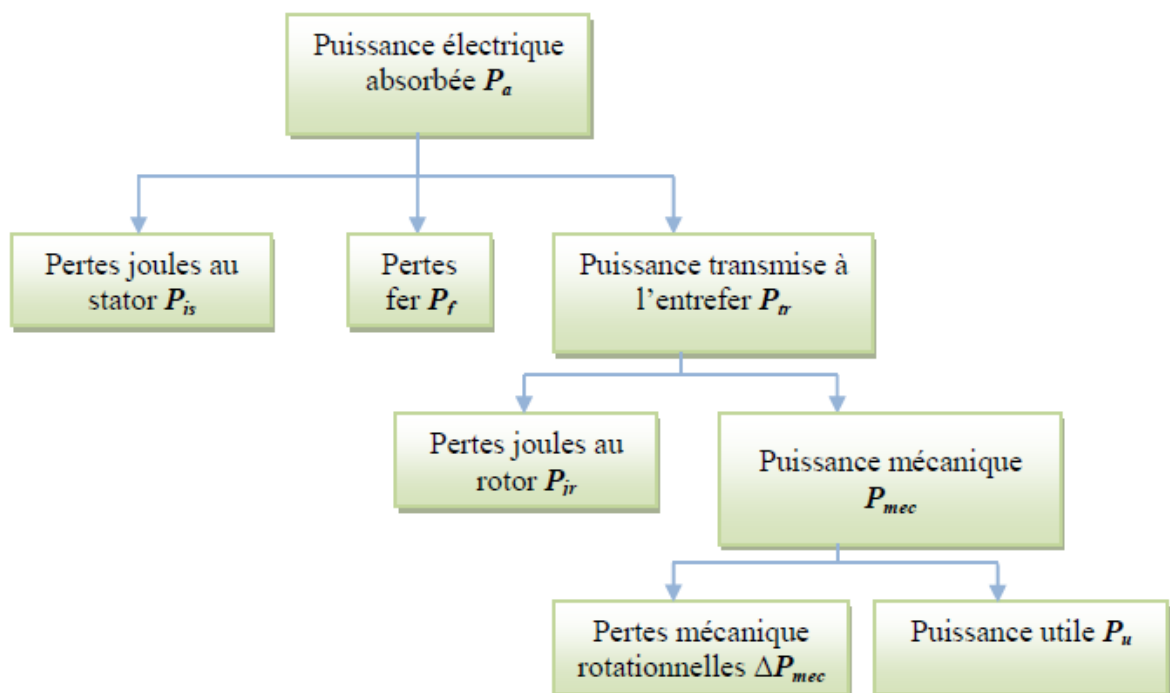


Figure I.3 : Bilan de puissance de la machine asynchrone.

a) Pertes par effet joule ou pertes cuivre dans les enroulements statoriques et rotoriques

Ce sont les pertes par effet Joule dans les parties conductrices d'une machine traversée par des courants c'est à dire dans les enroulements induits et inducteurs.

b) Pertes fer

Les pertes dans le fer représentent l'énergie électrique requise pour aimanter le noyau (phénomène de l'Hystérésis magnétique) ainsi que les pertes résultant de la création de faibles courants électriques traversant le noyau (courants induits dans les parties métalliques placées dans des champs variables).

c) Pertes mécaniques

Ces pertes proviennent des frottements mécaniques dans les paliers et de la ventilation d'air pour le refroidissement de la machine. Sachant que les paliers améliorés et une meilleure circulation d'air permettent de réduire ces pertes. Alors, une solution plus efficace consiste à utiliser un ventilateur plus petit, ce qui est possible puisque la diminution des autres pertes réduit le besoin de ventilation.

d) Pertes additionnelles de charge

Sont les pertes non couvertes par les autres composantes des pertes, autrefois, elles sont désignées sous le nom de pertes parasites de charge ou des pertes supplémentaires. Actuellement elles sont le sujet de plusieurs travaux de recherches.

I.3.2. Normes et détermination du rendement

A) Normes

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 normes principales sont :

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

Ces normes se distinguent avant tout par leur traitement des pertes supplémentaires dues à la charge. Les pertes supplémentaires dues à la charge sont les pertes autres que les pertes par ventilation et par frottement, les pertes par effet Joule statoriques et rotoriques et les pertes dans le fer. À pleine charge, les pertes supplémentaires dues à la charge peuvent varier entre 0,9 et 5 % de la puissance fournie selon le type de moteur et sa puissance nominale, [8].

- **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 mesures 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 la JEC**

La norme de la JEC, fixe à zéro les pertes supplémentaires dues à la charge et accorde une tolérance au rendement déclaré ce qui donne lieu à une sur évaluation du rendement du moteur.

- **Norme de la CEI**

La norme de la CEI 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, [9].

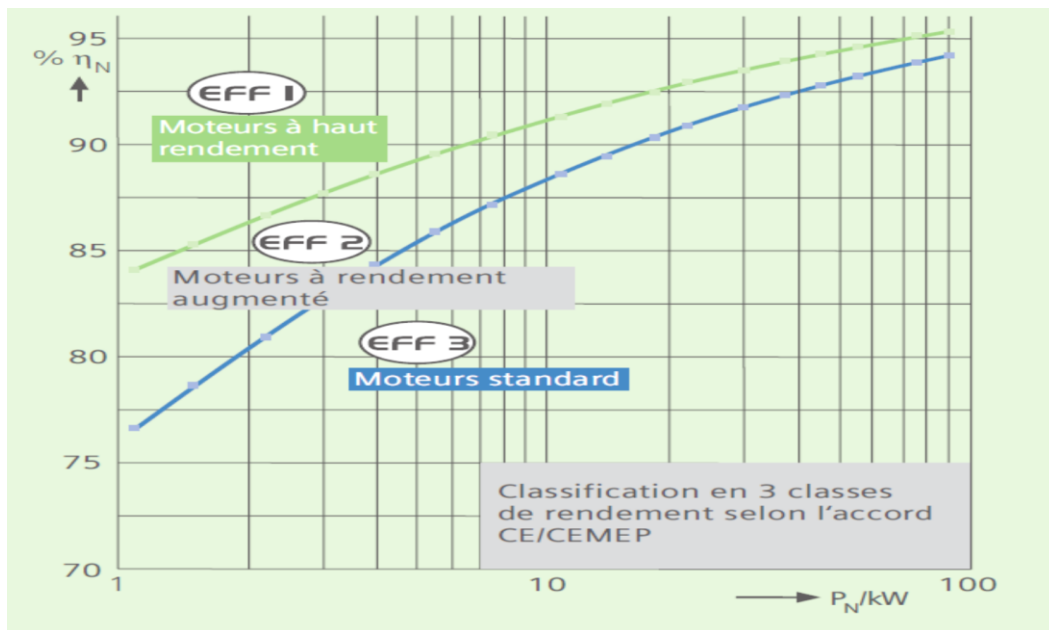


Figure I.4 : Classification du rendement des machines asynchrones selon CEMEP.

Donc, il est difficile de comparer deux moteurs lorsque leur rendement a été mesuré selon des normes différentes. Et même lorsque les normes sont les mêmes, il peut être difficile de comparer le rendement de deux compagnies différentes parce qu'elles peuvent bien avoir utilisés des instruments de mesure différents. Il s'ensuit donc que les rendements de moteurs déterminés selon les diverses normes ne sont pas comparables. Les différences peuvent atteindre 5 points de pourcentage ou davantage.

On considère, de façon générale, que la norme CSA C390 constitue la méthode la plus précise. Une harmonisation future des diverses normes est probable, mais sa mise en application va demander du temps.

B) Méthodes

De quatre normes mentionnées ci-dessus, cinq groupes des méthodes sont réalisés pour déterminer le rendement d'une machine asynchrone.

1) Méthode 1

Dans laquelle la puissance d'entrée et de sortie est directement mesurée, selon les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et de ABNT NBR. La mesure de puissance d'entrée et de sortie, effectuée après l'élévation de la température pour le fonctionnement en charge. La norme d'IEEE exige une correction des pertes du stator à une température indiquée avant de déterminer le rendement du moteur.

2) Méthode 2

Dans laquelle les puissances d'entrée et de sortie sont mesurées avec la séparation des pertes et la mesure indirecte des pertes parasites de charge, selon les normes d'IEEE et de CSA C-390. Les pertes parasites de charge sont définies comme toutes les pertes sans la somme des pertes conventionnelles (pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques). Les pertes parasites de charge sont obtenues à partir des analyses d'une régression linéaire pour réduire l'effet des erreurs aléatoires dans les mesures d'essai. La méthode 2 peut fournir des résultats différents de la méthode 1, principalement en raison des ajustements des pertes parasites de charge dans lesquels toutes les erreurs de mesure d'essai sont incluses.

3) Méthode 3

Méthode dont les conditions d'essais, sont comme vu dans les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et de ABNT NBR. Quand deux machines identiques sont couplées ensemble et alimentées à partir de deux sources d'énergie séparées. Le courant électrique dans et hors des deux machines est mesuré et la différence sont les pertes combinées des deux machines.

4) Méthode 4

Méthode avec la mesure directe des pertes parasites de charge et de la séparation des pertes, selon des normes d'IEEE, IEC 60034-2, CSA C-390 et ABNT NBR. Dans cette méthode, le rendement est indirectement calculé par la détermination de toutes les pertes (pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques et les pertes parasites de charge). Aux normes d'IEEE et de CSA C-390 les pertes parasites de charge sont obtenues directement à partir des essais spécifiques.

5) Méthode 5

Méthode dans laquelle les paramètres du circuit équivalent sont déterminés, selon des normes d'IEEE, CSA C-390 et ABNT NBR. Le rendement des moteurs est calculé à partir des paramètres du circuit équivalent. Dans cette méthode, il est très important de prendre l'impédance du rotor aux

basses fréquences. La précision de l'impédance du rotor affectera considérablement les caractéristiques sous la charge. En calculant les paramètres, les réactances sont corrigées à la fréquence et les résistances sont corrigées à une température indiquée, [9].

I.4. Spécificités des machines à induction

I.4. 1. Caractéristiques techniques

Lors de l'achat d'un moteur, on doit fournir au fabricant la liste de caractéristiques techniques désirées. Les fabricants tendent à mettre l'accent sur le rendement et la qualité dans la conception de moteur plus gros. Les compromis entre divers paramètres de performance peuvent entraîner une diminution du rendement du moteur. Il est donc très important de préciser dès le début, le rendement désiré.

Il serait également bon de noter que les caractéristiques exigées par le client ne doivent pas modifier les composantes de base du moteur, qui sont :

- ✓ Boîtier ;
- ✓ Paliers ;
- ✓ Rotor ;
- ✓ Isolation.

Les fabricants de moteurs offrent un produit résultant d'une série de recherches et d'essais. Tout écart des plans de base du fabricant et des normes de sécurité de l'industrie pourrait entraîner des problèmes imprévus. De plus, la responsabilité du fabricant quant à la correction de ces problèmes serait discutable.

Une bonne fiche technique devrait préciser :

- ✓ Echauffement et la classe d'isolation ;
 - ✓ Tension d'alimentation ;
 - ✓ Courant de démarrage maximal ;
 - ✓ Inertie de charge et le nombre de démarrage ;
 - ✓ Temps décalage minimal.
- **Conditions d'environnement du moteur**
 - ✓ Température ambiante ;
 - ✓ Altitude ;
 - ✓ Degré de sécurité.
 - **Protection nécessaire ainsi que toute option supplémentaire**
 - ✓ Protection thermique (système de thermostat/thermistance) ;
 - ✓ Radiateurs prévenant la condensation, si nécessaire.

○ **Tension d'alimentation**

Le choix de la tension d'alimentation d'un moteur est un autre facteur important pouvant altérer son rendement.

Pour un moteur d'une vitesse et d'une puissance spécifiée, le rendement d'un moteur diminue à mesure que la tension spécifiée augmente.

Pour les tensions autres que 600 volts, les enroulements et les encoches du moteur sont modifiés nécessitant un noyau plus gros et donc un boîtier plus grand, par conséquent le rendement est plus faible. Alors, pour les tensions d'alimentation élevées, il serait préférable d'abaisser la tension à l'aide d'un transformateur plutôt que d'opter pour un moteur surdimensionné, [8].

○ **Vitesse**

Les moteurs à vitesse élevée offrent habituellement un meilleur rendement. Cependant, cela ne signifie pas qu'il est toujours préférable d'utiliser un moteur à vitesse élevée et d'abaisser sa vitesse à l'aide des mécanismes conçus à cet effet afin de l'adapter à la charge. Les pertes de puissance se produisant au niveau des mécanismes d'abaissement de la vitesse pourraient réduire le rendement du circuit à une valeur inférieure à celle obtenue avec un moteur à commande directe et à faible vitesse.

○ **Couple**

Le couple mesure la force servant à produire une rotation. La dimension du moteur est proportionnelle à son couple et non à sa puissance en hp. Ainsi, un moteur à couple élevé est plus gros et coûte habituellement plus cher. Les moteurs à induction sont classés selon leur couple (modèles A, B, C et D). Le moteur que vous choisissez doit avoir un couple suffisant pour entraîner la charge au démarrage et l'amener à pleine vitesse. Le modèle le plus courant est le B.

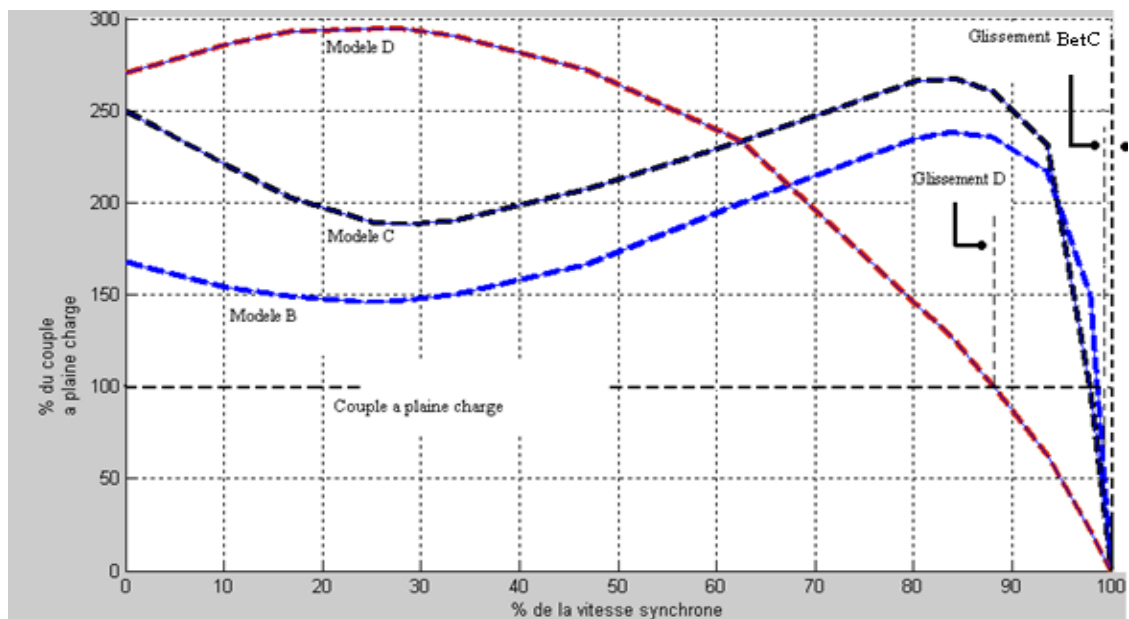


Figure I.5 : Couple du moteur en fonction de la vitesse de synchronisme.

- **Couple de démarrage**

Est le couple que développe le moteur à vitesse nulle ou lorsque le rotor est bloqué. Les modèles D et C ont un couple de démarrage élevé.

- **Couple minimal pendant le démarrage**

C'est le couple le plus petit (le point le plus bas sur les trois courbes) que développe le moteur entre la vitesse nulle et la vitesse à pleine charge.

- **Couple de décrochage**

Le couple le plus élevé que le moteur peut développer avant de caler ; les points les plus élevés sur les courbes.

- **Glissement à pleine charge**

Indique la différence entre la vitesse à pleine charge et la vitesse synchrone. Notez que le glissement est plus élevé dans le cas du modèle D que dans le cas des modèles B ou C, puisque le modèle D, au couple à pleine charge, fonctionne à un pourcentage moindre de la vitesse synchrone, [8].

Chaque modèle possède les caractéristiques particulières suivantes :

Modèle	Couple de démarrage	Courant de démarrage	Glissement pleine charge	Couple de décrochage
A	Normale	Elevé	< 5%	Elevé
B	Normale	Normale	< 5%	Normale
C	Elevé	Normale	< 5%	Normale
D	Très élevé	Faible	> 5%	--

Tableau I.1 : Caractéristiques d'une machine asynchrone selon le modèle.

I.4. 2. Terme décrivant le rendement

Le rendement de deux moteurs de même type fabriqués par deux compagnies distinctes ne sera pas nécessairement identique parce que les compagnies n'ont peut-être pas utilisé exactement les mêmes caractéristiques de fabrication ni les mêmes matériaux.

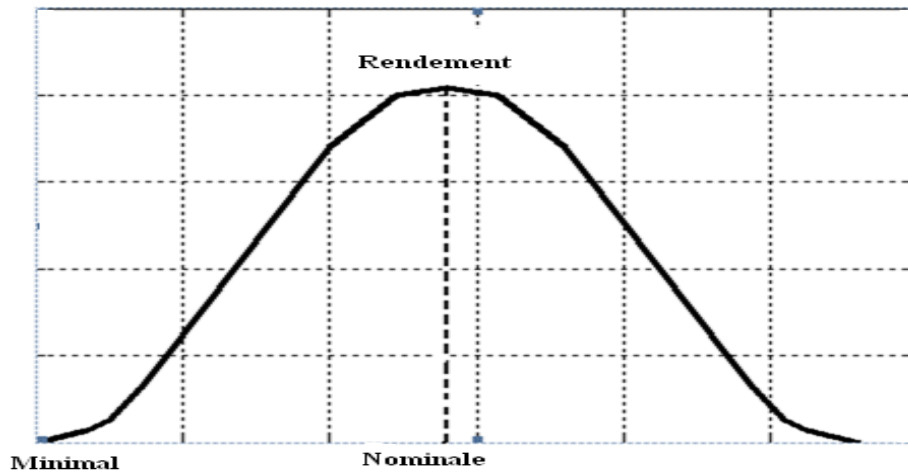


Figure I.6 : Terme du rendement.

Voici l'éventail termes servant à décrire le rendement et qui vous aideront à comparer les moteurs entre eux.

➤ **Déclare**

Le rendement que le fabricant garantit dont la tolérance permise.

➤ **Nominal, moyen prévu ou typique**

Le rendement moyen d'un groupe de moteurs.

➤ **Minimal, minimum ou garanti**

Tous les moteurs doivent atteindre ou dépasser ce minimum.

➤ **Apparent**

Le rendement multiplié par le facteur de puissance indique le rendement global. Il ne donne cependant pas la valeur exacte ni de l'un ni de l'autre, [8, 9].

Le choix d'un moteur ne peut pas se faire seulement à partir du rendement apparent. Le rendement et le facteur de puissance doivent être considérés séparément.

Certains fabricants peuvent déclarer qu'un pourcentage élevé de leurs moteurs répond aux exigences du rendement minimal. Il est important de reconnaître les différents termes utilisés et de ne comparer que des valeurs semblables afin d'arriver à choisir le moteur idéal. Par exemple, on ne peut comparer le rendement nominal d'un moteur au rendement garanti d'un autre moteur.

I.5. Moteurs à induction à haut rendement (MI-HR)

Récemment, à la suite de la crise énergétique, une nouvelle génération de moteurs, appelés moteurs à haut rendement, a fait son apparition. Comme leur appellation l'indique, ces moteurs ont un rendement et un facteur de puissance supérieur à ceux des moteurs équivalents de construction classique. Leur coût d'achat plus élevé, est rapidement amorti par les économies

d'énergie réalisées lorsque ils fonctionnent pendant de longues périodes et à des charges se rapprochant de la pleine charge, [10].

I.5.1. Caractéristiques générales

Les moteurs à haut rendement ont la même construction que les moteurs classiques mais ils se distinguent par:

- 1) L'acier mince et de haute qualité pour les tôles des circuits magnétiques ;
- 2) En augmentant la section du stator et du rotor, on réduit la densité des flux magnétiques et, en conséquence, les pertes par Hystérésis ;
- 3) Les pertes par frottement sont diminuées par l'emploi de paliers plus petits ou de meilleure qualité ;
- 4) Les pertes de ventilation peuvent être réduites en employant des ventilateurs plus petits. De toute façon, les MI-HR fonctionnent à des températures plus basses que les moteurs classiques ;
- 5) Une minimisation de l'épaisseur de l'entrefer entre le stator et le rotor ;
- 6) Une grande longueur ;
- 7) Une augmentation de la taille de la carcasse.

Pour un coût supplémentaire de 20 à 30%, les moteurs efficaces aussi appelés moteurs à haut rendement, ont un rendement meilleur de 2 à 6%, ce qui représente des économies d'énergie significatives.

La réduction des pertes permet une élévation moindre de la température dans le moteur, aussi de plus, dans de nombreux cas:

- 1) La fiabilité augmente ;
- 2) Les coûts de maintenance et d'arrêt sont réduits;
- 3) La capacité de résistance aux surcharges s'améliore ;
- 4) La résistance aux conditions de fonctionnement anormales – sous et sur tension, aux phases non équilibrées, aux variations de la forme de la puissance et du courant (par exemple les harmoniques), etc. s'améliore ;
- 5) Le facteur de puissance s'améliore, [1, 2].

I.5.2. Avantages d'utilisation des MI-HRs

Il y a plusieurs avantages d'utilisation des moteurs à induction à haut rendement:

- 1) Ces moteurs à haut rendement produisent la même puissance de sortie, mais avec une puissance d'entrée électrique moins que les moteurs standards, [2, 9].

- 2) Fiabilité et rendement suffisamment élevé ;
- 3) Présentent les mêmes besoins d'entretien que les moteurs standards ;
- 4) Les frais d'exploitation des moteurs à haut rendement sont inférieurs aux moteurs standard;
- 5) Ces moteurs sont disponibles aux différentes puissances et avec différentes vitesses (750, 950, 1500, et de 3000 t/mn) à 220/380V ;
- 6) Sont généralement plus chers de 25-30% par rapport aux moteurs standards, alors que le prix de leurs rebobinages est de 60-80% du prix d'un nouveau moteur standard. Au cours de la vie prévue du moteur (en général 10-15 ans) ;
- 7) L'économie à employer un moteur à haut rendement est beaucoup plus grande que son coût initial ;
- 8) Ont typiquement 30-50 % de pertes inférieures que les moteurs standards équivalents ;
- 9) Panne réduite en raison de leur conception et construction ;
- 10) Réduction du nombre de condensateurs pour corriger le facteur de puissance du moteur.

I.6. Facteurs influents sur le rendement des moteurs électriques

Il y a un nombre de facteurs relatifs au fonctionnement et à l'entretien du moteur qui ont un grand effet sur son rendement. Dans le but de maintenir et d'améliorer le rendement de fonctionnement du moteur, plusieurs facteurs peuvent être utilisés: Techniques de commande, qualité de système d'alimentation, réseau de distribution, taille des moteurs, les moyens mécaniques de transmission, les problèmes d'entretien, cycles de gestion de charge...etc., [2].

A) Qualité d'alimentation d'énergie

Les moteurs électriques en particulier moteur à induction, sont conçus pour fonctionner avec une exécution optimale, une fois alimentés par des formes d'ondes sinusoïdales triphasées symétriques avec la valeur de tension nominale. Les déviations de ces conditions idéales peuvent causer la détérioration significative de rendement et de la vie de moteur.

B) Charge du moteur

La charge du moteur peut avoir aussi un effet significatif sur son rendement. Un moteur chargé à plus de 50% a un rendement relativement stable. A charge plus faible, le rendement diminue considérablement. Les faibles rendements sont dus aux charges inadaptées ou à un fonctionnement à vide des moteurs ; de telles conditions doivent être évitées.

C) Maintenance du moteur

Les moteurs fonctionnent plus efficacement, durent plus longtemps et nécessitent moins d'attention s'ils sont nettoyés, refroidis, séchés et lubrifiés correctement. Les moteurs installés

dans un environnement sévère et exposés à une grande humidité et à un lavage fréquent ont une durée de vie largement au dessous de la moyenne. Des corps étrangers ne doivent pas bloquer les branchements corrects font prolonger la durée de vie du moteur et maintiennent un rendement optimal. L'inspectant, la mesure périodique de la tension et du courant du moteur est fortement recommandée, [1].

D) Plage d'utilisation des moteurs

D'une manière générale le rendement (η) des moteurs électriques prend une valeur maximale pour : $0.6 I_n \leq I_n \leq 1.0 I_n$, car dans cette plage on considère, que le rapport des pertes à la puissance consommée est minimal. En dehors de cette plage, les pertes devenant beaucoup plus prépondérantes, entraînent la croissance de ce rapport donc une réduction du rendement (η), cela est illustré par la figure (I.7).

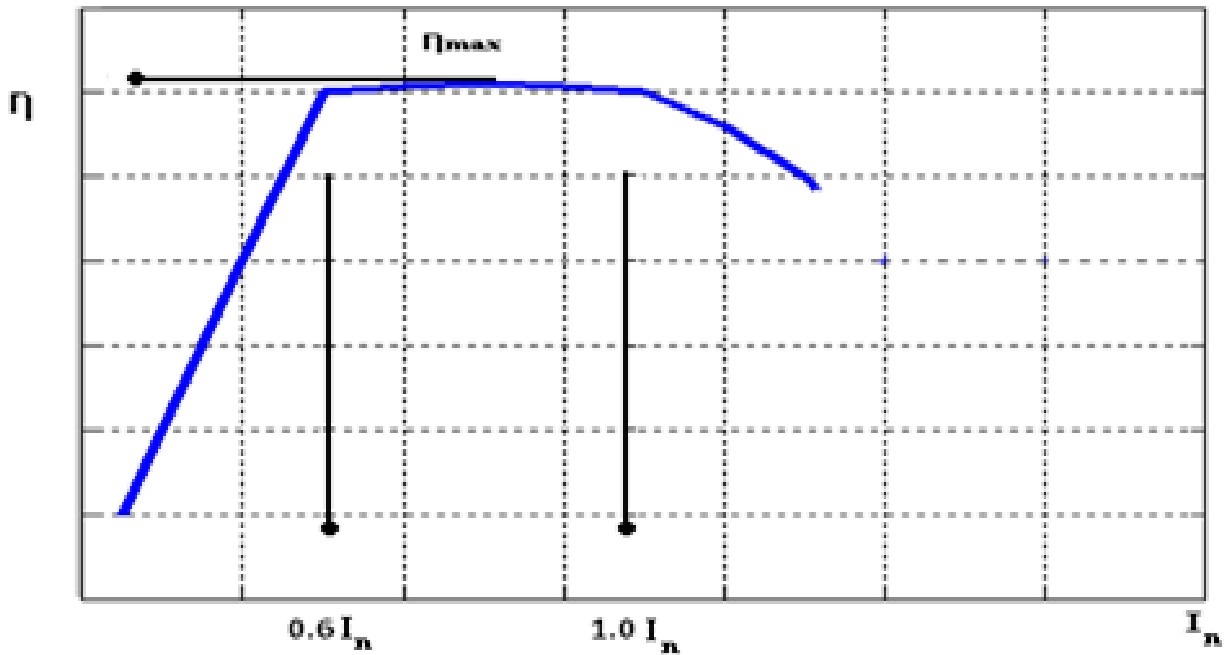


Figure I.7 : Plage de rendement maximal.

I.7. Economie d'énergie par les MI-HR

En Europe, l'adoption de systèmes moteurs à haut rendement énergétique permettrait de réduire la consommation annuelle d'électricité en de 202 milliards de kWh, soit une réduction annuelle de 10 milliards d'euros en coûts de fonctionnement pour l'industrie.

Cela présenterait également les avantages suivants :

- 1) Une économie annuelle de 5 à 10 milliards d'Euros de coûts de fonctionnement pour l'industrie européenne, grâce à une réduction de la maintenance et à une amélioration des opérations ;
- 2) Une réduction de 45 GW des besoins en nouvelles capacités installées pour les centrales électriques au cours des 20 prochaines années ;
- 3) Une réduction de 6 % des importations d'énergie. Pour atteindre ce résultat, un ensemble de mesures s'étalant sur 4 ans est proposé. Celui-ci prévoit d'investir 400 millions d'Euros dans le marché des systèmes entraînés par un moteur. Le "Motor Challenge Programme" doit conserver son rôle de forum, pour le développement d'outils communs et une formation rapide des intervenants, tout en s'assurant que les programmes nationaux sont bien mis en œuvre et atteignent leurs objectifs, [2, 9].

Alors, en aux États-Unis d'Amérique "USA", Les moteurs à haut rendement (MHR) ont besoin de moins de kilowatts que les moteurs standard (STD) pour produire la même puissance. La différence de rendement entre les deux types de moteurs détermine le nombre exact de kilowatts épargnés.

Les économies (\$) réalisées se calculent comme suit²

$$\text{épargnés(KW)} = \frac{\text{hp} \cdot 0.746}{\eta_{STD}} - \frac{\text{hp} \cdot 0.746}{\eta_{MHR}} \quad (\text{I. 2})$$

Avec :

- η_{STD} Rendement du moteur standard ;
 η_{MHR} Rendement du moteur à haut rendement.

$$\begin{aligned} \text{économies (\$)} = & \text{coût de l'énergie} * \text{heures de fonctionnement dans une année} \\ & * \text{épargnés (kW)} * \text{facteur de charge du moteur} \end{aligned} \quad (\text{I. 3})$$

En revanche, La maîtrise de l'énergie est parmi les préoccupations de l'Algérie, puisque elle pense que la ME est une solution à la pression démographique; cette dernière conduite à une augmentation de la consommation en énergie électrique, donc à une diminution des réserves pétrolières.

Les statistiques de l'année 2003 donnent que la production en pétrole est 32.7 Mtep, et la consommation est d'environ 20.7 Mtep alors les pertes sont estimées à 12 Mtep. Toutes ces contraintes conduisent aux solutions du délestage électrique.

Durant ces dernières années l'Algérie élaborera une nouvelle politique nationale c'est la loi N°99-09 du 15 Rabi - Ethani 1420 correspondant au 28 juillet 1999 relative à la maîtrise de l'énergie (N°JORA:051 du 02-08-1999). Qui permet d'assurer et d'encourager le progrès technologique, l'amélioration de l'efficacité économique et de contribuer au développement durable, à la protection de l'environnement, ainsi qu'à la promotion des énergies renouvelables.

I.8. Moteurs à induction produits en Algérie

Une étude comparative a été effectuée sur le produit algérien relativement aux moteurs restant sur le marché et qui sont conformes à la norme IEC 34- T2, [1].

A cet effet, les figures (I.8), (I.9) et (I.10), illustrent le rendement du produit algérien réalisé et contrôlé selon la norme IEC 34-T2, est comparé avec celui utilisant la norme IEC 60034-2, pour les machines de $2p=2, 4, \text{ et } 6$ pôles.

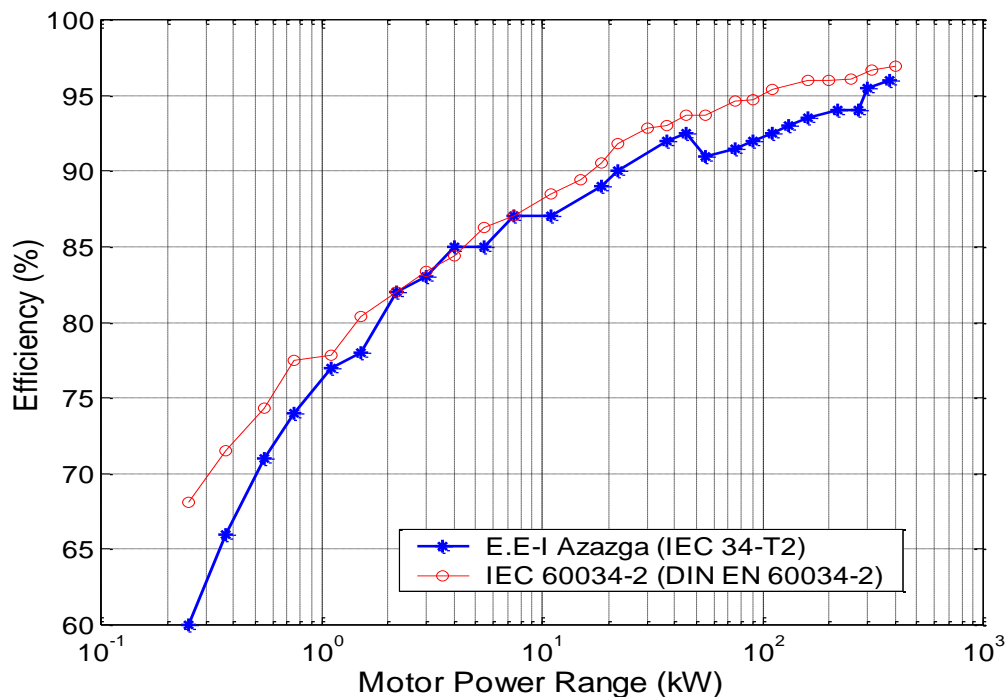


Figure I.8 : Rendement nominal pour les moteurs à 2 pôles pour différentes puissances, [1].

La figure (I.8), prouve que les moteurs d'E.E-I Azazga qui sont examinées selon la norme du IEC 34-T2 ont des rendements inférieurs (3-5%) que ceux du IEC 60034-2.

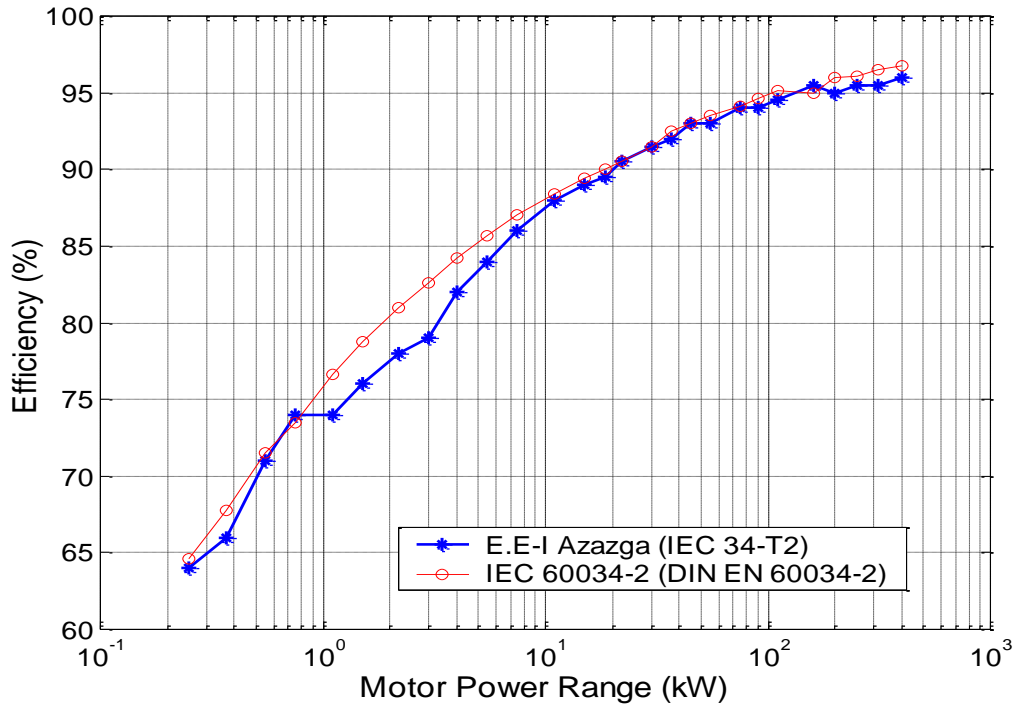


Figure I.9 : Le rendement nominal pour un moteur à 4 pôles à différentes Puissances

Dans la figure(I.9), les deux normes donnent des rendements semblables, pour une puissance plus grand que 15 kW, mais les moteurs d'E.E-I Azazga ont un rendement inférieur environ de (3- 4%) pour les moteurs de 0,75 à 11 kW.

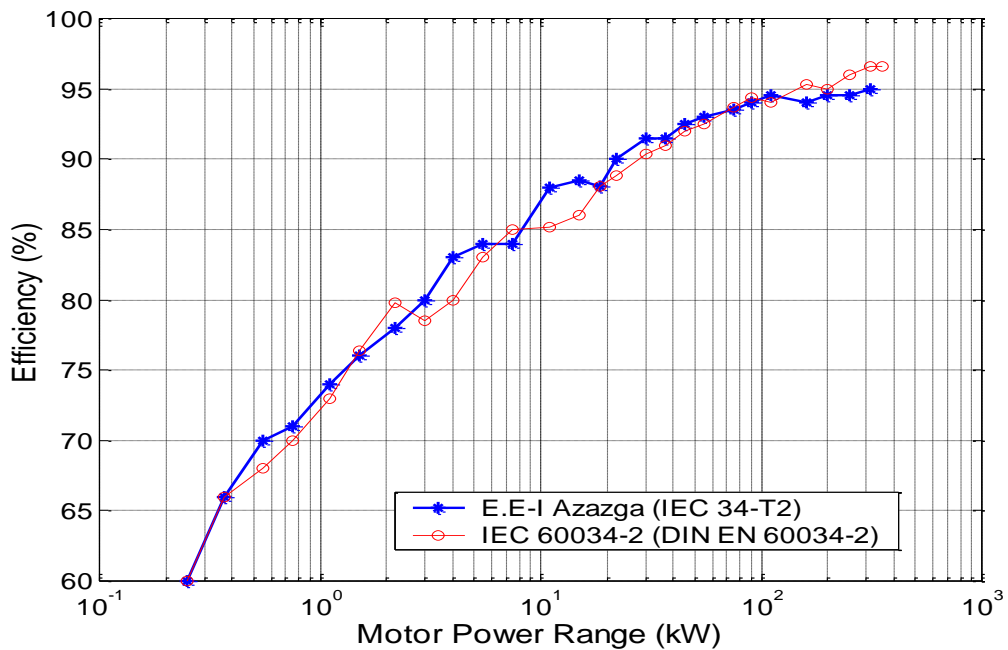


Figure I.10 : Rendement nominale pour les moteurs à 6 pôles pour différentes puissances

L'analyse de la figure (I.10), montre une différence dans le rendement de 1-2% pour la majorité des moteurs pour les deux normes.

Ces figures illustrent également, que le produit d'E.E-I Azazga doit être d'abord alignés sur la nouvelle exigence du rendement donnée par la norme du IEC 60034-2 afin d'être concurrentiel sur le marché international des machines à induction classiques, qui sera l'objet de ce sujet, [1, 10].

Conclusion

Dans ce chapitre, premièrement nous avons présenté la définition et le concept de la maîtrise de l'énergie, les différentes normes de mesure du rendement existant dans le monde entier et les différents facteurs qui influent sur le rendement des moteurs à induction.

Deuxièmement nous avons donné les avantages des moteurs à induction à haut rendement par rapport à leurs homologues classiques et l'impact de ces moteurs sur l'économie.

Comme il est mentionné, il y a plusieurs approches pour économiser l'énergie électrique dont l'une est basée sur l'emploi des moteurs à induction à haut rendement, en tenant compte des meilleurs facteurs de qualité, conception et coûts, par action actions soit par la commande ou par la conception.

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

Introduction

La conception et le dimensionnement des machines électriques sont des axes très importants dans l'industrie électrique surtout pour la construction et la fabrication du matériel dans un délai limité et rapide.

En effet, il existe 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 sommes tombés 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 paramètres du schéma équivalent de la machine. Par la suite une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique.

Lorsqu'on veut construire une machine électrique, on ne doit pas seulement tenir compte de ses propriétés électromagnétiques, mais faire en sorte que sa construction et son exploitation soient économiques et rentables, [11].

En effet, la conception des machines asynchrones recouvre un domaine d'activité très vaste qui va de la machine de quelques watts destinée à des applications informatiques jusqu'au moteur de quelques mégawatts implanté dans des procédés industriels lourds. Il n'est pas possible de couvrir, dans les limites de ce sujet, la diversité de l'approche de l'ensemble de ces applications, ce qui nous conduit à nous restreindre aux machines de faible puissance. Cependant, dans cette seule catégorie qui recouvre la plupart des applications industrielles.

Le cadre dans lequel se déroule la conception est d'une très grande variété qui inclut la conception de gammes normalisées de machines destinées à la constitution d'un catalogue, mais aussi, ce qui est de plus en plus fréquent de nos jours, la réponse à la commande d'un client pour une utilisation spécifique.

Dans ce chapitre premièrement on présentera la procédure de calcul et le dimensionnement d'une machine asynchrone. A la suite de ces calculs, on apporte des corrections nécessaires s'il y a lieu dans les dimensions choisies primitivement. On choisit des matériaux présentant d'autres Propriétés, puis on reprendra tous ces calculs jusqu'à ce qu'on obtient une variante qui répond entièrement aux exigences énoncées dans le cahier de charge.

Deuxièmement, une application sur la machine de 2.2 kW a été faite, afin de vérifier l'approche de conception adoptée.

Les résultats du programme de conception développé ensuite sont utilisés pour déduire les performances de la machine étudiée, utilisant la méthode du schéma équivalent.

II.1.Méthodes de conception des machines asynchrones

II.1.1.Première Méthode

Elle est proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, repose sur le calcul en utilisant les formules de dimensionnement du fer statorique, ensuite il entame le calcul rotorique et le dimensionnement du circuit magnétique selon les contraintes :

* 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, [11].

II.1.2. Deuxième Méthode

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisée à l'école polytechnique de MONREAL est une méthode à but didactique, La méthode suggérée offre une certaine marge de manœuvres, des compromis doivent être faits pour le choix de certains paramètres comme le diamètre d'alésage du moteur par exemple, le résultat obtenu doit quelquefois faire l'objet de changement afin de satisfaire les exigences visées, Cette méthode inclue aussi les dispersions dues à la disposition en biais des encoches rotoriques, [11].

II.1.3. 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, [12].

Les résultats numériques du calcul sont 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.1.4. Méthode Classique « calcul de LIWSCHITZ »

Cette méthode est une approche analytique qui permet le dimensionnement des différentes parties de la machine stator, rotor, électrique, magnétique. Elle est basée sur des formules empiriques et des abaques.

L'organigramme de la figure (II.1), résume les étapes importantes de cette méthode, [13].

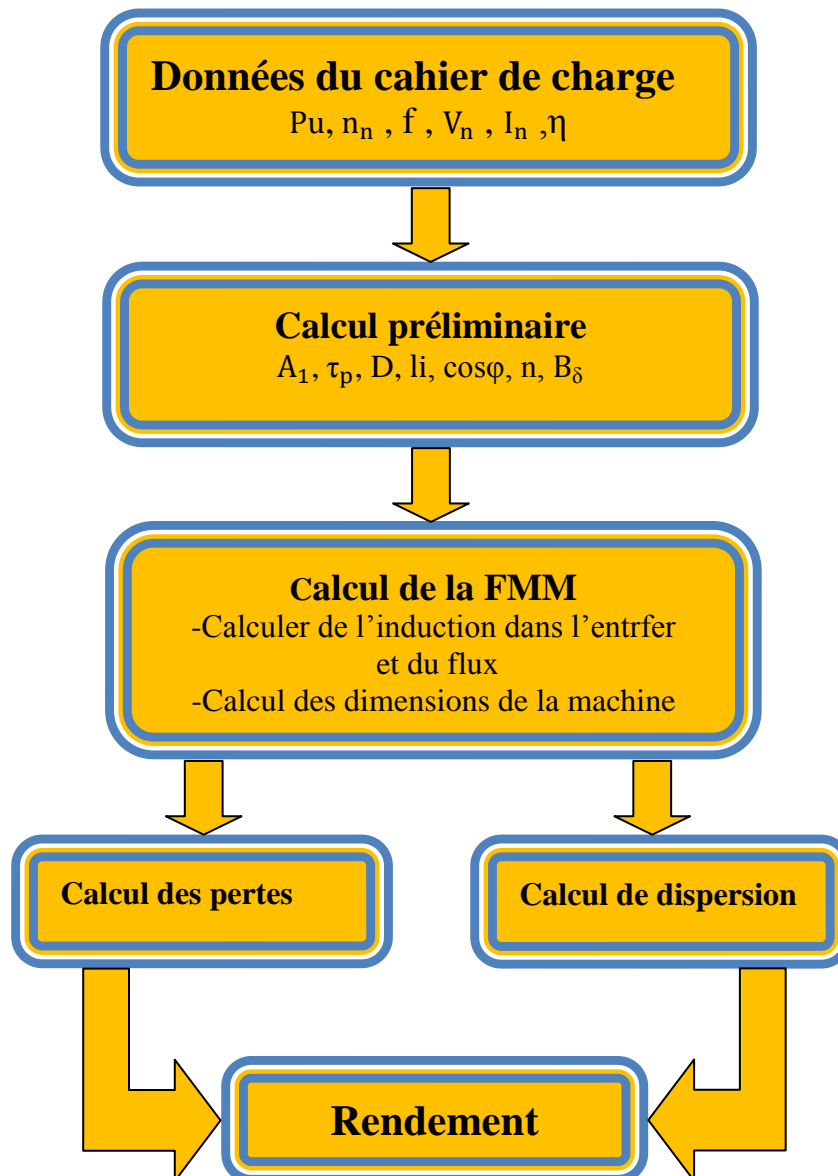


Figure II.1 : Organigramme de calcul d'une machine asynchrone.

II.1.4.1. Cahier de charge

Les données du cahier de charge sont principalement les performances de la machine au point de fonctionnement nominale (P_u ; n_n ; f ; V_n ; I_n ; η), [11].

II.1.4.2. Calcul préliminaire

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente, La relation 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, [14].

$$C = \frac{P_s 10^{-3}}{D^2 l_i 60n} = \frac{k_{w1} B_{\delta\max} A_1}{8,6.10^3} \quad (\text{II. 1})$$

A_1 : Désigne la densité linéaire de courant à la périphérie de l'induit. Elle caractérise l'utilisation électrique de la machine.

Sachant que la puissance apparente est :

$$P_s = \frac{P_u}{\eta \cos\varphi} \quad (\text{II. 2})$$

D'autre coté on a:

$$P_s = m_1 \cdot V_1 \cdot I_1 \quad (\text{II. 3})$$

Ainsi que :

$$f_1 = p \cdot n \quad (\text{II. 4})$$

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

$$V_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{w1} \Phi \quad (\text{II. 5})$$

Alors le flux maximal :

$$\Phi_{\max} = \frac{2}{\pi} \tau_p l_i B_{\delta\max} \quad (\text{II. 6})$$

En outre, le pas polaire est :

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2P} \quad (\text{II. 7})$$

La densité linéaire du courant au stator A_1 :

$$A_1 = \frac{2m_1 N_1 I_1}{\pi D} \quad (\text{II. 8})$$

La relation (II.1) permet de déterminer le volume $D^2 l_i$, choisissant un champ d'induction B_δ dans l'entrefer, une densité linéaire du courant A_1 et le coefficient d'utilisation C .

Les valeurs de C , $B_\delta A_1$ sont estimées à partir des abaques en fonction de τ_p , p « figure(A.1), figure (A.2) ».

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

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

Le rapport λ est en fonction du nombre de paires de pôles et varie dans un intervalle figure (A.3).

II.1.4.3. Calcul des dimensions géométriques principales du rotor et stator

a) Encoche statorique

Il est donné par la relation suivante:

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

p : Nombre de paire de pôles;

q : Nombre de bobines par groupe;

m_1 : Nombre de phases.

b) Encoche rotorique

Il n'existe aucune théorie pour le choix du nombre d'encoches rotoriques Z_2 . Cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais ou résultats pratiques pour le choix de Z_2 en fonction du nombre de paire de pôles p et du nombre d'encoches statoriques Z_1 . Pour le nombre de paire de pôles $p=2$, on a le tableau suivant:

	P=2						
Z_1	24	36	48	60	72	84	96
Z_2	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.

La figure (A.4) et la figure (A.5) en annexe donnent les épaisseurs d'entrefer de machines normales, en fonction du pas polaire, pour divers nombres de paires de pôles.

d) Enroulement de la machine

- **Facteur de bobinage**

$$K_{w1} = K_{p1} \cdot K_{d1} \quad (\text{II. 11})$$

K_{w1} : Facteur de bobinage ;

K_{p1} : Facteur de raccourcissement ;

K_{d1} : Coefficient de distribution.

- **Facteur de distribution**

Il est défini par :

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

- **Facteur de raccourcissement**

Il est défini 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.

II.1.4.4. Calcul de la F.M.M

Le calcul de la F.M.M s'effectue de la manière suivante : Connaissant la valeur de B_δ et les dimensions du moteur, on calcule le flux Φ par pôle. On peut ensuite déterminer aisément les valeurs de l'induction B_i et du champ magnétique correspondant H_i dans chaque tronçon du circuit magnétique par conservation du flux, [14] :

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

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

$$B_i = \frac{\Phi_{\tau\max}}{S_i} \equiv \frac{l_i}{k_f l_{Fe}} \frac{\tau_p}{Z_y} B_{\delta\max} \quad (\text{II.15})$$

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, figure (A.4), [13].

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.Mi pour chaque tronçon.

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

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

a) F.M.M dans l'entrefer

La F.M.M engendrée dans l'entrefer est la plus importante dans la machine. Elle est donnée par l'équation suivante :

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

Tel que :

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

On note que S_δ est la surface virtuelle traversée par le flux et que ce dernier est proportionnel à la longueur virtuelle l_i et à l'arc polaire virtuel b_i .

$$S_\delta = b_i \cdot l_i \quad (\text{II. 19})$$

On note aussi que l'arc polaire b_i est dépend de la forme des pôles et de la saturation du fer, donc de la forme de la courbe d'induction.

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (\text{II. 20})$$

Soit :

$$\alpha_i = \frac{\beta_{\delta\text{eff}}}{\beta_{\delta\text{max}}} \quad (\text{II. 21})$$

α_i : Coefficient d'aplatissement de la courbe;

$\alpha_i = \frac{2}{\pi}$: Pour un champ sinusoïdale.

b) Chute de potentielle magnétique dans les dents

Lorsque la saturation dans les dents n'est pas forte, l'induction dans la dent doit être inférieure à 1.8T, [15].

On supposerait dans ces conditions que tout le flux partiel passe par la dent, et 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:

$$F_Z = \int_0^{Z=h} h_Z H_Z \quad (\text{II. 22})$$

En pratique, on utilise la règle de **Simpson** qui donne de bons résultats, sachant qu'on subdivise la dent en trois parties et l'intensité moyenne du champ est calculée comme suit:

$$H_{Z.moy} = \frac{1}{6}(H_{Z.min} + 4H_{Z.med} + H_{Z.max}) \quad (II. 23)$$

La valeur de la chute de potentielle magnétique F_Z dans les dents est :

$$F_Z = h_Z \cdot H_{Z.moy} \quad (II. 24)$$

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 a une grande influence sur les caractéristiques de la machine électrique est défini comme suit :

$$k_s = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (II. 25)$$

L'augmentation de k_s signifie une saturation dans les dents statorique et rotorique donc une augmentation de la F.M.M qui engendre une augmentation du courant magnétisant.

c) Chute de potentiel 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 :

$$B_{ji} = \frac{\phi}{2 \cdot K_{fe} L_{fe} h_{ji}} \quad (II. 26)$$

Tel que la ligne de parcours moyenne pour les lignes de champs dans les culasses :

1) **Rotorique**

$$l_{j2} = \frac{D - 2\delta - 2p_t - h_{j2}}{2p} \cdot \pi \quad (II. 27)$$

2) **Statorique**

$$l_{j1} = \frac{D + 2h_{z1} + h_{j1}}{2p} \cdot \pi \quad (II. 28)$$

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

$$F = H_{ji} \cdot l_{ji} \quad (II. 29)$$

La valeur de H_{ji} est tirée utilisant 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 entre la valeur efficace à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer.

$$K_f = \frac{\beta_{\delta,eff}}{\beta_\delta} \geq 1 \quad (II. 30)$$

▪ **Facteur de carter (correction de l'entrefer) :**

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

$$\frac{\delta'}{\delta} = K_C > 1 \quad (\text{II. 31})$$

d) Correction des valeurs d'induction - calcul de la FMM et du courant magnétisant

1) Calcul du nombre de spires N_1 par phase du primaire

La relation entre la F.E.M induite par phase E et le flux ϕ dans le cas d'une induction sinusoïdale est :

$$V_1 \approx E_1 = 4K_f \cdot f_1 N_1 K_{W1} \Phi \quad (\text{II. 32})$$

On a aussi :

$$E_1 = V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_0 \approx V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m \quad (\text{II. 33})$$

$$E_1 = V_1 \left(1 - \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1} \right) = V_1 \cdot \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \quad (\text{II. 34})$$

D'où l'on peut écrire :

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot \left(\frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \right)}{4K_f \cdot f_1 N_1 K_{W1} \Phi} \quad (\text{II. 35})$$

2) Correction de l'induction dans les dents et la culasse

Ayant déterminé un coefficient de dispersion σ_{H1} par diagramme, ce qui correspond à une réactance de fuite du primaire $X_{\sigma 1}$, le flux correspondant à cette réactance de fuite $\Phi_{\sigma_{H1}}$ passe partiellement par la culasse et les dents du stator. Donc les inductions magnétiques doivent être augmentées d'une quantité proportionnelle au flux de fuite dans le calcul de la chute de tension magnétique.

Dans le calcul, on prend avec une approximation suffisante:

$\Phi (1 + \sigma_{H1})$: Flux dans la culasse et au pied de la dent ;

$\Phi (1 + \frac{2}{3} \sigma_{H1})$: Flux à la mi-hauteur de la dent ;

$\Phi (1 + \frac{1}{3} \sigma_{H1})$: Flux à la tête de la dent.

Les valeurs des inductions corrigées dans chaque partie de la machine avec l'induction dans l'entrefer ϕ_δ sont :

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad (\text{II. 36})$$

- **Pour le stator**

$$B_{Z1p} = \frac{l_i}{k_{fe} L_{Fe}} \frac{\tau_{Z1}}{Z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \sigma_{H1}) \quad (\text{II. 37})$$

$$B_{Z1m} = \frac{l_i}{k_{fe} L_{Fe}} \frac{\tau_{Z1}}{Z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \frac{2}{3} \sigma_{H1}) \quad (\text{II. 38})$$

$$B_{Z1t} = \frac{l_i}{k_{fe} L_{Fe}} \frac{\tau_{Z1}}{Z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \frac{1}{3} \sigma_{H1}) \quad (\text{II. 39})$$

$$B_{j1} = \frac{\phi_{\delta}}{k_{fe} L_{Fe} h_{j1}} \cdot B_{\delta} (1 + \sigma_{H1}) \quad (\text{II. 40})$$

- **Pour le rotor**

$$B_{Z2p} = \frac{l_i}{k_{fe} L_{Fe}} \cdot \frac{\tau_{Z2}}{Z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{II. 41})$$

$$B_{Z2m} = \frac{l_i}{k_{fe} L_{Fe}} \cdot \frac{\tau_{Z2}}{Z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{II. 42})$$

$$B_{Z2m} = \frac{l_i}{k_{fe} L_{Fe}} \cdot \frac{\tau_{Z2}}{Z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{II. 43})$$

$$B_{j2} = \frac{\phi_{\delta}}{k_{fe} L_{Fe} h_{j2}} \quad (\text{II. 44})$$

Après 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 :

$$F_{\delta} = K_C \cdot \delta \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \quad (\text{II. 45})$$

$$F_{Z1} = H_{Z1moy} \cdot h_{Z1} \quad (\text{II. 46})$$

$$F_{Z2} = H_{Z2moy} \cdot h_{Z2} \quad (\text{II. 47})$$

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot h_{j1} \quad (\text{II. 48})$$

$$F_{j2} = H_{j2} \cdot h_{j2} \quad (\text{II. 49})$$

La F.M.M totale est la somme des chutes de potentielles magnétiques:

$$F_{tot} = 2F_{\delta} + 2F_{Z1} + 2F_{Z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad (\text{II. 50})$$

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 les calculs, [14].

3) Calcul des courants

✓ Courant magnétisant

$$I_m = \frac{P \cdot F_{tot}}{0,9m_1 N_1 K_{w1}} \quad (\text{II. 51})$$

✓ Courant de barre et anneau de court-circuit

La tension induite dans une barre rotorique est égale à la F.E.M du primaire rapportée au secondaire :

$$E_2 = (V_1 - I_m \cdot X_{\sigma 1}) \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 K_{w1}} \quad (\text{II. 52})$$

Et le courant I_2 est calculé à partir de la puissance mécanique:

$$P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup} \quad (\text{II. 53})$$

Si l'on suppose ces pertes à vide et en charge égales, on peut écrire :

$$m_2 \cdot I_2 E_2 (1 - g) = P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup} \quad (\text{II. 54})$$

D'où on déduit I_2 :

$$I_2 = \frac{P_u + P_{ft+vt} + P_{sup}}{m_2 \cdot E_2 (1 - g)} \quad (\text{II. 55})$$

Et le courant de l'anneau en court circuit :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{z_2}\right)} \quad (\text{II. 56})$$

II.1.4.5. Dispersion

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

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

- Flux de dispersion d'encoche ;
- Flux de dispersion des têtes de bobines ;
- Flux de dispersion différentielle, [14].

a) 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 :

$$\lambda_{\sigma Z} = \frac{h_1}{3 \cdot b_Z} + \frac{h_2}{b_Z} + \frac{h_3}{b_4} + \frac{h_4}{b_4} \quad (\text{II. 57})$$

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

$$\lambda_{\sigma Z} = 0,66 \frac{h_4}{b_4} \quad (\text{II. 58})$$

Et la perméance d'encoche est donnée par :

$$\Lambda_{\sigma Z} = \mu_0 L_Z \lambda_{\sigma Z} \quad (\text{II. 59})$$

b) Réactance de fuite différentielle

Pour le stator :

$$\Lambda_{\sigma d1} = \frac{m_1}{\delta \pi^2} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot \frac{\mu_0}{K_C K_S} \cdot \sum \left(\frac{K_{wv}}{v} \right) \quad (\text{II. 60})$$

Pour le rotor :

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0 \frac{Z_2}{2p m_1} \frac{m_1}{\pi^2} \frac{\tau_p l_i}{k_c k_s \delta} \sum_v \left(\frac{1}{(2 \cdot Z_2 \frac{v}{2p}) + 1} \right)^2 \quad (\text{II. 61})$$

c) Réactance de fuite des têtes de bobines

Le calcul de la dispersion des têtes de bobines est fait d'une manière très approximative, puisque les lignes de parcours du flux sont très compliquées. Il y a une grande influence entre les têtes de bobines et la masse de fer voisine.

On a :

$$X_{\sigma b} = 12.56 \cdot f \cdot \frac{N^2}{p} \cdot \Lambda_{\sigma b} \quad (\text{II. 62})$$

d) Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m} \quad (\text{II. 63})$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma 2}}{X_m} \sigma_{H1} \quad (\text{II. 64})$$

II.1.4.6. Les pertes

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

- Les pertes par effet Joule ou les pertes dans le cuivre ;
- Les pertes dans fer (Hystérésis, courant de Foucault et pulsation du flux) ;
- Les 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.

Sachant que, l'étude des pertes et du rendement sont fortement liées. 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.

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

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

$$P_{\text{cul}} = m_1 R_1 I_1^2 \quad (\text{II. 65})$$

- La résistance statorique par phase est:

$$R_1 = \rho \cdot \frac{L_{\text{tot}}}{S} \quad (\text{II. 66})$$

- Les pertes rotoriques :

$$P_{\text{cu2}} = m_2 R_2 I_2^2 \quad (\text{II. 67})$$

$$R_2 = R_{\text{bar}} + \frac{2R_{\text{an}}}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot p}{z_2}} \quad (\text{II. 68})$$

Résistance d'une barre :

$$R_{\text{bar}} = \rho \cdot \frac{L_{\text{bar}}}{S_{\text{bar}}} \quad (\text{II. 69})$$

Résistance de l'anneau :

$$R_{\text{an}} = \rho \cdot \frac{L_{\text{an}}}{S_{\text{an}}} \quad (\text{II.70})$$

b) 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, [16].

Les pertes par Hystérésis 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,

$$P_h = a \cdot b \cdot B_{\text{max}} + b \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \quad (\text{II. 71})$$

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 :

$$P_h = K_H \cdot f \cdot B_{\text{max}}^2 \cdot 10^{-2} \quad (\text{II. 72})$$

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 :

$$P_w = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B_{\max}^2)^2 \cdot 10^2 \quad (\text{II. 73})$$

▪ **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 .

$$P_{hj} = K_h \cdot f \cdot B_j^2 \cdot m_j \cdot K_j \cdot 10^{-2} \quad (\text{II. 74})$$

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.

$$P_{wj} = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B_{\max}^2)^2 \cdot m_j \cdot K_{wj} \cdot 10^2 \quad (\text{II. 75})$$

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 :

$$P_{hz} = K_H \cdot f \cdot B^2 \cdot m_z \cdot 10^{-2} \quad (\text{II. 76})$$

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

$$P_{wz} = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B^2)^2 \cdot m_z \cdot 10^2 \quad (\text{II. 77})$$

c) 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.2. Application à la machine type DIN-IEC 34-T2

Après avoir exposé la méthode de conception et d'identification géométrique d'une machine asynchrone à cage. Cette méthodologie est appliquée sur une machine expérimentale dont les caractéristiques sont données sur le Tableau (II.2):

Cahier de charge	Symbole	Unité	Grandeurs
Puissance utile	P_u	kW	2.2
Courant absorbé	I_l	A	5.3
Tension nominale	V	V	220
Vitesse	N_r	trs/mn	1425
Type de protection	IP	-----	44
Poids	m	Kg	22
Fréquence	f_l	Hz	50

Tableau II.2 : Plaque signalétique de la machine étudiée.

II.2.1. Programme de conception développé

Selon la structure de la figure (II.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.

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

II.2.2. Résultats du programme

```

*****
*****          PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT          *****
*****          MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL          *****
*****          *****
*****          FICHE DES RESULTATS          *****
*****          *****
*****
*****          DONNEES DU CAHIER DES CHARGES          *****
*****
Puissance Utile (W)                Pu      ..    2200
Tension Simple de Phase (V)       V1      ..    220
Nombre de Phases de la Machine m1  m1      ..    3
Frequence Alimentation (Hz)       fs      ..    50
Nombre de Paires de Poles         p       ..    2
Vitesse du Champ Tournant (trs/s) ns      ..    25.0
Rendement Estime                  Eta     ..    0.820
Facteur de Puissance Estime        Cosfie  ..    0.820
Coefficient de Dispersion Estime    Kdisp  ..    0.978
Puissance Absorbee par la Machine (W) Pabs   ..    2682.9
Courant de Phase de la Machine (A) I1     ..    4.957
Puissance Interne Apparente (VA)   Si     ..    3199.9
Const.Forme Induction Non Sinusoidale Kfind  ..    4.000
Facteur Forme induction dans Entrefer Kf     ..    1.085
Facteur Forme induction dans Entrefer Kf     ..    1.066
Facteur Forme induction dans Entrefer Kf     ..    1.065
Coefficient de Recouverture du Pole Kfnp   ..    0.700
Coefficient de Recouverture du Pole Kfnp   ..    0.748
Coefficient de Recouverture du Pole Kfnp   ..    0.751
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 *****

***** 01 -- Nombre de Spires Par Phase *****

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	..	0.775
---------------------------------------	-----	----	-------

Induction Recalculee dans Entrefer(T)	Bdr	..	0.773
Entrefer Delta--Machines Asynchrone(m)	Deltacl	..	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)	Alc	..	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	..	0.01425
Epaisseur Gorge Encoche (m)	EpgorZd1	..	0.00200
Resistivite Enroulement Stator(Ohm.m)	Rho1	..	2.16e-8
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-7
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)	Scdis	..	1.07e-006
Pas dentaire Statorique (m)	Pdz1	..	0.009
Profondeur Encoche Calculée (m)	PEnc	..	0.014
Facteur de Remplissage Encoche	FREncm	..	0.700

***** 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	..	7.6e-008
Permeance Flux diff.Stator(Unite???)	PermD1	..	5.24e-008
Permeance Tete Bobine Stator(Unite???)	PermB1	..	7.4e-008
React.Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)	Xf1	..	3.662

***** 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/m3)	GamaAl2	..	2700
Densite Volumique Fer Rotor (kG/m3)	GamaFe2	..	7600

***** 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	..	24.200
Pertes Supplementaires (W)	PSup	..	24.200
Courant de Barre Rotorique (A)	IBar	..	106.700
Courant dans Anneau Rotorique (A)	IAn	..	408.729
Epaisseur Anneau Cage (mm)	EpAn	..	0.007
Profondeur Anneau Cage (mm)	ProfAn	..	0.012
Longueur moyenne Anneau (mm)	LAn	..	408.729

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

Resistance Anneau a 75°C (Ohm)	RAn	..	1.72e-006
Epaisseur Barre Cage (mm)	EpBar	..	0.003
Profondeur Barre Cage (mm)	ProfBar	..	0.009
Longeur Barre Cage (mm)	LBar	..	0.112
Resistance de la Barre a 75°C (Ohm)	RBar	..	0.000188
Resist.Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)	Rph2	..	0.000201
***** 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	..	0.173

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

Reactance Rotor Ramenee au Stator (Ohm)	Xf21	..	4.24324
Reactance Totale Ramenee au Stator (Ohm)	XfTot	..	8.13883

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

FMM dans la Zone Entrefer (At)	FmmDelta	..	523.1
Induction B a 1/3 tete dent stator (T)	BdZ13	..	1.743
FMM Zone Dentaire Statorique (At)	FmmZ1	..	284.1
Induction recaluculee Culasse Stator (T)	BCulr1	..	1.300
FMM dans la Zone Culasse Statorique (At)	FmmCul1	..	92.2
Induction B 2/3 tete dent Rotor (T)	BdZ23	..	1.584
FMM dans la Zone Dentaire Rotorique (At)	FmmZ2	..	60.3
Induction recaluculee Culasse Rotor (T)	BCulr2	..	1.081
FMM dans la Zone Culasse Rotorique (At)	FmmCul2	..	17.0
FMM Totale/Paire de Poles (At)	FmmTot	..	976.8
Coefficient de Saturation Calcule	KSAT	..	1.300
Coefficient de Saturation Calcule	KSAT	..	1.652
Coefficient de Saturation Calcule	KSAT	..	1.670
Coefficient de Saturation Total	KSATot	..	1.670
Courant Magnetisant du Stator Im (A)	Im	..	3.141
Courant de Court Circuit Stator (A)	I1cc	..	23.169
Angle Dephasage Courant Court-Circuit	fiCC	..	53.671
Couple de Demarrage Tstart (Nm)	Tstart	..	24.7
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	..	78.9
Pertes Dans le Fer du Rotor (W)	PFerRot	..	16.9

```

PERTES TOTALES DANS LE FER (W)                PFerTot  ..   95.8
*****
***** 02 -- PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX *****
*****
Pertes Pulsation/Flux Fer du Stator(W)        Ppuls1   ..    0
Pertes Pulsation/Flux Fer du Rotor (W)        Ppuls2   ..  35.200
PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX (W)      PpulsTot ..  35.200
*****
*****
***** 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 ..  24.2
*****
***** 05 -- SOMME DES PERTES  DANS MACHINE *****
*****
Somme des Pertes dans la Machine (W)          SumPer   ..  498.668
*****
*****
***** 06 -- RENDEMENT DE LA MACHINE *****
*****
Rendement de la Machine en (pcent)           RendM    ..   0.815
*****
***** PARTIE SEPT *****
***** PARAMETRES POUR ELABORATION DU DIAGRAMME DU CERCLE *****
*****
Courant actif a vide (A)                     Iact0    ..   0.156
    
```

Courant a vide (A)	I0	..	3.145
Angle de Dephasage a vide (Degre)	fi0	..	87.150
Glissement Nominal 1 (pcent)	GliseN	..	4.660
Facteur de Puissance Nominal	Cosfi	..	0.825
Angle de Dephasage Nominal (Degre)	fi1	..	34.431
Facteur de Puissance Maximal	CosfiMax	..	1.886

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

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

Produit Rendement Facteur de Puissance	PETAFP	..	0.672
Rapport Courant a vide/Courant Nominal	RT1	..	0.63439
Section Totale Conducteurs Stator (m ²)	STotCond1..		0.0014277
Section Totale Conducteurs Stator (m ²)	STotCond2..		0.0010243

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

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

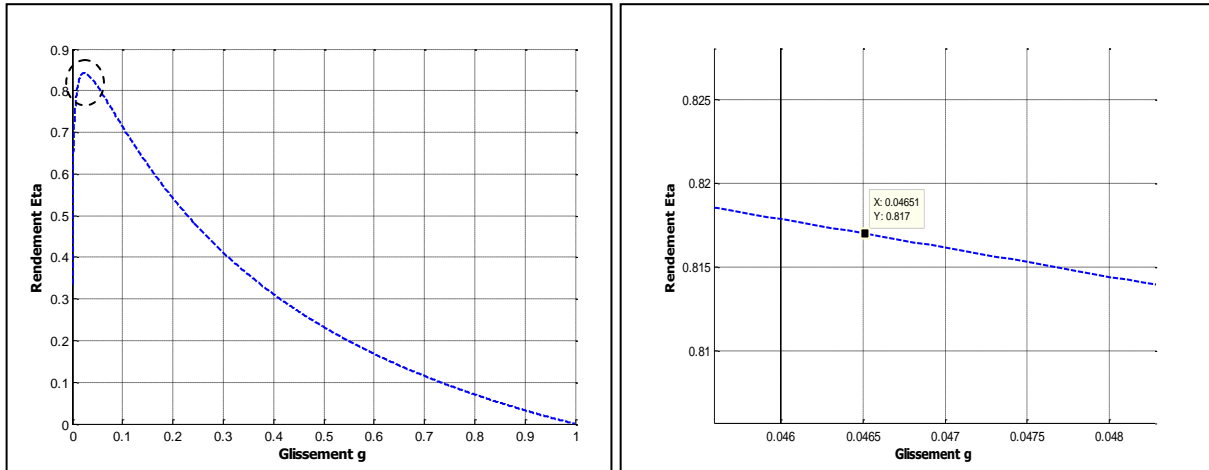
Inductance de Fuite Stator (H)	lsf1	..	0.01166
Induct.Fuite Rotor Ramenee au Stator(H)	lfr21	..	0.01287
Puissace Reactive a vide (VAR)	Q0	..	2073.1
Inductance Propre Phase du Stator (H)	Ls1	..	0.22295
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H)	M	..	0.21129
Induct.Propriete Rot.Ramenee au Stator (H)	Lr21	..	0.22416

L'examen des résultats du programme de conception à savoir rendement, couple nominal, couple de démarrage, ...etc. et leurs comparaisons avec celles du catalogue ($\eta = 0.82\%$) 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.3. Étude des performances de la machine étudiée

II.3.1. Analyse statique

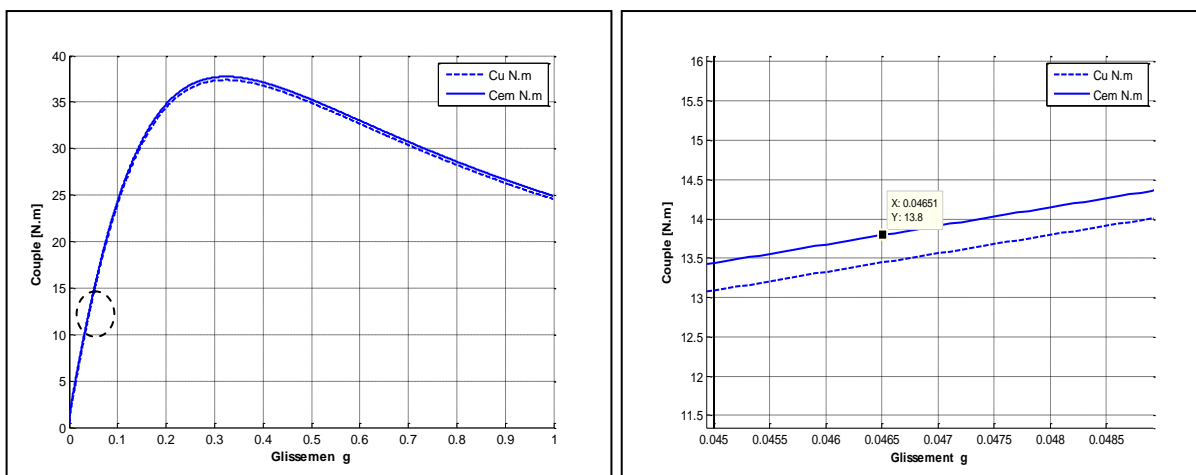
Utilisant les résultats mentionnés précédemment ainsi que le schéma équivalent à fuites ramenée au stator, on peut dresser les différentes caractéristiques de notre machine qui sont illustrées par les courbes ci-dessous.



a) Rendement en fonction du glissement.

b) Zoom au voisinage du point nominal.

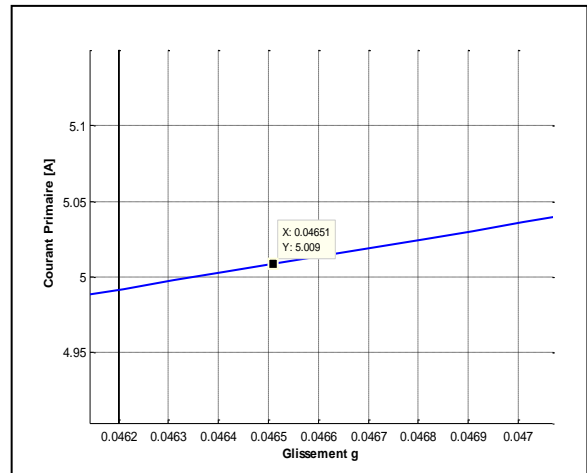
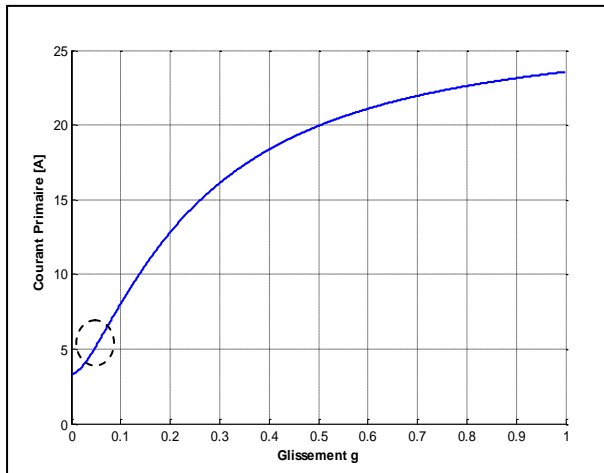
Figure II.2 : Caractéristique du rendement en fonction du glissement.



a) Couple en fonction du glissement.

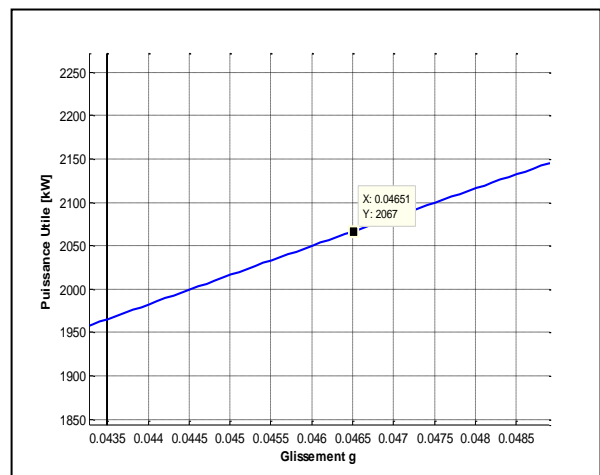
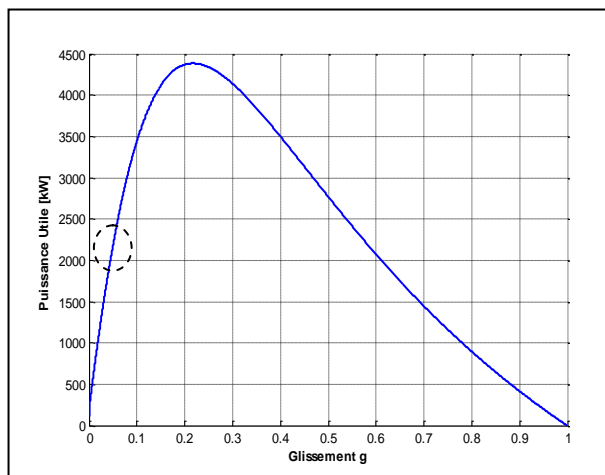
b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.3 : Caractéristique de couple en fonction du glissement.



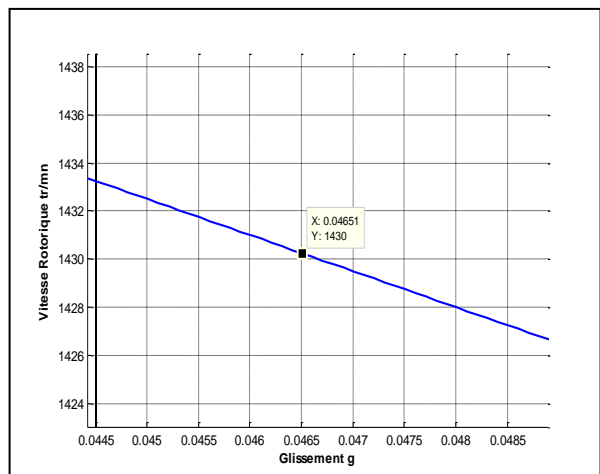
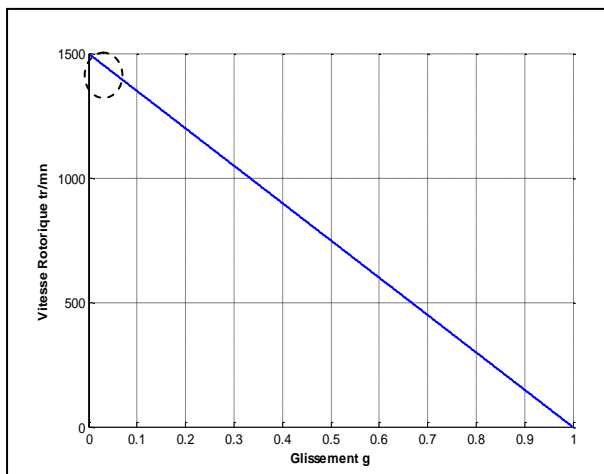
a) Courant primaire en fonction du glissement. b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.4 : Caractéristique du courant primaire en fonction du glissement.



a) Puissance utile en fonction du glissement. b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.5 : Caractéristique de la puissance utile en fonction du glissement.



a) Vitesse rotorique en fonction du glissement. b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure II.6 : Caractéristique vitesse rotorique en fonction du glissement.

II.3.2. Analyse dynamique

L'étude de l'évolution des courants et de la vitesse en régime dynamique de la machine asynchrone par simulation est un autre moyen très efficace pour la validation des résultats de la conception.

Utilisant les résultats du programme de conception, le modèle analytique de la machine asynchrone et les blocs Simulink du logiciel MATLAB de figure (II.7) : On va vérifier le couple de démarrage, le couple maximal, le courant maximal et le couple nominal (charge nominale).

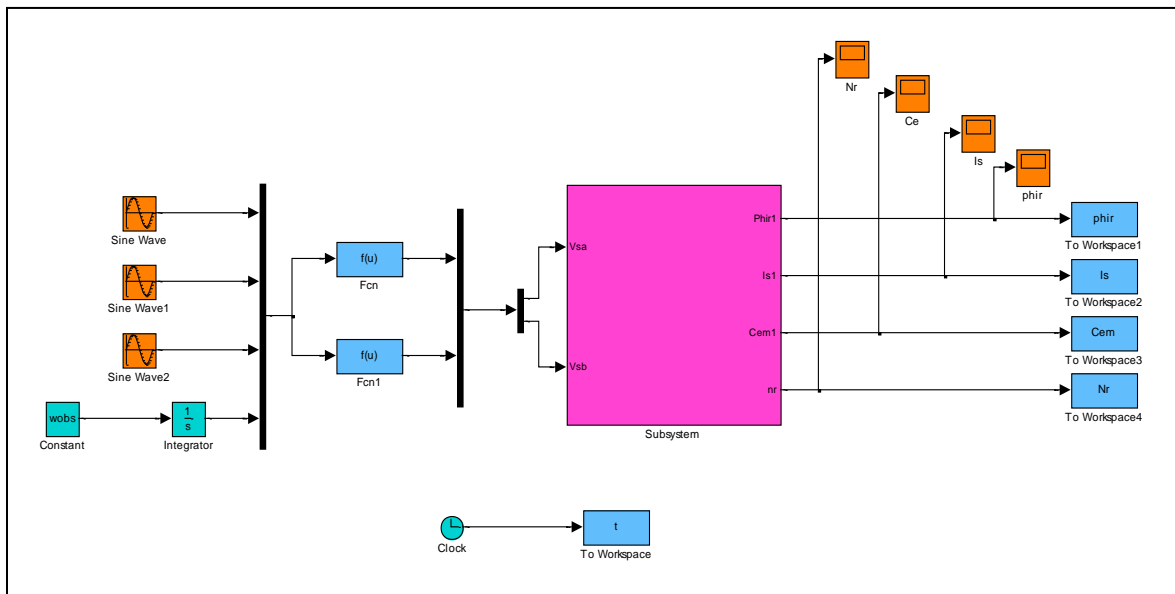


Figure II.7 : Schéma fonctionnel du banc d'essai par simulation.

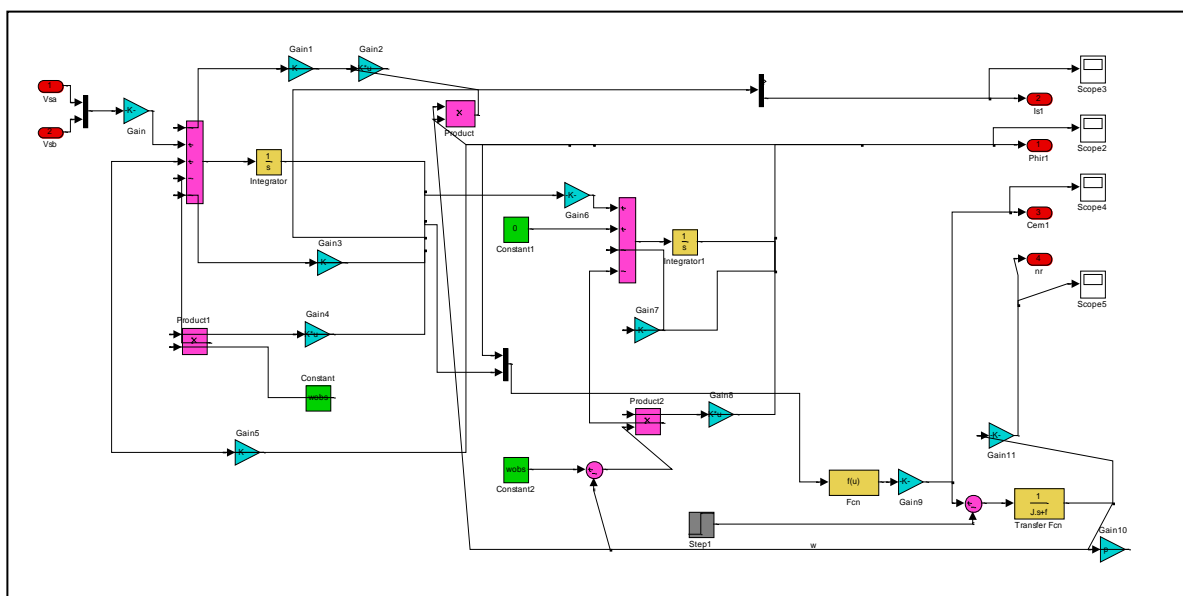
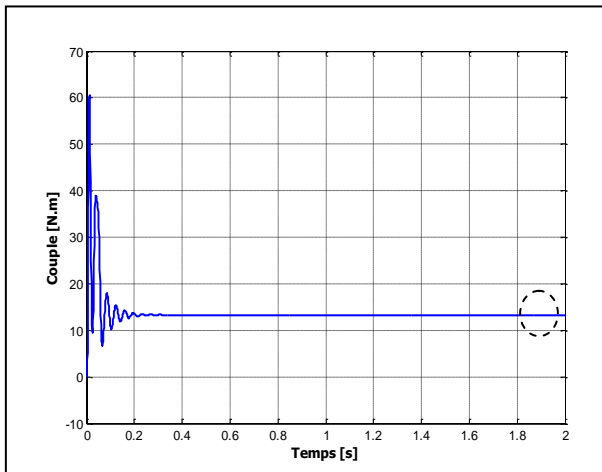
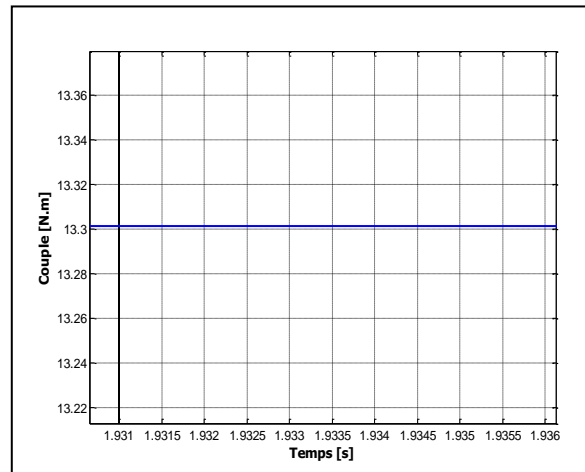


Figure II.8 : Détail du bloc subsystem.

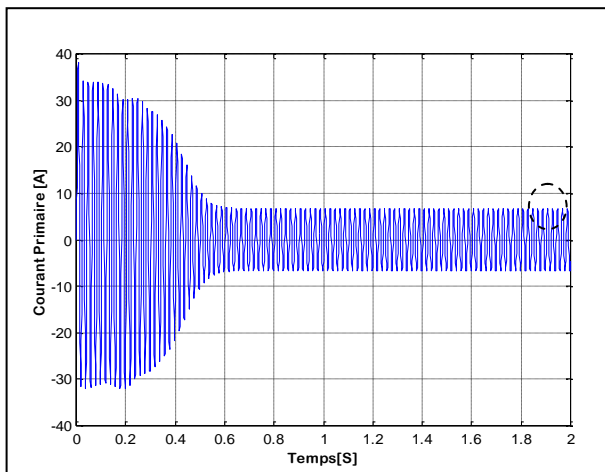
1) Test sur le couple nominal



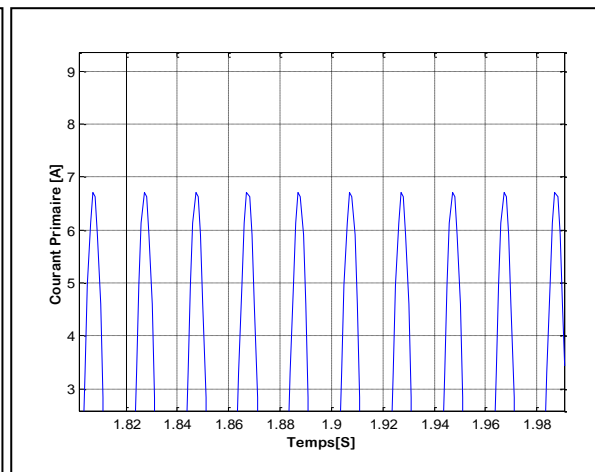
a) Couple nominale en fonction du temps.



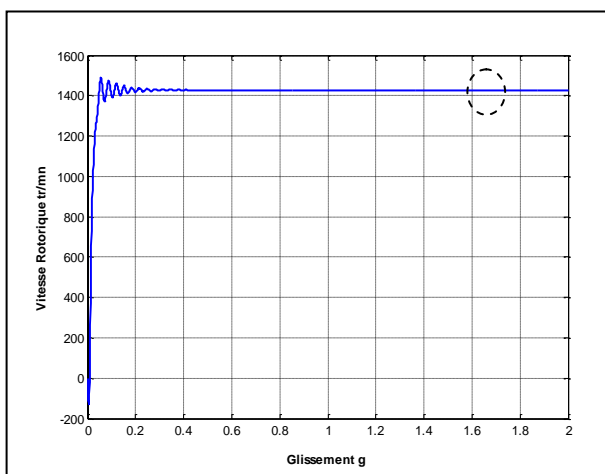
b) Zoom.



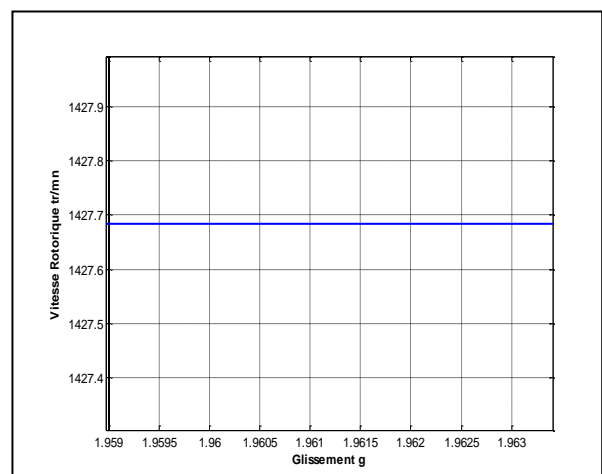
c) Courant primaire en fonction du temps.



d) Zoom.



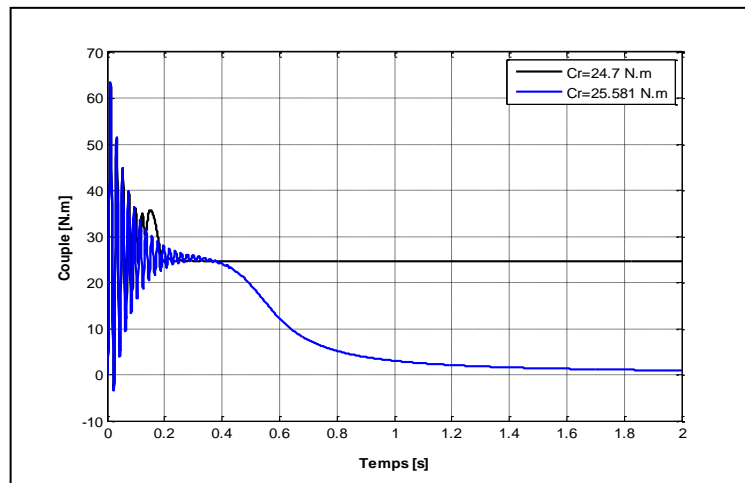
e) Vitesse rotorique en fonction du temps.



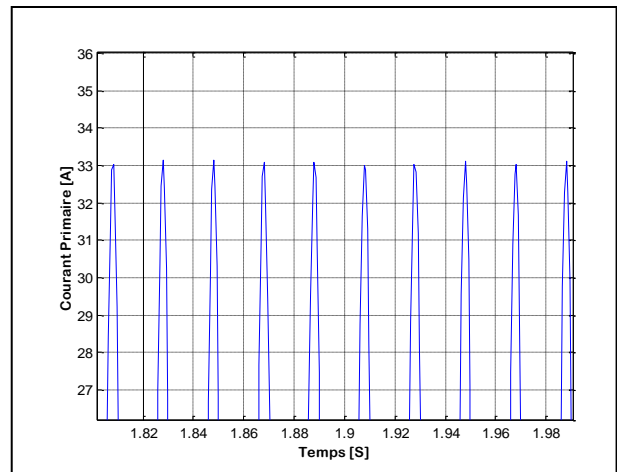
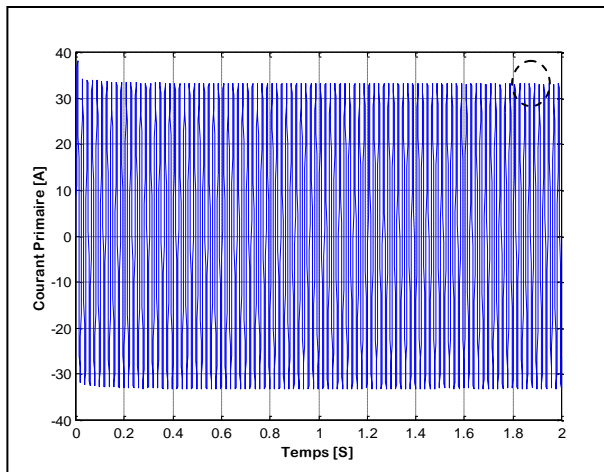
f) Zoom.

Figure II.9 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal.

2) Test sur le couple de démarrage

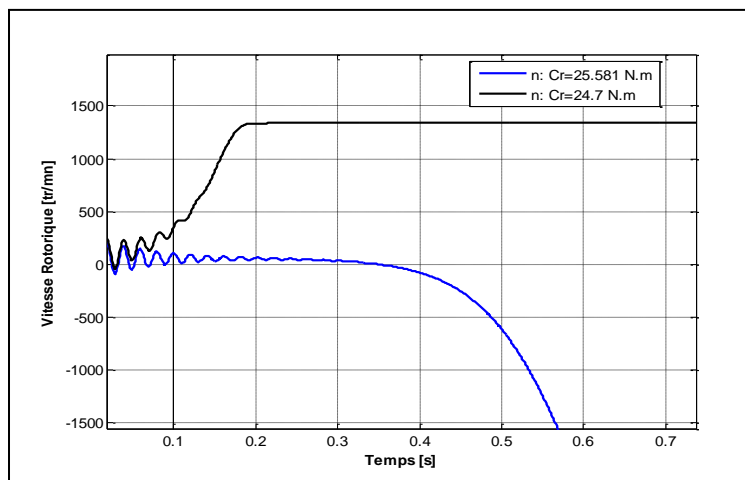


a) Couple en fonction du temps.



b) Courant statorique en fonction du temps.

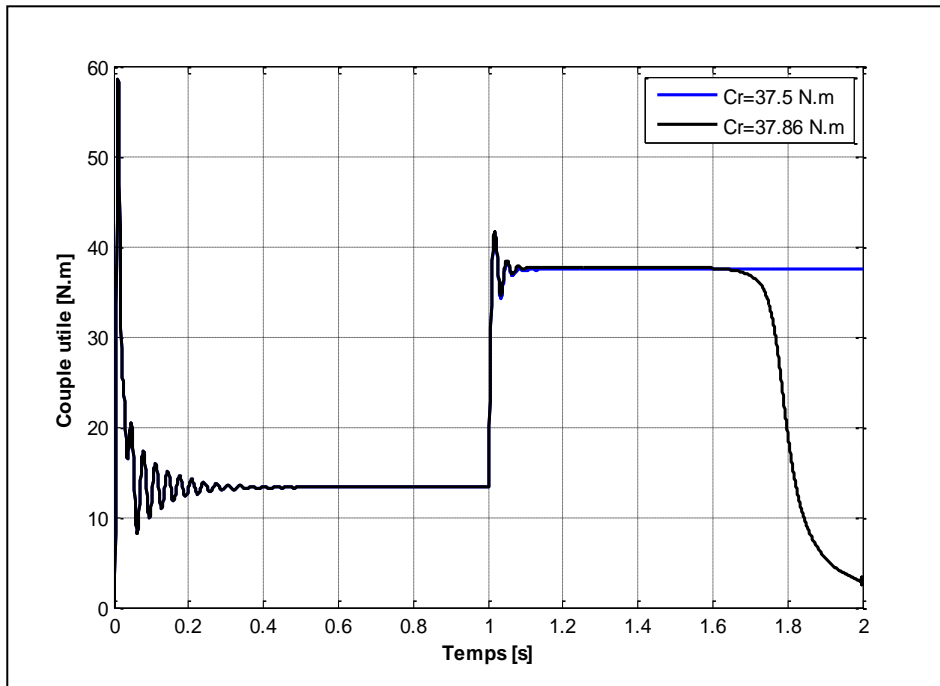
c) Zoom.



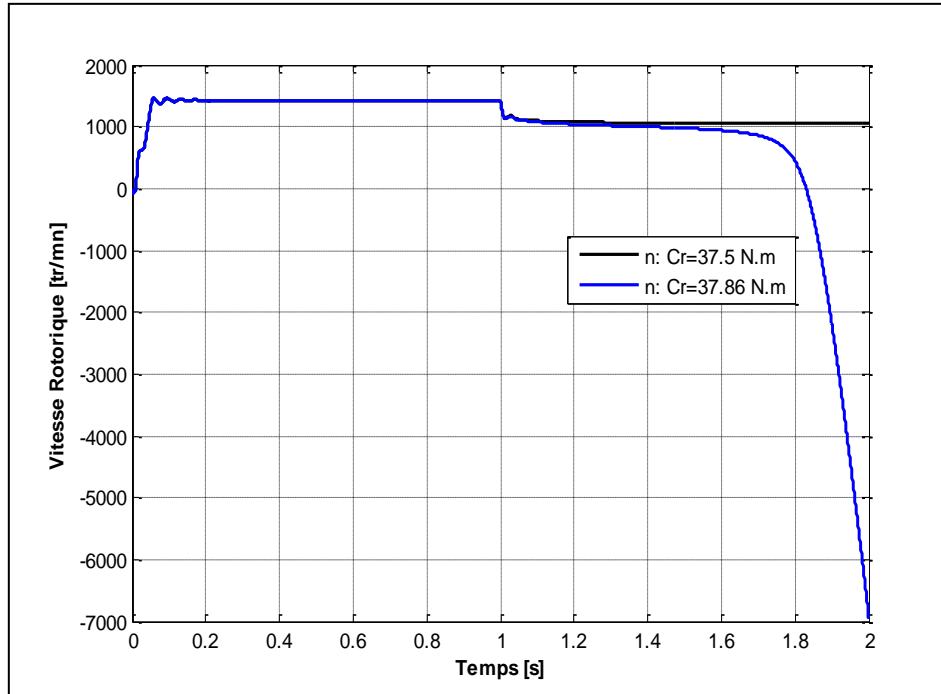
d) Vitesse rotorique en fonction du temps.

Figure II.10 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple de démarrage.

3) Test sur le couple maximale



a) Couple en fonction du temps.



b) Vitesse rotorique en fonction du temps.

Figure II.11 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximale.

II.3.3. Comparaison des résultats

Pour tirer une conclusion sur l'ensemble des résultats trouvés, on regroupe dans le tableau (II.3), les résultats obtenus par la méthode géométrique (MG) et ceux de la méthode d'analyse dynamique (AD).

Paramètres	M.G	A.D
Glissement	0.0465	0.0482
Vitesse rotorique nr (trs/min)	1430	1427.6
Couple électromagnétique Cem (N.m)	13.8	13.3
Couple de démarrage Cdema (N.m)	24.7	24.9
Couple électromagnétique maximal Cemax (N.m)	37.5	37.5
Rapport du couple maximal au couple nominal Kc	2.71	2.81
Rapport du couple de démarrage au couple nominal Kd	1.78	1.87
Rapport du couple maximal au couple de démarrage Kmaxd	1.51	1.50

Tableau II.3 : Tableau récapitulatif.

➤ Analyse des résultats

Selon les résultats des deux méthodes d'analyses, on remarque que les deux méthodes donnent des résultats semblables. Les écarts trouvés semblent être faibles, cela nous conduit à accepter le modèle analytique, et on conclut que la méthode de dimensionnement de LIWSCHITZ est efficace pour les machines à moyenne puissance.

Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre la réalisation du dossier technique d'un moteur asynchrone à flux radial par l'utilisation de la méthode de LIWSCHITZ. Cette méthode est appliquée sur une machine 2.2 kW.

Dans ce chapitre, une analyse dynamique des résultats trouvés est faite pour montrer que l'analyse statique ne suffit pas pour approcher le plus possible au prototype réel de cette machine,

C.A.O OPTIMISEE DES MACHINES

A HAUT RENDEMENT

Introduction

L'optimisation est actuellement un domaine de recherche en pleine effervescence grâce au développement d'outils de modélisation, d'algorithmes et de moyens de calcul de plus en plus rapides et performants. Ce progrès a facilité le développement des méthodes d'optimisation notamment dans le domaine de génie électrique.

Dans ce chapitre, premièrement on exposera la branche mathématique «l'optimisation » qui se classe à deux catégories : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques. Dans la première classe, les méthodes déterministes utilisent des informations sur les valeurs aux points courants de la fonction à optimiser, sur les limitations, ainsi que sur leur gradient. A l'inverse les méthodes stochastiques ne nécessitent aucune hypothèse de régularité (continuité, défférentiabilité) portant sur la fonction à optimiser ou sur les limitations imposées.

Deuxièmement, on appliquera la méthode d'optimisation proposée «hybride» à l'amélioration du rendement d'une machine asynchrone dont l'outil principal est le programme de conception développé. Les paramètres de la machine choisis pour cette démarche, ça concerne : Diamètre d'alésage, épaisseur de l'entrefer, rapport géométrique, l'induction magnétique d'entrefer, avec le poids de la machine comme contrainte.

III.1.conception optimisée

La démarche de conception d'un système semble simple et séquentielle comme illustrée par la figure (III.1). À partir d'un cahier des charges clairement exprimé, le concepteur a la tâche de le traduire dans l'un des formalismes mathématiques que nous verrons dans la section (III.3). Ensuite vient sa résolution au moyen d'un algorithme ou méthode d'optimisation. Pour chaque formulation, il existe une multitude d'algorithmes adaptés. Enfin, l'exploitation et l'analyse des résultats par le concepteur expert permettent de valider la solution optimale obtenue, [17].

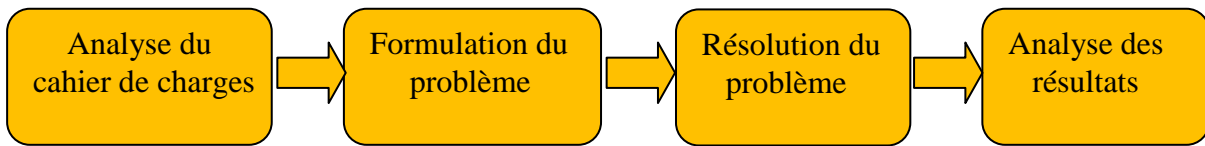
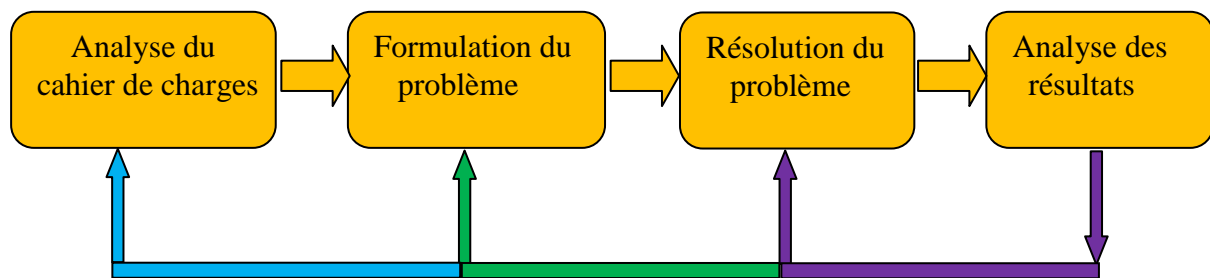


Figure III.1: Méthodologie de conception séquentielle.

En pratique, les choses ne sont pas aussi simples. Lors de l'analyse des résultats, il apparaît bien souvent que la solution obtenue ne peut être retenue en raison de causes multiples. La figure(III.2) montre les itérations nécessaires pour obtenir une solution satisfaisante.



- Objectifs mal définis ;
- Aucune solution faisable ;
- Contraintes manquantes.
- Solution non réalisable aberrant
- Erreur fatale ou imprécision du Modèle
- Problème de convergence ;
- Optimum local;
- Mauvaise conditions initiales.

Figure III.2: Itérations possibles lors de la conception optimisée.

La boucle la plus courte consiste en un retour sur la résolution du problème. Elle peut être motivée par un problème de convergence de l'algorithme signalé par le fait que les conditions d'optimalités ne sont pas remplies pour la solution trouvée ou par un arrêt de la procédure suite à un temps de calcul excessif. Il est alors possible de modifier les paramètres de réglage de l'algorithme lorsqu'il s'agit de méthodes stochastiques ou le point initial pour les méthodes déterministes qui en font usage. Pour ces dernières, il est fortement conseillé de recommencer la résolution du problème avec plusieurs points initiaux afin d'éviter de se faire piéger dans un optimum local. Parfois, il arrive que l'algorithme utilisé ne soit pas ou peu adapté au problème traité et il convient de changer de méthode d'optimisation ou de modifier le problème pour en faciliter la résolution. Par exemple, un modèle comportant des sorties non continues (ou dont les dérivées ne sont pas continues) n'est pas bien traité par une méthode d'optimisation de type gradient et peut être lissé pour une meilleure résolution, même si cette dernière demeure approchée. Des connaissances dans les champs disciplinaires des mathématiques appliquées, de la recherche opérationnelle et de l'informatique sont indispensables pour mener à bien

cette étape. La boucle intermédiaire est un retour sur la formulation du problème d'optimisation. Ce retour est nécessaire lorsque la résolution du problème conduit à une solution remplissant le critère (mathématique) d'optimalité. Dans ce cas, la démarche permet au concepteur d'affiner son expérience par une série d'essais/erreurs au cours de laquelle il en apprend davantage sur les limites des modèles utilisés et sur la façon de formuler le problème d'optimisation pour obtenir des solutions pertinentes. En effet, les méthodes d'optimisation sont sans a priori sur la solution à trouver ou la direction à suivre et explorent le domaine de recherche en se concentrant sur les zones intéressantes, fournissant ainsi des indications sur les points faibles des modèles utilisés et ceux à améliorer en priorité. Bien évidemment, la localisation de ces zones dépend du contexte de la conception en cours. Il conviendra alors d'ajouter des contraintes pour éviter les solutions non faisables ou aberrantes ainsi que d'autres contraintes pour empêcher à l'algorithme d'optimisation d'aller dans les zones d'imprécision ou d'erreur fatale des modèles. Une alternative à cette dernière solution est de repousser les limites de validité des modèles, ce qui est particulièrement chronophage mais doublement intéressant pour l'accroissement des connaissances de l'expert et les gains potentiels sur la conception en cours.

La boucle la plus longue consiste à revenir sur l'analyse du cahier des charges ou sur le cahier des charges lui-même. Il peut se produire que la démarche de conception aboutisse à la conclusion qu'il n'existe pas de solution (faisable) au cahier des charges exprimé. Dans ce cas, la démarche proposée peut être utilisée de façon itérative : Le concepteur relaxe des contraintes pour aboutir à une solution faisable en dialoguant avec le client pour arbitrer parmi les choix possibles. Il arrive parfois qu'un critère d'optimisation choisi a priori se révèle non pertinent a posteriori. De même, lorsque plusieurs objectifs difficilement pondérables sont formulés, il est intéressant d'essayer différentes formulations afin de cerner l'ensemble des compromis optimaux. Le concepteur fournit ainsi au client un outil pour la prise de décision. Cette étape est complexe et requiert certainement autant de qualités humaines que de connaissances scientifiques. Il me semble qu'elle ne peut aboutir que si le concepteur est suffisamment confiant en ses outils de modélisation et maîtrise pleinement la démarche, [17].

III.2.Synthèse des méthodes d'optimisation

L'optimisation est une branche des mathématiques et ensemble de techniques permettant de trouver les valeurs des variables qui rendent optimale une fonction de réponse, appelée aussi fonction objectif. Sur le plan mathématique, cela correspond à la recherche des extrémums de fonctions à plusieurs variables (ou seul variable), selon certains critères prédéfinis.

Dans le domaine des sciences appliquées, il s'agit en général de trouver l'optimum de la réponse d'opérations industrielles ou d'expériences de laboratoire, [18, 19].

Une fonction objectif peut être :

- Rendement d'une opération (maximum) ;
- Pureté d'un produit (maximum) ;
- Concentration en un produit (maximum ou minimum suivant qu'il s'agit du produit attendu ou d'une impureté indésirable) ;
- Coût d'une opération (minimum).

III.2.1.Algorithmes d'optimisation déterministes

Ces algorithmes comprennent deux familles, l'une est appelée méthodes de descente (Hillclimbing techniques) et l'autre est constituée des méthodes d'exploration. La première catégorie de ces algorithmes recherche l'optimum à l'aide d'une information mathématique : la valeur de la dérivée partielle de la fonction objectif. Ainsi, l'algorithme descend en 'plongeant' rapidement vers l'optimum le plus proche.

Il existe plusieurs algorithmes d'optimisation déterministes, plus ou moins élaborées, convergeant plus ou moins rapidement et tenant compte ou non des contraintes. On présentera dans ce qui suit ceux les plus utilisés, [20].

III.2.1.1.Méthodes énumératives

Elles sont de principe simple; dans un espace de recherche fini, ou infini mais discrétisé, un algorithme énumératif évalue la valeur de la fonction à optimiser en chaque point de l'espace des solutions faisables. L'utilisation d'un tel algorithme est intéressante lorsque le nombre de points n'est pas très important. Mais en pratique, beaucoup d'espaces de recherche sont trop vastes pour que l'on puisse explorer toutes les solutions une par une et tirer une information utilisable. Ces méthodes présentent deux inconvénients majeurs, d'une part elles sont inadaptées aux problèmes de grande dimension et, d'autre part, elles ne sont pas guidées par un raisonnement ou un processus intelligent, qui conduit la recherche vers des sous-espaces susceptibles de contenir une bonne solution, sans balayer tout l'espace des solutions. En revanche, elles permettent de localiser la solution globale du problème si la discrétisation de l'espace d'exploration est représentative.

III.2.1.2.Méthode du gradient

La méthode du gradient fait partie d'une grande classe de méthodes numériques appelées méthodes de descente. Le principe de base de ces méthodes consiste à minimiser une fonction à plusieurs variables, en se donnant un point de départ arbitraire dit solution initiale. Ensuite,

on calcule l'itéré suivant de telle sorte à se rapprocher du minimum de la fonction. On cherche une direction de descente suivant laquelle si on incrémente (ou on décrémente) la solution initiale (avec un pas de descente), la fonction objectif décroît. Le pas de descente peut être fixe ou variable, donnant naissance à une multitude de variantes de la méthode de descente. Une idée naturelle pour trouver une direction de descente est d'incrémenter la solution courante dans le sens inverse du gradient de la fonction. Cette méthode du gradient a pour avantage d'être très facile à mettre en œuvre, mais malheureusement, les conditions de convergence sont assez lourdes et cette méthode est en général assez lente.

On utilise le plus souvent la méthode du gradient à pas constant. Toutefois, on peut faire varier le pas à chaque itération : on obtient alors la méthode du gradient à pas variable ou adaptatif. La méthode du gradient à pas optimal propose un choix de pas qui rend la fonction objectif minimale le long de la direction de descente choisie. Plusieurs techniques ont été proposées pour accélérer la descente, on cite la méthode de la plus grande pente (steepest descent) et la méthode de recherche de la ligne de descente (search line strategy) associée à la condition de Armijo. D'autres méthodes ont été proposées pour rendre la descente plus sûre en limitant le pas de descente dans une région de confiance (trust region method). Cela garantit la robustesse du processus itératif par rapport à la solution de départ.

III.2.1.3.Méthode du gradient conjugué

La méthode du gradient conjugué appartient aux méthodes de résolution des problèmes de programmation non linéaires de type SQP (cas d'une fonction objectif quadratique). Dans ce cas particulier, cela revient à résoudre un système d'équations linéaires de la forme: $\mathbf{AX} = \mathbf{B}$. Elle est inspirée de la méthode du gradient. En effet, les directions de descente ne sont plus celles du gradient, mais elles sont orthogonales (ou conjuguées) pour que la convergence soit rapide.

Théoriquement, la méthode du gradient conjugué trouve le minimum d'une fonction objectif quadratique, en n itérations au plus où n est l'ordre de la matrice A qui est symétrique et semi définie positive. Cette méthode est très stable même pour des matrices mal conditionnées (dans ce cas des méthodes de pré conditionnement de la matrice ont été proposées). Cet algorithme peut être généralisé pour les fonctions objectives, non linéaires et non quadratiques. La justification est simple : au voisinage d'un optimum local, une grande variété de fonctions non linéaires peuvent être approximées par une forme quadratique. Mais dans ces conditions, on aura à calculer ou approximer la matrice Hessienne (H) à chaque itération.

III.2.1.4.Méthode du polytope de Nelder-Mead

C'est une méthode d'optimisation locale qui est fréquemment utilisée pour traiter des problèmes de type LP. Elle est appelée aussi méthode simplex. Cette méthode déterministe permet de résoudre le problème en utilisant directement la valeur de la fonction objectif, sans faire appel à ses dérivées (cette méthode n'appartient pas à la famille des méthodes de descente). Contrairement aux autres méthodes qui démarrent à partir d'un point initial, la méthode de Nelder-Mead utilise un 'polytope' de départ qui est une forme géométrique de $(n+1)$ points, n étant la dimension du problème. Au début, l'un de ces points est obtenu par un tirage aléatoire, les autres n points sont choisis de manière à former une base, généralement orthogonale [21]. Ensuite à chaque itération de l'algorithme du polytope, on remplace le plus mauvais point courant par un nouveau point déterminé par des transformations géométriques élémentaires, au voisinage du polytope. On répète cette procédure jusqu'à ce que les $(n+1)$ aient la même performance à une précision près.

III.2.1.5.Méthodes de Newton et quasi-Newton

D'origine, cette méthode est utilisée pour résoudre un système d'équations non linéaires : $F(x)=0$, telles que F est un vecteur de fonctions non linéaires de n composantes. Ensuite, elle a été utilisée pour rechercher un extremum d'une fonction objectif. En partant d'une solution initiale X_0 , l'itéré suivant de la solution X_k est calculé d'après l'équation suivante :

$$X_{k+1}=X_k - J(X_k)^{-1} * F(X_k) \quad (\text{III.1})$$

Telle que $J(X_k)$ est la matrice jacobienne de $F(X_k)$.

L'inconvénient majeur de cette méthode qui appartient aussi aux méthodes de descente, c'est sa convergence locale. Si ce point est mal choisi (trop loin de la solution) la méthode peut soit diverger, soit converger vers une autre solution. Il peut paraître surprenant de devoir choisir le point de départ (assez près de la solution recherchée) puisqu'on ne connaît pas celle-ci. En pratique, on essaie de s'approcher tout d'abord, de cette solution par une méthode de type gradient (pour éviter les extremums locaux) et/ou une méthode exploratrice stochastique ou déterministe (pour localiser l'optimum global), ensuite on applique la méthode de Newton. L'avantage de cette méthode est sa grande rapidité. En effet, sa convergence est quadratique.

Pour appliquer cette méthode de Newton à la recherche d'extrema d'une fonction objectif, on doit tout d'abord rappeler que l'extremum d'une fonction continue à plusieurs variables est caractérisé par un gradient nul. Ceci est un système d'équations non linéaires qu'on peut résoudre en utilisant la méthode de Newton. Toutefois, il faudra vérifier ensuite si l'extrema

obtenu représente un minima ou un maxima de la fonction objectif. D'autre part, on note que la matrice jacobienne du gradient c'est la matrice hessienne de la fonction objectif. De ce fait, la formule itérative de la méthode de Newton s'écrira sous la forme suivante :

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{X}_k - \mathbf{H}_{s-1}(\mathbf{X}_k) * \mathbf{F}(\mathbf{X}_k) \quad (\text{III.2})$$

Le calcul de $\mathbf{H}_{s-1}(\mathbf{X}_k)$ est l'étape la plus coûteuse de la méthode en terme de temps de calcul. Actuellement, des méthodes dites quasi-Newton ont été développées. Elles gardent la rapidité de la méthode de Newton et évitent le calcul coûteux en terme de temps de calcul de la matrice hessienne (ou jacobienne) nécessaire à chaque itération et qui peut se faire analytiquement ou par une approximation par différences finies. On y trouve plusieurs variantes, telles que les méthodes dites de BFGS (Broyden-Fletcher-Golfard-Sahno), de DFP (Davidon-Fletcher-Powell) et de Levenberg-Marquard (utilisée pour traiter des problèmes de type (SQP)), qui proposent un calcul approximatif de la matrice jacobienne ou hessienne en utilisant des formules algébriques, [10]. Dans ce cas, on peut aussi décider de garder cette matrice pendant plusieurs itérations et de l'actualiser périodiquement, afin d'améliorer la rapidité d'exécution de l'algorithme d'optimisation. Ces méthodes peuvent être couplées avec une méthode de recherche linéaire associée à une règle de type Armijo, qui a l'avantage d'avoir une convergence rapide. De plus, elles peuvent être munies d'une robustesse vis-à-vis du point de départ en les dotant d'une méthode dite de région de confiance (trust région).

III.2.1.6.Méthode de relaxation de Rosenbrock

La méthode de relaxation de Rosenbrock permet de ramener un problème de minimisation à plusieurs variables à une résolution successive de n problèmes de minimisation à une seule variable chacun, à chaque itération. Si on cherche à minimiser une fonction objectif à n variables à l'itération k+1, on fixe toutes les composantes de l'itéré \mathbf{X}_k sauf la première et on minimise la fonction objectif par rapport à cette première composante, en utilisant la méthode de Newton par exemple. On recommence ensuite la même procédure pour minimiser la fonction objectif, par rapport à la deuxième composante et ainsi de suite. On exécute ainsi plusieurs itérations jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit vérifié. L'utilisation de cette méthode n'aboutit pas forcément à l'optimum local.

III.2.1.7.Méthode complexe

Cette technique d'optimisation est une variante de la méthode simplex exposée précédemment. Elle consiste à manipuler un ensemble de solutions du problème à optimiser, chacune représente un point dans l'espace d'exploration. Typiquement, on choisit au début de façon aléatoire, un nombre de solutions égal au double du nombre des paramètres à optimiser, [10]. L'idée

principale de cette méthode est de remplacer le point le plus mauvais par un nouveau point. Celui-ci est la réflexion du point le plus mauvais par rapport au barycentre du reste des points. La solution optimale est établie lorsque tous les points sont pratiquement confondus à une précision près.

III.2.2. Algorithmes d'optimisation stochastiques

Elles sont des méthodes où l'approche de l'optimum est en partie ou entièrement guidée par un processus stochastique. Les procédures purement aléatoires, qui explorent et mémorisent le meilleur élément trouvé en se basant sur une exploration aléatoire de l'espace des solutions possibles, ne sont pas non plus efficaces et robustes. On leur préfère les méthodes dites pseudo aléatoires ; ces méthodes utilisent un choix aléatoire comme outil pour guider une exploration 'intelligente' de l'espace des solutions. Elles présentent un inconvénient majeur ; c'est qu'elles ne peuvent garantir leur convergence que d'une manière asymptotique relativement lente. En revanche, la solution obtenue est une bonne localisation de l'optimum global. Une multitude de variantes de ce type d'algorithmes ont été développées, on trouve principalement, [20].

III.2.2.1. Méthode de Monte-Carlo

C'est une technique d'optimisation purement aléatoire, effectuant une exploration globale de l'espace des solutions faisables. Elle consiste à générer des combinaisons aléatoires des paramètres descriptifs du système en utilisant un tirage de nombres aléatoires. Ensuite, on évalue les performances et les caractéristiques de chaque combinaison, en utilisant un outil d'analyse du dispositif à dimensionner. On trie ensuite la solution qui optimise la fonction objective et vérifie l'ensemble des contraintes imposées par le cahier de charges à la fois.

Pour obtenir des résultats statistiquement fiables, il est nécessaire d'évaluer un très grand nombre de combinaisons aléatoires, typiquement quelques milliers. Ce nombre est bien sûr d'autant plus grand que le nombre de variables est élevé. Plus le nombre de cas évalués est grand, plus on trouvera des structures de plus en plus optimisées. Car théoriquement, un nombre d'échantillons infini permettrait de trouver la structure optimale globale, en balayant tout l'espace de recherche. Le temps de calcul constitue l'une des faiblesses de ces méthodes dans le cadre de traitement des problèmes d'optimisation. Le grand avantage de cette méthode est sa simplicité, sa capacité de donner des orientations pour étudier des structures intéressantes qui auraient été a priori écartées et son aptitude à trouver des structures que l'on n'aurait pas aussi bien optimisées par d'autres techniques, [21].

III.2.2.2.Méthode de recherche Tabou

La méthode de recherche Tabou est une technique d'exploration locale combinée avec un certain nombre de règles et de mécanismes permettant à celle-ci de surmonter l'obstacle des optima locaux, tout en évitant de cycler. Dans une première phase, la méthode de recherche Tabou part d'une solution quelconque appartenant à l'ensemble de solutions. Ensuite, l'algorithme explore itérativement l'espace de solutions, afin de choisir le meilleur voisin. Ainsi, l'algorithme évalue la fonction objectif en plusieurs points entourant le point initial et retient le voisin qui améliore la valeur de la fonction objectif, ou au pire celui qui la dégrade le moins.

L'originalité de la méthode de recherche Tabou, par rapport aux méthodes locales, qui s'arrêtent dès qu'il n'y a plus de voisin permettant d'améliorer la valeur de la fonction objectif, réside dans le fait que l'on retient le meilleur voisin, même si celui-ci est plus mauvais que la solution d'où l'on vient. Ce critère autorisant les dégradations de la fonction objectif évite à l'algorithme d'être piégé dans un minimum local, mais il induit un risque de recherche cyclique. En effet, lorsque l'algorithme a quitté un minimum quelconque par acceptation de la dégradation de la fonction objectif, il peut revenir sur ses pas, à l'itération suivante. Pour régler ce problème, l'algorithme a besoin d'une mémoire pour conserver pendant un moment la trace des dernières meilleures solutions déjà visitées. Ces solutions sont déclarées Tabou, d'où le nom de la méthode. Celles-ci sont stockées dans une liste de n solutions, appelée liste Tabou et une nouvelle solution n'est acceptée que si elle n'appartient pas à cette liste.

Ce critère d'acceptation d'une nouvelle solution évite les chemins de recherche cyclique de l'algorithme, durant la visite d'un nombre de solutions au moins égal à la longueur de la liste Tabou et il dirige l'exploration de la méthode vers des régions du domaine de résolution non encore visitées.

III.2.2.3.Algorithme de Metropolis

L'algorithme de Metropolis est un algorithme d'optimisation stochastique, basé sur la recherche de l'optimum en utilisant un processus aléatoire. La méthode consiste à faire évoluer une solution possible du problème de façon aléatoire. A chaque étape d'un processus itératif, on effectuera une petite modification de la solution de façon aléatoire, puis on calculera la fonction objectif, si elle s'améliore par rapport à la solution précédente, on conserve cette nouvelle solution qui va subir à son tour des modifications au cours des cycles suivants [22]. Si le nouveau point choisi itinéraire est moins bon que son antécédent, il ne sera pas forcément rejeté. En effet, il peut être conservé comme nouvelle solution à condition qu'il puisse, par un coup de chance, obtenir un tirage au sort favorable. Ça peut être le cas où la variation de la fonction objectif est inférieure

à une variable aléatoire positive simulée. Ce système de rattrapage d'une solution a priori plus mauvaise constitue la clef de l'algorithme, car il permet au système d'explorer des régions défavorables, mais dont la traversée est nécessaire à l'obtention des solutions finales.

Plusieurs variantes ont été dérivées de cette stratégie de Métropolis. On cite, la méthode du recuit simulé et les algorithmes d'acceptation avec seuil qu'on va exposer dans ce qui suit.

III.2.2.4.Méthode du recuit simulé

Le recuit simulé trouve ses origines dans la thermodynamique. Cette méthode est issue d'un phénomène physique de refroidissement lent d'un corps en fusion, qui le conduit à un état solide, de basse énergie. Il faut abaisser lentement la température, en marquant des paliers suffisamment longs pour que le corps atteigne l'équilibre thermodynamique à chaque palier de température. Pour les matériaux, cette basse énergie se manifeste par l'obtention d'une structure régulière, comme dans les cristaux et l'acier.

L'analogie exploitée par le recuit simulé consiste à considérer une fonction objectif à minimiser comme fonction d'énergie et une solution qui peut être considérée comme un état donné de la matière correspondant à la fonction d'énergie. Le recuit simulé exploite généralement le critère défini par l'algorithme de Metropolis pour l'acceptation d'une solution obtenue par perturbation de la solution courante.

Pour une température donnée et à partir d'une solution courante, on considère une transformation élémentaire qui changerait la solution actuelle en une solution voisine. Si cette perturbation induit une diminution de la valeur de la fonction objectif, elle est acceptée. Dans le cas contraire, la perturbation est acceptée tout de même avec une probabilité bien déterminée. C'est le paramètre de contrôle qui est la température du système, qui influe sur la probabilité d'accepter une solution plus mauvaise (pour cela on utilise la distribution de Boltzmann). A une température élevée, la probabilité d'acceptation d'un mouvement quelconque tend vers l'unité, c'est-à-dire presque tous les changements sont acceptés. L'algorithme équivaut alors à une marche aléatoire dans l'espace des configurations possibles. Ensuite, cette température est diminuée lentement au fur et à mesure du déroulement de l'algorithme pour simuler le processus de refroidissement des matériaux. Cette diminution doit être suffisamment lente pour que l'équilibre thermodynamique soit maintenu. L'efficacité du recuit simulé dépend fortement du choix de ses paramètres de contrôle, dont le réglage reste très empirique.

III.2.2.5.Algorithmes évolutifs

Les algorithmes évolutifs englobent une autre classe assez large des méthodes d'optimisation stochastiques. Ces algorithmes sont basés sur le principe du processus d'évolution naturelle.

Ils doivent leur nom à l'analogie avec les mécanismes d'évolution des espèces vivantes. Un algorithme évolutif typique est composé de trois éléments essentiels, [21] :

- 1) une population constituée de plusieurs individus représentant des solutions potentielles (configurations) du problème donné ;
- 2) un mécanisme d'évaluation de l'adaptation (ou de la fonction objectif à maximiser, fitness function) de chaque individu de la population à l'égard de son environnement extérieur ;
- 3) un mécanisme d'évolution composé d'opérateurs permettant d'éliminer certains individus et de produire de nouveaux individus à partir des individus sélectionnés.

Du point de vue opérationnel, un algorithme évolutif typique débute avec une population initiale souvent générée aléatoirement et répète ensuite un cycle d'évolution composé de 3 étapes séquentielles:

- 1) évaluer la performance (dite aussi l'adaptation ou la qualité) de chaque individu de la population par l'outil d'analyse du dispositif à optimiser ;
- 2) sélectionner une partie des individus ;
- 3) produire de nouveaux individus par des recombinaisons d'individus sélectionnés.

Ce processus se termine quand la condition d'arrêt est vérifiée, par exemple, quand un nombre maximum de cycles (générations) ou un nombre maximum d'évaluations est atteint. Selon l'analogie de l'évolution naturelle, la qualité des individus de la population devrait tendre à s'améliorer au fur et à mesure du déroulement du processus. En effet, la production de nouveaux individus dans un algorithme évolutif est basée sur un ensemble d'opérateurs tels que la sélection, la mutation et éventuellement le croisement. La sélection a pour objectif de choisir les individus qui vont pouvoir survivre et/ou se reproduire pour transmettre leurs caractéristiques à la génération suivante. Elle est basée généralement sur le principe de conservation des individus les mieux adaptés et d'élimination des moins adaptés. Le croisement ou la recombinaison cherche à combiner les caractéristiques des individus parents pour créer des individus enfants avec de nouvelles potentialités dans la génération future. La mutation effectue de légères modifications de certains individus. D'une manière générale, on peut distinguer trois grandes familles d'algorithmes évolutifs : les algorithmes génétiques, la programmation évolutive et les stratégies d'évolution. Ces méthodes se différencient par leur manière de représenter les données et par leur façon de faire évoluer la population d'une génération à l'autre.

III.2.2.6. Algorithmes génétiques

Le principe fondamental de ces algorithmes a été exposé par Holland en 1975. Ils s'inspirent du fonctionnement de l'évolution naturelle, notamment la sélection de Darwin et la

procréation selon les règles de Mendel. La sélection naturelle que Darwin appelle l'élément 'propulseur' de l'évolution, favorise les individus d'une population qui sont les mieux adaptés à un environnement [10]. La sélection est suivie de la procréation, réalisée à l'aide de croisements et de mutations au niveau du patrimoine génétique des individus (ou génotype), constitué d'un ensemble de gènes. Ainsi deux individus 'parents', qui se croisent, transmettent une partie de leur patrimoine génétique à leurs descendants. Le génotype de l'enfant fait que celui-ci est plus au moins bien adapté à l'environnement. S'il est bien adapté, il a une plus grande chance de procréer dans la génération future. Au fur et à mesure des générations, on sélectionne les individus les mieux adaptés et l'augmentation du nombre des individus bien adaptés fait évoluer la population entière.

Dans les algorithmes génétiques, on essaie de simuler le processus d'évolution d'une population, en partant d'une population de n solutions du problème représentées par des individus. Cette population choisie aléatoirement est appelée population parent et le degré d'adaptation d'un individu à l'environnement est exprimé par la valeur de la fonction objectif (dans un problème de maximisation) que l'individu représente. Dans ce cas, un individu est d'autant mieux adapté à son environnement, que la fonction objectif de la solution qu'il représente est plus grande. Au sein de cette population, intervient alors la sélection au hasard d'un ou deux parents, qui produisent une nouvelle solution, à travers les opérateurs génétiques, tels que le croisement et la mutation. La nouvelle population, obtenue par le choix de n individus parmi les populations parent et enfant, représente la nouvelle génération. En itérant ce processus, on produit une population de plus en plus riche en individus mieux adaptés.

III.2.2.7. Méthode des essaims de particules

Les algorithmes d'optimisation par essaim de particules ont été introduits en 1995 par Kennedy et Eberhart comme une alternative aux algorithmes génétiques standards. Ces algorithmes sont inspirés des essaims d'insectes (ou des bancs de poissons ou des nuées d'oiseaux) et de leurs mouvements coordonnés. En effet, tout comme ces animaux se déplaçant en groupe pour trouver de la nourriture ou éviter les prédateurs, les algorithmes à essaim de particules recherchent des solutions pour un problème d'optimisation. Les individus de l'algorithme sont appelés particules et la population est appelée essaim. Dans cet algorithme, une particule décide de son prochain mouvement en fonction de sa propre expérience, qui est dans ce cas la mémoire de la meilleure position qu'elle a rencontrée et en fonction de son meilleur voisin. Ce voisinage peut être défini spatialement en prenant par exemple la distance euclidienne entre les positions de deux

particules ou socio métriquement (position dans l'essaim de l'individu). Les nouvelles vitesses et direction de la particule seront définies en fonction de trois tendances : La propension à suivre son propre chemin, sa tendance à revenir vers sa meilleure position atteinte et sa tendance à aller vers son meilleur voisin, [22].

III.3. Méthodes Hybrides

L'hybridation des algorithmes est pour objectif de mélanger de manière harmonieuse deux ou plusieurs méthodes distinctes afin de ne retenir que les caractéristiques les plus intéressantes de chacune de ces méthodes.

L'approche d'hybridation la plus connue est celle entre un algorithme évolutionnaire et un algorithme à direction de descente. Le principe de cette approche d'hybridation est assez simple. Il consiste à lancer une recherche au niveau global avec un AE, puis passer à la recherche locale avec un algorithme à direction de descente pour affiner le résultat. Cela nécessite donc d'effectuer une répartition des tâches. L'AE se charge de détecter les régions de l'espace de recherche qui sont susceptibles de se révéler les plus intéressantes. Puis, l'algorithme à direction de descente prend comme point de départ les meilleures solutions trouvées par l'AE, et s'attache à les affiner aussi rapidement possible. Pourtant, il est délicat de décider le moment de transition ou à partir duquel l'algorithme à direction de descente doit prendre le relais et faire son travail. En effet, si cela se fait trop tôt, il y a de fortes chances pour que l'algorithme touche sa fin par la convergence vers un optimum local. Au contraire, si la transition se produit trop tard, on perd en temps de calcul car les avantages de l'algorithme à direction de descente ne sont pas pleinement exploités. L'Hybridation peut aussi être réalisée entre un AE et une méthode d'approximation. Avec cette version, la méthode d'approximation est utilisée pour accélérer la convergence de l'AE. L'idée est donc de remplacer la fonction objectif par une fonction approchée. Cette approximation peut utiliser l'information du gradient ou non, [23].

III.4.CAO optimisée appliquée au MHR

Nous proposons dans cette étude une application d'une méthode d'optimisation (hybridation entre l'algorithme génétique et l'algorithme de gradient) au problème d'amélioration du rendement d'une MAS selon l'organigramme suivant.

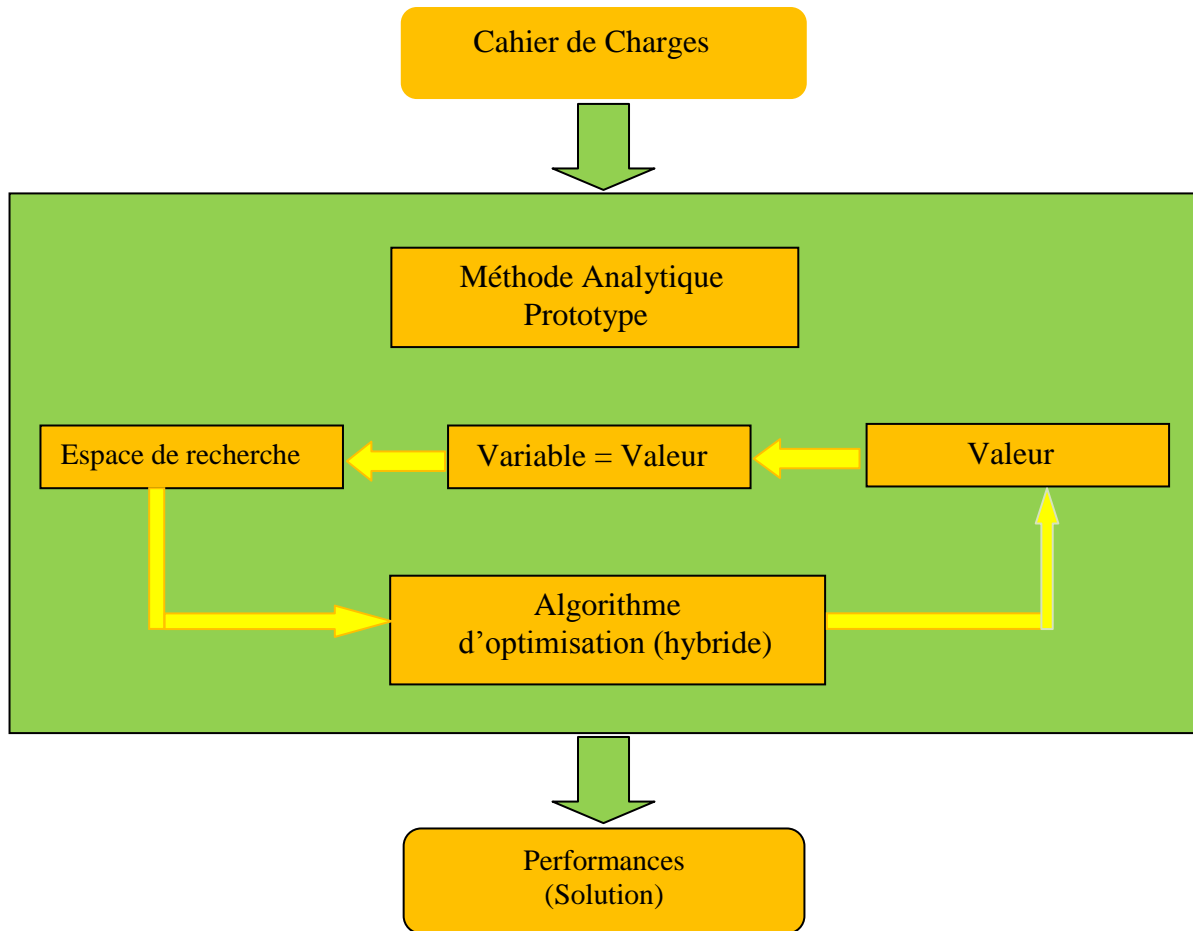


Figure III.3: Organigramme de la CAO optimisée.

On définit la fonction objective qui est la fonction que nous voulons optimiser, cette dernière sera la somme des pertes, où notre but essentiel est de trouver le minimum de ces pertes.

Afin de trouver des valeurs correctes pour les paramètres, un processus de recherche est exécuté plusieurs fois successivement, car les résultats différents par le fait que les procédures utilisées sont aléatoires. Pour chaque paramètre, un intervalle de recherche est défini et la solution obtenue dépend d'un nombre considérable des paramètres qui sont :

- ✓ Nombre d'itération ;
- ✓ Taille de population ;

III.4.1. Variables de conception et espaces de recherche

Il s'agit des paramètres géométriques, magnétiques et généraux (poids) avec des limitations définies dans le tableau suivant :

Abréviation	Paramètres	Unités	Espace de recherche
D	Diamètre d'alésage	mm	$0.098 \leq D \leq 0.103$
λ	Rapport géométrique	-----	$0.75 \leq \lambda \leq 1.75$
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	$0.3 \leq \delta \leq 0.4$
Bx	Induction dans l'entrefer	T	$0.6 \leq Bz1m \leq 0.8$
M	Poids de la machine	kg	$20 \leq M \leq 23$

Tableau III.1: Paramètres de conception et leurs limites.

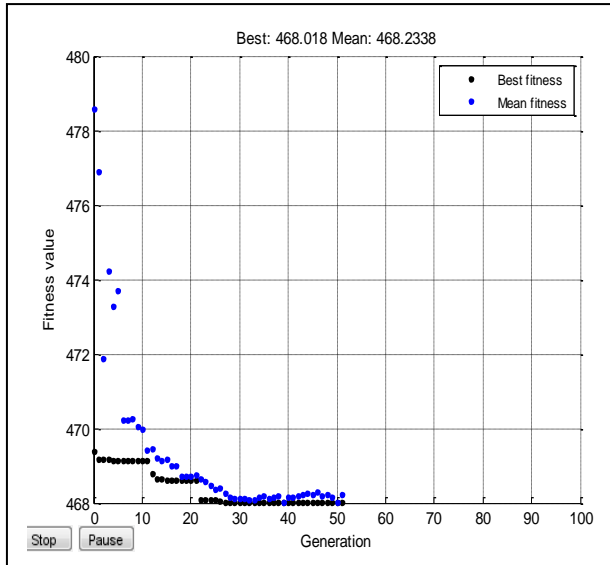
III.4.2. Résultats

Les résultats d'application de la méthode hybride à l'optimisation de la conception du moteur de 2.2 kW sont présentés dans le tableau suivant.

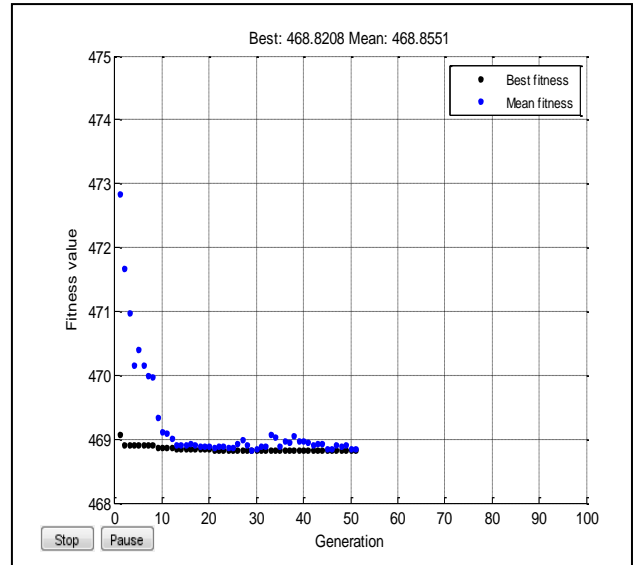
Abréviation	Paramètres	Unités	Solutions	
			1 ^{er} exécution	2 ^{eme} exécution
D	Diamètre d'alésage	mm	0.0981	0.0980
λ	Rapport géométrique	-----	0.75	0.7500
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	0.004	0.0003
Bx	Induction dans l'entrefer	T	0.6395	0.7786
M	Poids de la machine	Kg	22.1101	20.427
η	Rendement	-----	0.8243	0.8247

Tableau III.2: Résultats d'optimisation.

Les figures (III.4) et (III.5), illustre la variation de la meilleure valeur pour la fonction objectif pour 100 itérations, dont la comparaison et les valeurs obtenues pour chaque paramètre d'optimisation sont reportées dans le Tableau (III.2).

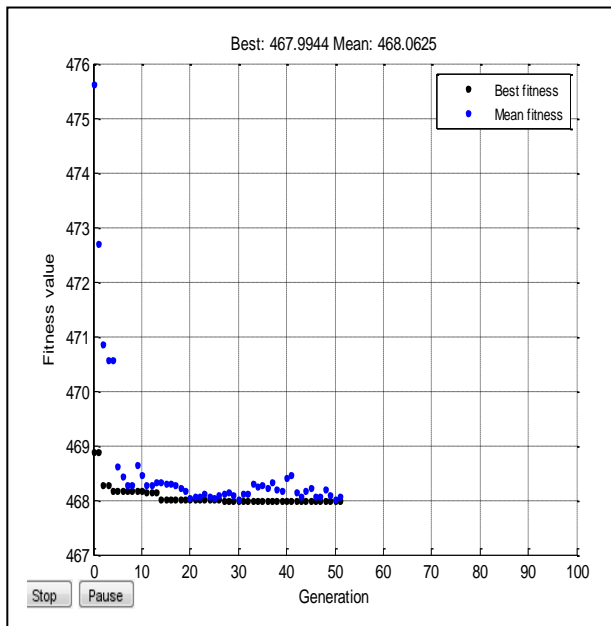


a) génétique seul.

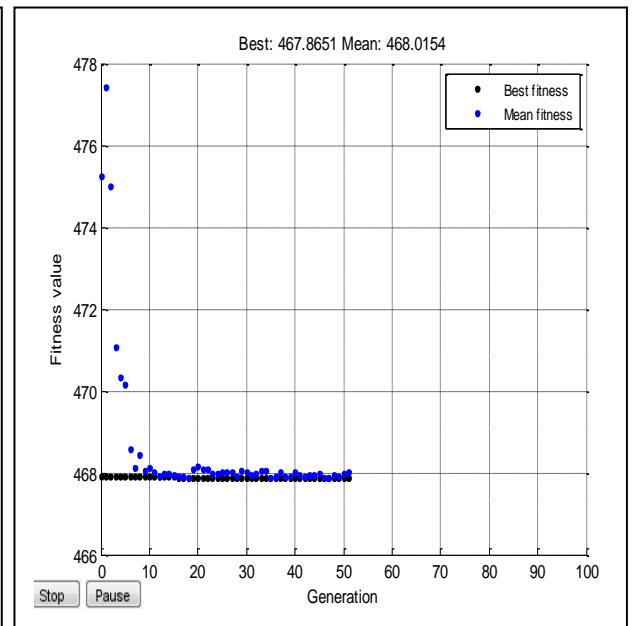


b) hybride.

Figure III.4: Résultats pour la 1ère exécution.



a) génétique seul.



b) hybride.

Figure III.5: Résultats pour la 2eme exécution.

III.4.3. Résultats du programme de conception pour la machine optimisée

```

*****
*****          PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT          *****
*****          MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL          *****
*****          *****
*****          FICHE DES RESULTATS          *****
*****          *****
*****
*****          DONNEES DU CAHIER DES CHARGES          *****
*****
Puissance Utile (W)                Pu      .. 2200   ** 2200
Tension Simple de Phase (V)        V1     .. 220    ** 220
Nombre de Phases de la Machine m1  m1     .. 3      ** 3
Frequence Alimentation (Hz)        fs     .. 50     ** 50
Nombre de Paires de Poles          p      .. 2      ** 2
Vitesse du Champ Tournant (trs/s)  ns     .. 25.0   ** 25
Rendement Estime                   Eta    .. 0.820   ** 0.820
Facteur de Puissance Estime         Cosfie .. 0.820   ** 0.820
Coefficient de Dispersion Estime    Kdisp  .. 0.978   ** 0.978
Puissance Absorbee par la Machine (W) Pabs   .. 2682.9 ** 2682.9
Courant de Phase de la Machine (A) I1     .. 4.957   ** 4.977
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     .. 1.085   ** 1.085
Facteur Forme induction dans Entrefer Kf     .. 1.066   ** 1.084
Facteur Forme induction dans Entrefer Kf     .. 1.065   ** 1.083
Coefficient de Recouvrement du Pole Kfnp   .. 0.700   ** 0.700
Coefficient de Recouvrement du Pole Kfnp   .. 0.748   ** 0.713
Coefficient de Recouvrement du Pole Kfnp   .. 0.751   ** 0.715
Facteur de Geometrie Estime Machine Landael .. 1.250   ** 0.750
Densite Courant Lineaire Estimee (A/m) A1    .. 22500   ** 22500
Induction magnet.Estimee Entrefer(T) Bd     .. 0.850   ** 0.779
Longueur virtuelle estimee (m)      lie    .. 0.097   ** 0.058
Pas Polaire estime (m)              Taue   .. 0.078   ** 0.077
Coef.Utilisation estime minimum     Cestl  .. 2.239   ** 3.848
Entrefer Estime (m)                 Deltae  .. 0.00033 ** 0.0003

```

```

Effort Tangentiel Apparent Estime (N/m²)   Sigmae   .. 13614.1 ** 23391.9
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 ** 0.098
Calcul Pas Polaire (m)                    Tauc1    .. 0.07775 ** 0.07697
Longueur virtuelle (m)                    lic      .. 0.09719 ** 0.05773
Calcul du Facteur de Géométrie             Landac1  .. 1.250  ** 0.750
Calcul du Coefficient de Utilisation       Ccall    .. 2.239  ** 3.848
*****
***** PARTIE DEUX *****
***** DIMENSIONNEMENT DU STATOR *****
*****
***** 01 -- Nombre de Spires Par Phase *****
*****
Surface du Pas Polaire(m²)                Spp1     .. 0.00756 ** 0.00444
Surface du Pas Polaire(m²)                Nsph11   .. 229.7   ** 426.6
Nombre de Spires choisies Par Phase       NsphCh11 .. 240    ** 240
Nombre total de Conducteurs du stator     z1       .. 1378   ** 2560
Nombre Conducteurs/encoche du stator      Nz1      .. 40     ** 40
Induction Recalculée dans Entrefer(T)     Bdr      .. 0.814  ** 1.384
Induction Recalculée dans Entrefer(T)     Bdr      .. 0.775  ** 1.359
Induction Recalculée dans Entrefer(T)     Bdr      .. 0.773  ** 1.357
Entrefer Delta--Machines Asynchrone(m)    Deltac1  .. 0.00033 ** 0.0003
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)             FluxU    .. 0.00430 ** 0.00430
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)             FluxU    .. 0.00438 ** 0.00431

```

```

Flux Utile Dans Entrefer (Wb)          FluxU      .. 0.00438 ** 0.00431
Coefficient de Dispersion              SigH1      .. 0.02249 ** 0.02249
Flux Total (Wb)                       FluxT      .. 0.00440 ** 0.00440
Densite lineaire (A/m)                 Alc        .. 24661  ** 24661
*****
***** 02 -- Dimensionnement Enroulement Statorique *****
*****
Densite du Courant Statorique (A/mm2)  Jcond1    .. 5000000 ** 5000000
Epaisseur isolant du Conducteur (mm)    Episcd    .. 0.00004 ** 0.00004
Epaisseur Gaine Protection Bobine Fer(m) EpG        .. 0.0005  ** 0.0005
Jeu entre conducteurs gaine isolation(m) Jeu        .. 0.0005  ** 0.0005
Epaisseur des Calles (m)                EpCal     .. 0.0005  ** 0.0005
Largeur Encoche (m)                     LEnc      .. 0.00609 ** 0.00605
Profondeur Encoche (m)                  PEnc      .. 0.01425 ** 0.01435
Epaisseur Gorge Encoche (m)             EpgorZd1  .. 0.00200 ** 0.00200
Resistivite Enroulement Stator(Ohm.m) Rho1      .. 2.16e-8 ** 2.16e-8
Densite Volumique du Cuivre (kG/m3)     GamaCul   .. 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 (mm2)  Scond1    .. 9.91e-7 ** 9.91e-7
Diametre Conducteur (mm)                Dcond1    .. 0.00112 ** 0.00112
Diametre Normalise Choisi (mm)          Dnorcd1   .. 0.00116 ** 0.00116
Largeur Normalisee Choisi (mm)          Lnorcd1   .. 9.95e-4 ** 9.95e-4
Hauteur Normalisee Choisi (mm)          Hnorcd1   .. 9.95e-4 ** 9.95e-4
Section Normalisée (m2)                 Snorcd1m  .. 9.91e-7 ** 9.91e-7
Largeur Conducteur isole (mm)           Lcdis     .. 0.001   ** 0.001
Hauteur Conducteur isole (mm)           Hcdis     .. 0.001   ** 0.001
Section Conducteur isole (m2)           Scdism    .. 1.07e-6 ** 1.07e-6
Pas dentaire Statorique (m)             PdZ1      .. 0.009   ** 0.009
Profondeur Encoche Calculée (m)         PEncC     .. 0.014   ** 0.014
Facteur de Remplissage Encoche          FREncm    .. 0.700   ** 0.700
*****
***** 04 -- Resistance par Phase du Stator *****

```

Coefficient Tete de Bobine	KTb	.. 2.000	** 2.000
Largeur Moyenne Tete de Bobine (m)	lf	.. 0.206	** 0.204
Long.Moy.(demi-Spire) Conduct.(m)	LmoyCond	.. 0.303	** 0.262
long.Totale Enroulement Stator (m)	LTCond1	.. 435.891	** 376.797
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	Rph1m	.. 3.165	** 2.736

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

Permeance Zone Dent.Stator(Unite)	PermZ1	.. 7.6e-8	** 4.5e-8
Permeance Flux diff.Stator(Unite)	PermD1	.. 5.24e-8	** 4.03e-8
Permeance Tete Bobine Stator(Unite)	PermB1	.. 7.4e-8	** 7.35e-8
React.Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)	Xf1	.. 3.662	** 1.329

***** 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	.. 0.06	** 0.06
Densite de Courant dans Anneau (A/mm ²)	JAn	.. 5e6	** 5e6
Resistivite Al. Enroul.Rotor(Ohm.m)	RhoAl2	.. 3.6e-8	** 3.6e-8
Densite de Courant Barre (A/mm ²)	JBar	.. 5e6	** 5e6
Densite Volumique Aluminium (kg/m ³)	GamaFe2	.. 2700	** 2700
Densite Volumique Fer Rotor (kg/m ³)	GamaFe2	.. 7600	** 7600

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

Pas Dentaire Rotorique (m)	TauZ2	.. 0.005	** 0.005
FEM a Vide de chaque Barre Rotorique	E2Bar	.. 0.467	** 0.467
Pertes Vent. et Frottement (W)	PVF	.. 24.200	** 24.200
Pertes Supplementaires (W)	PSup	.. 24.200	** 24.200
Courant de Barre Rotorique (A)	IBar	.. 106.70	** 106.70

```

Courant dans Anneau Rotorique (A)      IAn      .. 408.729  ** 408.729
Epaisseur Anneau Cage (mm)             EpAn     .. 0.007    ** 0.007
Profondeur Anneau Cage (mm)            ProfAn   .. 0.012    ** 0.012
Longueur moyenne Anneau (mm)           LAn      .. 408.72   ** 0.284
*****
***** 02 -- Calcul Resistance Equivalente par Phase du Rotor *****
*****
Resistance Anneau a 75°C (Ohm)          RAn      .. 1.72e-6   ** 1.7e-6
Epaisseur Barre Cage (mm)              EpBar    .. 0.003    ** 0.003
Profondeur Barre Cage (mm)             ProfBar  .. 0.009    ** 0.009
Longeur Barre Cage (mm)                LBar     .. 0.112    ** 0.072
Resistance de la Barre a 75°C (Ohm)     RBar     .. 1.88e-4   ** 1.22e-4
Resist.Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)  Rph2     .. 2.01e-4   ** 1.35e-4
*****
***** 03 -- Calcul Reactance de Fuites Totale du Rotor *****
*****
Permeance Zone Dentaire Rotorique      PermZ2   .. 1.6e-6    ** 5e-7
Permeance Flux differentiel Rotorique   PermD2   .. 2.6e-7    ** 2e-7
Permeance Tete de Bobine Rotorique     PermB2   .. 7.4e-8    ** 7.4e-8
Reactance Totale du Rotor (Ohm)        Xf2      .. 3.05e-4   ** 1.93e-4
*****
***** PARTIE QUATRE *****
***** CALMCUL DU POIDS TOTAL DU MOTEUR *****
***** 01 -- Calcul du Poids Total du Stator *****
Epaisseur Culasse Stator (m)           EpCull1  .. 0.020    ** 0.033
Diametre Exterieur Culasse Stator (m)  DExCull1 .. 0.173    ** 0.198
Poids Fer Culasse du Stator (kG)       PFcCull1 .. 6.307    ** 6.697
Poids Fer Zone dentaire du Stator(kG)   PFcZd1   .. 1.846    ** 1.091
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)         PCulm    .. 3.842    ** 3.321
Poids Total du Stator (kG)             PT1      .. 11.99    ** 11.99
*****
***** 02 -- Calcul du Poids Total du Rotor *****
*****
Poids des Barres (kG)                   PBar     .. 0.309    ** 0.200
Poids des Anneaux Radiaux (kG)         PAn      .. 0.124    ** 0.122

```

```

Poids du Fer Zone Dentaire Rotorique(kG) PFeZd2 .. 0.998 ** 0.582
Epaisseur de la Culasse Rotorique (m) EpCul2 .. 0.023 ** 0.023
Poids de la Culasse Rotorique (kG) PCul2 .. 2.767 ** 1.597
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 .. 7.148 ** 5.452
*****
***** 03 -- POIDS TOTAL DU MOTEUR *****
*****
POIDS TOTAL DU MOTEUR (kG) PTM .. 22.633 ** 20.051
PUISSANCE MASSIQUE DU MOTEUR (kW/kg) PMASM .. 0.097 ** 5.452
*****
*****
*****
***** FACTEUR de QUALITE ET RENDEMENT *****
***** MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL *****
*****
*****
***** 01 -- Resistance Totale Ramenee au Stator *****
Permeabilite du vide Mu0 .. 1.3e-6 ** 1.3e-6
Coef.de Reduction de la machine Kred .. 13265.4 ** 13265.4
Resist. Rotor Ramenee au Stator(Ohm Rr21 .. 2.6720 ** 1.7916
Resist. Totale Ramenee au Stator(Ohm RTot .. 5.9848 ** 4.6242
*****
***** 02 -- Reactance Totale Ramenee au Stator *****
*****
Reactance Rotor Ramenee au Stator(Ohm Xf21 .. 4.2432 ** 2.6760
Réactance Totale Ramenée au Stator(Ohm XfTot .. 8.1388 ** 5.7038
*****
***** 03 -- FORCES MAGNETO-MOTRICES DANS LA MACHINE *****
*****
FMM dans la Zone Entrefer (At) FmmDelta .. 523.1 ** 845.7
Induction B a 1/3 tete dent stator(T) BdZ13 .. 1.743 ** 3.061
FMM Zone Dentaire Statorique (At) FmmZ1 .. 284.1 ** 226.4
Induction recaluculee Culasse Stator(T) BCulr1 .. 1.300 ** 1.300
FMM dans la Zone Culasse Statorique(At) FmmCul1 .. 92.2 ** 10.7

```

Induction B 2/3 tete dent Rotor (T)	BdZ23	.. 1.584	** 2.804
FMM dans la Zone Dentaire Rotorique(At)	FmmZ2	.. 60.3	** 100.4
Induction recaluculee Culasse Rotor(T)	BCulr2	.. 1.081	** 1.829
FMM dans la Zone Culasse Rotorique(At)	FmmCul2	.. 17.0	2 ** 27.6
FMM Totale/Paire de Poles (At)	FmmTot	.. 976.8	** 1210.8
Coefficient de Saturation Calcule	KSAT	.. 1.300	** 1.300
Coefficient de Saturation Calcule	KSAT	.. 1.652	** 1.379
Coefficient de Saturation Calcule	KSAT	.. 1.670	** 1.386
Coefficient de Saturation Total	KSATot	.. 1.670	** 1.386
Courant Magnetisant du Stator Im (A)	Im	.. 3.141	** 3.893
Courant de Court Circuit Stator (A)	I1cc	.. 23.169	** 31.456
Angle Dephasage Courant Court-Circuit	fiCC	.. 53.671	** 50.967
Couple de Demarrage Tstart (Nm)	Tstart	.. 24.7	** 30.9
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	.. 78.9	** 103.0
Pertes Dans le Fer du Rotor (W)	PFerRot	.. 16.9	** 30.0
PERTES TOTALES DANS LE FER (W)	PFerTot	.. 95.8	** 133.0

***** 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	.. 35.20	** 35.200
PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX(W)	PpulsTot	.. 35.20	** 35.200

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

Pertes Cuivre Enroul. du Stator (W)	PCuivre1	.. 233.4	** 201.7
Pertes Cuivre Cage du Rotor (W)	PCuivre2	.. 110.1	** 73.8
PERTES TOTALES-CUIVRE DANS MACHINE (W)	PCuivreTot	.. 343.5	** 275.5

```

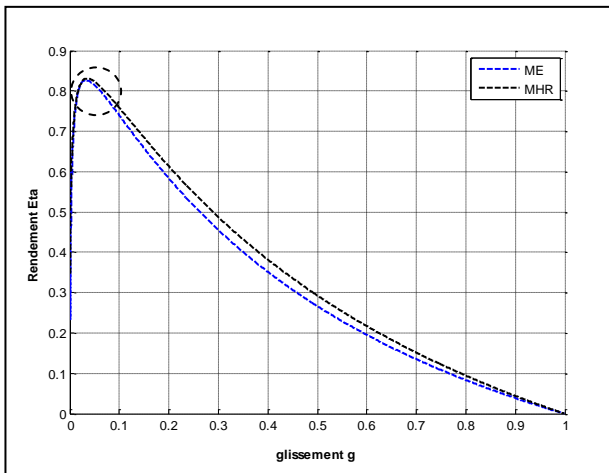
*****
*****  04 -- PERTES TOTALES -- FROTTEMENT/VENTILLATION  *****
*****
Pertes Frottement/Ventil.(W)          PFrotVent  .. 24.2    ** 24.2
*****
*****
*****  05 -- SOMME DES PERTES  DANS MACHINE  *****
*****
Somme des Pertes dans la Machine (W)  SumPer    .. 498.66  ** 467.91
*****
*****
*****  06 -- RENDEMENT DE LA MACHINE  *****
*****
Rendement de la Machine en (pcent)    RendM     .. 0.815    ** 0.825
*****
*****
*****  PARTIE SEPT  *****
*****  PARAMETRES POUR ELABORATION DU DIAGRAMME DU CERCLE  *****
*****
Courant actif a vide (A)              Iact0     .. 0.156    ** 0.193
Courant a vide (A)                   I0        .. 3.145    ** 3.898
Angle de Dephasage a vide (Degre)     fi0       .. 87.15    ** 87.163
Glissement Nominal 1 (pcent)          GliseN    .. 4.660    ** 3.156
Facteur de Puissance Nominal          Cosfi     .. 0.825    ** 0.815
Angle de Dephasage Nominal (Degre)    fi1       .. 34.43    ** 35.372
Facteur de Puissance Maximal          CosfiMax  .. 1.886    ** 2.536
*****
*****  PARTIE HUIT  *****
*****  CALCUL DE VERIFICATION DES PROPORTIONS  *****
*****
Produit Rendement Facteur de Puissance  PETAFP    .. 0.672    ** 0.672
Rapport Courant a vide/Courant Nominal  RT1       .. 0.63439  ** 0.78635
Section Totale Conducteurs Stator(m²)   STotCond1 .. 0.00142  ** 0.00142
Section Totale Conducteurs Stator(m²)   STotCond2 .. 0.001024 ** 0.001024
*****
*****  PARTIE NEUF  *****
*****  DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT  *****

```

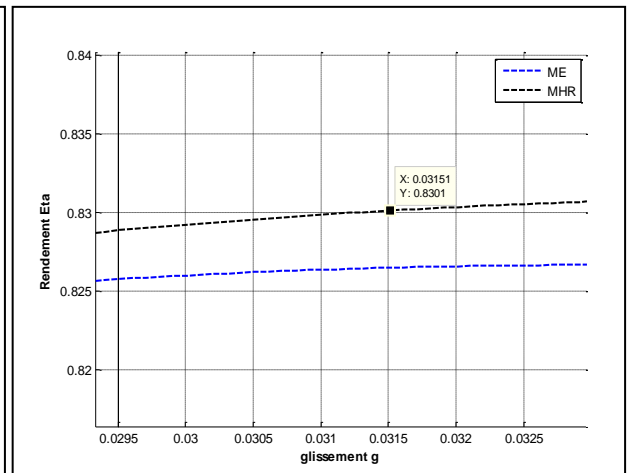
Inductance de Fuite Stator (H)	lsf1	..	0.01166	**	0.00423
Induct.Fuite Rotor Ramenee au Stator(H)	lfr21	..	0.01287	**	0.00814
Puissance Reactive a vide (VAR)	Q0	..	2073.1	**	2569.7
Inductance Propre Phase du Stator(H)	Ls1	..	0.22295	**	0.17986
Inductance Mutuelle Stator - Rotor(H)	M	..	0.21129	**	0.17068
Induct.Propre Rot.Ramenee au Stator(H)	Lr21	..	0.22416	**	0.17882

III.4.4.Étude des performances de la machine optimisée

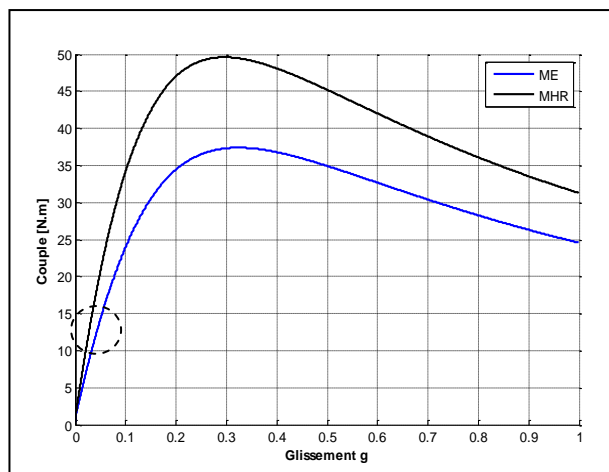
III.4.4.1.Analyse statique



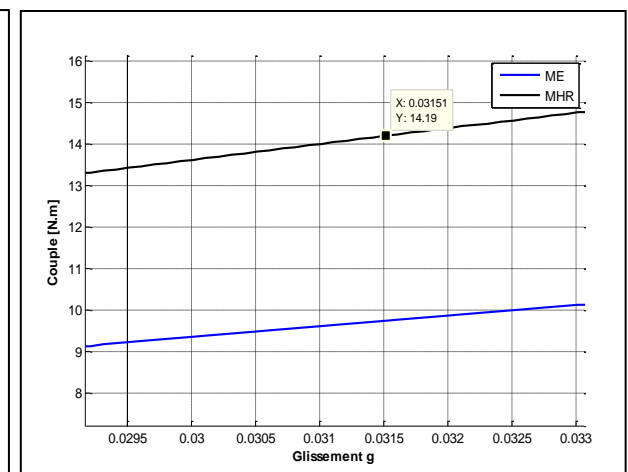
a) Rendement en fonction du glissement.



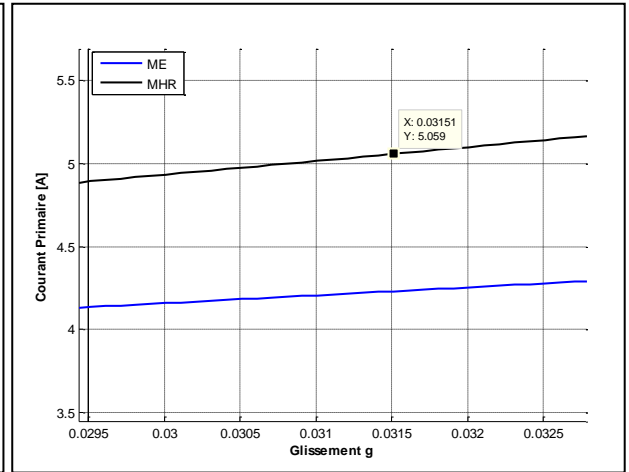
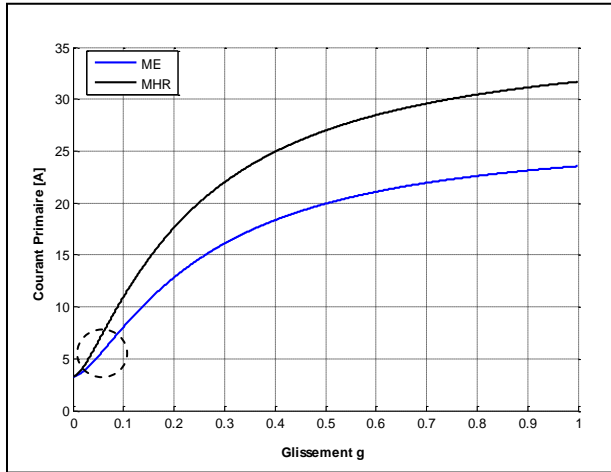
b) Zoom $\eta=f(g)$.



c) Couple en fonction du glissement.

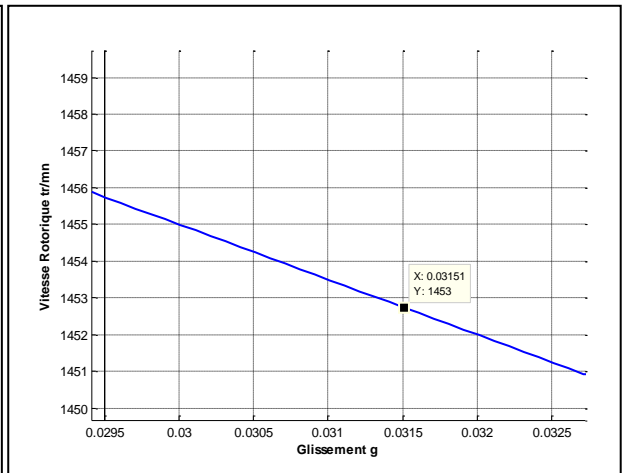
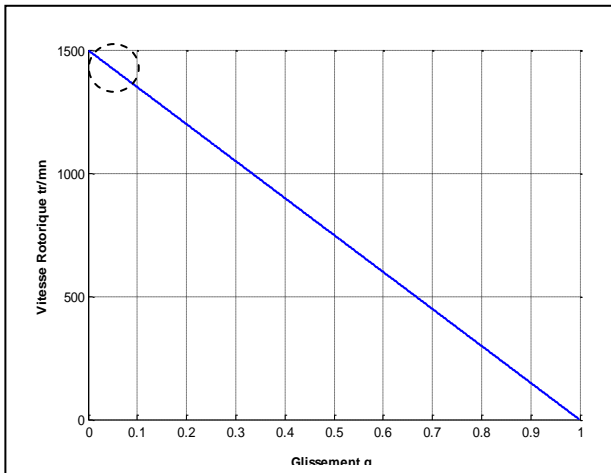


d) Zoom $C=f(g)$.



e) Courant primaire en fonction du glissement.

f) Zoom.



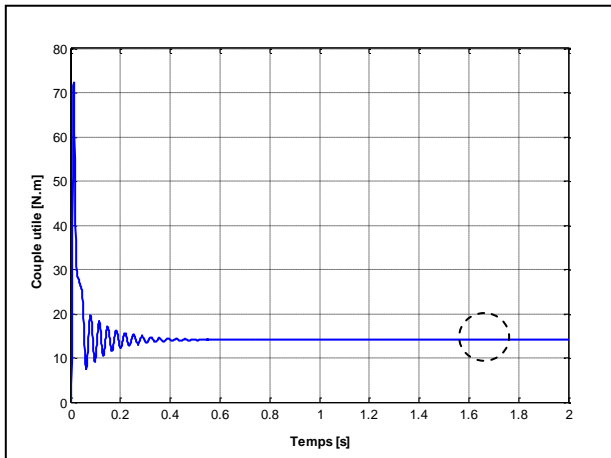
g) Vitesse rotorique en fonction du glissement.

h) Zoom .

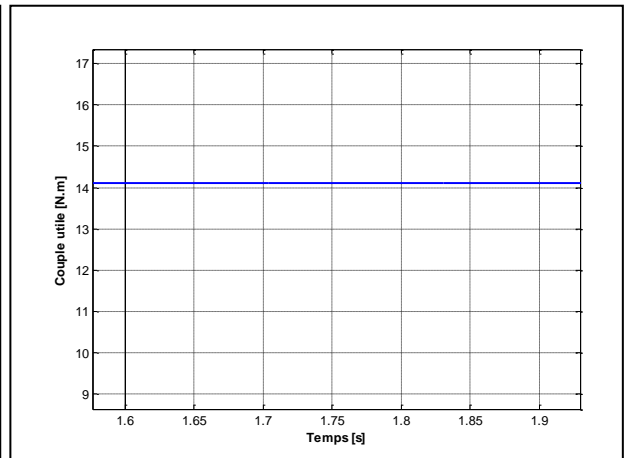
Figure III.6: Comparaison entre les caractéristiques de la machine existante et la machine à haut rendement.

III.4.4.2. Analyse dynamique des résultats de la machine optimisée

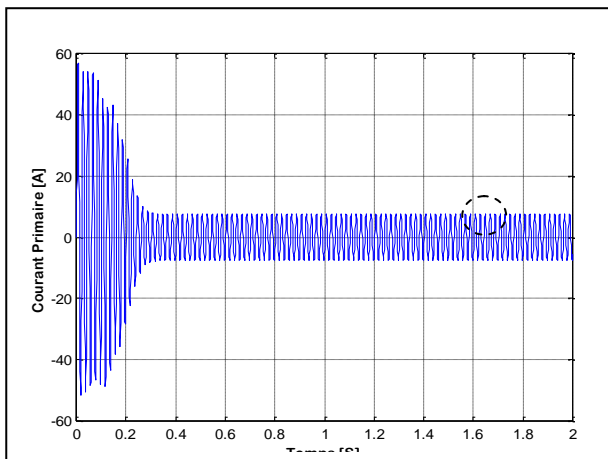
III.4.4.2.1. Teste sur couple nominal



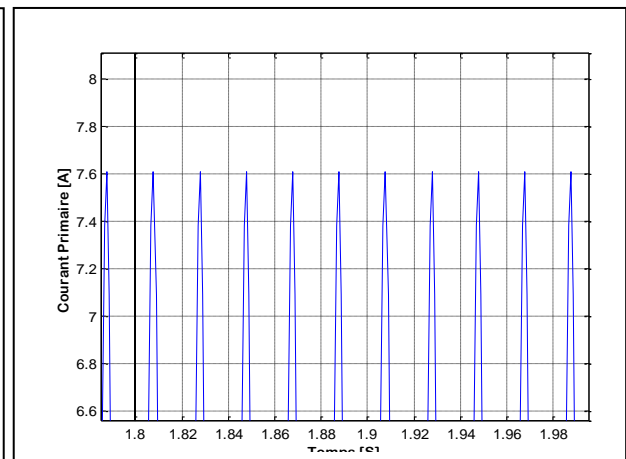
a) Couple nominale en fonction du temps.



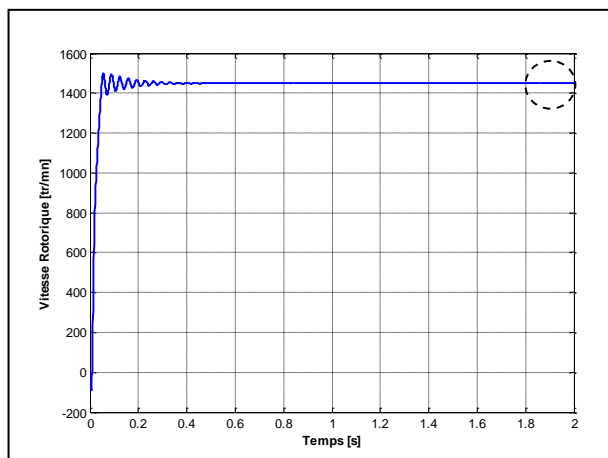
b) Zoom.



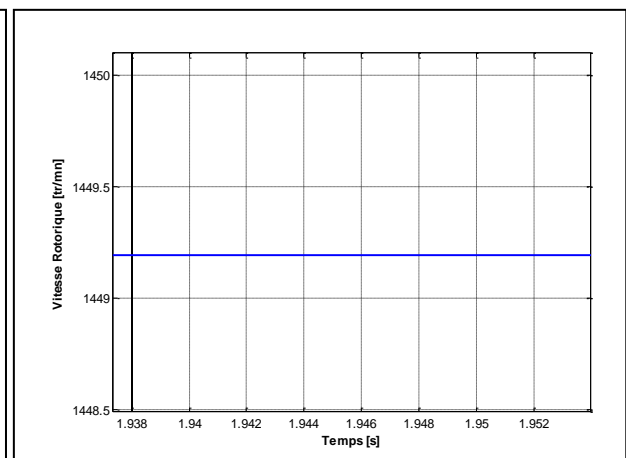
a) Courant primaire en fonction du temps.



b) Zoom $I_1=f(g)$.



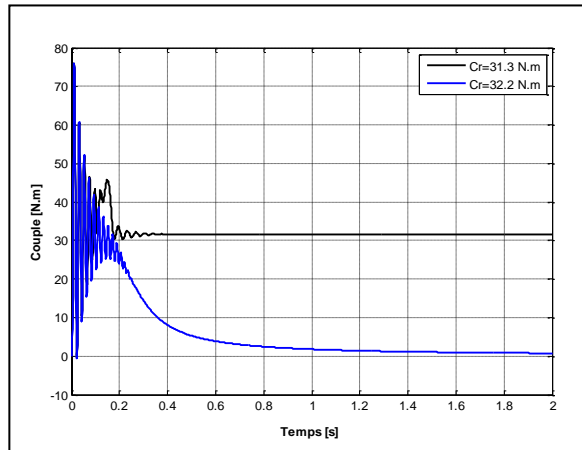
a) Vitesse rotorique en fonction du temps.



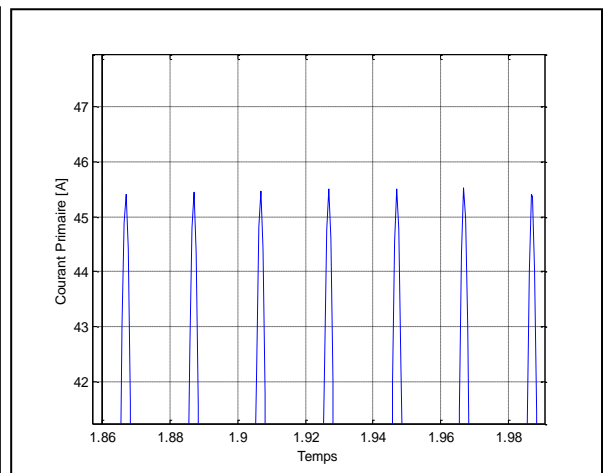
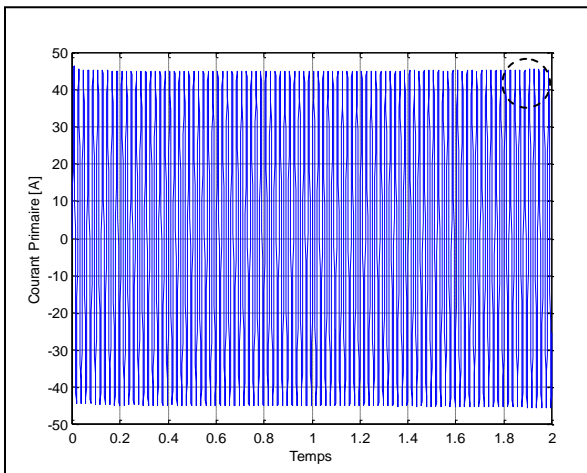
b) Zoom.

Figure III.7: Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal.

III.4.4.2.2. Teste sur le couple démarrage

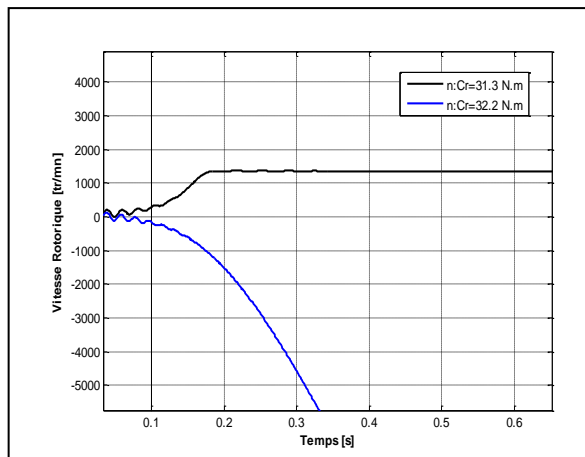


a) Couple en fonction du temps .



b) Courant démarrage en fonction du temps.

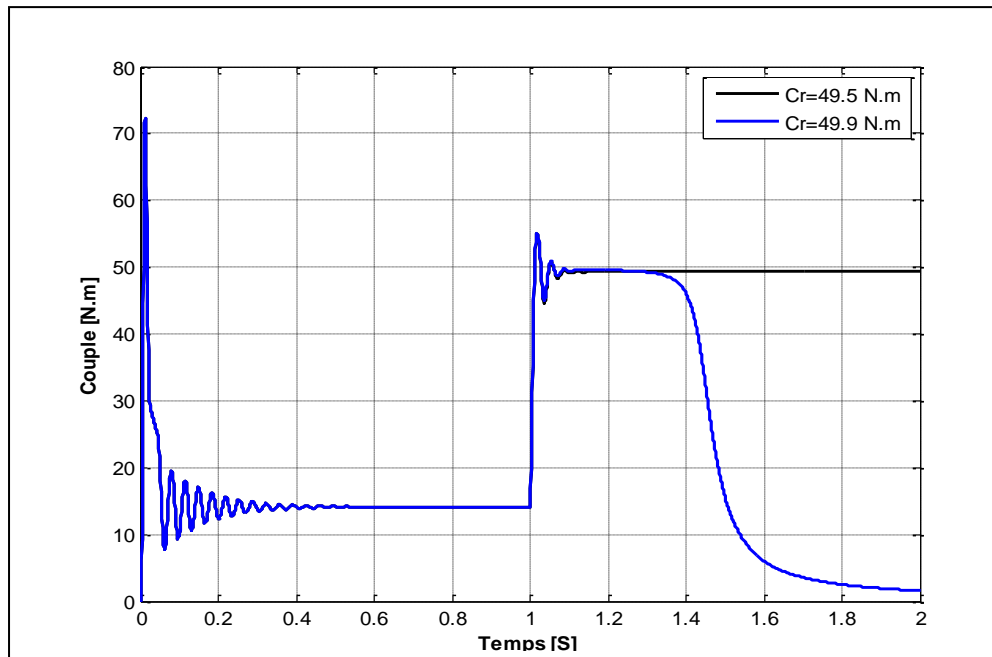
c) Zoom.



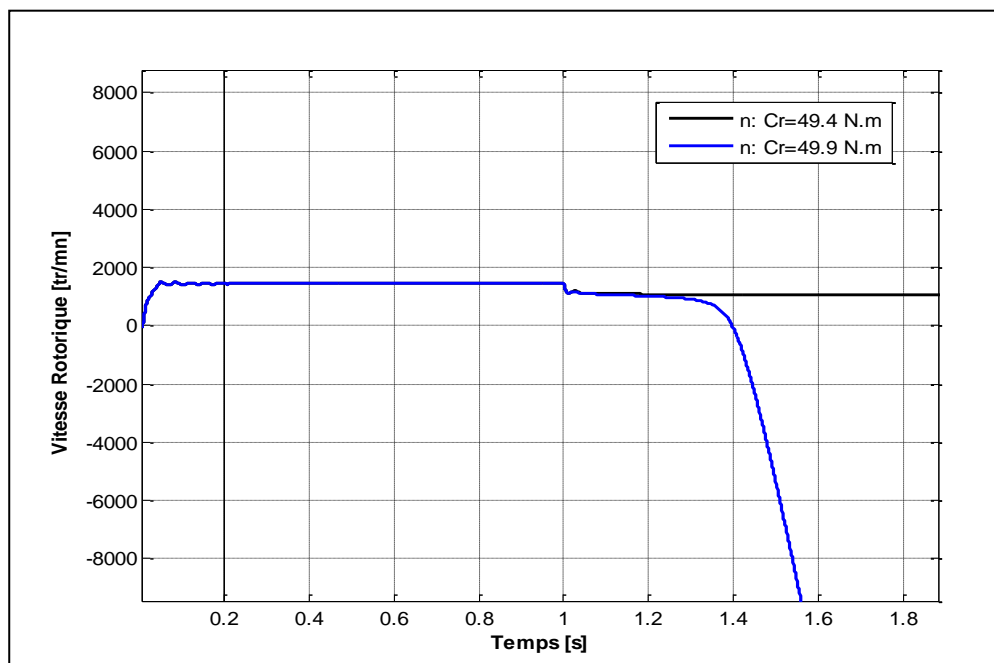
d) Vitesse rotorique en fonction du temps.

Figure III.8: Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple de démarrage.

III.4.4.2.3. Teste sur couple maximale



a) Couple en fonction du temps.



b) Vitesse rotorique en fonction du temps .

Figure III.9 : Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximale.

On regroupe dans le tableau (III.3), les résultats obtenus par la méthode géométrique (MG) et ceux de la méthode d'analyse dynamique (AD) pour la machine optimisée.

Paramètres	M.G	A.D
Glissement	0.0313	0.0338
Couple électromagnétique C_{em} (N.m)	14.19	14.2
Couple de démarrage C_{dema} (N.m)	31.27	31.3
Couple électromagnétique maximal C_{emax} (N.m)	49.46	49.5
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	3.48	3.32
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	2.2	2.1
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.58	1.58

Tableau III.3 : Tableau comparatif.

Pour tirer une conclusion sur l'ensemble de résultats trouvés, une comparaison entre les caractéristiques de prototype calculé (ME) et la machine à haut rendement (MHR) sont regroupées dans le tableau (III.4).

Paramètres	ME	MHR	Ecart
Rendement η	0.815	0.825	1
Couple électromagnétique C_{em} (N.m)	14.9	14.9	0
Couple de démarrage C_{dema} (N.m)	24.7	30.9	6.2
Couple électromagnétique maximal C_{emax} (N.m)	37.38	49.6	12.22
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	2.50	3.32	0.82
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	1.65	2.07	0.42
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.51	1.60	0.09
Courant démarrage (A)	23.169	31.456	8.29
Poids de la machine (Kg)	22.63	20.05	2.58

Tableau III.4: Tableau comparatif.

➤ Discussion

Faisant comparer les résultats obtenus pour les deux machines à haut rendement (MHR) et calculée par le programme de conception (ME), on remarque :

- ✓ Une amélioration du rendement qui peut atteindre 1% ;

- ✓ Une augmentation du couple de démarrage (+6.2 N.m) et le couple maximal (+12.22 N.m) ;
- ✓ Cette modification accompagnée par une augmentation de l'appel du courant ;
- ✓ La solution optimale est atteinte avant 20^{ème} générations.

On remarque également :

- ✓ Que le rapport géométrique prend sa limite inférieure ;
- ✓ Une diminution du poids de la machine (-2.58Kg) ;
- ✓ Les autres paramètres respectent leurs intervalles.

Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre, était d'appliquer une méthode d'optimisation par la méthode hybride sur la conception d'une machine asynchrone type DIN-IEC 34-T2. Puisque, aujourd'hui la CAO optimisée pénètre dans de nombreux nouveaux domaines d'applications telles l'industrie des moteurs, automobiles et l'aéronautique ...etc. La hausse d'intérêt de la méthode hybride, s'explique notamment par leur capacité de trouver une bonne approximation de l'ensemble des compromis en un seul essai de l'algorithme, à la différence des approches traditionnelles pour l'optimisation multicritères, qui ne trouve qu'une solution compromise à la fois.

A partir des résultats obtenus, il apparaît que la méthode d'optimisation est peu bonne. Plusieurs exécutions sont nécessaires pour réduire les risques de convergence vers un optimum local. Enfin, les caractéristiques d'algorithme sont souvent est application de la CAO optimisée d'une machine asynchrone de 2.2 kW est faite. Donc le problème de conception est transformé en un problème d'optimisation, dont l'objectif est d'obtenir un moteur avec le meilleur rendement η tout en répondant à une contrainte technique ; la masse totale qui ne doit pas excéder 23 kg. Alors, La robustesse est très grande comme en témoigne le faible poids de la machine (-2.58 Kg) et encore la conservation annuelle d'énergie par l'utilisation de cette type de conception.

ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE EN 2D

Introduction

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone a fait l'objet de nombreux travaux, que ce soit dans le but de conception, de la commande ou le diagnostic. La diversité des objectifs a fait paraître plusieurs techniques de la modélisation et des outils de la simulation selon le domaine étudié, [24].

Mais ces outils sont souvent trop spécifiques à une topologie ou à une machine bien déterminée. Il serait, cependant, intéressant de disposer d'un outil simple et générique, pouvant servir comme un banc d'essai pour les machines électriques.

Dans ce chapitre, on va valider les résultats obtenus pour les deux machines classique (ME) et optimisée (MHR), en utilisant le logiciel de simulation par élément finie (Flux 2D[®]).

IV.1. Méthode des éléments finis

Cette méthode est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Les informations fournies par ce type de simulation sont d'une grande précision et elles nous apportent la prise en compte de la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques, lorsque le problème est correctement posé (géométrie, physique, lien avec les équations du circuit...) et que l'on utilise le mode de résolution adéquate (magnétostatique, magnétodynamique, magnétique évolutif). D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et flux magnétisant), en modifiant, directement, les paramètres dans le programme du calcul (Logiciel) d'où une grande souplesse d'utilisation, [24,25].

IV.1. 1. Le modèle employé

Selon les résultats escomptés et le temps de simulation dont on dispose, le mode qui nous avants utilisé est le mode magnétodynamique.

IV.1.2. Définition le mode magnétodynamique

Ce modèle s'applique aux dispositifs qui ont des sources du courant ou de la tension varient en fonction du temps, le terme $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ n'est pas nul.

Et qui suppose la densité de courant sinusoïdale, et simuler en régime permanent. Ce qui permet d'obtenir des valeurs convenables du courant efficace. Ce mode pourra être utilisé pour étudier un schéma équivalent de la machine.

Le système à résoudre est le suivant :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(v. \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + j\omega\sigma\vec{A} = \vec{j} \quad (\text{IV.1})$$

$\omega = 2\pi f$: pulsation électrique (rad.s^{-1}), j : unité imaginaire ($i^2 = -1$)

IV.1.3. Principe de la méthode des éléments finis

Le principe fondamental de la méthode des éléments finis réside dans le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie. Sur chaque domaine appelé élément fini.

Le vecteur potentiel, dans un élément de découpage peut être approchée par des fonctions d'approximations (dites fonctions de formes), dont l'expression varie d'un type à un autre. Ces fonctions d'approximations doivent assurées la continuité du potentiel aux interfaces des éléments. La majorité des formes d'approximations du potentiel dans un élément sont des approximations polynomiales, [26].

Pour élément triangulaire on a :

$$A_e(x, y) = a + bx + cy \quad (\text{IV.2})$$

Pour les éléments quadrilatérales on a:

$$A_e(x, y) = a + bx + cy + dxy \quad (\text{IV.3})$$

Les constantes a b c et d sont à déterminer. Le potentiel A_e est en générale non nul dans l'élément et nul ailleurs.

La valeur approchée du potentiel dans un point du domaine (Ω) de résolution est donnée par :

$$A(x, y) = \sum_{e=1}^{ne} (A_e(x, y)) \quad (\text{IV.4})$$

e : Numéro d'élément.

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

Le potentiel en tous points d'un élément ainsi que la densité de courant sont parfaitement définis par les valeurs des potentiels de ses trois sommets figure (IV.1).

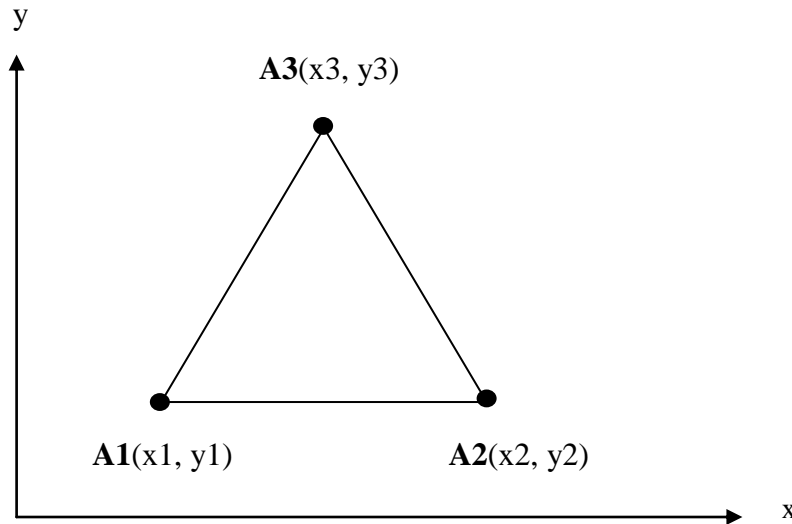


Figure IV.1: Fonction d'interpolation d'un élément.

IV.1.4. Logiciel de résolution

Les logiciels à éléments finis modernes sont souvent à structure modulaire où les différentes étapes de résolution : introduction des données géométriques et des propriétés physiques, maillage, résolution et exploitation des résultats sont séquentiellement exécutées.

Toutefois, en utilisant une méthode des éléments finis conventionnelle, il serait difficile de calculer les performances de la machine en tenant compte à la fois des courants de Foucault induits dans les conducteurs massifs, des non-linéarités des matériaux magnétiques et des sources externes.

C'est dans cette perspective que nous avons opté pour une nouvelle formulation, mieux adaptée pour notre problème : il s'agit d'une méthode dite directe permettant de résoudre simultanément l'équation couplée du champ magnétique et des circuits électriques. Cette formulation est implantée dans le logiciel d'éléments finis Flux 2D que nous allons présenter dans ce qui va suivre, [27].

IV.1.5. Logiciel Flux 2D

C'est un logiciel de modélisation par éléments finis prenant en compte les phénomènes magnétiques et thermiques et permettant des régimes évolutifs. Donc, c'est un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. Nous ne détaillerons pas son fonctionnement car des tutoriaux sont très bien conçus et ce n'est pas le propos.

Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. 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, [28].

- Module **Construction**

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie et le maillage du dispositif à étudier (**geometry & physics**), de choisir et de construire une banque de matériaux (**Materials database**) et de définir le schéma et les données du circuit électrique (**Circuit**).

- Module **Solving Process**

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

- Module **Analysis**

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.

De façon générale, l’enchaînement des programmes de Flux 2D[®], doté d’une interface schématisé par la figure (IV.2).

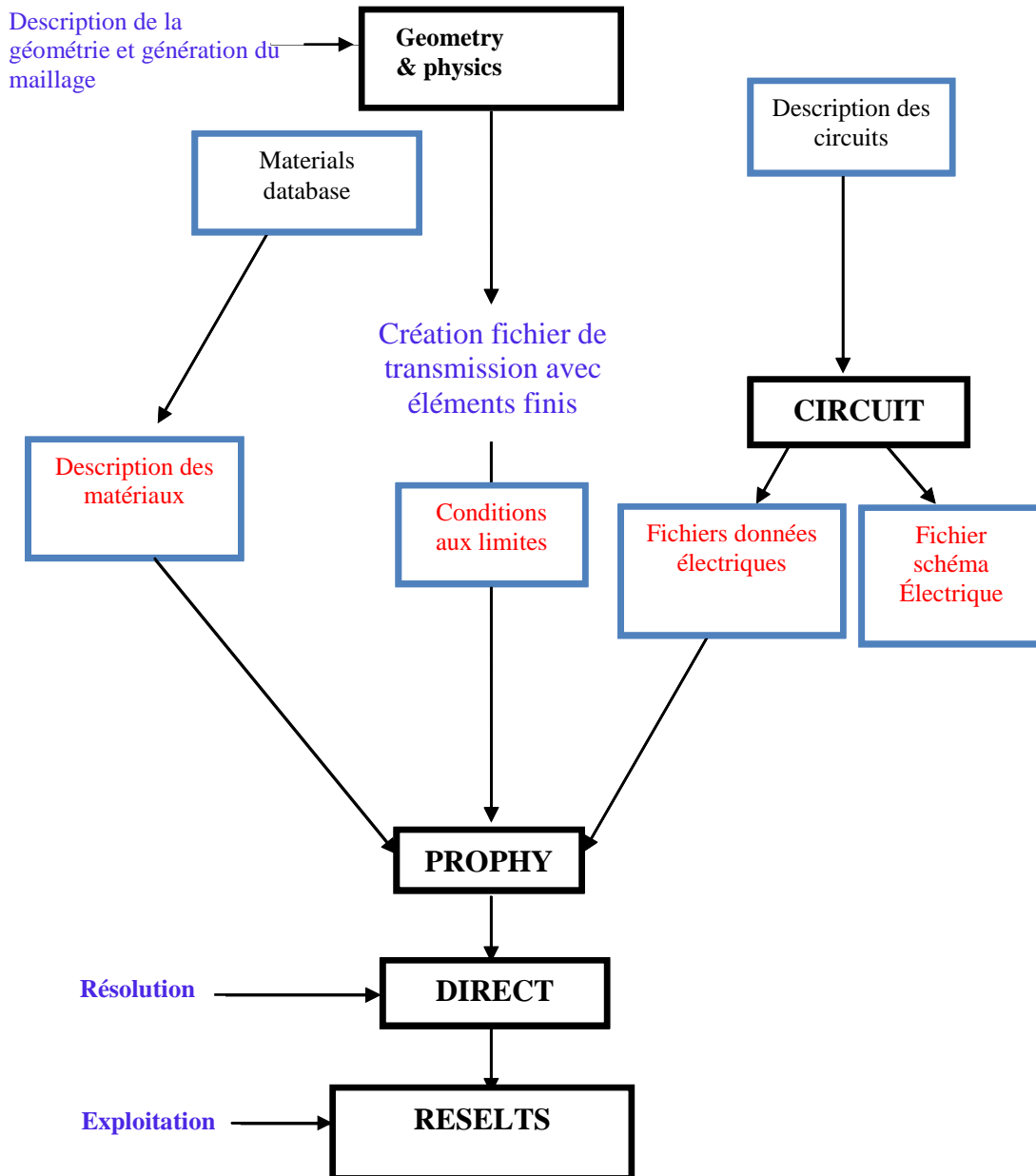


Figure IV.2: Schéma des différents modules du logiciel Flux.2D.

On utilisera le logiciel flux sous sa forme 2D bien que l'inclinaison des encoches ainsi que les effets d'extrémités nécessiteraient pour une étude précise une présentation 3D. Les raisons de ce choix sont simples :

- Le temps de simulation est bien plus long encore en 3D qu'en 2D ;
- L'influence de l'inclinaison des encoches n'est pas le but principal de notre étude ;

Les effets d'extrémités sont modélisés par des inductances et résistances calculées de façon analytique. Cette méthode semble relativement précise si l'on la compare à des simulations sous Flux3D, [29].

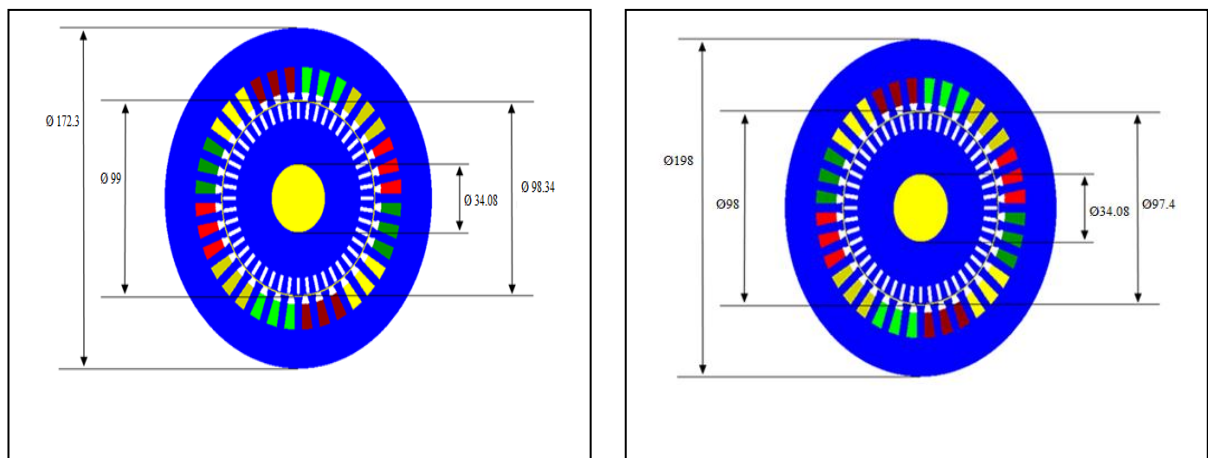
IV.2. Application a la simulation de la machine asynchrone

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données au tableau (IV.1). Dont la première colonne correspond à la machine (ME) alors que la deuxième colonne contient les valeurs de la machine optimisée (MHR).

Partie	Paramètre	Valeur1	Valeur 2	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	
	Fréquence	50	50	Hz
	Longueur active	0.097	0.058	mm
Stator	Nombre de phases	3	3	
	Type de connexion	Y	Y	
	Nombre d'encoches	36	36	
	Diamètre interne	99	98	mm
	Diamètre externe	172.9	198	mm
rotor	Diamètre externe	98.34	97.4	mm
	Diamètre interne	34.08	34.08	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	0.33	0.3	mm
	Nombre de barres	48	48	

Tableau IV.1 : Caractéristique de la machine étudiée.

La figure (IV.3) représenté la géométrie de la machine étudiée pour les deux machines.

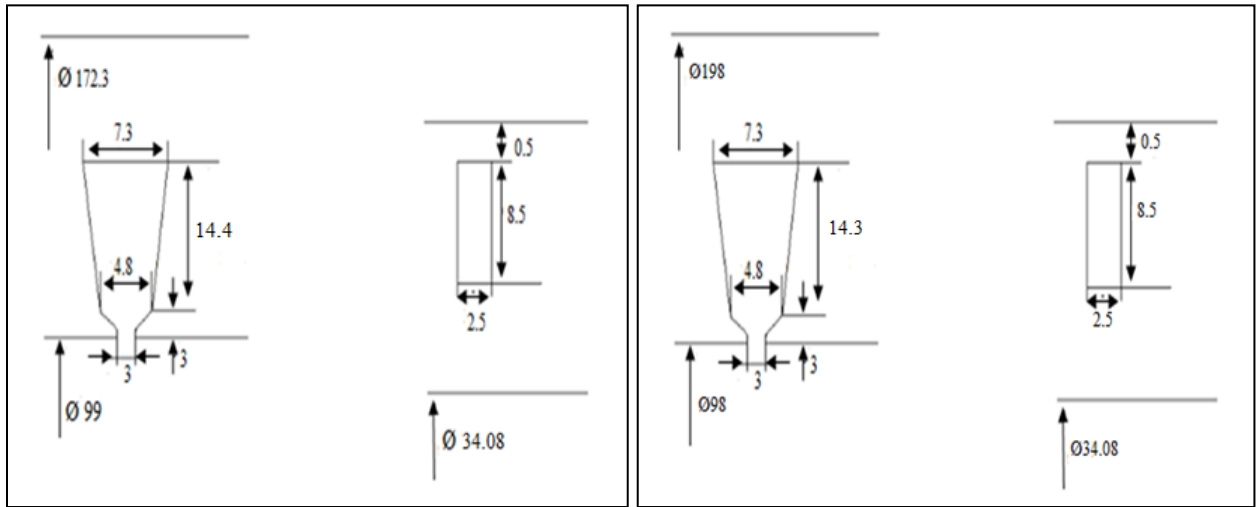


a) Machine classique (ME).

b) Machine optimisée (MHR).

Figure IV.3 : Géométrie des deux machines.

La forme et les dimensions des encoches de stator et de rotor sont montrées sur la figure (II .4)



a) Machine existence (ME).

b) Machine optimisée.

Figure IV.4 : Dimension des encoches, a) ME b) MHR.

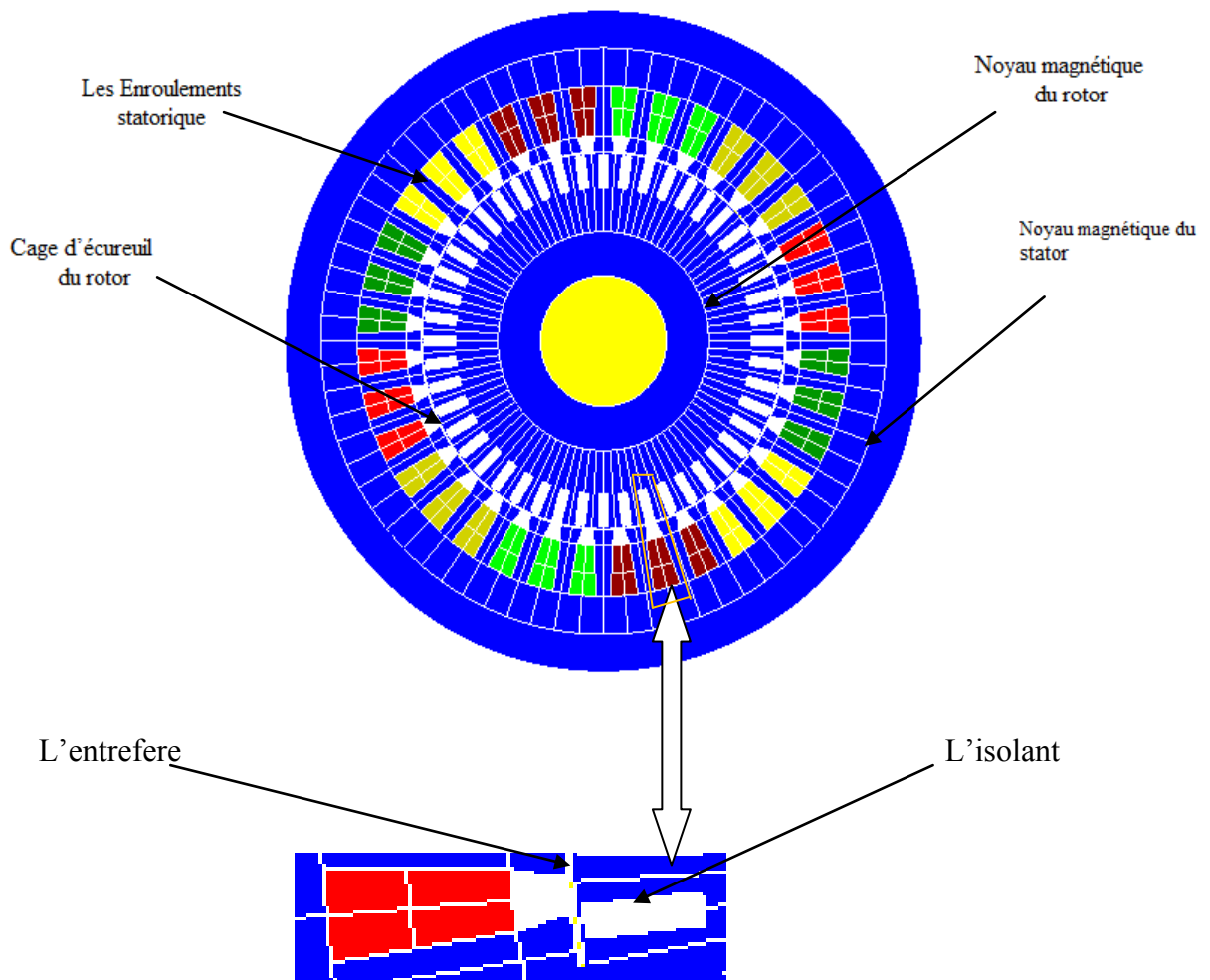


Figure IV. 5 : Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.

La figure (IV.6) représente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine.

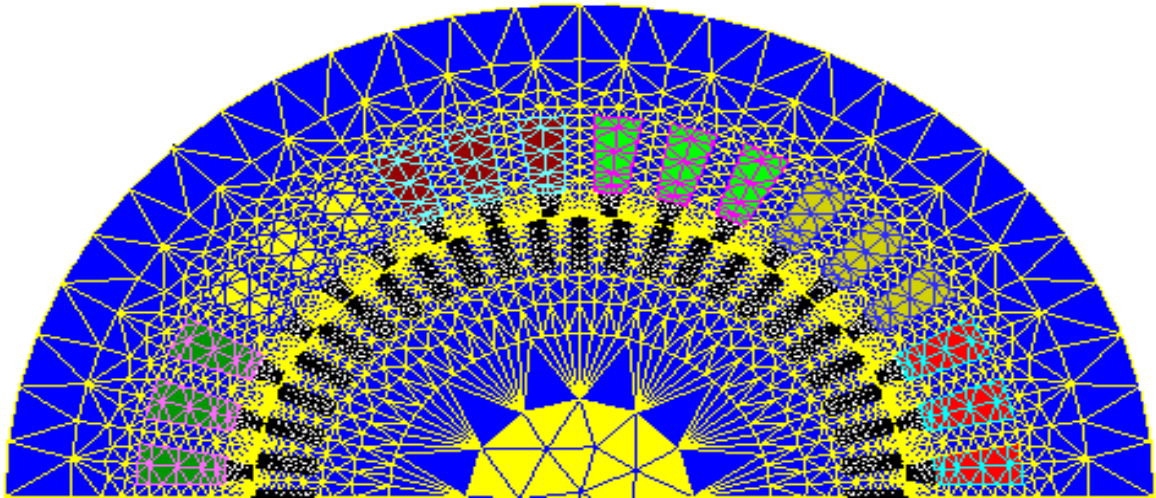


Figure IV.6: Répartition du maillage.

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. La carcasse externe de la machine étant conductrice et généralement reliée à la terre, lors de nos simulations nous appliquons la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul.

IV.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, [30].

IV.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	2000	1.61	7000	1.83	40000	2.14
300	0.66	3000	1.69	8000	1.85	50000	2.16
500	1.09	4000	1.73	10000	1.89	60000	2.18
1000	1.45	5000	1.76	20000	2.04	70000	2.192
1500	1.56	6000	1.79	30000	2.11	-----	-----

Tableau IV.2 : $B(H)$ du matériau magnétique STEEL_NLIN.

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

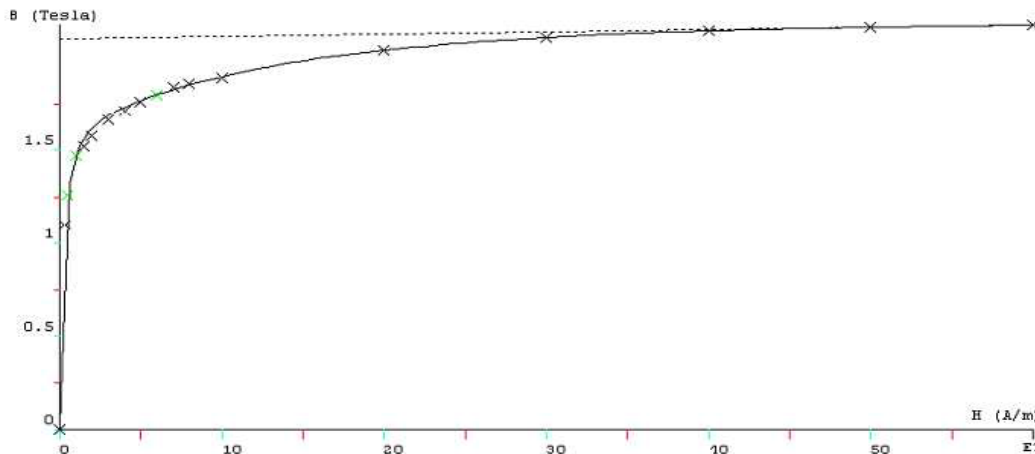


Figure IV.7: Caractéristiques B(H) du matériau magnétique STEEL_NLIN.

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 figure (IV.8) représentant :

1. Les sources de tension d'alimentation (V_U , V_V , V_W) ;
2. Le bobinage statorique (B_U , B_V , B_W) ;
3. Les inductances de fuite, (L_U , L_V , L_W)
4. Les résistances de chute de tension dans le réseau (R_U , R_V , R_W) sont négligeables ;
5. Les résistances des voltmètres pour mesurer la tension statorique $R1$, $R2$, $R3$ sont également négligeables.

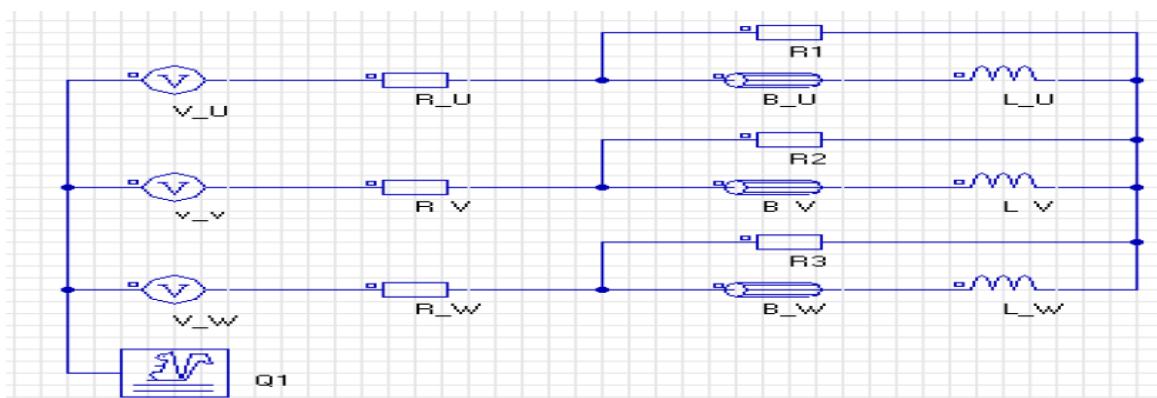


Figure IV.8 : Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.

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 rotorique figure (IV.9)

(Barre k), résistances (R_{iK}) inductances de fuite ($L_{\sigma iK}$), correspondent aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes).

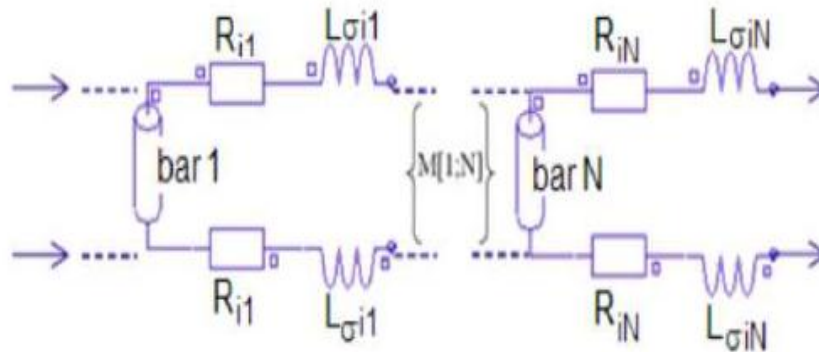


Figure IV.9 : Circuit équivalent de la cage rotorique.

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 courts-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 [27].

IV.3. Résultats de simulation par la 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 de circuit qui permettent de simuler les courts-circuits de la cage.

On rappelle les avantages et les limites de la magnétodynamique :

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.

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).

IV.3.2. Résultats graphiques

Le résultat de simulation ci-dessous représente : la Répartition des lignes équiflux et l'induction dans le circuit magnétique pour les deux machines.

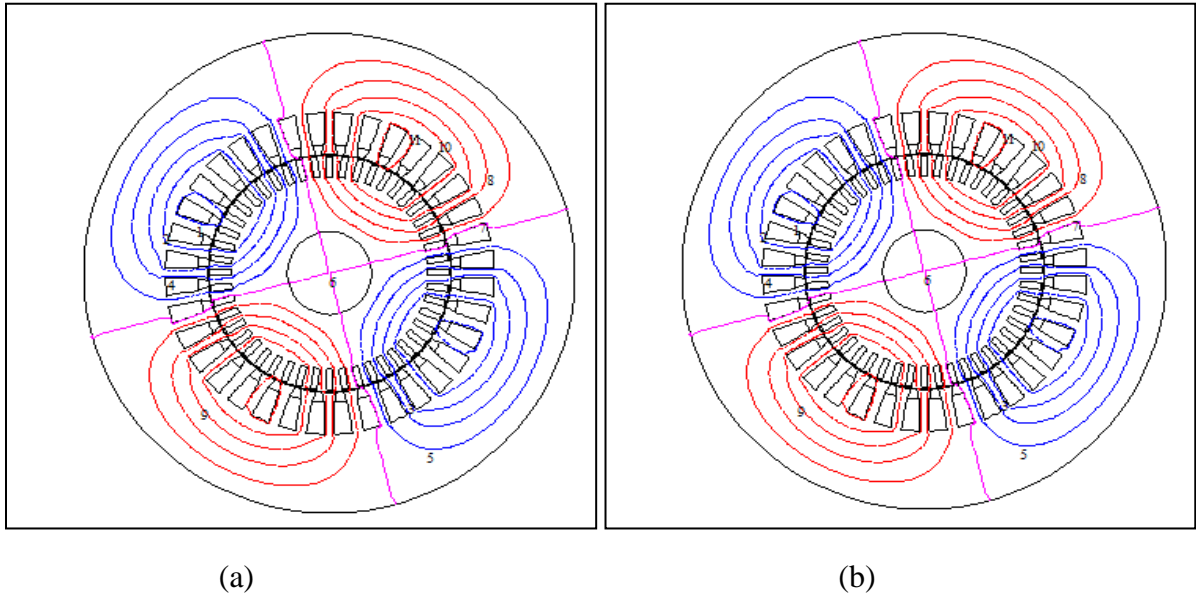
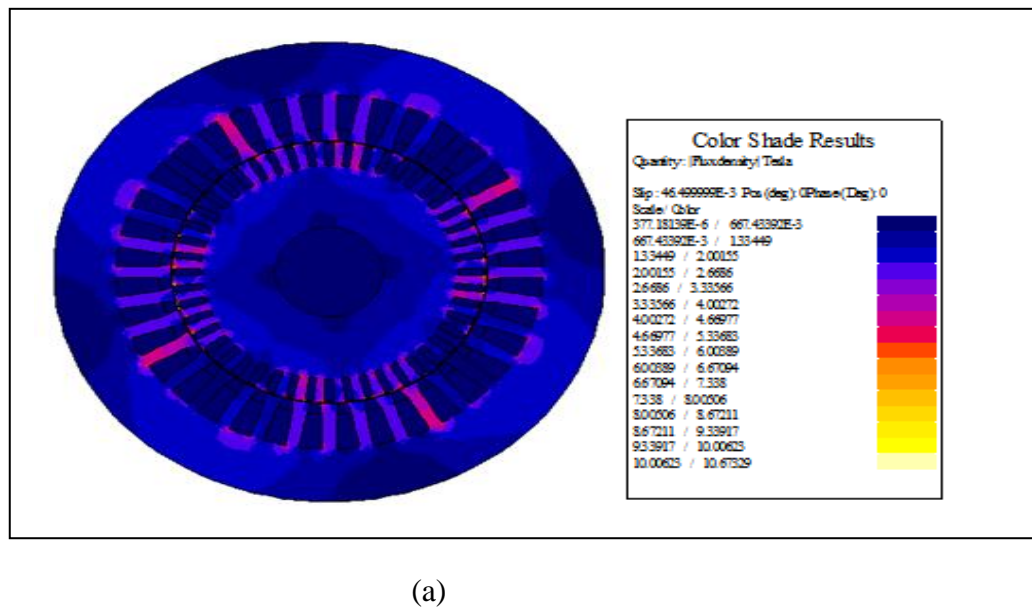
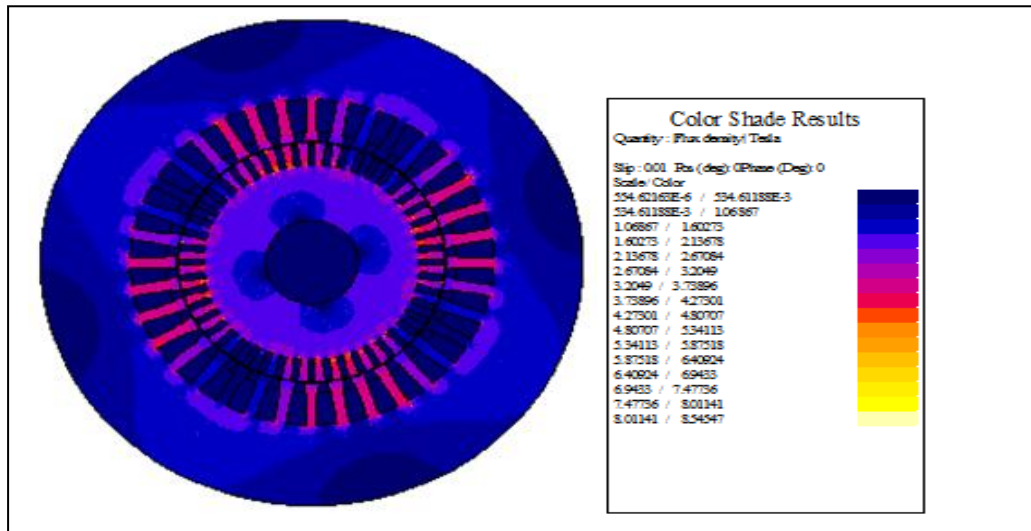


Figure IV.10 : Répartition des lignes équiflux en fonctionnement nominale : (a) Machine existence (ME), (b) Machine optimisée (MHR).



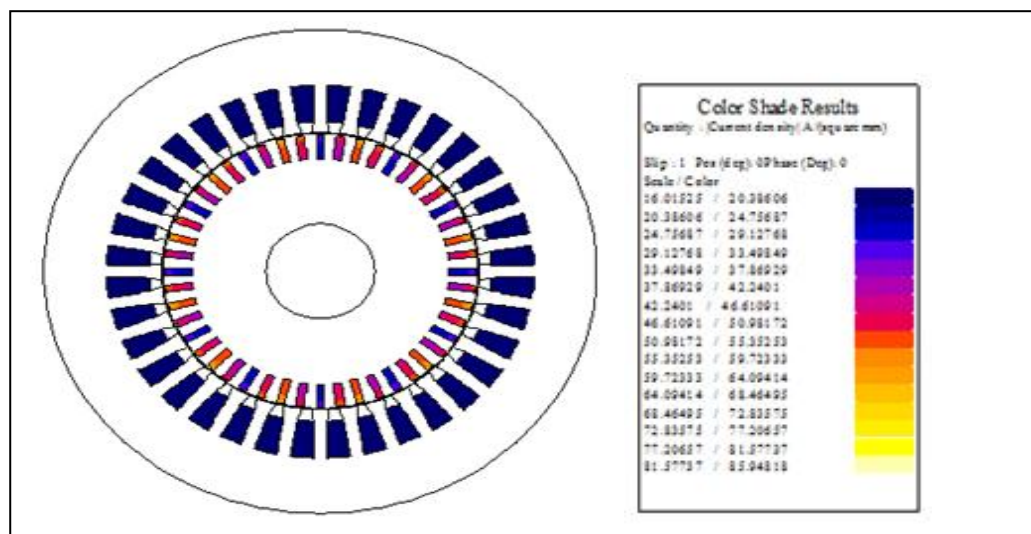


(b)

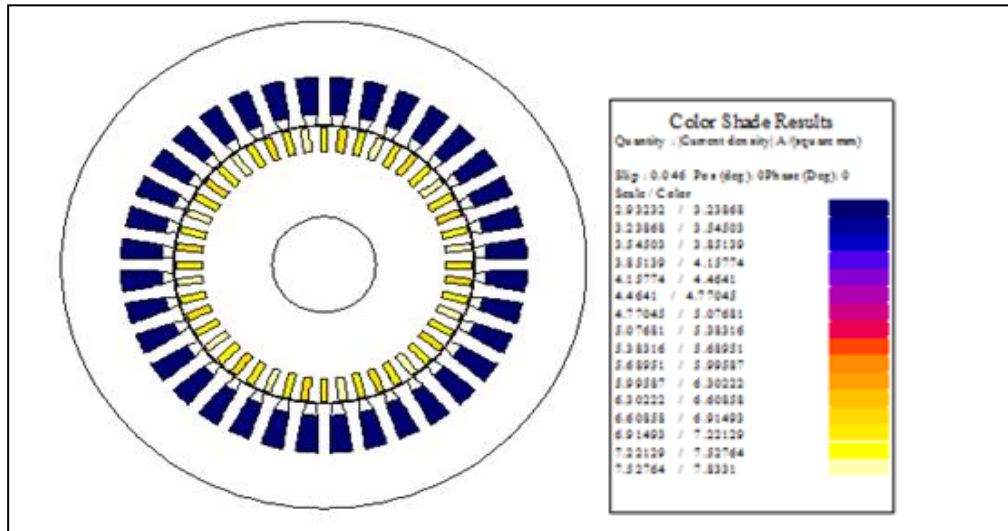
Figure IV.11 : Induction magnétique en fonctionnement nominale :(a) Machine existence (ME), (b) Machine optimisée (MHR).

Nous remarquons, pour les deux machines, la présence de deux paires de pôles. La distribution des lignes est quasi symétrique par rapport aux axes des pôles. Les lignes de flux entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor. La répartition de l'induction est elle aussi, quasi-symétrique.

La figure (IV.12) représente la densité de courant lors du démarrage du moteur et pour le fonctionnement nominal, nous remarquons que le courant dans les barres au démarrage est plus grand que celui au fonctionnement nominal.



(a)

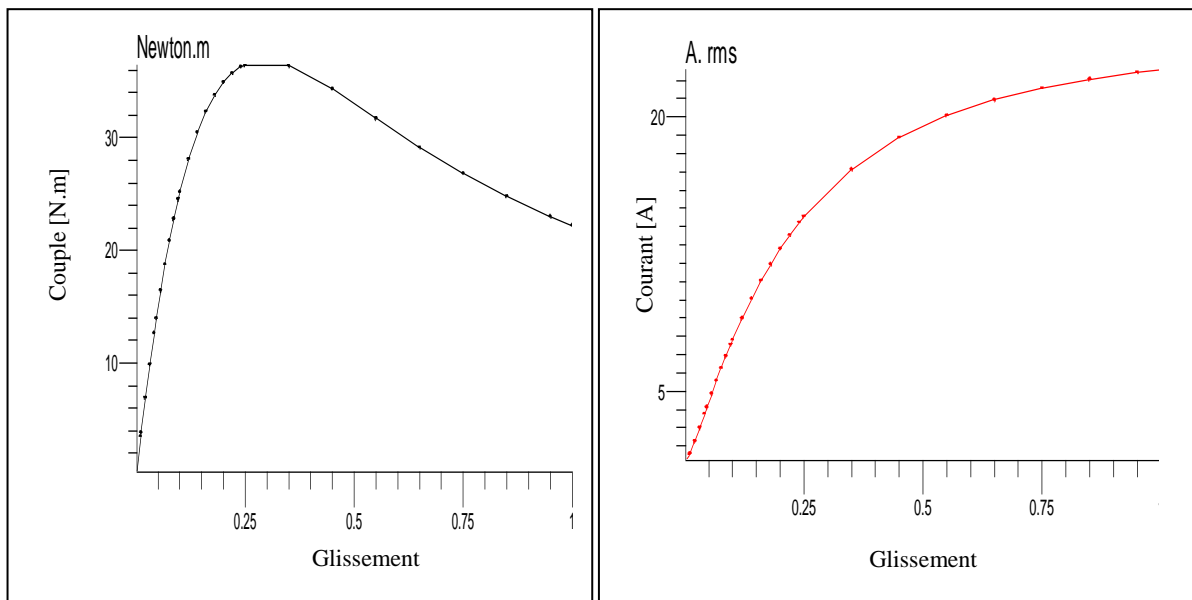


(b)

Figure IV.12: Densité du courant dans la machine : (a) démarrage du moteur, (b) le fonctionnement nominale.

IV.3.3. Analyse des caractéristiques DE LA MACHINE

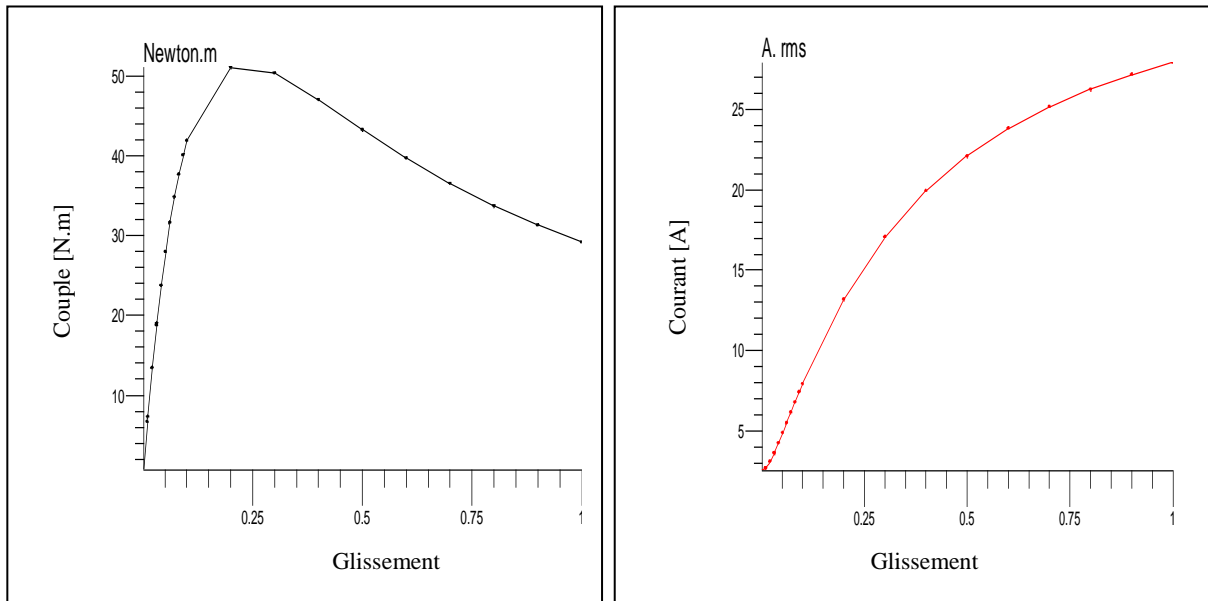
Les figures suivantes représentent, les caractéristiques du couple et du courant en fonction de glissement pour les deux machines.



a) Couple en fonction glissement.

b) courant en fonction glissement.

Figure IV.13: Caractéristiques de la machine classique (ME).



a) Couple en fonction glissement.

b) courant en fonction glissement.

Figure IV.14: Caractéristiques de la machine optimisée (MHR).

Ce calcul offre également la possibilité d'évaluer les caractéristiques de la machine classique (ME) et la machine optimisée (MHR), ces caractéristiques présentées dans le tableau (IV.3) .

	gn	I ₀	I _{1dem}	I _{1n}	C _n	C _{dem}	C _{max}	I _{1dem} /I _{1n}	C _{dem} /C _n	C _{max} /C _n
ME	0.0465	1,24	22,60	4,13	13,96	22,23	36,38	5.47	1.59	2.60
MHR	0.0315	3.54	28.92	4.63	17.99	29.16	51.12	6.24	1.62	2.84

Tableau IV.3 : Caractéristiques pour les deux machines.

Finalement, on remarque que les résultats des machine a haut rendement est amélioré para port la machine classique.

Conclusion

L'utilisation des logiciels à éléments finis est un concept récent, encore peu répandu mais promis à un bel avenir. Il a pour but de faciliter l'accès à la technique des éléments finis pendant la phase de conception d'un produit ou de son optimisation. En effet, cette méthode s'est avérée comme la plus précise et la plus apte à prendre en considération le comportement non linéaire des matériaux, le mouvement de pièces ou le traitement de problèmes à géométrie complexe.

Dans notre travail nous avons validé par simulation, sous l'environnement Flux 2D[®], les deux machines asynchrones classique et optimisé, Et nous avons visualisé la répartition des lignes équiflux et l'induction électromagnétique. Egalement nous avons simulé les machines en formulation magnétodynamique, on extrait la caractéristique du couple et courant en fonction de glissement.

CONCLUSION GENERALE

1. Travail accompli et synthèse des résultats

Dans ce mémoire, on a voulu mettre en évidence l'intérêt d'utiliser de nouvelles techniques de CAO optimisée des machines électriques de façon générale permettant d'améliorer les performances de celles-ci. Pour s'en convaincre, essayons d'imaginer la conséquence en économie d'énergie si on arrive à améliorer le rendement de toutes les machines électriques de façon générale de 1%. Par ailleurs, bien que les stratégies de la CAO optimisée aient assuré, pour un problème donné, de trouver les meilleures solutions du point de vue mathématique, le concepteur est toujours sollicité pour faire la synthèse des calculs et interpréter les résultats obtenus.

La conception optimale des machines électriques se situe dans la parfaite adéquation entre quatre éléments :

- a) Modèles capables d'apporter des informations ou critères sur les machines électriques ;
- b) Algorithmes d'optimisation pouvant maximiser ou minimiser ces critères ;
- c) Formulations mathématiques dans lesquels peuvent se traduire les problèmes de conception de machine électrique ;
- d) Démarches de résolution des problèmes de conception.

En deuxième chapitre, les différentes formulations dans lesquelles peuvent être traduit le problème de conception ont été présentées. Suivant cette démarche un programme de conception d'une machine asynchrone de 2.2kW été développé.

Dans la littérature, On peut regrouper les méthodes d'optimisation dans plusieurs catégories suivant leurs mécanismes de recherche et les problèmes qu'ils sont capables de résoudre :

- a) Méthodes déterministes locales ;
- b) Méthodes déterministes globales ou exhaustives ;
- c) Méthodes stochastiques mono-objectifs ;
- d) Méthodes stochastiques multi-objectifs.

Malgré leur simplicité, les AGs représentent bien l'exploration stochastique mais orientée. Cela ne signifie nullement que ces algorithmes soient suffisants pour résoudre tous

les problèmes en conception des machines électriques. En effet, quand il s'agit d'explorer bien l'espace de stratégies particulièrement complexes, ils peuvent s'avérer extrêmement coûteux en temps de calcul et cela peut limiter considérablement, par exemple, leur application en temps réel. Alors, leur efficacité peut être considérablement augmentée si l'on intègre dans leur utilisation un mécanisme inductif qui correspond à une certaine représentation de leur environnement de manière à orienter leur exploration. Cela est à la base des algorithmes d'optimisation hybrides.

Dans le troisième chapitre, une application sur la CAO optimisée d'une machine asynchrone de 2.2kW est faite. Donc le problème de conception est transformé en un problème d'optimisation, dont l'objectif est d'obtenir un moteur avec le meilleur rendement η tout en répondant à une contrainte technique ; la masse totale M_{tot} ne doit pas excéder 23 kg. Pour cela, la méthode hybride est utilisée (AGH).

A partir des résultats obtenus, il apparaît que algorithmes génétiques seules sont moins bons que les algorithmes génétiques hybrides. Plusieurs exécutions sont nécessaires pour réduire les risques de convergence vers un optimum local. Chaque algorithme est dédié à une formulation unique mais l'emploi des transformations permet d'étendre son champ d'application. Enfin, les caractéristiques des classes d'algorithmes sont souvent complémentaires et l'hybridation est une solution efficace pour réduire le temps d'optimisation et augmenter la précision. Alors, la méthode hybride peut sembler excellente, car il trouve l'optimum en moins de 20 générations.

En outre, la résolution d'équations aux dérivées partielles nécessite à la fois un bagage mathématique théorique relativement conséquent mais aussi de bonnes connaissances algorithmiques et informatiques. Dans le dernier chapitre, on s'est particulièrement intéressé Equations aux Dérivées Partielles (EDP).

Nous avons également à travers ce travail, étudier la distribution de l'induction magnétique, dans toutes les régions de la machine étudiée. FLUX 2D nous a permis d'inspecter les lignes de champ magnétique. Selon l'objectif visé, la modélisation électromagnétique des machines à induction est effectuée à l'aide du modèle.

2. les perspectives

Les perspectives de ce travail sont multiples, on peut les situer sur trois niveaux :

- a) l'Utilisation des algorithmes génétiques au problème d'amélioration du rendement d'une machine asynchrone restent très riches. Les connaissances de base de conception

des machines peut en plus mise en œuvre pour obtenir de nouvelles applications (algorithmes hybrides) qui dépassent la puissance technique des AGs, pour les utiliser comme la base d'une approche heuristique très riche des problèmes.

- b) Malgré ces résultats encourageants, beaucoup de travail reste à faire pour améliorer les performances de telles approches évolutives. Le principal objectif consiste à obtenir une convergence plus rapide vers des solutions de qualité. Malheureusement, plusieurs voies de recherches sont ouvertes dans cette direction.
- c) Gardons bien l'esprit que, comme pour toute simulation, la validation par l'expérience reste indispensable.

ANNEXE

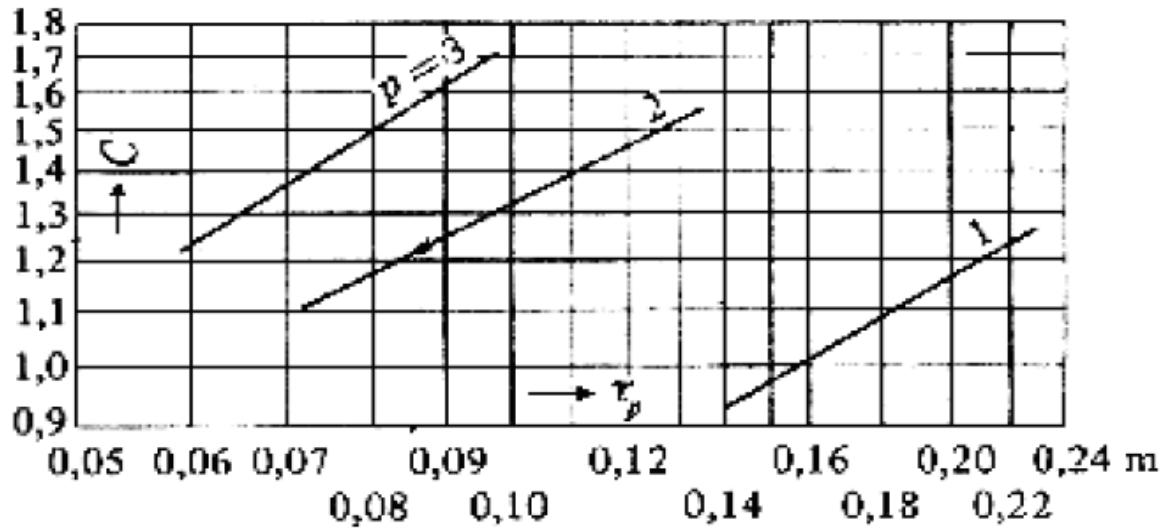


Figure A.1 : Coefficient D'utilisation De Machines Asynchrones Normales En Fonction du Pas Polaire.

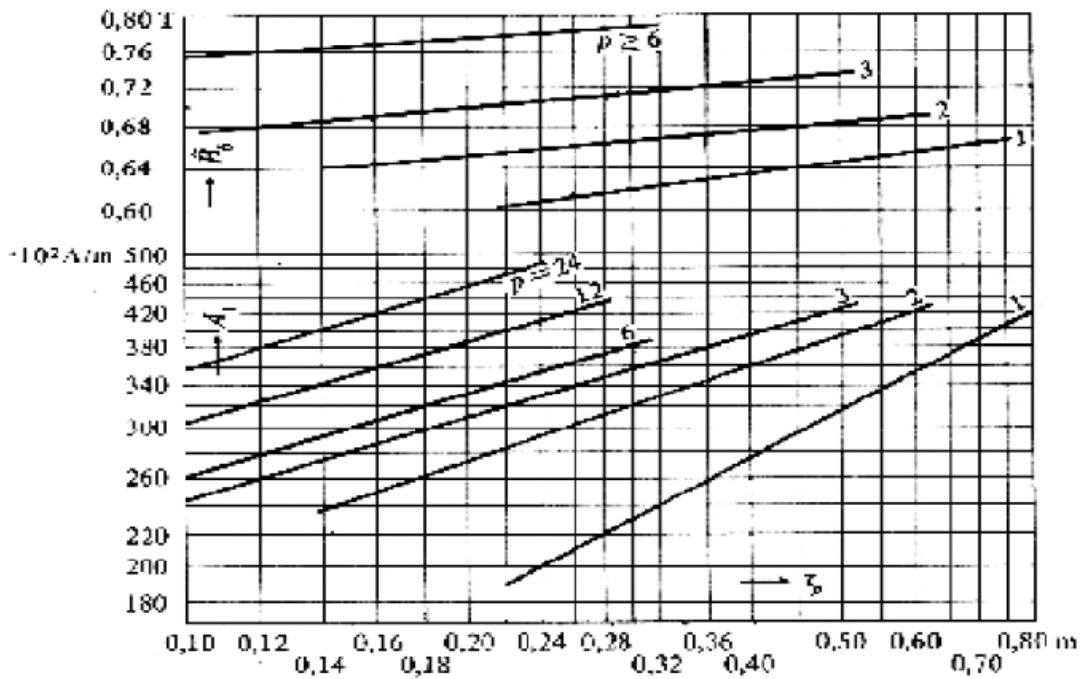


Figure A.2 : Induction $B\delta_{max}$ dans l'Entrefier Et Densité Linéaire A_1 De Courant De Machines Asynchrones Normales En Fonction Du Pas Polaire.

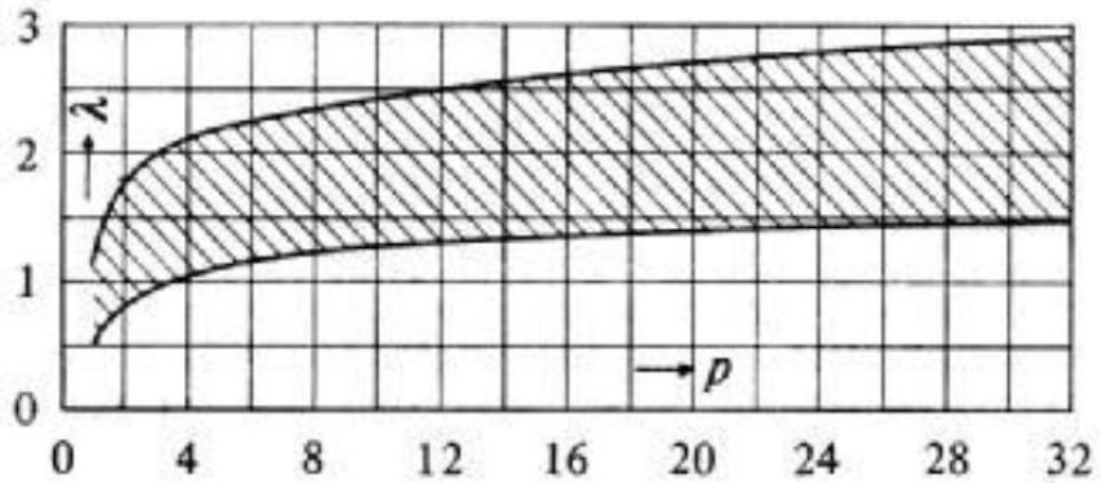


Figure A.3 : Rapport λ De La Longueur Virtuelle l_i D'induit Au Pas Polaire τ_p En Fonction Du Nombre De Paires De Pôles p .

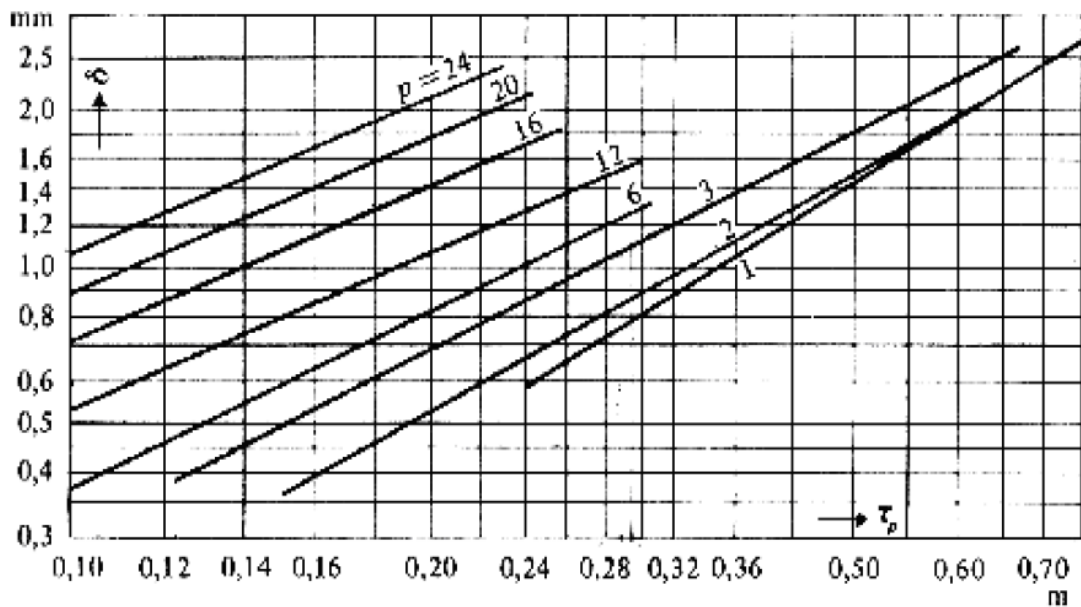


Figure A.4 : Entrefer δ De Machines Asynchrones Normales En Fonction De Pas Polaire τ_p .

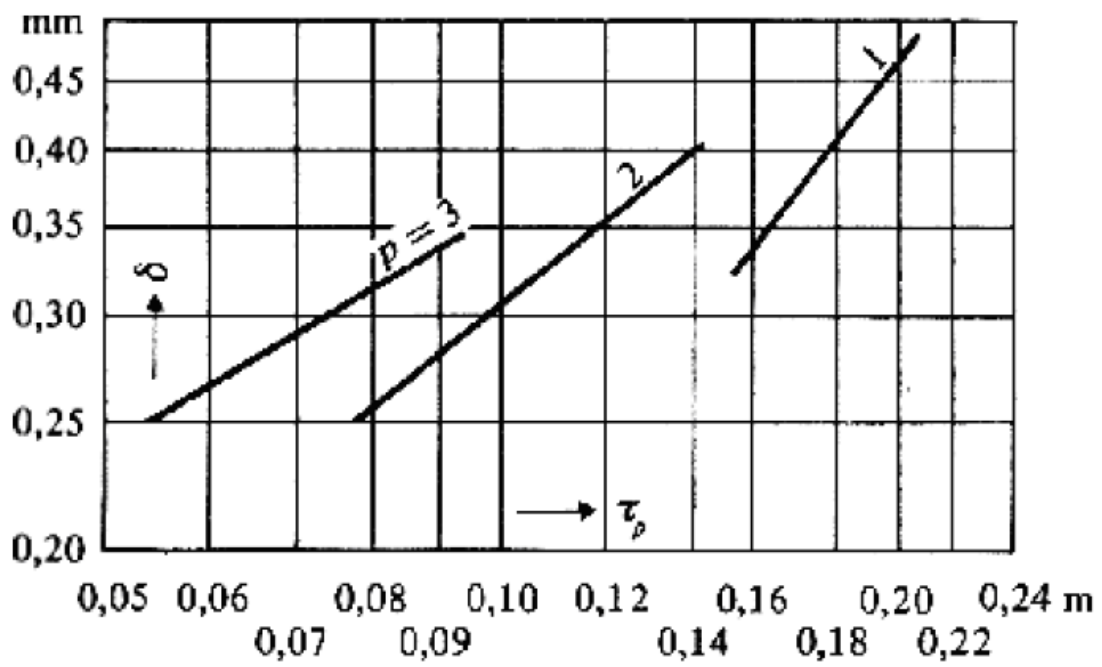


Figure A.5 :Entrefer δ De Machines Asynchrones Normales En Fonction De Pas Polaire τ_p .

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **A. Benoudjit, B. Abdelhadi, N. Nait Said, S. Idir**, «High Efficiency Induction Motors-Impact on Energy Saving Potential in Algeria », Conference on Electrical engineering, CEE02, University of Batna, Algeria, pp. 01-06, 10-11 December, 2002.
- [2] Loi N° 99-09 du 15 Rabie Ethani 1420 Correspondant au 28 Juillet 1999 Relative à la Maîtrise de l'Energie, p.3. (N° JORA : 051 du 02-08-1999).
- [3] **G. Ruelle**, «Conception Assistée par Ordinateur (CAO) », Technique d'Ingénieur, D3540, Juin, 1994.
- [4] **Salana, K. Singh, T. Singh, Navjeevanjot**, «Saving Energy Using Energy Efficient Motors: a Case Study», Conference Proceedings on Electric Machines and Drives, pp. 1, 19-21 April, 2010.
- [5] **A. Robert, DHubert**, «Maîtrise de l'Energie dans les Bâtiments. Définitions. Usages. Consommations», Techniques de l'Ingénieur, vol. 4, no be9020, pp. be9020.1-be20, 2004.
- [6] **M. S. Bouzeriba**, «la Maîtrise de l'Energie en Algérie», Liaison Energie Francophonie, Edition Institut de l'Energie des Pays Ayant en Commun l'Usage du Français, n° 71, pp. 39-44, 2006.
- [7] **Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli**, «Induction Motor Efficiency Measurements in Accordance to IEEE 112-b, IEC 34-2 and JEC 37 International Standards», Conference Proceedings on Electric Machines and Drives, vol. 3, pp. 1599-1605, 1- 4 June, 2003.
- [8] Document Internet : http://www.Les-Moteurs-Electriques-a-Haut-Rendement_fichiers\getad.htm.
- [9] **J. Hsu, j. Olszewski**, «Comparison of Induction Motor Field, Efficiency Evaluation Methods», IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.e-34, no. 1, pp. 117-125, january/february, 1998.
- [10] **D. Asma, S. Zineb, M. Nassira**, « Optimisation Géométrique des Machines Asynchrones par l'Exploitation des Algorithmes Génétiques », Proposé et dirige par : Dr : S.Chekroun, 2006/2007, Univ de M'sila.
- [11] **L. Mokrani**, « Contribution a la CAO Optimisée des Machines Electriques, Application au Moteur Linéaire à Induction », Thèse de Doctorat de l'Université de Biskra, 2005.

- [12] **M. Jufer, J-C. Sabonnadière**, «Conception assistée par ordinateur (CAO) Moteur asynchrone», Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 590.
- [13] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, «Approche Géométrique pour la conception assisté par ordinateur des machines a induction», Conférence on electrical engineering Batna, Algérie 11 Décembre, 2002.
- [14] **R. Redjem**, «Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques, Application aux Moteurs Asynchrones», Mémoire de Magister en Électrotechnique, Univ. Mentouri Constantine, 2006.
- [15] **M. Liwschitz et L. Maret**, « Calcul des Machines Electriques », Tome 1, Tome 2.
- [16] **S. Chekroun**, « Contribution a l'Étude des Moteurs Asynchrones à Haut Rendement », Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, 2011, pp.97.
- [17] **M. Kostenko, L. Piotroviski** , « Machines Électriques », Tome 2, Edition Mir Moscou,1969.
- [18] **S. Brisset**, « Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques », Rapport de Synthèse l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 18/12/2007.
- [19] **W. Tfaili**, « Conception d'un Algorithme de Colonie de Fourmis pour L'optimisation Continue Dynamique», Thèse de Doctorat de l'Université de Paris 12-Val De Marne, 2007, pp. 03.
- [20] **C. Porte**, « Méthodes Directes d'Optimisation Méthodes à une Variable et Simplex », Technique d'ingénieur, P228.
- [21] **L. Forment**, « Optimisation de Forme en Forgeage 3d», l'Ecole des Mines de Paris, 2006.
- [22] **C. Espanet**, «Modélisation et Conception Optimal de Moteur sans Balais à structure Inversée Application au Moteur-Roue », Proposé et dirige par : Mr :J. BIGEON, 1998/1999, UNIV. FRANCHE-COMTE.
- [23] **O. Hajji**, « Contribution en Développement de Méthode de Stochastique », Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, 2003.
- [24] **S. Bazine**, « Conception et Implémentation d'un Meta - Modèle de Machines Asynchrones en Défaut », Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2009.
- [25] **O. C. Zienkiewicz** , « The Finite Elements Method », Mc Graw-Hill, 3è Ed, 1977.
- [26] **G. Datt et G. Touzot**, « Une Présentation de la Méthode des Eléments Finis », Maloine S.A. Editeur Paris, Deuxième édition, 1984.
- [27] **J. C. Sabonnadière et J. L. Coulomb**, « Eléments Finis et CAO », Traité des Nouvelles Technologies, Série Assistance Par Ordinateur (XAO), Edition 1986.
- [28] **M. belatel**, « Contribution a la Conception Assistée par Ordinateur des Machine

- Electrique », Thèse Magister, Université Mentouri, Constantine, 2004.
- [29] **M. Mostefai, H. Radjeai**, « Maintenance du logiciel FLUX », Université Ferhat Abbas De Sétif, Cedrat, octobre 2008.
- [30] **D. Bendittis**, « Etude et Modèle Electromagnétique de Machine Asynchrone pour l'Alternateur -Démarreur», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.

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

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : Messieurs : S. CHEKROUN

A. ZORIG

Présenté par - ZEGHBA AHMED

Thème :

Nouvelle approche pour la conception sous contraintes des MHR

-Analyse électromagnétique en 2D

Résumé :

L'objectif de ce sujet est double, il vise tout d'abord à présenter les fondements de l'optimisation classique afin de permettre de comprendre les travaux scientifiques utilisant des techniques d'optimisation. On y introduit les méthodes de résolution les plus usuelles en programmation non linéaire et on en montre l'utilisation. Dans un deuxième temps, est d'optimiser la conception d'une machine asynchrone en utilisant les algorithmes génétiques **Hybrides**. Les paramètres d'optimisation sont : diamètre d'alésage, épaisseur de l'entrefer, le rapport géométrique, l'induction dans l'entrefer afin de minimiser le poids de la machine et maximiser son rendement. Cela a été appliqué avec succès sur une machine **de 2.2 kW**. Les résultats de cette optimisation ont démontré clairement que le rendement de la machine a été amélioré considérablement par cette procédure d'optimisation, d'où l'intérêt de ce travail dans le domaine de la conservation d'énergie.

Ensuite, nous avons présenté le fondement de la méthode des éléments finis (qui semble être la plus souple, la plus puissante et la plus utilisée) et son application à une modélisation 2D du moteur à induction, en régime évolutif. Des résultats de simulation d'un code de calcul développé à base de la méthode des éléments finis en 2D, simulant le moteur en question en régime magnétodynamique sont présentés.

Mots Clés:

Moteur Asynchrone ; Conception; Optimisation ; Hybride; Flux 2D.