

REPUBLIQUE ALGERIENE 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

Algorithme d'optimisation par essaim de particules (OEP)
Application à l'amélioration des moteurs
El-Azazga, Algérie.

Proposé et dirigé par :
- Dr. S. CHEKROUN

Présenté par :
- BENGUEDOUAR Yassine

Année universitaire : 2011/2012

N° d'ordre : 27

TABLE DE MATIÈRE

REMERCIEMENTS	i
TABLE DES MATIÈRES.....	ii
LISTE DES FIGURES	vi
LISTE DES TABLEAUX	viii
NOMENCLATURE	ix
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	01

CHAPITRE I : FONDEMENT THÉORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction	03
I.1. Constitution	04
I.1.1. Le stator	04
I.1.2. Le rotor	04
a) Le rotor à cage	05
b) Le rotor bobiné.....	05
I.1.3. Les organes mécaniques	06
I.2. Principe de fonctionnement.....	06
I.3. Caractéristiques de fonctionnement	07
I.3.1. Fonctionnement à vide	07
I.3.2. Fonctionnement en charge.....	07
I.3.3. Caractéristique mécanique.....	08
I.4. Modélisation de la MAS	09
a) Hypothèses simplificatrice.....	09
b) Résumé des équations disponible	09
c) Schéma électrique équivalent	10
I.5. Bilan de puissance et rendement	12
I.5.1. Pertes mécaniques	12
I.5.2. Pertes dans le circuit électrique	13

I.5.3. Pertes dans le circuit magnétique	13
I.5.4. Rendement	14
I.6. Les matériaux	14
I.6.1. Matériaux magnétiques.....	14
I.6.2. Matériaux d'isolation.....	15
Conclusion.....	16

CHAPITRE II : ÉTAT DE L'ART : MAITRISE D'ÉNERGIE

Introduction	17
II.1. Maitrise d'énergie (ME)	18
II.1.1. ME dans le bâtiment.....	18
II.1.2. ME dans l'éclairage.....	18
II.1.3. ME dans l'industrie.....	18
II.1.4. Effet des machines électriques sur la ME	19
II.2. Classification de rendement des moteurs électriques	20
II.2.2. Machine à haut rendement (MHR)	21
II.2.2.1. Spécifications des moteurs à haut rendement.....	21
II.2.2.2. Avantage d'utilisation des MHR	22
II.2.2.3. Économie d'énergie par les moteurs à haut rendement.....	22
II.3. Évaluation de rendement de la MAS	23
II.3.1. Méthodes et normes de détermination du rendement.....	23
II.3.1.1. Méthodes	23
II.3.1.2. Normes.....	24
II.3.1.3. Comparaison entre les normes.....	25
II.3.2. Facteurs Influent sur le rendement des moteurs électriques.....	25
II.4. Amélioration du rendement d'une MAS	27
II.4.1. Procédure de commande	27
II.4.2. Procédure de la conception	29
II.5. Moteurs à induction produits en Algérie	30
II.5.1. E.E.I Azazga.....	30
II.5.2. Gamme de fabrication	30
II.5.3. Caractéristique générales.....	31
II.5.4. Normes	31
Conclusion.....	32

CHAPITRE III : DÉMARCHE DE CONCEPTION D'UNE MAS

Introduction	33
III.1. La conception en génie électrique	33
III.2. Vue globale de la méthode utilisée pour la conception	34
III.3. Méthodes de calcul et dimensionnement d'une machine électrique	34
III.3.1. Première Méthode	34
III.3.2. Deuxième Méthode	34
III.3.3. Troisième Méthode	35
III.3.4. Méthode Classique « calcul de LIWSCHITZ »	35
III.3.4.1. Cahier de charge	36
III.3.4.2. Calcul préliminaire	36
III.3.4.3. Calcul des dimensions géométriques principales du rotor et stator	37
III.3.4.4. Calcul de la F.M.M	38
III.3.4.5. Dispersion	43
III.3.4.6. Les pertes	45
III.3.4.7. Paramètre de construction diagramme circulaire	47
III.6. Application sur la machine type DIN-IEC 34-T2	49
III.6.1. Programme de conception développé	49
III.6.2. Résultats du programme	49
III.7. Étude des performances de la machine	55
III.7.1. Analyse statique	55
III.7.2. Analyse dynamique	57
III.7.3. Comparaison des résultats	62
Conclusion	63

CHAPITRE IV : CAO OPTIMISÉE D'UNE MAS PAR ESSAIM DE PARTICULE

Introduction	64
IV.1. Conception assisté par ordinateur (CAO)	65
IV.1.1. Caractéristiques	65
IV.1.2. CAO dans l'industrie	67
IV.1.3. Avantages	67
IV.2. CAO optimisée	68
IV.3. Synthèse des méthodes d'optimisation	70
IV.3.1. Caractéristiques des algorithmes d'optimisation	70
IV.3.2. Classification des méthodes d'optimisation	70
IV.3.2.1. Méthodes déterministes	71

a) Méthode de gradient.....	71
a) Méthode énumérative.....	72
a) Méthode de simplexe ou de Nelder-Mead	72
IV.3.2.2. Méthodes stochastiques.....	73
a) Méthode de Monte-Carlo	73
a) Méthode de recherche Tabou	73
a) Méthode du recuit simulé.....	74
a) Méthode de colonie de fourmis.....	75
a) Stratégie d'évolution.....	76
a) Méthode d'algorithmes génétiques AG	76
a) Méthode d'optimisation par Essaim particuliers OEP	78
IV.3.3. Comparaison entre les méthodes déterministes et stochastiques.....	82
IV.4. CAO optimisée appliquée au MHR	83
IV.4.1. Choix du moteurs étudié.....	83
IV.4.2. Application de la méthode PSO.....	83
IV.4.3. Variables de conception et espaces de recherche	85
IV.4.4. Résultats.....	85
IV.4.5. Etude de l'effet de choix du matériau.....	88
IV.4.6. Étude statistique.....	92
Conclusion.....	93
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	94
ANNEXE	
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUE	
RÉSUMÉ	

LISTE DE FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1: Caractéristique Mécanique $C_u=f(n)$.	8
Figure I.2: Schéma de Principe de la Machine Asynchrone et Schéma Monophasé Équivalent.	11
Figure I.3: Schéma Équivalent Monophasé Simplifié de La Machine Asynchrone	11
Figure I.4: Bilan de Puissance de la Machine Asynchrone.	13

CHAPITRE II

Figure II.1: Schéma de Principe d'un Convertisseur de Fréquence.	28
Figure II.2: Démarreur de Moteurs Asynchrones et Forme du Courant d'Alimentation	28
Figure II.3: Démarche d'une Résolution d'un Problème de Conception	30

CHAPITRE III

Figure III.1: Organigramme de Procédure de Conception	35
Figure III.2: Diagramme de Cercle	55
Figure III.3: Caractéristique du Rendement en Fonction du Glissement	56
Figure III.4: Caractéristique de la Puissance Utile en Fonction du Glissement	56
Figure III.5: Caractéristique du Courant Primaire en Fonction du Glissement	56
Figure III.6: Caractéristique de Couple en Fonction du Glissement	57
Figure III.7: Caractéristiques du Vitesse Rotorique en Fonction de Glissement	57
Figure III.8: Schéma Fonctionnel du Banc d'Essai par Simulation	58
Figure III.9: Détaille du Bloc Subsystem	58
Figure III.10: Résultats de la Simulation de la Machine pour le Test sur le Couple Nominal	59
Figure III.11: Résultats de la Simulation de la Machine pour le Test sur le Couple de Démarrage	60
Figure III.12: Résultats de la Simulation de la Machine pour le Test sur le Couple Maximal	61

CHAPITRE IV

Figure IV.1: Méthodologie de Conception Séquentielle	68
Figure IV.2: Itérations Possibles Lors de la Conception Optimisée.	68
Figure IV.3: Détermination du Plus Court Chemin par une Colonie de Fourmis.....	76
Figure IV.4: Organigramme Illustre le Principe de Fonctionnement des AGs.....	78
Figure IV.5: Schéma de Principe du Déplacement d'une Particule. Algorithme OEP	79
Figure IV.6: Organigramme Illustre le Principe de Fonctionnement des OEP.....	81
Figure IV.7: Allure de la Fonction Étudiée.....	82
Figure IV.8: Résolution d'un Problème avec un Algorithme d'Optimisation	84
Figure IV.9: Résultats pour la 1 ^{er} Exécution	86
Figure IV.10: Résultats pour la 2 ^{ème} Exécution.....	86
Figure IV.11: Comparaison entre les Caractéristiques de la Machine Existante et la Machine à Haut Rendement.....	87
Figure IV.12: Résultats pour 1er Exécution pour la Machine M2	90
Figure IV.13: Résultats pour 2eme Exécution pour la Machine M2	90
Figure IV.14a,b: Comparaison Entre les Caractéristiques de la Machine Existante et la MHR...	90

LISTE DE TABLEAUX

CHAPITRE I

Tableau I.1 : Caractéristiques de Quelques Matériaux Magnétiques Doux	15
Tableau I.2 : Caractéristiques de Quelques Matériaux Magnétiques Durs.....	15
Tableau I.3 : Classification des Matériaux d'Isolants	16

CHAPITRE II

Tableau II.1 : Mesures d'Économie d'Énergie dans les Systèmes d'Entraînement.....	20
Tableau II.2 : Répartition et Classes du Rendement des Moteurs Électriques	20

CHAPITRE III

Tableau III.1 : Tableau d'Encoche Rotorique	37
Tableau III.2 : Plaque Signalétique de la Machine Etudiée	49
Tableau III.3 : Tableau Récapitulatif	62

CHAPITRE IV

Tableau IV.1 : Paramètres de Conception et leurs Limites	85
Tableau IV.2 : Résultats d'Optimisation	85
Tableau IV.3 : Tableau Comparatif	88
Tableau IV.4 : Résultats d'Optimisation	89
Tableau IV.5 : Tableau Comparatif	91
Tableau IV.6 : Tableau Comparatif	91
Tableau IV.7 : Économie d'Énergie	92
Tableau IV.8 : Économie d'Énergie	92

NOMENCLATURES

<i>symbole</i>	<i>unité</i>	<i>Notation</i>
p		Nombre de paire de pôles.
g		Glissement.
j	$Kg.m^2$	Inertie.
ω_s	rad/s	Pulsation statorique ou de synchronisme.
Ω_s	Rad/s	Vitesse synchronisme.
n_s	tr/min	Vitesse de synchronisme.
n, n_r	tr/min	Vitesse rotorique.
n_0	tr/min	Vitesse à vide.
f_s	Hz	Fréquence du courant statorique.
f_r	Hz	Fréquence du courant rotorique.
I_s, I_1	A	Courant statorique.
I_r	A	Courant rotorique
C_u	$N.m$	Couple utile.
C_r	$N.m$	Couple résistant.
C_n	$N.m$	Couple nominal.
C_{dem}	$N.m$	Couple de démarrage.
V_1	V	Tension primaire.
R_s, R_r	Ω	Resistance d'enroulement statorique et rotorique.
L_s, L_r	H	Inductance cyclique propre statorique et rotorique.
$X_{\sigma 1}$	Ω	réactance de fuite du stator.
Φ_{max}	Wb	Flux maximal.
Φ_i	Wb	Flux partiel.
R_f	Ω	Résistance de fuite.
B_{max}	T	Induction maximal.

L_m	H	Inductance magnétisante.
M	H	Inductance cyclique mutuelle.
P_a	W	Puissance absorbé.
P_{tr}	W	Puissance transmise.
ΔP_{mec}	W	Perte mécanique.
P_j	W	Perte joule.
P_{ft+vt}	W	Puissance.
P_{cul}	W	Perte dans la culasse.
P_f	W	Perte fer.
P_h	W	Perte par hystérésis.
P_s	W	Puissance apparente.
m_1		Nombre de phase.
μ		Perméabilité.
η	%	Rendement.
C		Coefficient d'utilisation.
A_1		Désigne la densité linéaire de courant à la périphérie de l'induit.
N_1		Nombre de spire.
K_{w1}		Facteur de bobinage.
K_{p1}		Facteur de raccourcissement.
K_{d1}		Coefficient de distribution.
K_f		Coefficient de forme de la courbe d'induction.
K_s		Coefficient de saturation.
K_c		Facteur de forme.
K_H		Coefficient Hystérésis.
E_1		Force électromagnétique.
β		Pas relative.
y		Ordre harmonique.
l_i	m	Longueur virtuel.
τ_p		Pas polaire.
D	m	Diamètre d'alésage
λ		Rapport géométrique
q		Nombre de bobine par groupe

δ	m	Épaisseur d'entrefer
δ'	m	Épaisseur d'entrefer fictif
F		Chute de potentiel magnétique
C		Coefficient d'aplatissement de la courbe
b_i		Arc polaire
H		Champ magnétique
h	m	hauteur
Z_1		Nombre d'encoche statorique
Z_2		Nombre d'encoche rotorique
λ_σ		Dispersion
Λ_σ		Permeance
ρ		Résistivité
S	m^2	Surface vertuel de la machine
pt		Longueur du pont
$\cos\varphi$		Facteur de puissance
B_δ	T	Induction en entrefer
ϕ_δ	Wb	Flux traversé dans l'entrefer
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
B_{z2p}	T	Induction dans la culasse rotorique et au pied de la dent
B_{z2m}	T	Induction dans la culasse rotorique et au milieu de la dent
B_{z2t}	T	Induction dans la culasse rotorique et à la tête de la dent
τ_{z1}		Pas dentaire statorique
τ_{z2}		Pas dentaire rotorique

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1. Généralités

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

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

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

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

Suivant l'augmentation continue du coût de l'énergie et de la pression causée par le souci de la protection de l'environnement, 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 dû principalement à la place qu'elles occupent.

2. Objectifs

Le travail effectué durant ce mémoire est exposé dans ce document porte sur l'amélioration du rendement de la machine, que l'on notera par la suite MHR (Machine à Haut Rendement).

Il a consisté en la mise au point d'un algorithme d'optimisation PSO du rendement puis son implémentation et son évaluation. Pour cela, il faut concevoir une méthode de calcul et simulation à l'aide d'un outil informatique afin de satisfaire un cahier de charge. Elle présente un cheminement qui discerne un calcul analytique suivi d'un dimensionnement définitif. A cet effet, on utilise la méthode classique de LIWSCHITZ.

En outre, l'utilisation d'un tel logiciel permet d'obtenir de nombreux renseignements sur le fonctionnement du moteur : couple en régime permanent ou au démarrage, courant de démarrage, état de saturation de la machine, harmonique du courant absorbé, etc. Ces renseignements sont très utiles dans la commande, à ce niveau de la conception, du comportement du moteur qui sera construit.

3. Structure du mémoire

Dans le premier chapitre, on présentera des généralités sur le moteur asynchrone triphasé. Les éléments de construction sont abordés au début du chapitre, en deuxième partie on évoquera son fonctionnement et la modélisation, ainsi que un résumé des différentes pertes existantes dans la machine. On rappellera les différents matériaux utilisés dans la dernière partie.

Dans le deuxième chapitre on s'intéressera sur la gestion de l'énergie, de terme une présentation des 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.

Le troisième chapitre, traitera le calcul analytique basé sur la méthode de LIWSCHITZ du moteur asynchrone de puissance moyenne, conformément à un cahier de charge. On se fixera des paramètres de cahier et le choix de ce dernier se fera en fonction des performances évaluées lors du calcul des caractéristiques et des résultats des simulations.

Enfin, le quatrième chapitre comprend l'application de la méthode d'optimisation PSO sur notre modèle analytique définit dans le troisième chapitre.

Finalement on présentera une conclusion générale qui résume les résultats de nos travaux.

Fondement Théorique de la Machine Asynchrone (MAS)

Introduction

Pendant de nombreuses années, le moteur à courant continu a été privilégié pour les applications à vitesse variable en raison de sa simplicité de commande et donc de sa mise en œuvre. Mais, ce moteur présente des inconvénients liés à sa structure. Il a des limitations technologiques (limitation en puissance et vitesse, création d'étincelle, usure des balais, ...etc.) qui le rendent inadapté à certaines applications (train à grande vitesse, milieu avec risque d'explosion, usine de graphite, ...etc.).

Les machines à courant alternatif (synchrone, asynchrone, à réluctance variable,...etc.) ne posent pas de telles limitations. D'où coût moindre, elles sont robustes et pouvant supporter de très fortes puissances et de très hautes vitesses, [1, 2].

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

Dans ce chapitre, on présentera des généralités sur la machine asynchrone pour faire la différence entre cette dernière, et les autres machines à partir de sa construction, son principe de fonctionnement et ses caractéristiques.

I.1. Constitution

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

L'une des composantes, appelée le stator, est fixe. L'autre composante, nommée le rotor, est montée sur un axe et libre de tourner, [3].

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

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tensions ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

Alors le rotor, il peut être réalisé:

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

I.1.1. Le stator

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

Afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une couche mince de vernis ou de silicate de soude.

I.1.2. Le rotor

C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces isolées entre elles et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur.

a) Le rotor à cage

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

- **Rotor à cage résistante** : Le rotor résistant existe surtout en simple cage. La cage est fermée par deux anneaux résistants (alliage particulier, section réduite, anneaux d'inox ...etc). Ces moteurs présentent un fort glissement au couple nominal. Leur couple de démarrage est élevé et le courant de démarrage faible. En raison des pertes dans le rotor, leur rendement est faible.
- **Rotor à simple cage** : Dans des trous ou dans des encoches disposées sur le pourtour du rotor (à l'extérieur du cylindre constitué par l'empilage de tôles) sont placés des conducteurs reliés à chaque extrémité par une couronne métallique et sur lesquels vient s'exercer le couple moteur généré par le champ tournant. Pour que le couple soit régulier, les conducteurs sont légèrement inclinés par rapport à l'axe du moteur. L'ensemble a l'aspect d'une cage d'écureuil, d'où le nom de ce type de rotor.
- **Rotor à double cage** : Il comporte deux cages concentriques, l'une extérieure, de faible section et assez résistante, l'autre intérieure, de forte section et de résistance plus faible.
- **Rotor à encoches profondes** : C'est la réalisation standard. Les conducteurs rotoriques sont moulés dans les encoches du rotor qui sont de forme trapézoïdale dont le petit coté du trapèze se situe à l'extérieur du rotor.

Le fonctionnement est analogue au moteur à double cage : l'intensité du courant rotorique varie en fonction inverse de sa fréquence. Ainsi :

- Au début du démarrage, le couple est élevé et l'appel de courant réduit.
- En régime établi, la vitesse est sensiblement celle du moteur à simple cage.

b) Le rotor bobiné (rotor à bagues)

Dans des encoches pratiquées à la périphérie du rotor sont logés des enroulements identiques à ceux du stator. Généralement le rotor est triphasé. Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage étoile). Les extrémités libres peuvent être raccordées sur un coupleur centrifuge ou sur trois bagues en cuivre, isolées et solidaires du rotor. Sur ces bagues viennent frotter des balais à base de graphite raccordés au dispositif de démarrage, [3].

En fonction de la valeur des résistances insérées dans le circuit rotorique, ce type de moteur peut développer un couple de démarrage s'élevant jusqu'à 2,5 fois le couple nominal.

I.2.3. Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance, [1, 3].

I.2. Principe de fonctionnement

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme, [4].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.1)$$

Avec :

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

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

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux: loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique, [2, 4].

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

Par définition on a donc,

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{f_s - f_r}{f_s} \quad (I.2)$$

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

f_s : Fréquence du courant statorique ;

f_r : Fréquence du courant rotorique.

Le rotor tourne à la vitesse n plus petite que la vitesse de synchronisme n_s , on dit que le rotor « glisse » par rapport au champ tournant. Ce glissement g va dépendre de la charge.

I.3. Caractéristiques

I.3.1. Fonctionnement à vide

A vide le moteur n'entraîne pas de charge :

- a) Le glissement est presque nul est le moteur tourne à la vitesse proche du synchronisme, $g \approx 0$ et donc $n_0 = 0$;
- b) Le courant est compris entre 50 % et 30 % du courant de pleine charge. Ce courant est semblable au courant d'excitation d'un transformateur. Il est composé en majeure partie d'un courant magnétisant qui produit le flux tournant ϕ_m et d'une faible composante active pour fournir les pertes par frottement et ventilation, plus les pertes dans le fer ;
- c) La puissance réactive requise pour créer le champ tournant est donc considérable et, afin de la réduire. On est amené à utiliser un entrefer aussi petit que possible, en tenant compte des tolérances mécaniques acceptables ;
- d) Le facteur de puissance est compris entre 20 % pour les petits moteurs et 5 % pour les gros ;
- e) Le rendement est nul, car la machine ne débite aucune puissance utile, [1].

I.3.2. Fonctionnement en charge

Lorsque le moteur fonctionne en charge :

- a) La puissance réactive (kVAR) requise pour produire ces trois flux est légèrement supérieure à celle absorbée à vide ;
- b) La puissance active (kW) absorbée par le moteur varie proportionnellement avec la charge mécanique ;

- c) Le facteur de puissance du moteur (kW/kVA) s'améliore à mesure que la charge croît : à pleine charge, il est compris entre 80 % pour les petits moteurs et 90 % pour les gros ;
- d) Le rendement à pleine charge est particulièrement élevé ; il peut atteindre 98 % pour les grosses machines, [3].

I.3.3. Caractéristique mécanique

La caractéristique mécanique représente la courbe du couple en fonction de la vitesse de rotation.

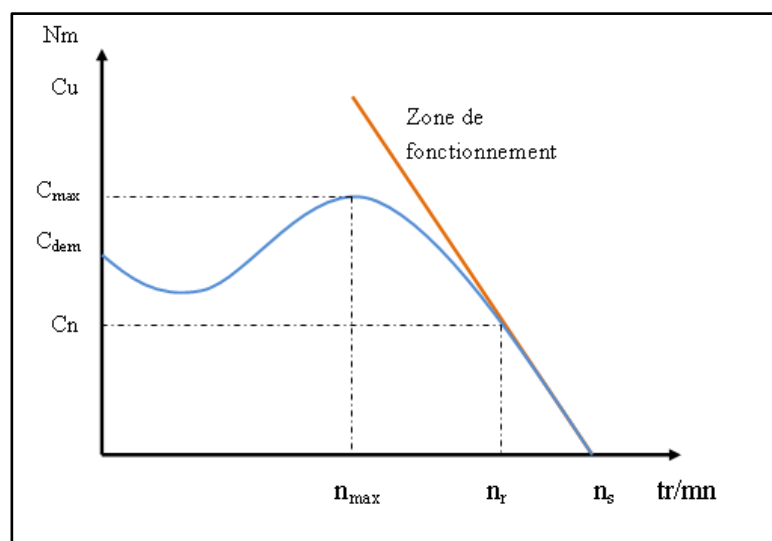


Figure I.1 : Caractéristique Mécanique $Cu=f(n)$.

On constate que le couple est nul à la vitesse de synchronisme n_s . En effet, si le rotor tourne au synchronisme n_s , le rotor ne "verrait" plus de champ tournant autour de lui.

Lorsqu'on freine le moteur (la vitesse de rotation baisse) : le couple augmente, passe par un maximum, puis redécroît.

Pour une vitesse de rotation nulle (moteur immobilisé ou au démarrage), le couple existe et correspond au couple de démarrage.

➤ Zone utile de fonctionnement

En pratique, le moteur asynchrone ne doit fonctionner dans une zone utile de fonctionnement.

La zone utile de fonctionnement va du synchronisme (moteur à vide) à un couple qui correspond au couple maximale (moteur à pleine charge). Au delà, on pourrait certes obtenir

une puissance mécanique supérieure, mais le courant appelé excéderait ce que le moteur peut supporter, d'où un échauffement excessif des bobinages. Par ailleurs, le rendement se dégrade lorsqu'on dépasse le couple maximal et que la vitesse de rotation baisse trop.

I.4. Modélisation de la MAS

Depuis quelques années, grâce à la mise au point de calculateurs « *temps réel* » rapides, on exploite de plus en plus les machines asynchrones. Les machines à cage sont de fabrication simple et ne posent pas de problèmes de maintenance. Par contre, on ne savait pas réaliser le découplage courant-flux car on ne peut jouer que sur les caractéristiques de la tension du moteur : il n'y a pas d'excitation ! C'est maintenant chose faite.

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant en compte les régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique. C'est facile à faire pour le moteur à courant continu, ça l'est beaucoup moins pour le moteur asynchrone, [6].

a) Hypothèses simplificatrice

Dans l'approche proposée, on suppose que, [5] :

1. le circuit magnétique est linéaire (perméabilité relative du fer très grande devant 1) : Cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques ;
2. l'effet de peau est négligeable ;
3. les barres rotoriques sont isolées les unes des autres : cette hypothèse permet d'éliminer les courants d'inter-barres et leurs effets au sein de la cage rotorique ;
4. les pertes fer de la machine, les effets capacitifs et les effets thermiques sont négligeables dans la construction du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

b) Résumé des équations disponible

On dispose des équations de tensions statorique, [6] :

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \quad (\text{I. 3})$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \quad (\text{I. 4})$$

... avec des relations symétriques du côté rotor :

$$0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} \quad (\text{I. 5})$$

$$0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} \quad (\text{I. 6})$$

On dispose des équations de flux statorique :

$$\Phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M_{sr} \cdot I_{rd} \quad (\text{I. 7})$$

$$\Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M_{sr} \cdot I_{rq} \quad (\text{I. 8})$$

... avec des relations symétriques du côté rotor :

$$\Phi_{rd} = L_r \cdot I_{sd} + M_{sr} \cdot I_{sd} \quad (\text{I. 9})$$

$$\Phi_{rq} = L_r \cdot I_{sq} + M_{sr} \cdot I_{sq} \quad (\text{I. 10})$$

Rajoutons une équation de couple :

$$C_{mec} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{I. 11})$$

Et la relation entre les fréquences vue au début :

$$\omega_s = p \cdot \Omega + \omega_r \quad (\text{I. 12})$$

Ainsi que la relation fondamentale dynamique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \quad (\text{I. 13})$$

En utilisant la notation de Laplace, il est possible de dessiner un schéma fonctionnel de la MAS. Le schéma est un peu plus compliqué, il est implanté dans le chapitre troisième.

c) Schéma électrique équivalent

La machine asynchrone est finalement constituée de deux ensembles de bobinages triphasés enroulés sur le même circuit magnétique. Par analogie, on peut alors considérer qu'elle est équivalente, à l'arrêt, à un transformateur triphasé.

On représente sur la figure I.2, le schéma de principe correspondant ainsi que le schéma monophasé équivalent obtenu à partir de l'analogie avec un transformateur, [2].

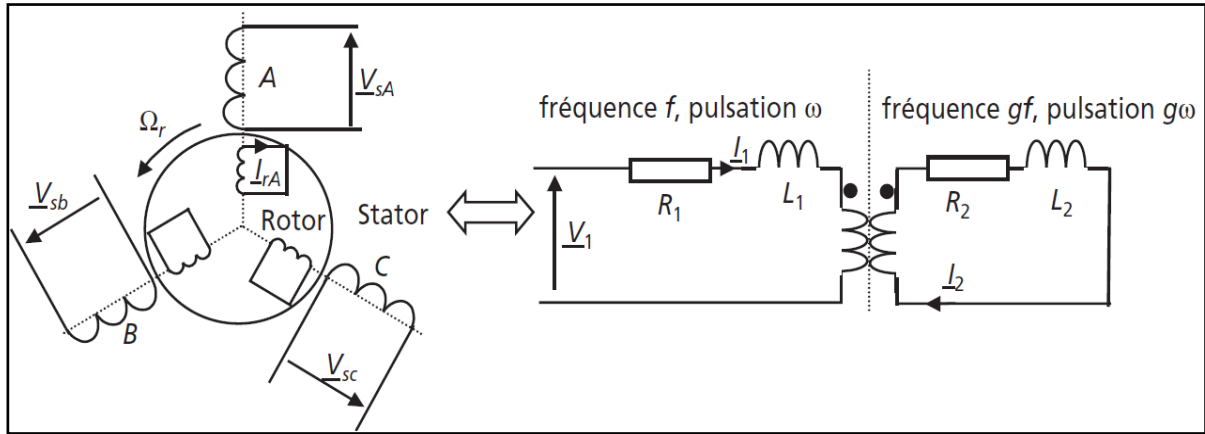


Figure I.2 : Schéma de Principe de la Machine Asynchrone
et Schéma Monophasé Équivalent.

Les relations de maille s'écrivent :

$$\text{Au primaire : } \underline{V}_1 = R_1 \cdot \underline{I}_1 + jL_1\omega \cdot \underline{I}_1 + j\omega \cdot \underline{\Phi}_1 \quad (\text{I.14})$$

$$\text{Au secondaire : } 0 = R_2 \cdot \underline{I}_2 + jL_2\omega \cdot \underline{I}_2 + jg\omega \cdot \underline{\Phi}_2 \quad (\text{I.15})$$

$$\text{Soit donc : } 0 = \frac{R_2}{g} \cdot \underline{I}_2 + jL_2\omega \cdot \underline{I}_2 + j\omega \cdot \underline{\Phi}_2 \quad (\text{I.16})$$

On note sur ce schéma les éléments d'imperfection classiques : résistances séries des bobinages primaires et secondaires. Par contre, on représente le transformateur équivalent comme une simple inductance mutuelle entre le primaire et le secondaire.

Il faut bien noter que, lorsque la machine tourne, les fréquences des courants et des tensions au primaire et au secondaire du transformateur équivalent ne sont pas les mêmes.

En pratique, pour construire un schéma équivalent final simplifié, on divise l'équation de maille secondaire par la grandeur g , ce qui fait apparaître une inductance de fuite équivalente à la fréquence f .

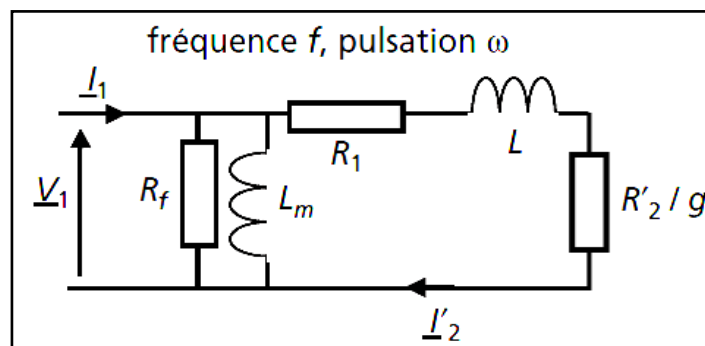


Figure I.3 : Schéma Équivalent Monophasé Simplifié de la Machine Asynchrone.

Les fréquences du primaire et du secondaire étant alors identiques grâce à cette manipulation, on ramène les éléments d'imperfection au primaire du transformateur.

On retiendra donc le schéma monophasé équivalent simplifié présenté sur la figure I.3 (les étapes intermédiaires n'ayant pas été développées ici).

Avec :

R_f, L_m : Résistance équivalente aux pertes fer et inductance magnétisante ;

R_1 : Résistance d'enroulement statorique ;

L : Inductance de fuite rotorique ramenée au primaire ;

$\frac{R_2'}{g}$: Résistance rotorique ramenée au stator.

I.5. Bilan de puissance et rendement

La transformation de l'énergie d'une forme en une autre au moyen d'une machine s'accompagne toujours d'une certaine perte de puissance. Cette perte se produit dans la machine elle-même et donne lieu à, [7] :

- Échauffement des différentes parties de la machine ;
- Diminution du rendement de la machine, la puissance débitée par la machine étant inférieure à la puissance qui lui est fournie.

Les pertes dans la machine électrique se divisent selon leurs origines à deux types, électrique et mécanique :

I.5.1. Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques proviennent du :

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

Les pertes qui proviennent du frottement du rotor sur des organes fixes (paliers) contribuent à l'échauffement de la machine. Plus la machine tourne vite, les pertes mécaniques deviennent importantes. Ces pertes dépendent de nombreux facteurs et il est très difficile de prédire leur valeur. Pour les déterminer avec exactitude, il faut faire des essais sur la machine, [8, 9].

I.5.2. Pertes dans le circuit électriques

Ce sont les pertes par effet joule dans les enroulements d'induit, d'excitation et plus généralement dans toutes les parties conductrices d'une machine traversée par un courant. Ces pertes sont proportionnelles au carré du courant. Contrairement à d'autres machines électriques, les pertes rotoriques sont très importantes, [10].

I.5.3. Pertes dans le circuit magnétique

Elles sont appelées aussi pertes dans le fer du fait que les matériaux utilisés par ce circuit sont, habituellement, à base de fer. Plusieurs auteurs se sont intéressés à l'étude de cette forme.

Les principales sources des pertes fer sont les pertes par hystérésis et courants de Foucault. L'induction du courant à l'intérieur du rotor de la machine cause des pertes de courant de Foucault. Ces pertes sont presque proportionnelles au carré du produit de flux de fuite dans l'entrefer et de sa fréquence de variation. Les pertes d'Hystérésis sont le résultat de la variation continue des flux de fuites dans le circuit magnétique, ce sont presque proportionnelles au produit du carré du flux et de la fréquence. Les pertes fer sont évidemment négligeables aux vitesses très basses. Cependant, à mesure que la vitesse augmente les pertes de puissance dues aux augmentations de pertes fer augmentent d'une manière significative, [10].

On résume alors l'écoulement des puissances sur la figure I.4, [9].

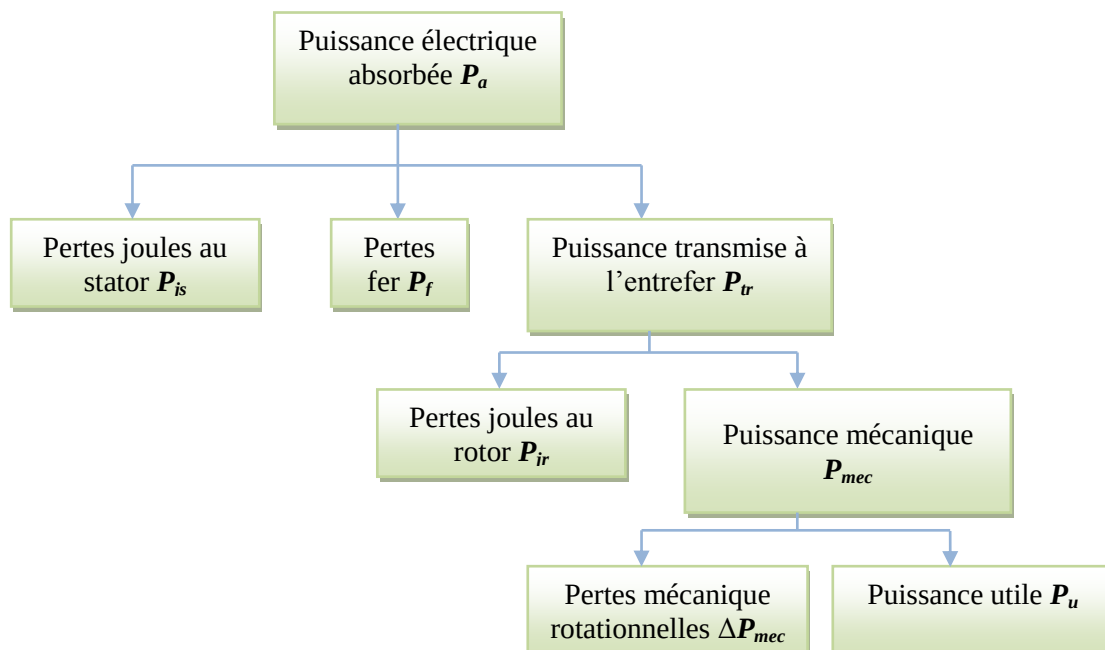


Figure I.4 : Bilan de Puissance de la Machine Asynchrone.

I.5.4. Rendement

Par définition, le rendement (ce que la machine rend de ce qu'on lui donne) s'exprime par le rapport, [11]:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{I. 17})$$

La formule du rendement peut encore s'écrire :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum P_{\text{perte}}}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + \sum P_{\text{perte}}} \quad (\text{I. 18})$$

I.6. Les matériaux

Il est toujours nécessaire, dans toute conception de produit industriel, de choisir le matériau dans lequel l'objet sera réalisé et le procédé utilisé pour sa réalisation. Ce choix est à la fois crucial et difficile. Crucial car de lui dépend la performance de la conception et sa viabilité économique, difficile en raison à la fois de la diversité des matériaux et des procédés possibles, et de la variété des requêtes exigées par la conception, [12].

I.6.1. Matériaux magnétiques

Sous l'action d'un champ d'excitation magnétique H extérieur, les matériaux magnétiques sont le siège d'une induction locale B , qui est la résultante de l'aimantation du matériau et du champ appliqué :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} \quad (\text{I. 19})$$

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

J : l'aimantation locale du matériau

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

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

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

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

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

Tableau 1.2. Caractéristiques de Quelques Matériaux Magnétiques Durs (aimants).

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

I.6.2. Matériaux d'isolation

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

Tableau I.3 : Classification des Matériaux d'Isolants.

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

Conclusion

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

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

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

État de L'Art : Maîtrise d'Énergie

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, [13, 14]. 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 une 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, [13]. 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.

Finalement, 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.

II.1. Maîtrise d'énergie (ME)

La maîtrise d'énergie est actuellement une grande défie, les chercheurs et les concepteurs travaillent sur des opérations efficace pour la meilleur utilisation d'énergie pour le but de minimisation de consommation énergétique, et voila, ça conduit à garder notre environnement et notre économie, [15].

Les actions de maîtrise d'énergie dans le monde concernant principalement les secteurs de bâtiment, éclairage et industrie :

II.1.1. ME dans le bâtiment

Les bâtiments consomment la majeure partie de l'énergie utilisée dans la ville. Cette énergie est consommée par des machines électroménagères et les ascenseurs, ...etc. A l'échelle du pays, 45 % de l'énergie primaire est employée dans les bâtiments contre 20 % dans les transports et 35 % dans l'industrie. La maîtrise de l'énergie dans les bâtiments représente donc un enjeu urbain majeur, [16, 17].

II.1.2. ME dans l'éclairage

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. 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.

Depuis une dizaine d'année, les fluo-compactes (ou lampes basse consommation) sont apparues sur le marché. Bien qu'elles soient d'un coût supérieur, elles sont peu consommatrices en énergie électrique et durent bien plus longtemps que les lampes classiques. Par ailleurs elles sont bien adaptées aux pièces destinées à rester allumées longtemps (séjour, cuisine, éclairage extérieur...etc.) et sont dotées d'améliorations techniques (électronique, forme, miniaturisation...etc.) leurs permettant de répondre aux nouveaux besoins des utilisateurs, [17].

II.1.3. ME dans l'industrie

La maîtrise de l'énergie ne concerne pas seulement les bâtiments ou l'éclairage mais aussi l'industrie car cette dernière représente une partie importante de la consommation de l'énergie électrique. Au delà de l'application de la réglementation, la mise en œuvre d'actions de

maîtrise l'énergie en respectant les consignes environnementales constitue, sur le plan économique et social, un facteur déterminant de la compétitivité d'une entreprise, [13].

II.1.4. Effet des machines électriques sur la ME

La force motrice requise pour opérer les ventilateurs, pompes, refroidisseurs, compresseurs et autres appareils que l'on retrouve en grand nombre dans les édifices et industries, est essentiellement fournie par des moteurs électriques. Ces moteurs, qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique, peuvent représenter jusqu'à 60% de l'énergie électrique consommée dans les industries et 30 % dans les édifices à bureaux par exemple, [14].

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

- le rendement du moteur ;
- un bon dimensionnement ;
- le contrôle de la vitesse du moteur, des marches/arrêts ;
- la qualité de l'alimentation électrique ;
- le système de transmission mécanique ;
- les habitudes de maintenance ;
- le rendement de l'usage final.

Pour bénéficier du potentiel d'économies existant, l'utilisateur doit chercher à optimiser l'ensemble du système moteur, [18].

Bien sûr, l'application de mesures particulières, et le montant d'économie qui en découle, dépend de la taille et de la nature spécifique de votre opération. Seule une évaluation de vos systèmes et des besoins de votre société peut déterminer les mesures qui seront à la fois faisables techniquement et rentables. Ceci peut être réalisé par un fournisseur de service compétent.

Le tableau ci-dessous montre les mesures principales d'économie d'énergie qui peuvent être appliquées à vos systèmes. Bien que les valeurs dans le tableau soient des moyennes, leur impact dépendra des caractéristiques précises de votre installation.

Tableau II.1 : Mesures d'Économie d'Énergie dans les Systèmes d'Entraînement.

Mesure d'économie d'énergie	Économies moyennes
Installation ou rénovation du système	
Moteurs à haut rendement (EEM)	2-8%
Dimensionnement correct	1-3%
Rembobinage de qualité des moteurs (EEMR)	0,5-2%
Moteur à vitesse variable (VSD)	10-50%
Transmission à haute efficacité	2-10%
Contrôle de la qualité de puissance	0,5-3%
Fonctionnement et maintenance du système	
Lubrification, ajustement, calage	1-5%

II.2. Classification de rendement des moteurs électriques

En Europe, une classification des moteurs basse tension AC a été proposée en 1999 et acceptée par les principaux fabricants européens de moteurs. Les classes d'efficacité énergétique sont, [19]:

- a) EFF1 – moteurs à haut rendement ;
- b) EFF2 – moteurs standards ;
- c) EFF3 – moteurs à faible rendement.

L'achat des moteurs de Classe EFF1 étant considérablement plus chers, la durée d'utilisation annuelle dépasse les 4.000 heures. Les coûts de consommation et la disponibilité sont ici les principaux éléments qui interviennent dans le choix du moteur électrique. Dans tous les autres cas. Des moteurs de Classe II devraient être utilisés, [20].

Tableau II.2 : Répartition et Classes du Rendement des Moteurs Électriques.

Puissance	Rendement minimal		Rendement maximal	
	EFF2 (%)		EFF1 (%)	
KW	2 pôles	4 pôles	2 pôles	4 pôles
1,1	76.2	76.2	82.2	83.8
2,2	81.0	81.0	85.6	86.4
15,0	89.4	89.4	91.3	91.8
30,0	91.4	91.4	92.9	93.2
45,0	92.5	92.5	93.7	93.9

II.2.2. Machine à haut rendement (MHR)

Lors de l'achat d'un moteur, on doit fournir à l'utilisateur la liste des caractéristiques techniques désirées. Les fabricants tendent à mettre l'accent sur le rendement et la qualité dans la conception de moteurs plus gros. Les compromis entre divers paramètres de performance peuvent entraîner une diminution du rendement du moteur. Il est donc très important de préciser par écrit, dès le début, le rendement désiré, [21, 22].

i) La performance attendue du moteur :

- puissance et le facteur de service ;
- échauffement et la classe d'isolation ;
- tension d'alimentation ;
- courant de démarrage maximal ;
- couple de démarrage minimal ;
- couple de décrochage (minimal ou maximal) ;
- plage des facteurs de puissance ;
- plage des rendements.

ii) Les conditions d'environnement du moteur :

- température ambiante ;
- altitude ;
- taux d'humidité ;
- degré d'abrasion ;
- degré de sécurité.

iii) La protection nécessaire ainsi que toute option supplémentaire

- une protection thermique (système de thermostat/thermistance) ;
- un emplacement spécial pour la boîte de dérivation.

II.2.2.1. Spécifications des moteurs à haut rendement

La différence entre les moteurs à haut rendement et les autres moteurs classiques c'est seulement dans leur construction, tel que les moteurs à haut rendement se distinguent par :

- L'acier mince et de haute qualité pour les tôles des circuits magnétiques ;
- En augmentant la section du stator et du rotor, on réduit la densité des flux magnétiques et, en conséquence, les pertes par hystérésis ;
- Les pertes par frottement sont diminuées par l'emploi de paliers plus petits ou de meilleure qualité ;

- L'épaisseur de l'entrefer entre le stator et le rotor est très petit;
- Une grande longueur ;
- Les pertes de ventilation peuvent être réduites en employant des ventilateurs plus petits. De toute façon, les M.H.R fonctionnent à des températures plus basses que les moteurs classiques.

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

II.2.2.2. Avantage d'utilisation des MHR

Parmi les avantages d'utilisation les moteurs asynchrone à haut rendement :

- Ces moteurs à haut rendement produisent la même puissance de sortie, mais avec une puissance d'entrée électrique moindre que les moteurs standard ;
- Fiabilité et rendement suffisamment élevés ;
- Ces moteurs à haut rendement son disponibles aux différentes puissances et avec différentes vitesses (750, 950, 1500, et de 3000 t/mn) à 220/380V ;
- L'économie à employer un moteur à haut rendement est beaucoup plus grande que son coût initial ;
- Ces moteurs à haut rendement ont typiquement 30-50 % de pertes inférieures que les moteurs standards équivalents ;
- Panne réduite en raison de leur conception et construction ;
- Donner beaucoup d'années de service valable au-delà de la période de remboursement initiale;
- L'épargne significative en raison du choix, achat, fonctionnement efficace et correct du moteur pour une telle application ;
- Réduction de la sensibilité du facteur de puissance et le rendement aux fluctuations de tension et de charge, [22].

II.2.2.3. Économie d'énergie par les moteurs à haut rendement

Le remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement permet de réaliser des économies en réduisant sa quantité d'énergie électrique consommé (kWh) et sa puissance. Il peut également contribuer à améliorer le facteur de puissance de l'usine dans certains cas.

L'analyse de la rentabilité du remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement permet de vérifier la demande réelle nécessaire de cet équipement, qui s'avère

souvent trop élevée. En effet, la plupart des industries utilisent des moteurs surdimensionnés pour se protéger contre les pannes de moteur, se donner la possibilité d'accroître la production et faire aux fluctuations de la charge. Elles doivent alors payer le coût de cette sécurité par un faible rendement obtenu ses moteur, [18].

II.3. Évaluation de rendement de la MAS

Le rendement de deux moteurs de même type et de même puissance par deux compagnies distinctes ne sera pas nécessairement identique, car les compagnies ne peut être pas utilisée exactement les mêmes méthodes de calculs de rendement ni les même normes et parfois ni les même matériaux.

Le rendement des systèmes de puissance est d'une très grande importante, car ils influent directement sur le fonctionnement de la machine, et sur l'aspect économique de la consommation énergétique, [23].

Pour l'évaluation du rendement, diverses méthodes sont proposées, parmi ces méthodes on trouve:

II.3.1. Méthodes et normes de détermination du rendement

II.3.1.1. Méthodes

La comparaison du rendement des moteurs se complique davantage par le fait qu'il existe plusieurs façons de mesurer le rendement. Le même moteur évalué selon différentes normes de rendement sera classé de façon différente. Les principales normes sont, [24, 25] :

a) Méthode de la plaque signalétique

Dans laquelle la puissance d'entrée et de sortie est directement mesurée, selon les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et d'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 demande une correction des pertes du stator à une température indiquée avant de déterminer le rendement du moteur.

b) Méthode directe

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.

c) Méthode statistique

Méthode dont les conditions d'essais, sont comme vu dans les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et d'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.

d) Méthode du circuit équivalent

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.

e) Méthode des pertes séparées

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.

II.3.1.2. Normes

a) Norme de la CSA

L'association canadienne de normalisation (CSA) a mis au point une norme qui tient compte des pertes supplémentaires dues à la charge mesurées indirectement; la méthode utilisée pour les mesurer s'inspire de celle de l'IEEE. La norme de la CSA est cependant plus

rigoureuse que celle de l'IEEE car elle laisse peu de place aux erreurs d'interprétation possibles lors des essais de rendement.

b) 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.

c) Norme de l'IEC :

La norme de l'IEC n'est pas aussi précise que les normes de la CSA et de l'IEEE qui calculent les pertes supplémentaires dues à la charge de façon précise. Elle fixe les pertes supplémentaires dues à la charge à 0,5 % de la puissance absorbée en plus d'accorder une tolérance au rendement.

d) Norme de la JEC :

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

II.3.1.3. Comparaison entre les normes

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 utilisé 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, [16, 25].

On considère, de façon générale, que la norme CSA C390 (IEEE 112 méthode B) constitue la méthode la plus précise. Une harmonisation future des diverses normes est probable, mais sa mise en application va demander du temps.

II.3.2. Facteurs Influent 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: le rendement et les techniques de commande du moteur, la qualité du système d'alimentation, le réseau de

distribution, la taille des moteurs électriques, les moyens mécaniques de transmission, les problèmes d'entretien, cycles de gestion de charge...etc, [26].

➤ **Qualité d'alimentation en énergie**

Les moteurs électriques et en particulier moteurs à induction, sont conçus pour fonctionner dans des conditions optimales, 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 du rendement et une réduction de la vie de moteur ; exemple des alimentations à travers des convertisseurs ou les formes d'ondes sont riches en harmoniques.

➤ **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 (les sur charges) ou à un fonctionnement à vide des moteurs ; de telles conditions doivent être évitées.

➤ **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.

➤ **Plage d'utilisation des moteurs**

D'une manière générale le rendement (η) des moteurs électriques prend une valeur maximal pour : $0.6 I_n \leq I_1 \leq 1.0 I_n$, 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).

II.4. Amélioration du rendement d'une MAS

Généralement, pour améliorer le rendement des moteurs, deux approches peuvent être adoptées:

II.4.1. Procédure de commande

La plupart des installations mettant en jeu des débits tels que pompes, ventilateurs et compresseurs sont utilisées sans réguler la vitesse de ces moteurs. Le plus souvent, on se contente de modifier de manière conventionnelle le débit en agissant par étranglement ou en utilisant des vannes ou des volets d'air. Mais lorsque le débit n'est pas régulé en jouant sur la vitesse de rotation des moteurs, ceux-ci tournent en permanence à pleine vitesse. Un système sans régulation de la vitesse gaspille la plupart du temps des quantités considérables d'énergie. Une régulation de la vitesse des moteurs avec des variateurs de fréquence permet d'économiser jusqu'à 70% d'énergie, [27].

a) Variateurs de vitesse

Le variateur de vitesse pour moteur asynchrone reprend les mêmes principes de base que le variateur pour moteur à courant continu.

L'apparition sur le marché de variateurs de vitesse économiques pour moteur asynchrone est assez récente.

L'évolution des technologies a permis la réalisation de variateurs économiques fiables et performants.

i) Convertisseur de fréquence

Le convertisseur de fréquence, alimenté à tension et fréquence fixes par le réseau, assure au moteur, en fonction des exigences de vitesse, son alimentation en courant alternatif à tension et fréquence variables.

Pour alimenter convenablement un moteur asynchrone à couple constant quelle que soit la vitesse, il est nécessaire de maintenir le flux constant. Ceci nécessite que la tension et la fréquence évoluent simultanément et dans les mêmes proportions.

Le circuit de puissance est constitué par un redresseur et un onduleur qui, à partir de la tension redressée, produit une tension d'amplitude et fréquence variables (Figure II.1). Pour respecter la directive CE - Communauté Européenne - et les normes associées, un filtre « réseau » est placé en amont du pont redresseur.

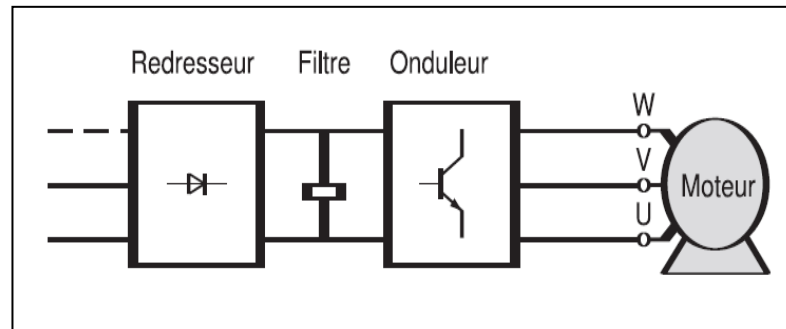


Figure II.1 : Schéma de Principe d'un Convertisseur de Fréquence.

ii) Gradateur

Ce dispositif de variation de tension, figure II.2 exploitable pour l'éclairage et le chauffage, n'est pratiquement plus utilisé comme variateur de vitesse.

Par le passé, cette solution a été utilisée avec des moteurs asynchrones à cage résistante ou à bagues. On voit clairement qu'une variation de vitesse est possible en faisant varier la tension et en particulier avec un moteur à cage résistante. Ces moteurs asynchrones sont dans la majorité des cas triphasés, occasionnellement monophasés pour les petites puissances (jusqu'à 3 kW environ). Autrefois populaires pour certaines applications, telle la variation de vitesse des petits ventilateurs, les gradateurs ont quasiment disparu au profit des convertisseurs de fréquence plus économiques en phase d'exploitation.

Il est utilisé comme démarreur ralentisseur progressif, dans la mesure où un couple de démarrage élevé n'est pas nécessaire et permet de limiter l'appel de courant, la chute de tension qui en découle et les chocs mécaniques dus à l'apparition brutale du couple.

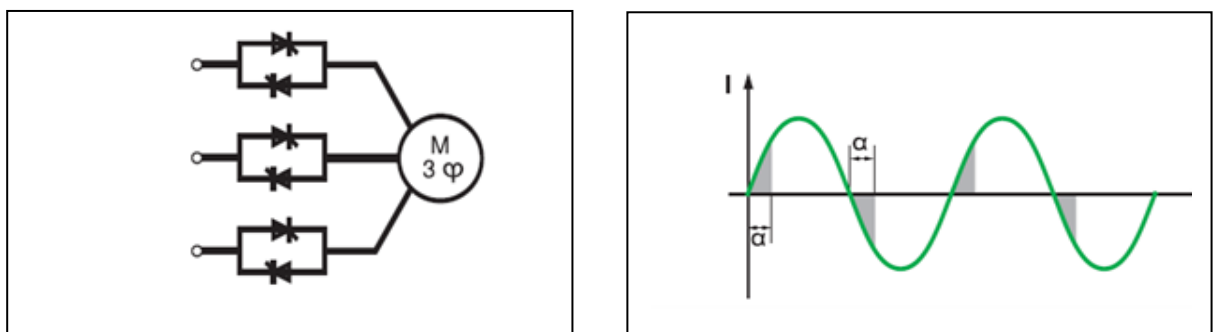


Figure II.2 : Démarrage de Moteurs Asynchrones et Forme du Courant d'Alimentation.

b) Lois de commande du moteur asynchrone

Les variateurs de vitesse pour moteur asynchrone de première génération utilisaient une loi de commande, dite en U/F dite également commande scalaire, seule possibilité réalisable économiquement. L'apparition des microprocesseurs et de leur puissance de calcul a permis

d'appliquer la commande vectorielle, infiniment plus performante. Les constructeurs proposent sur la majorité de leurs produits la commande scalaire, la commande vectorielle sans capteur et sur certains variateurs, la commande vectorielle avec capteur, [10].

➤ **Choix du moteur**

Les convertisseurs de fréquence peuvent alimenter des moteurs standards, sans précaution particulière, si ce n'est le déclassement à basse vitesse dans le cas de moteurs moto-ventilés.

Il sera toujours préférable, cependant, de choisir le moteur ayant le meilleur rendement et le plus haut $\cos(\varphi)$.

Dans les faibles puissances, le choix d'une moto variateur synchrone peut être judicieux en raison du rendement supérieur.

➤ **Nature de la charge**

Les convertisseurs de fréquence s'imposent pour le réglage de débit des pompes et ventilateurs en raison de la caractéristique de couple de ces charges.

L'usage de variateurs de vitesse par rapport à des fonctionnements tout ou rien ou à des systèmes de réglage faisant appel à des vannes, des volets ou des clapets permet des économies substantielles d'énergie.

La documentation des constructeurs donne des exemples de calcul d'économie d'énergie permettant d'estimer le retour sur investissement.

Cette économie ne peut être évaluée qu'en connaissant parfaitement l'application et les spécialistes des constructeurs sont en mesure de guider le choix de l'utilisateur.

➤ **Réduction de la maintenance**

Les convertisseurs de fréquence et les démarreurs électroniques effectuent un démarrage progressif qui élimine les contraintes mécaniques imposées à la machine pouvant ainsi être optimisée directement à la conception.

Dans le cas de la commande multi-moteur (ex. station de pompage), une gestion appropriée des moteurs permet d'équilibrer les heures de fonctionnement de chacun d'entre eux et d'augmenter la disponibilité et l'endurance de l'installation.

II.4.2. Procédure de la conception

La démarche de la conception des machines électriques semble simple et séquentielle comme illustrée sur la figure II.3.

À partir d'un cahier des charges clairement exprimé, le concepteur à la tâche de le traduire dans l'un des formalismes mathématiques. Pour chaque formulation, il existe des multitudes solutions adaptés. Enfin, l'exploitation et l'analyse des résultats par le concepteur expert à travers un prototype réalisé, [28].

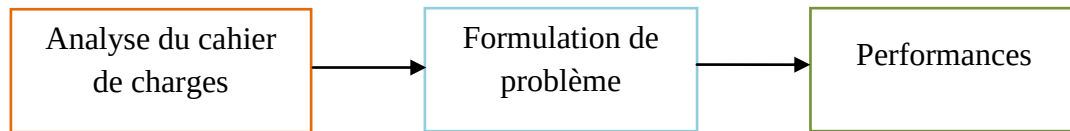


Figure II.3 : Démarche d'une Résolution d'un Problème de Conception.

La séquence mentionnée précédente rentre dans l'axe de la conception par la méthode traditionnelle ou classique avec ses inconvénients.

En effet, Le sujet de notre projet propose une solution alternative. Cette solution est dite CAO optimisée, qui nécessite un banc d'essai virtuel et un choix convenable d'une méthode d'optimisation pour répondre à certaine performance.

Commençant par l'exposition de la méthode de conception analytique dans le troisième chapitre, par la suite une synthèse des méthodes d'optimisations et l'application sur une machine asynchrone dans le dernier chapitre.

II.5. Moteurs à induction produits en Algérie

II.5.1. E.E.I Azazga

En fait, Électro-Industries est leader en électrotechnique au niveau national." Aujourd'hui, l'entreprise produit son propre label après une production sous licence Siemens. Depuis le mois de mai 2004, cette EPE possède une certification ISO 9001 version 2000. Depuis sa transformation en SPA, l'entreprise a adopté une démarche qui lui assure son équilibre actuel: produits de qualité et une politique rigide de l'emploi. Cela lui permet de faire front à plusieurs défis : des approvisionnements, [13].

II.5.2. Gamme de fabrication

Les moteurs électriques, basses tensions, fabriqués par Electro-industries Azazga sont des types asynchrones triphasés à une ou deux vitesses, et monophasés à condensateurs. De construction fermée, à carcasse ventilé, en alliage d'aluminium et en fonte. Les rotors sont en court circuits, à cage d'écureuil, en aluminium pour (petits et moyens moteurs) et en barres de cuivre (grands moteurs), [29].

II.5.3. Caractéristique générales

Les caractéristiques ci-dessous sont relatives aux moteurs standards. :

- Tension nominales à 50 Hz : 220 V -380 V -660 V (Tolérance $\pm 5\%$) ;
- Type de service : S1 continu (Température ambiante 40 °C et altitude 1000 m) ;
- Classe d'isolation : F (tropicalisée) ;
- Refroidissement et ventilation : ventilateur externe monté sur l'arbre, protégé par un capot ;
- Formes de construction : B3 –B5 –B35 ;
- Équilibrage dynamique des rotors avec clavettes ;
- Degré de protection : IP54 – IP55 ;
- Paliers des moteurs de HA 71 à 250 mm sont graissés à vie ;
- Paliers des moteurs de HA 280 à 400 mm sont munis d'un dispositif de graissage ;
- Peinture standard : 111gris pierre RAL 7030 ;
- Des moteurs spécifiques peuvent être fournis sur la demande.

II.5.4. Normes

Les moteurs sont conformes aux normes suivantes, [29] :

- CEI 34-1 : Machines électriques tournantes – Caractéristique assignées et de fonctionnement ;
- CEI 34-2 : Méthodes pour la détermination des pertes et du rendement ;
- CEI 34-5 : Classification des degrés de protection (code IP) ;
- CEI 34-6 : Modes de refroidissement (code IC) ;
- CEI 34-7 : Classification des formes de construction et des dispositions de montage (code M) ;
- CEI 34-8 : Marques d'extrémité et sens de rotation ;
- CEI 34-9 : Limites de bruits ;
- CEI 34-11 : Protection thermique incorporée ;
- CEI 34-12 : Caractéristiques de démarrage des moteurs à induction à cage, à une seule vitesse, pour des tensions d'alimentation inférieures ou égales à 690 V - 50 Hz ;
- CEI 34-14 : Vibrations mécaniques des machines à partir de la hauteur d'axe 56 mm ;
- CEI 72 : Dimensions et séries de puissance des machines électriques tournantes ;
- VDE 0530 : Règlement relatifs aux machines électriques tournantes.

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.

Puisque l'approche proposée nécessite un modèle analytique pour la machine, alors dans le prochain chapitre, on appliquera une méthode de conception dite « méthode de LIWSCHITZ ».

Démarche de Conception d'une MAS

Introduction

La caractérisation des machines asynchrones nous entraîne à formuler une méthode de dimensionnement qui s'appuie sur les équations de la machine en tenant compte des divers phénomènes électromagnétiques et aboutit à une définition globale de la machine.

Dans ce chapitre, premièrement on va présenter les différentes méthodes utilisées dans le dimensionnement et la conception des machines électriques dont on s'intéresse plus particulièrement à la méthode de LIWSCHITZ. Deuxièmement, on vérifie les performances de la machine en termes de capacité de surcharge, facteur de puissance, rendement et les conditions de démarrage.

III.1. La conception en génie électrique

La conception correspond à la définition d'un objet ou d'un système (ensemble d'objets) répondant à un besoin défini dans un cahier des charges. Nous retiendrons l'importance du cahier des charges qui doit nécessairement être clairement posé, [30].

Dans le cadre du génie électrique, le cahier des charges doit contenir la ou les fonctions à réaliser (conversion d'énergie électromécanique, conversion d'énergie électrique, traitement de signaux, etc.) et les contraintes qui reposent sur ces fonctions (caractéristiques techniques, performances, encombrement, mais aussi caractéristiques économiques ou écologiques, ...etc.).

Par exemple un entraînement à vitesse variable sera défini par :

- sa fonction : entraîner une charge (un véhicule, un ascenseur, un ventilateur, une pompe,...etc.) à vitesse variable ;
- les contraintes sur cette fonction : la plage de vitesse à couvrir, le couple ou la puissance devant être fourni par le système sur cette plage de vitesse, les cycles de fonctionnement, les limites thermiques, la consommation d'énergie, la source d'énergie disponible, le prix objectif, les limites de pollution auditive,... etc.

III.2. Vue globale de la méthode utilisée pour la conception

La procédure de conception repose sur deux parties mutuellement dépendantes : synthèse et calcul analytique puis analyse. La synthèse a été mentionnée ici comme une part de la méthode de conception. Les points de départ pour l'analyse sont les dimensions géométriques obtenues par la synthèse. L'analyse des performances des différents moteurs est effectuée avec un model de simulation détaillé (simulation magnétique et électrique...etc.), les performances sont évaluées par simulation, [31].

III.3. Méthodes de calcul et dimensionnement d'une machine électrique

Il existe plusieurs méthodes pour le dimensionnement des machines électriques ; c'est un domaine très large dont l'approche utilise plusieurs hypothèses.

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. Alors que les caractéristiques statiques et dynamiques sont calculées d'après les schémas équivalents de la machine, [31].

III.3.1. Première Méthode

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

- Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à 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.

III.3.2. 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 due à la disposition en biais des encoches rotoriques.

III.3.3. Troisième Méthode

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

III.3.4. 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.

Dans l'organigramme de la figure III.1, on essaye de résumer les étapes jugées importantes de cette méthode, [31, 33].

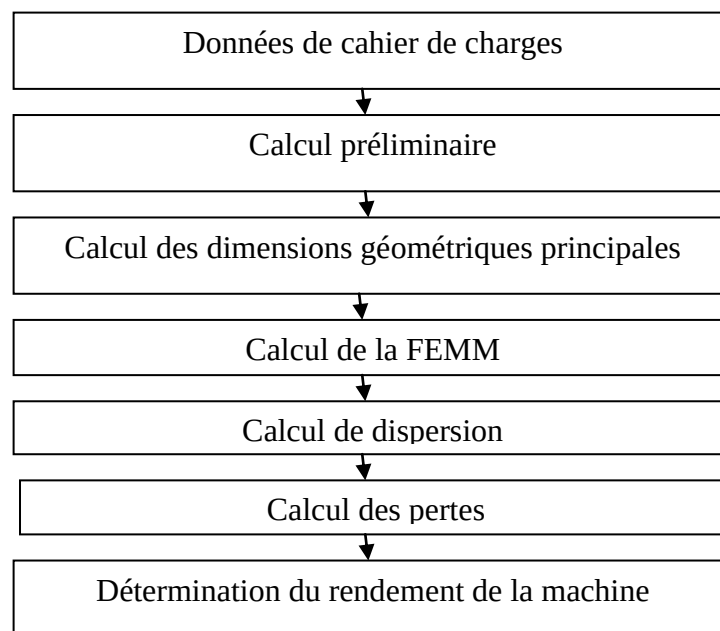


Figure III.1 : Organigramme de Procédure de Conception.

III.3.4.1. Cahier de charge

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

Toutes ces grandeurs sont analysées dans la conception du moteur par une méthode de calcul développée dans un programme sous Matlab, [32].

III.3.4.2. Calcul préliminaire

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente, La relation entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation III.1 définissant le coefficient d'utilisation de la machine, [33].

$$C = \frac{P_s 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n} = \frac{k_{w1} B_{\delta max} A_1}{8,6. 10^3} \quad (\text{III. 1})$$

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 :

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

D'autre côté on a:

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

Ainsi que :

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

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

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

Alors le flux maximal :

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

En outre, le pas polaire est :

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

La densité linéaire du courant au stator A_1 :

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

La relation III.2 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_δ , A_δ sont estimées à partir des abaques en fonction de τ_p , p « Figure A.1, figure A.2 », [31].

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

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

Le rapport λ est en fonction du nombre de paires de pôles et varie dans un intervalle Figure A.3, [31].

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

a) Encoche statorique

Il est donné par la relation suivante, [34] :

$$Z_1 = 2pqm \quad (\text{III. 10})$$

p : Nombre de paire de pôles ;

q : Nombre de bobine par groupe ;

m : 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 pôle p et du nombre d'encoches statoriques Z_1 .

Pour le nombre de paire de pole $p = 2$, on a tableau suivant, [31] :

Tableau III.1 : Tableau d'Encoche Rotorique.

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

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, [31].

d) Enroulement de la machine

i) Facteur de bobinage

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

K_{w1} : Facteur de bobinage ;

K_{p1} : Facteur de raccourcissement ;

K_{d1} : Coefficient de distribution.

ii) Facteur de distribution

Il est défini par :

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

iii) Facteur de raccourcissement

Il est défini par :

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

y : Ordre d'harmonique.

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

III.3.4.4. 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 calcul le flux Φ par pôle. On peut ensuite déterminer aisément les valeurs de l'induction B_i et du champ magnétique correspondant H_i dans chaque tronçon du circuit magnétique par conservation du flux, [33] :

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

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

$$B_i = \frac{\Phi_{\tau max}}{S_i} \equiv \frac{l_i}{K_f l_{Fe}} \frac{\tau_s}{Z_y} B_{\delta max} \quad (III. 15)$$

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, fig A.4, [31].

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

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

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

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 :

$$F_{\delta} = H_{\delta} \cdot \delta = \delta \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_{\delta}} \quad (III. 17)$$

Tel que :

$$B_{\delta} = \frac{\Phi_{\delta}}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad (III. 18)$$

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 .

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

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.

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (III. 20)$$

Soit :

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

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, [35].

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:

$$F_z = \int_0^{z=h} H_z dl_z \quad (\text{III.22})$$

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

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

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

$$F_z = h_z \cdot H_{z.moy} \quad (\text{III.24})$$

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 :

$$K_s = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (\text{III.25})$$

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 :

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

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

i) Rotorique

$$h_{z2} = \frac{D - 2\delta - 2pt - h_{j2}}{2p} \cdot \pi \quad (\text{III.27})$$

ii) Statorique

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

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

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

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 de la valeur efficace de l'induction dans l'entrefer à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer aussi.

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

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

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

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

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

i. 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 :

$$V_1 \approx E_1 = 4K_f f_1 N_1 K_{w1} \cdot \phi \quad (\text{III.32})$$

On a aussi :

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

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

D'où l'on peut écrire :

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot \left(\frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \right)}{4K_f \cdot f_1 N_1 K_{w1} \cdot \Phi} \quad (\text{III. 35})$$

ii. 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 $\phi_{\sigma 1}$ 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 ;

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

$\Phi(1 + \sigma_{H1})$: 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 :

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

1) Pour le stator

$$B_{z1p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1p}} \cdot B_\delta (1 + \sigma_{H1}) \quad (\text{III. 37})$$

$$B_{z1m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1p}} \cdot B_\delta \left(1 + \frac{2}{3} \sigma_{H1}\right) \quad (\text{III. 38})$$

$$B_{z1t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1p}} \cdot B_\delta \left(1 + \frac{1}{3} \sigma_{H1}\right) \quad (\text{III. 39})$$

$$B_{j1} = \frac{\Phi_\delta}{K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j1}} \cdot B_\delta (1 + \sigma_{H1}) \quad (\text{III. 40})$$

2) Pour le rotor

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2p}} \cdot B_\delta \quad (\text{III. 41})$$

$$B_{z2m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2p}} \cdot B_\delta \quad (\text{III. 42})$$

$$B_{z2t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2p}} \cdot B_\delta \quad (\text{III. 43})$$

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2K_{fe} L_{fe} h_{j2}} \quad (\text{III. 44})$$

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 :

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

$$F_{z1} = H_{z1} \cdot h_{z1} \quad (\text{III. 46})$$

$$F_{z2} = H_{z2} \cdot h_{z2} \quad (\text{III. 47})$$

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot l_{j1} \quad (\text{III. 48})$$

$$F_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2} \quad (\text{III. 49})$$

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

$$F_{tot} = 2F_{\delta} + 2F_{z1} + 2F_{z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad (\text{III. 50})$$

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, [33].

iii. Calcul des courants

1) Courant magnétisant

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

2) 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 :

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

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

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

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

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

D'où on déduit I_2 :

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

Et le courant de l'anneau en court circuit :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \sin \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (\text{III. 56})$$

III.3.4.5. 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, [33].

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

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

a) 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 :

$$\lambda_{\sigma Z} = \frac{h_1}{3 \cdot b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (\text{III. 57})$$

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

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

Et la perméance d'encoche est donnée par :

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

b) Réactance de fuite différentielle

Pour le stator :

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

Pour le rotor :

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

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 :

$$X_{\sigma b} = 12,56 \cdot f \cdot \frac{N^2}{p} \cdot \Lambda_{\sigma b} \quad (\text{III. 62})$$

d) Calcul des coefficients de dispersion

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

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

III.3.4.6. 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. L'étude des pertes et celle du rendement sont étroitement liées. Les moteurs électriques avec rendement élevé peuvent être relativement petits. En d'autres termes, un rendement élevé correspond à une densité de puissance élevée. À une vitesse réduite, le rendement est critique, ceci est dû au fait que la plupart des entraînements électriques fonctionnent la plupart du temps avec 40% à 80% de la vitesse nominale, [10].

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

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

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

- La résistance statorique par phase est:

$$R_1 = \rho \cdot \frac{L_{tot}}{S} = \frac{2N_1 \cdot L_{\infty} \cdot c}{S} \quad (\text{III. 66})$$

- Les pertes rotoriques :

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

Résistance d'une barre :

$$R_{bar} = \rho \cdot \frac{L_{bar}}{S_{bar}} \quad (\text{III. 68})$$

Résistance de l'anneau :

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

b) Pertes dans le fer

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

i) Pertes par Hystérésis

Les pertes par Hystérésis représentent l'énergie nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer, [36].

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,

$$P_h = a \cdot b \cdot B_{max} + b \cdot f \cdot B_{max}^2 \quad (\text{III. 70})$$

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 :

$$P_h = K_H \cdot f \cdot B_{max}^2 \cdot 10^{-2} \quad (\text{III. 71})$$

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.

ii) 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 :

$$P_w = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B_{max}^2)^2 \cdot 10^2 \quad (\text{III. 72})$$

c) 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 .

$$P_{hj} = K_H \cdot f \cdot B_j^2 \cdot m_j \cdot K_j \cdot 10^{-2} \quad (\text{III. 73})$$

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.

$$P_{wj} = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B_{max}^2)^2 \cdot m_j \cdot K_{wj} \cdot 10^2 \quad (III.74)$$

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.

d) Pertes dans les dents

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

$$P_{hz} = K_H \cdot f \cdot B^2 \cdot m_z \cdot 10^{-2} \quad (III.75)$$

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

$$P_{wz} = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B^2)^2 \cdot m_z \cdot 10^2 \quad (III.76)$$

e) 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 .

III.3.4.7. Paramètre de construction diagramme circulaire

a) Détermination des paramètres de marche à vide

1. Courant de marche à vide I_0 ;
2. Facteur de puissance $\cos\varphi_0$.

Le courant de marche à vide I_0 caractérise le courant magnétisant et les pertes à vide de la machine, [35].

$$I_0 = I_{m0} + I_{0a} \quad (III.77)$$

Puisque l'on considère $I_m = cte$ on peut écrire que $I_m = I_{m0}$

$$I_{0a} = \frac{P_{fe} + P_{(vt+ft)}}{m_1 \cdot V_1} \quad (III.78)$$

$$\begin{cases} I_0^2 = I_{0a}^2 + I_m^2 \\ \cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} \end{cases} \quad (\text{III. 79})$$

b) Calcul des paramètres de marche en court circuit

1. Courant de court-circuit I_{cc} ;
2. Facteur de puissance de court-circuit $\cos \varphi_{cc}$.

Avec :

$$I_{cc} = \frac{V_1 \cdot (1 + \sigma_{H1})}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{\sigma tot})^2}} \quad (\text{III. 80})$$

$$X_{\sigma tot} = X_{\sigma 1} + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot X'_{\sigma 2}] \quad (\text{III. 81})$$

$$R_{\sigma tot} = R_1 + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot R'_{\sigma 2}] \quad (\text{III. 82})$$

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

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{R_{\sigma tot}}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{\sigma tot})^2}} \quad (\text{III. 83})$$

Et les paramètres du schéma équivalent de la machine sont les suivants :

$$L_s = \frac{Q_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} = \frac{3 \cdot V \cdot I_0 \cdot \sin \varphi_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} \quad (\text{III. 84})$$

$$L_s - l_{\sigma s} = M \quad (\text{III. 85})$$

$$L'_r = M + l'_{\sigma r} \quad (\text{III. 86})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L'_r \cdot L_s} \quad (\text{III. 87})$$

III.6. Application à la machine type DIN-IEC 34-T2

Après avoir exposé la méthode de conception et d'identification géométrique de la machine asynchrone à cage, on va appliquer sur une machine type DIN-IEC 34-T2, [29] dont les caractéristiques sont données sur le **Tableau 2.1**:

Tableau III.2 : Plaque Signalétique de la Machine Etudiée.

Cahier de charge	Symbole	Unité	Grandeurs
Puissance utile	P_u	Kw	1.1
Courant absorbé	I_1	A	2.8
Tension nominale	V	V	220
Vitesse	N_r	trs/mn	1400
Type de protection	IP	-----	IP54
Poids	m	Kg	12
Fréquence	f_1	Hz	50

III.6.1. Programme de conception développé

Selon la structure de la Figure III.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.

III.6.2. Résultats du programme

Après l'exécution du programme développé, on obtient les résultats sous la forme suivante :

```

*****
*****      PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT      *****
*****      MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL      *****
*****
*****      FICHE DES RESULTATS      *****
*****
*****      DONNEES DU CAHIER DES CHARGES      *****
*****
Puissance Utile (W)                Pu      ..    1100
Tension Simple de Phase (V)        Vl      ..    220
Nombre de Phases de la Machine ml  ml      ..     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      ..   0.740
Facteur de Puissance Estime          Cosfie  ..   0.810
Coefficient de Dispersion Estime     Kdisp   ..   0.978
Puissance Absorbée par la Machine (W) Pabs    ..  1486.5
Courant de Phase de la Machine (A)  Il       ..   2.781
Puissance Interne Apparente (VA)     Si       ..  1794.8
Const.Forme Induction Non Sinusoidale Kfind   ..   4.000
Facteur Forme induction dans Entrefer Kf       ..   1.085
Coefficient de Recouvrement du Pole  Kfnp    ..   0.700
Facteur de Geometrie Estime Machine Landael ..   0.800
Densite Courant Lineaire Estimee(A/m) Al       ..  20000
Induction magnet.Estimee Entrefer(T) Bd       ..   0.640
Longueur virtuelle estimee (m)       lie      ..   0.072
Pas Polaire estime (m)               Taue     ..   0.090
Coef.Utilisation estime minimum      Cest1    ..   1.266
Entrefer Estime (m)                  Deltae   ..   0.00030
Effort Tangentiel Apparent Estime(N/m²) Sigmae  ..  7693.7
Nombre Encoche/Pole et /Phase        q1       ..     3
Fact.distribution Onde fondamentale  Kd1      ..   0.960
Coefficient de raccourcissement       Kp1      ..   0.940
*****
*****
*****      PARTIE UNE      *****
*****
*****      01 --  CALCULS PRELIMINAIRES      *****
*****
Coefficient de Enroulement           Kw1      ..   0.902
Nombre Encoches de la machine         Z1       ..    36
*****
*****
*****      02 --  DIMENSIONS GEOMETRIQUES      *****
*****
Determination du Diametre(m)          D1       ..   0.11459
Calcul Pas Polaire (m)                 Tauc1    ..   0.09000
Longueur virtuelle (m)                 lic       ..   0.07200
Calcul du Facteur de Geometrie          Landac1  ..   0.800
Calcul du Coefficient de Utilisation    Ccall    ..   1.266
*****
*****

```

```

***** PARTIE DEUX *****
***** DIMENSIONNEMENT DU STATOR *****
*****
***** 01 -- Nombre de Spires Par Phase *****
*****
Surface du Pas Polaire(m²)          Spp1      ..    0.00648
Nombre de Spires Par Phase          Nsph11     ..    378.7
Nombre de Spires choisies Par Phase NsphCh11  ..    378
Nombre total de Conducteurs du stator z1        ..    2272
Nombre Conducteurs/encoche du stator Nz1        ..    63
Induction Recalculee dans Entrefer(T) Bdr        ..    0.641
Entrefer Delta--Machines Asynchrone(m) Deltac1   ..    0.00030
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)       FluxU       ..    0.00291
Coefficient de Dispersion           SigH1       ..    0.02249
Flux Total (Wb)                    FluxT        ..    0.00297
Densite lineaire (A/m)              Alc         ..    18821
*****
***** 02 -- Dimensionnement Enroulement Statorique *****
*****
Densite du Courant Statorique (A/mm²) 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        ..    0.00656
Profondeur Encoche (m)              PEnc        ..    0.01186
Epaisseur Gorge Encoche (m)         EpgorZd1    ..    0.00200
Resistivite Enroulement Stator(Ohm.m) Rho1       ..    2.19e-008
Densite Volumique du Cuivre (kG/m3)  GamaCu1     ..    8890
Densite Volumique du Fer (kG/m3)     GamaFe1     ..    7600
Induction Estimee dans Culasse(T)    BCu1        ..    1.300
Coefficient Remplissage(Foisonnement) Kr          ..    0.900
*****
***** 03 --Dimensionnement des encoches statoriques *****
*****
Section Enroulement Statorique (mm²) Scond1     ..    5.56e-007
Diametre Conducteur (mm)            Dcond1     ..    0.00084147
Diametre Normalise Choisi (mm)      Dnorcd1     ..    0.00088147
Largeur Normalisee Choisi (mm)      Lnorcd1     ..    0.00074573
Hauteur Normalisee Choisi (mm)      Hnorcd1     ..    0.00074573
Section Normalisee (m²)             Snorcd1m     ..    5.56e-007
Largeur Conducteur isole (mm)       Lcdis       ..    0.001
Hauteur Conducteur isole (mm)       Hcdis       ..    0.001
Section Conducteur isole (m²)       Scdis       ..    6.17e-007
Pas dentaire Statorique (m)         Pd1         ..    0.010
Profondeur Encoche Calculee (m)     PEnc       ..    0.012
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         ..    0.190
Long.Moy.(demi-Spire) Conduct.(m)   LmoyCond   ..    0.262
long.Totale Enroulement Stator (m) LTCond1     ..    594.216
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)  Rphlm      ..    7.800
*****
***** 05 -- Reactance de Fuite Totale Par Phase du Stator *****
*****
Permeance Zone Dent.Stator(Unite???) PermZ1     ..    4.65e-008
Permeance Flux diff.Stator(Unite???) PermD1     ..    7.25e-008
Permeance Tete Bobine Stator(Unite???) PermB1     ..    6.11e-008

```

```

React.Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)      Xf1      ..   8.080
React.Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)      Xf1      ..   8.080
*****
*****
***** 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    ..   0.067
Densite de Courant dans Anneau (A/mm²)     JAn      ..  6000000
Resistivite Al. Enroul.Rotor(Ohm.m)        RhoAl2   ..  3.6e-008
Densite de Courant Barre (A/mm²)           JBar     ..  6000000
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    ..   0.007
FEM a Vide de chaque Barre Rotorique (V)   E2Bar    ..   0.316
Pertes Vent. et Frottement (W)              PVF      ..  16.500
Pertes Supplementaires (W)                  PSup     ..  11.000
Courant de Barre Rotorique (A)              IBar     ..  79.759
Courant dans Anneau Rotorique (A)           IAn      .. 305.528
Epaisseur Anneau Cage (mm)                  EpAn     ..   0.007
Profondeur Anneau Cage (mm)                 ProfAn   ..   0.007
Longueur moyenne Anneau (mm)               LAn      ..   0.344
*****
***** 02 -- Calcul Resistance Equivalente par Phase du Rotor *****
*****
Resistance Anneau a 75°C (Ohm)              RAn      ..  2.69e-006
Epaisseur Barre Cage (mm)                   EpBar    ..   0.004
Profondeur Barre Cage (mm)                  ProfBar  ..   0.004
Longeur Barre Cage (mm)                     LBar     ..   0.087
Resistance de la Barre a 75°C (Ohm)          RBar     ..  0.000236
Resist.Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)      Rph2     ..  0.000256
*****
***** 03 -- Calcul Reactance de Fuites Totale du Rotor *****
*****
Permeance Zone Dentaire Rotorique           PermZ2   ..  1.2e-006
Permeance Flux differentiel Rotorique        PermD2   ..  3.6e-007
Permeance Tete de Bobine Rotorique          PermB2   ..  8.6e-008
Reactance Totale du Rotor (Ohm)             Xf2      ..  0.000257
*****
***** PARTIE QUATRE *****
***** CALMCUL DU POIDS TOTAL DU MOTEUR *****
***** 01 -- Calcul du Poids Total du Stator *****
Epaisseur Culasse Stator (m)                EpCul1   ..   0.018
Diametre Exterieur Culasse Stator (m)       DExCul1  ..   0.180
Poids Fer Culasse du Stator (kG)            PFeCul1  ..   4.425
Poids Fer Zone dentaire du Stator(kG)       PFeZd1   ..   1.427
Pas de encoche (m)                          TauEnc   ..   0.010
Facteur de Raccourcissement 11Enc/12Enc     FRac     ..   0.778
Poids de Cuivre du Stator (kG)              PCulm    ..   2.938
Poids Total du Stator (kG)                  PT1      ..   8.790
*****

```

```

***** 02 -- Calcul du Poids Total du Rotor *****
*****
Poids des Barres (kG)          PBar      ..  0.150
Poids des Anneaux Radiaux (kG) PAn      ..  0.095
Poids du Fer Zone Dentaire Rotorique(kG) PFeZd2 ..  0.390
Epaisseur de la Culasse Rotorique (m)  EpCul2 ..  0.039
Poids de la Culasse Rotorique (kG)      PCul2 ..  4.039
Diametre de Arbre (m)           Darbre   ..  0.027
Poids du Fer arbre (kG)         PfeAr    ..  0.000
Poids Total du Rotor Cage Radiale (kG)   PT2   ..  4.674
*****
***** 03 -- POIDS TOTAL DU MOTEUR *****
*****
*****
POIDS TOTAL DU MOTEUR (kG)          PTM      ..  15.756
PUISSANCE MASSIQUE DU MOTEUR (kW/kG)  PMASM   ..  0.070
*****
*****
*****
*****
*****
*****
*****
*****
*****
*****
***** 01 -- Resistance Totale Ramenee au Stator *****
*****
Permeabilite du vide              Mu0      ..  1.3e-006
Coef.de Reduction de la machine    Kred     ..  29057.1
Resist. Rotor Ramenee au Stator(Ohm)  Rr21    ..  7.44269
Resist. Totale Ramenee au Stator(Ohm)  RTot    ..  15.48452
*****
***** 02 -- Reactance Totale Ramenee au Stator *****
*****
Reactance Rotor Ramenee au Stator (Ohm)  Xf21     ..  7.89412
Reactance Totale Ramenee au Stator (Ohm)  XfTot    ..  16.23013
*****
***** 03 -- FORCES MAGNETO-MOTRICES DANS LA MACHINE *****
*****
FMM dans la Zone Entrefer (At)          FmmDelta ..  345.6
Induction B a 1/3 tete dent stator (T)  BdZ13    ..  1.446
FMM Zone Dentaire Statorique (At)        FmmZ1     ..  8.9
Induction recaluculee Culasse Stator (T) BCulr1   ..  1.300
FMM dans la Zone Culasse Statorique (At)  FmmCul1   ..  30.9
Induction B 2/3 tete dent Rotor (T)      BdZ23     ..  1.480
FMM dans la Zone Dentaire Rotorique (At)  FmmZ2     ..  2.7
Induction recaluculee Culasse Rotor (T)   BCulr2    ..  0.570
FMM dans la Zone Culasse Rotorique (At)   FmmCul2   ..  5.9
FMM Totale/Paire de Poles (At)           FmmTot    ..  394.1
Coefficient de Saturation Calcule         KSAT     ..  1.300
Coefficient de Saturation Total           KSATot    ..  1.300
Courant Magnetisant du Stator Im (A)      Im        ..  0.856
Courant de Court Circuit Stator (A)       Ilcc      ..  10.126
Angle Dephasage Courant Court-Circuit    fiCC      ..  46.347
Couple de Demarrage Tstart (Nm)          Tstart    ..  13.8
Couple Nominal Tn (Nm)                  Tn        ..  7.5
*****

```

```

***** PARTIE SIX *****
***** CALCUL DU RENDEMENT *****
*****
***** 01 -- PERTES TOTALES DANS LE FER *****
*****
Pertes Dans le Fer du Stator (W)          PFerStat .. 51.2
Pertes Dans le Fer du Rotor (W)          PFerRot  .. 6.2
PERTES TOTALES DANS LE FER (W)           PFerTot   .. 57.4
*****
***** 02 -- PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX *****
*****
Pertes Pulsation/Flux Fer du Stator(W)    Ppuls1    .. 0
Pertes Pulsation/Flux Fer du Rotor (W)    Ppuls2    .. 16.500
PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX (W)  PpulsTot   .. 16.500
*****
***** 03 -- PERTES TOTALES -- CUIVRE DANS MACHINE *****
*****
Pertes Cuivre Enroul. du Stator (W)       PCuivre1   .. 180.9
Pertes Cuivre Cage du Rotor (W)          PCuivre2   .. 78.2
PERTES TOTALES-CUIVRE DANS MACHINE (W)    PCuivreTot.. 259.1
*****
***** 04 -- PERTES TOTALES -- FROTTEMENT/VENTILLATION *****
*****
Pertes Frottement/Ventil.(W)              PFrotVent  .. 16.5
*****
***** 05 -- SOMME DES PERTES DANS MACHINE *****
*****
Somme des Pertes dans la Machine (W)      SumPer    .. 349.511
*****
***** 06 -- RENDEMENT DE LA MACHINE *****
*****
Rendement de la Machine en (pcent)        RendM     .. 0.759
*****
***** PARTIE SEPT *****
***** PARAMETRES POUR ELABORATION DU DIAGRAMME DU CERCLE *****
*****
Courant actif a vide (A)                  Iact0      .. 0.103
Courant a vide (A)                        I0         .. 0.862
Angle de Dephasage a vide (Degre)         fi0       .. 83.120
Glissement Nominal 1 (pcent)              GliseN    .. 6.483
Facteur de Puissance Nominal              Cosfi     .. 0.790
Angle de Dephasage Nominal (Degre)        fil       .. 37.828
Facteur de Puissance Maximal              CosfiMax   .. 1.644
*****
***** PARTIE HUIT *****
***** CALCUL DE VERIFICATION DES PROPORTIONS *****
*****
Produit Rendement Facteur de Puissance   PETAFP     .. 0.599
Rapport Courant a vide/Courant Nominal    RT1       .. 0.31014
Section Totale Conducteurs Stator (m²)    STotCond1.. 0.00126126
Section Totale Conducteurs Stator (m²)    STotCond2.. 0.00063807
*****
***** PARTIE NEUF *****
***** DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT *****
*****
Inductance de Fuite Stator (H)            lsf1       .. 0.02572
Induct.Fuite Rotor Ramenee au Stator(H)   lfr21      .. 0.02374

```

```

Puissance Reactive a vide (VAR)      Q0      ..  565.1
Inductance Propre Phase du Stator (H) Ls1     ..  0.81786
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H) M       ..  0.79214
Induct. Propre Rot. Ramenee au Stator (H) Lr21  ..  0.81588
*****
*****
*****

```

L'examen des résultats du programme de conception à savoir rendement, couple nominal, couple de démarrage, ...etc. et leurs comparaisons avec celles du catalogue ($\eta = 74\%$, [28]) 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.

III.7. Étude des performances de la machine étudiée

III.7.1. Analyse statique

En plus, des résultats mentionnés précédemment. Le programme de conception développé permet de tracer le diagramme de cercle qui indique la variation du courant statorique en fonction du glissement lorsque la tension statorique est maintenue constante.

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

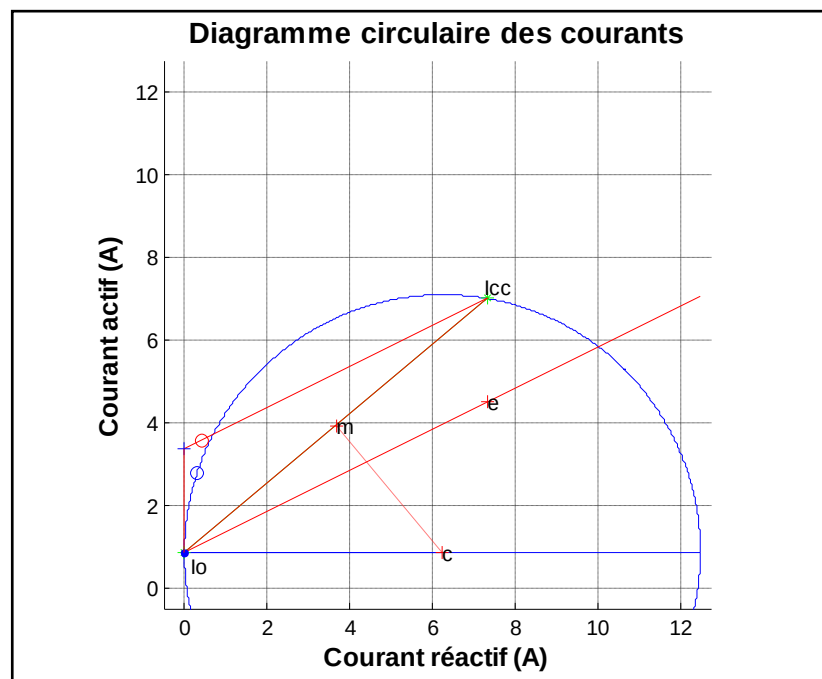
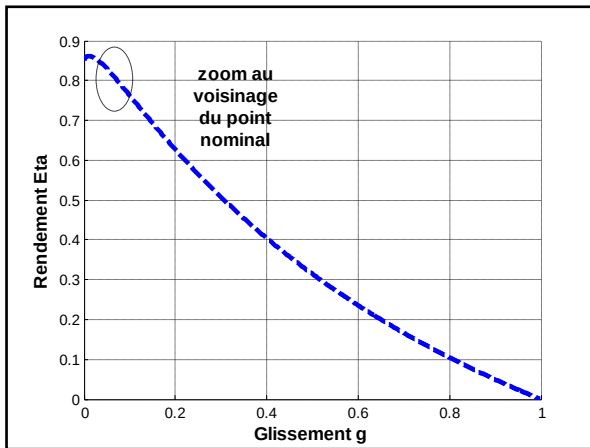
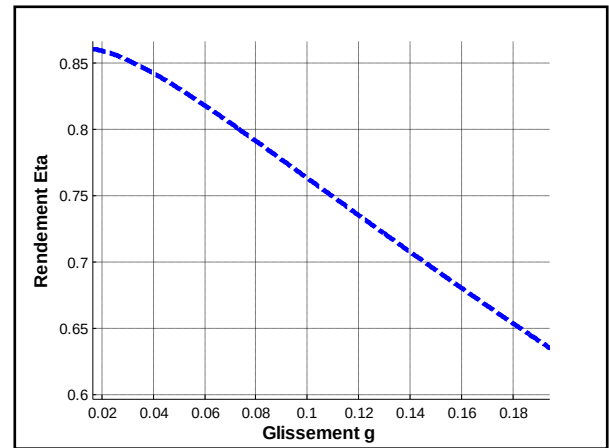


Figure III.2 : Diagramme de Cercle.

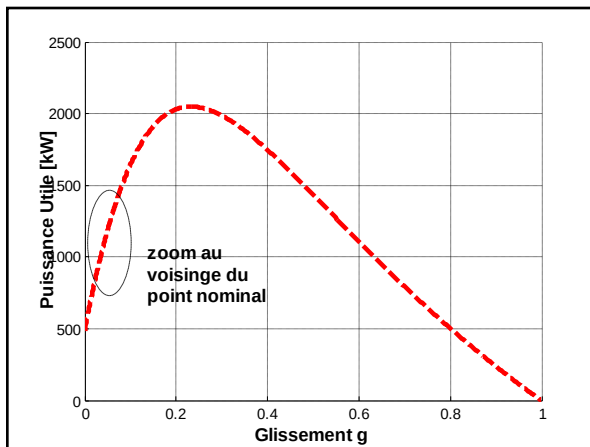


a) Rendement en fonction du glissement
 $\eta=f(g)$.

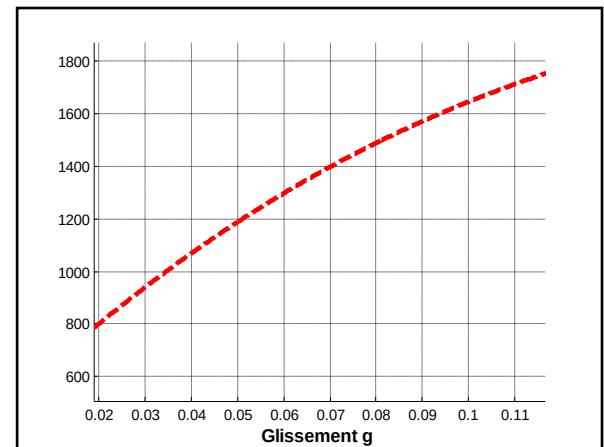


b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure III.3 : Caractéristique du Rendement en Fonction du Glissement.

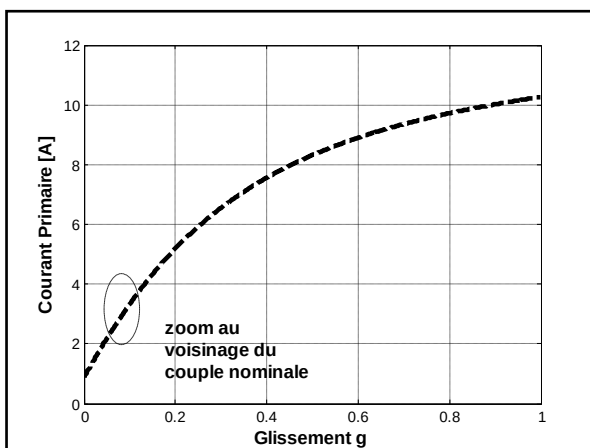


a) Puissance utile en fonction du glissement.

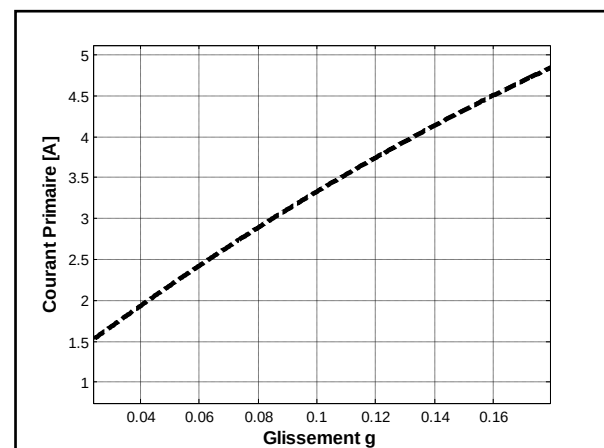


b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure III.4 : Caractéristique de la Puissance Utile en Fonction du Glissement.

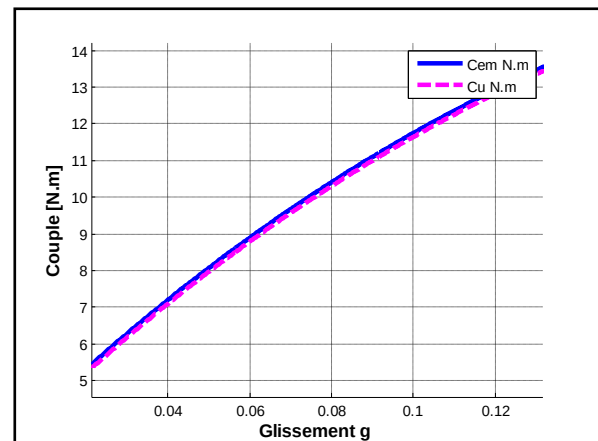
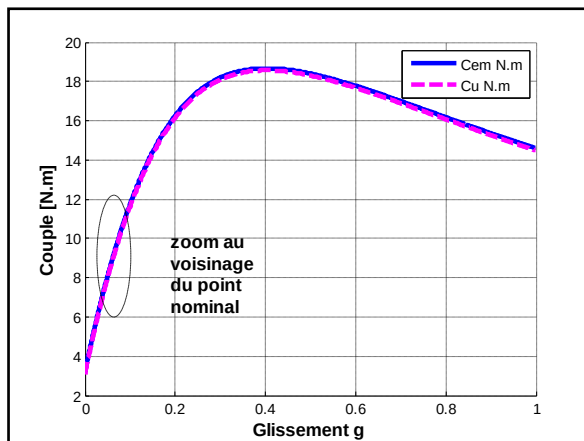


a) Courant primaire en fonction du glissement $I_s=f(g)$.

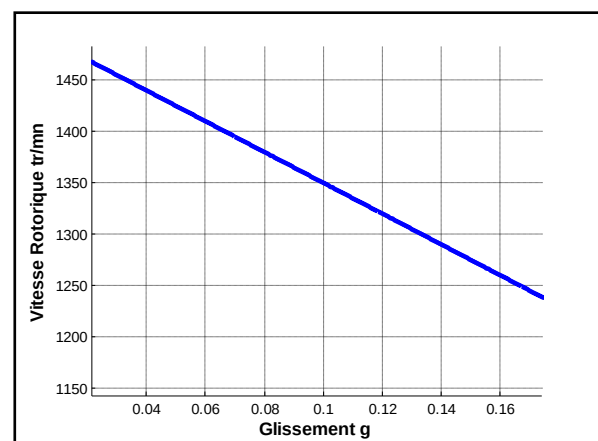
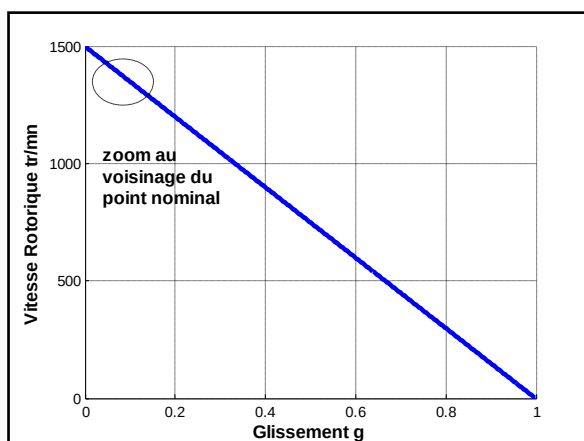


b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure III.5 : Caractéristique du Courant Primaire en Fonction du Glissement.

a) Couple en fonction du glissement $C=f(g)$.

b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure III.6 : Caractéristique de Couple en Fonction du Glissementa) Vitesse rotorique en fonction du glissement $n=f(g)$.

b) Zoom au voisinage du point nominal.

Figure III.7 : Caractéristiques du Vitesse Rotorique en Fonction de Glissement.

III.7.2. 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, [10].

Utilisant les résultats du programme de conception, le modèle analytique de la machine asynchrone et les blocs Simulink du logiciel MATLAB de figure III.8 : On va vérifier le couple de démarrage, le couple maximal, le courant maximal et le couple nominal (charge nominale), [6].

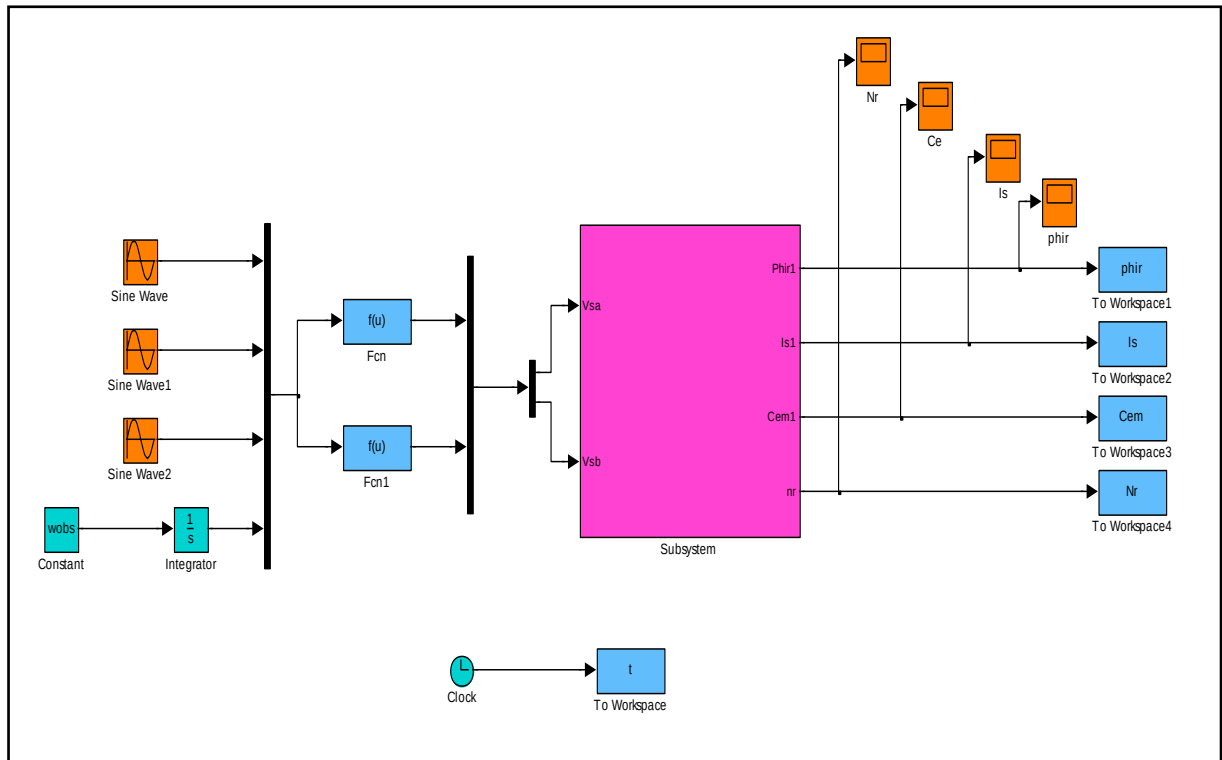


Figure III.8 : Schéma Fonctionnel du Banc d'Essai par Simulation.

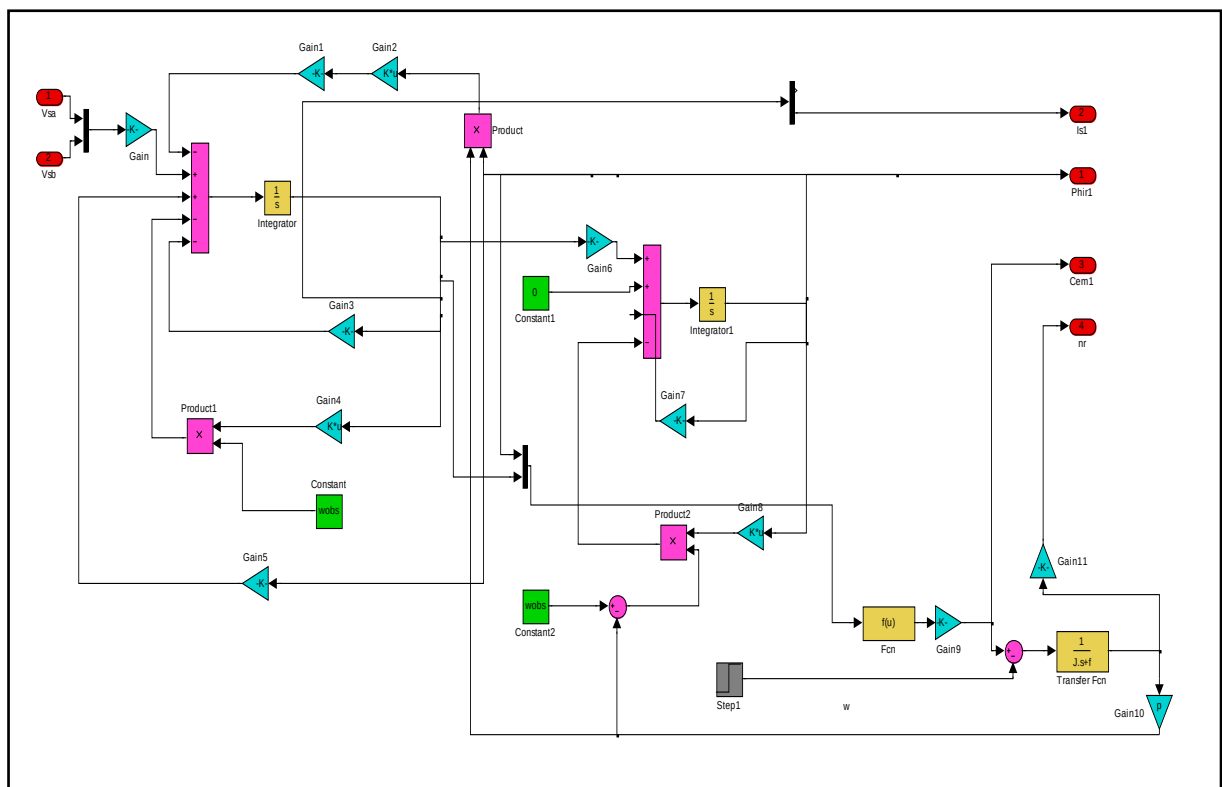
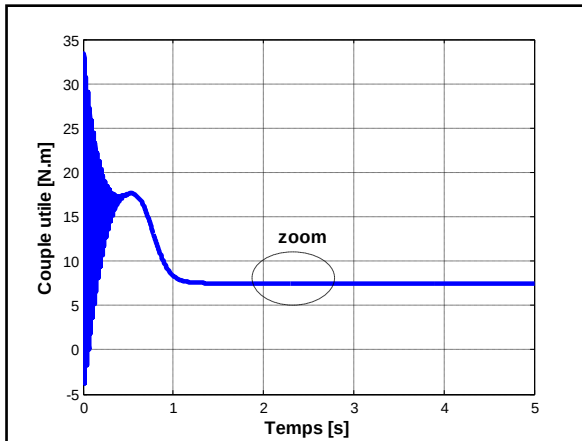
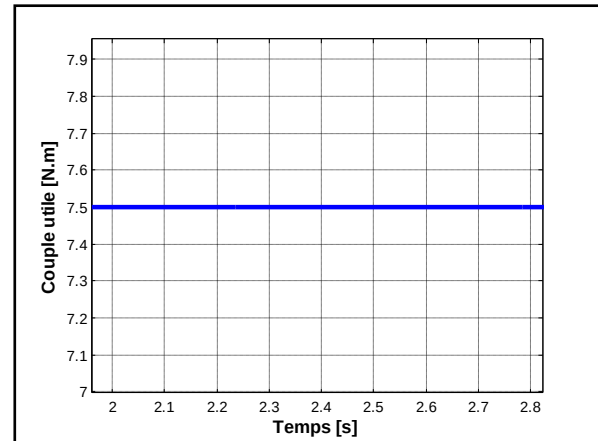


Figure III.9 : Détail du Bloc Subsystem.

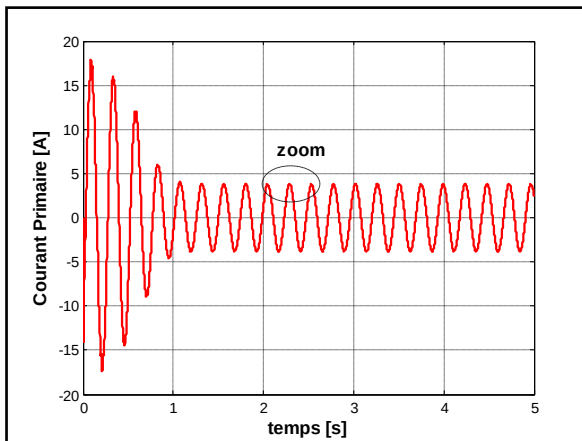
i) Test sur le couple nominal



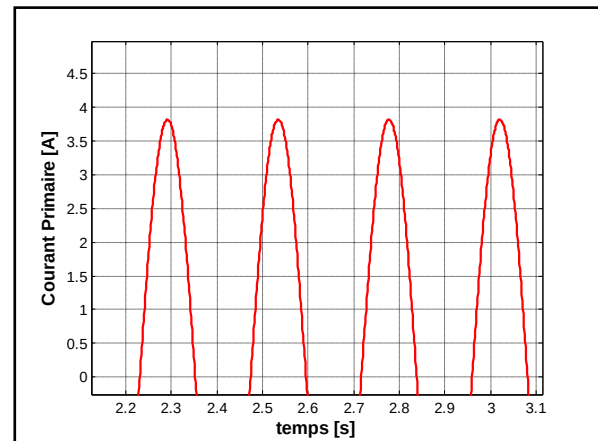
a) Couple nominale en fonction du temps.



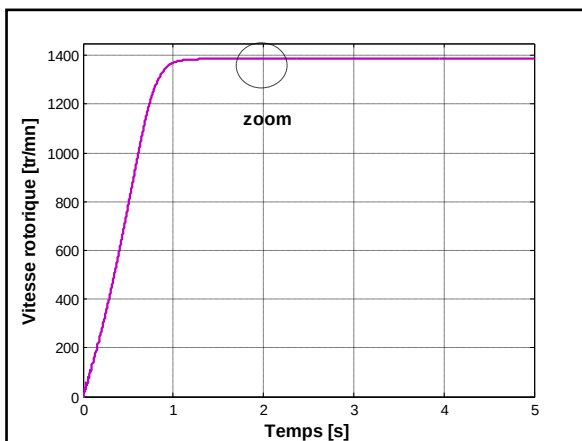
b) Zoom.



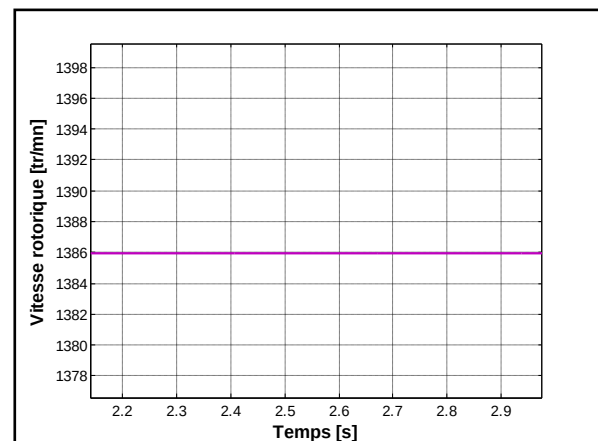
c) Courant nominale en fonction du temps.



d) Zoom.



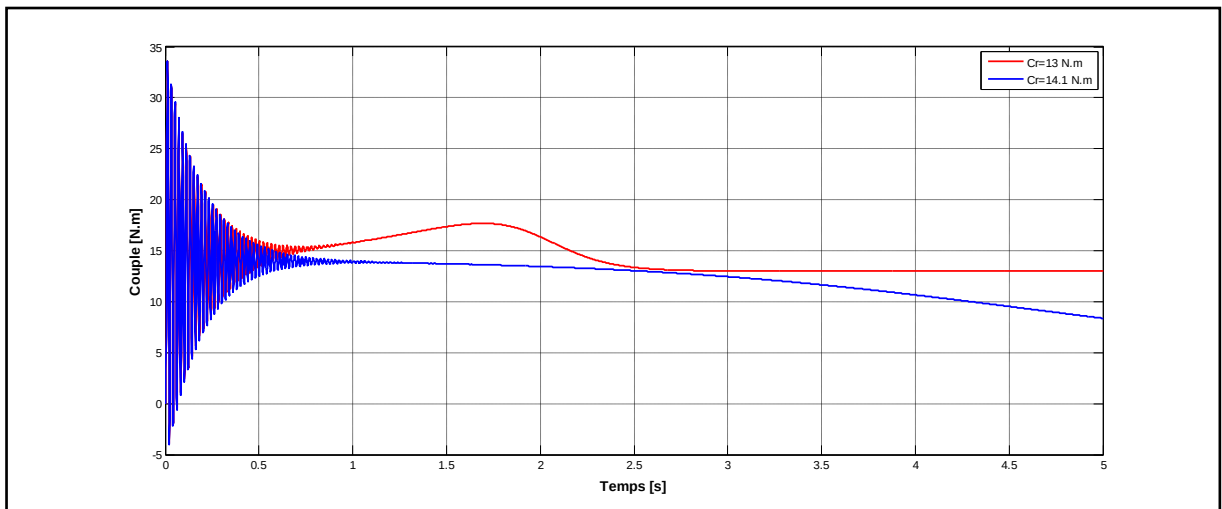
e) Vitesse rotorique en fonction du temps.



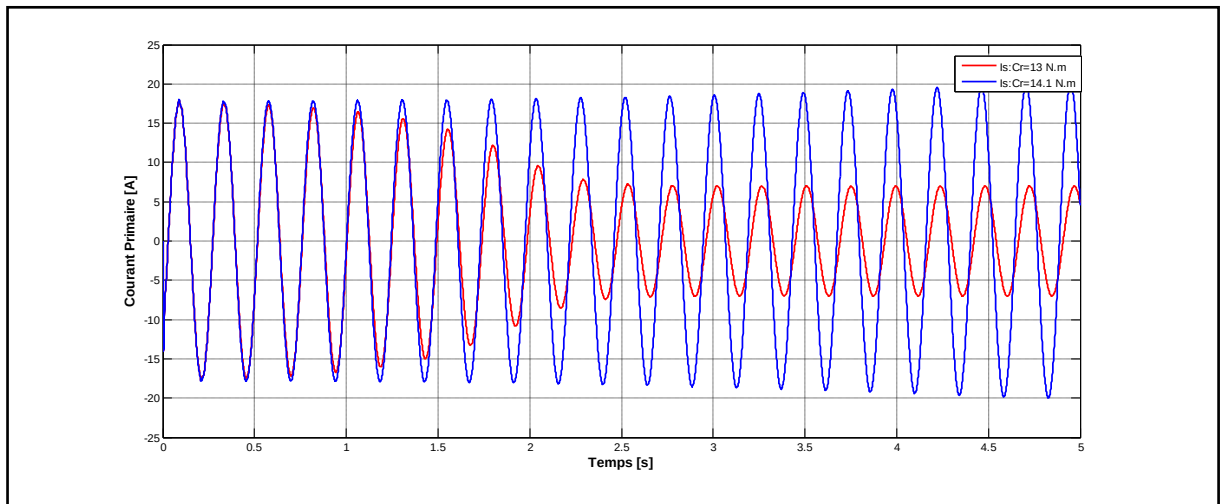
f) Zoom.

Figure III.10 : Résultats de la Simulation de la Machine pour le Test sur le Couple Nominal.

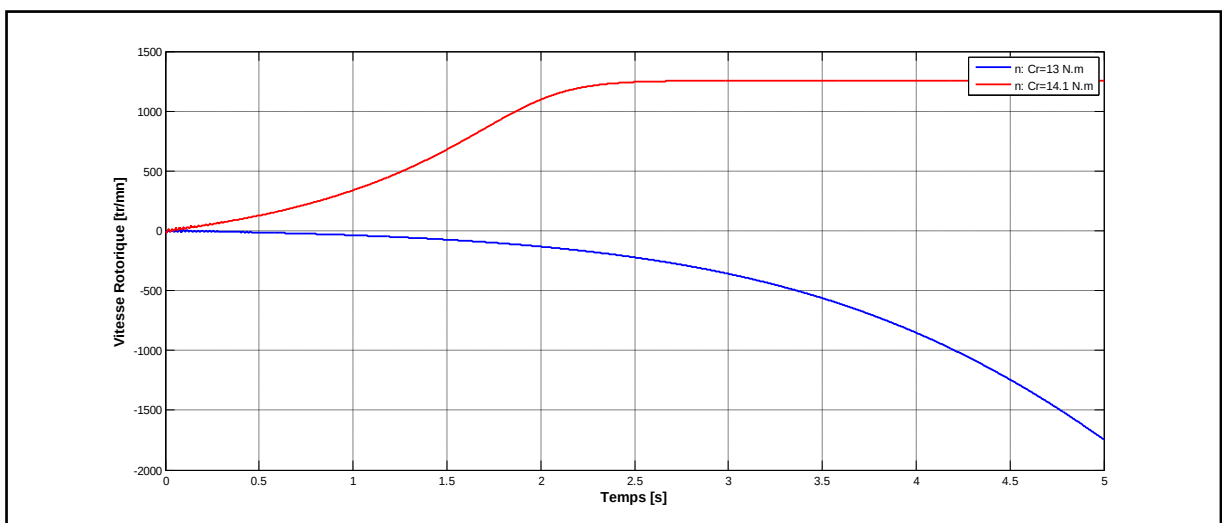
ii) Test sur le couple de démarrage



a) Couple en Fonction du Temps.



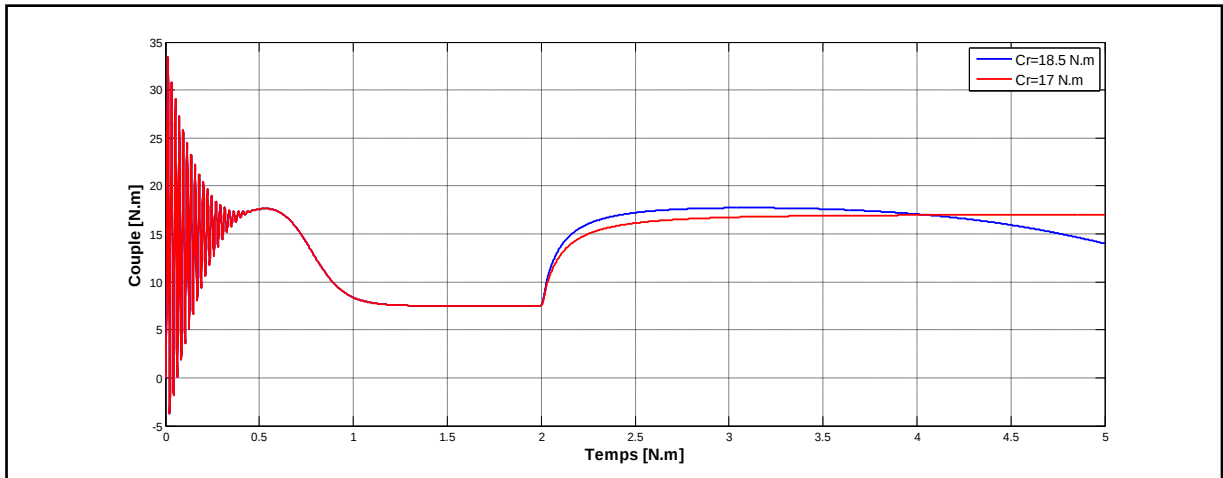
b) Courant Statorique en Fonction du Temps.



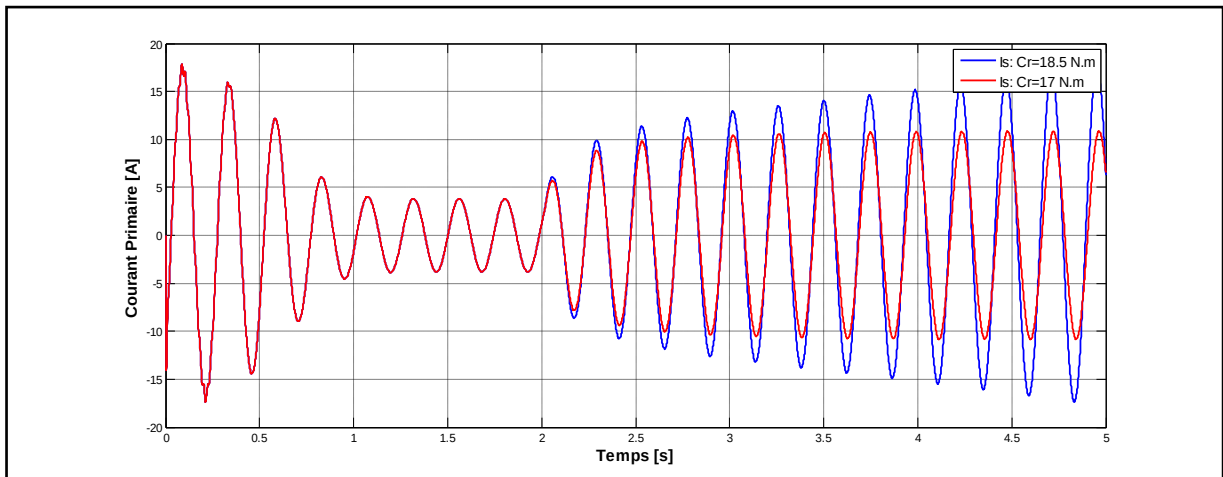
c) Vitesse Rotorique en Fonction du Temps.

Figure III.11 : Résultats de la Simulation de la Machine pour le Test sur le Couple de Démarrage.

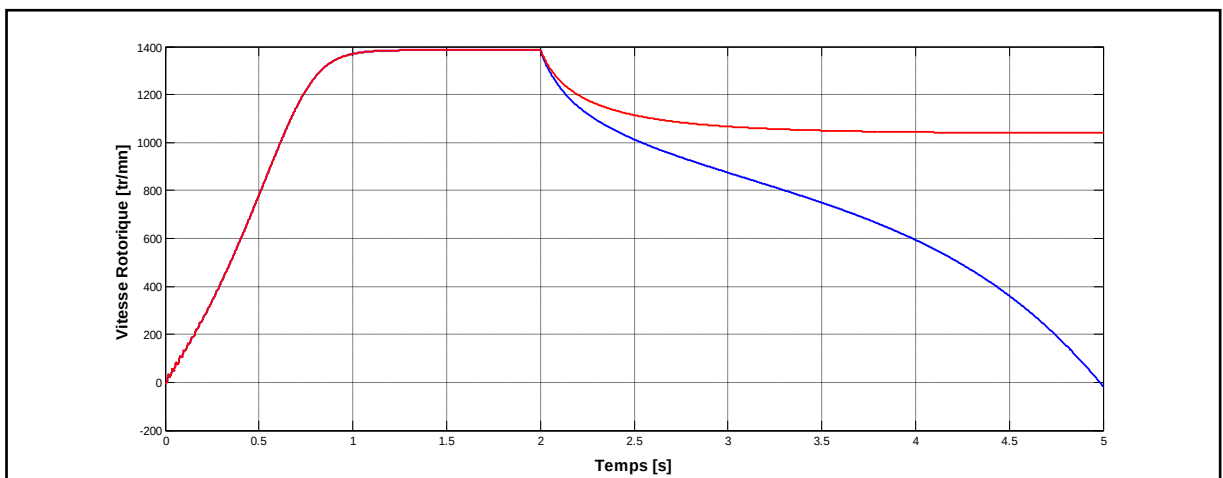
iii) Test sur le couple maximale



a) Couple en Fonction du Temps



b) Courant Statorique en Fonction du Temps



c) Vitesse Rotorique en Fonction du Temps

Figure III.12 Résultats de la Simulation de la Machine pour le test sur le Couple Maximal

III.7.3. Comparaison des résultats

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

Tableau III.3 : Tableau Récapitulatif.

Paramètres	M.G	A.D	Catalogue
Puissance utile (kW)	1100	1088.6	1100
glissement	0.065	0.076	0.0667
Vitesse rotorique n_r (trs/min)	1400	1386	1400
Couple électromagnétique C_{em} (N.m)	7.503	7.5	7.5
Couple de démarrage C_{dema} (N.m)	13.8	14.1	15.75
Couple électromagnétique maximal C_{emax} (N.m)	18.68	18.5	17.25
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	2.49	2.47	2.3
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	1.84	1.88	2.1
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.35	1.31	1.1

➤ **Analyse des résultats :**

D'après les résultats des deux méthodes d'analyses de la machine étudiée, on remarque que les deux méthodes donnent des résultats semblables. Les écarts trouvés semble être faible 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

Ce chapitre a été consacré à l'étude et la réalisation du dossier technique d'un moteur asynchrone à flux radial par l'utilisation de la méthode de LIWSCHITZ. Cette approche est appliquée sur une machine produite par EPE (Electro-Industries) d'Azazga type DIN-IEC 34-T2.

pour montrer que l'analyse statique ne suffise pas pour déterminer de la manière la plus proche possible le prototype réel de cette machine, dans ce sujet une analyse dynamique des résultats trouvées est faite.

Dans le prochain chapitre, on donnera une application de l'optimisation dans le domaine de conception. On s'intéressera plus particulièrement à l'optimisation par la méthode des essais particuliers pour l'amélioration du rendement d'une MAS.

CAO Optimisée d'une MAS par Essaim de Particules (EP)

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, [37].

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 « par essaim particulaire (OEP) » 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 au milieu des dents statorique et rotorique, avec le poids de la machine comme contrainte.

IV.1. Conception assisté par ordinateur (CAO)

Les exigences technologiques donnent lieu à des projets complexes et qui résultent en un morcellement du travail. L'industrie se trouve vis-à-vis ses travailleurs intellectuels dans la même situation qu'au début du siècle avec les travailleurs manuels. Le pari des entreprises est que la CAO permettra une hausse semblable de la productivité des ingénieurs.

Les progrès dans le domaine de l'électronique mettent à la disposition de l'ingénieur une puissance de calcul, de mémoire et de traitement énorme et ceci bon marché. D'autre part, la création de logiciels extrêmement évolués permet d'informatiser de nombreuses tâches quantitatives du processus de conception tout en libérant l'esprit utilisant au mieux les qualités de l'homme et de l'ordinateur. La façon dont le cerveau humain combine des données et fait appel à des ressources en fonction certains objectifs sont complexes et loin d'être clairs. La réalisation de cet objectif constitue un des domaines d'avenir et sa maîtrise sera l'équivalent de la révolution industrielle pour le travail intellectuel.

On utilise la capacité de calcul de stockage et de traitement de l'ordinateur, alliés aux capacités de reconnaissances de formes, d'évaluation, de jugement de situation complexe (conflituelles) et les possibilités de l'intuition de l'humain pour imaginer de nouvelles solutions, [38].

IV.1.1. Caractéristiques

a) Augmenter la créativité

Cet objectif est atteint en permettant l'investigation d'un nombre plus élevé de solutions sans recourir à une expérimentation longue ou à des réalisations coûteuses la CAO permet au concepteur de commettre des erreurs économiquement, en lui donnant le moyen de les corriger rapidement et le plus tôt possible, [39].

b) Améliorer la qualité des produits

La CAO permet d'agir sur la qualité d'un produit en mettant à la disposition du concepteur des moyens perfectionnés d'analyse des caractéristiques de fonctionnement du produit. De façon générale, les outils de CAO influent sur la qualité et la fiabilité des produits en permettant la vérification du bien-fondé de la conception par le biais de modèles et de simulations, une meilleure compréhension de la conception en obligeant à des descriptions formelles analysables automatiquement, la vérification du respect de normes et de standards,

et l'élimination d'erreurs matérielles de copie inévitables lors du passage d'une opération à une autre, [39].

c) Réduire les délais et les coûts de conception des produits

Il est évident que, pour toute entreprise commerciale, « le temps c'est de l'argent ». Un gain de temps se répercute sur les différents postes de dépenses liés à un projet et, quelquefois, raccourcir les délais permet de gagner des marchés qui peuvent représenter des carnets de commandes de plusieurs mois pour une même entreprise. Cette réduction des coûts et des délais porte le plus souvent sur les tâches mécaniques comme la création des données de fabrication ou les contrôles lors des phases de conception, [39].

d) Vaincre la complexité technique

Il peut être exagéré de prétendre que beaucoup de problèmes ne peuvent être résolus que par la technique de la CAO. Néanmoins, dans la pratique, cette affirmation se vérifie dans la conception de produits très complexes (circuits intégrés à très grande échelle, avions...).

La CAO est très importante ; elle permet, à ses utilisateurs, d'accroître leur compétence technique et, par conséquent, à l'entreprise d'améliorer sa compétitivité, [39].

e) Pallier le manque de main-d'œuvre

Il est banal de constater aujourd'hui que le manque de certaines catégories de personnel qualifié est de plus en plus grand (dessinateurs, techniciens, spécialistes, de circuits intégrés...). Cette carence amène souvent les entreprises à abandonner des projets innovateurs ou l'extension de produits existants, par manque de personnel qualifié.

f) Faciliter l'archivage et la circulation de l'information

Dans tous les domaines industriels, on assiste à une automatisation de plus en plus importante des différentes opérations de fabrication d'un produit, or ces opérations donnent lieu à la création et à l'entretien d'une masse considérable de données descriptives qui sont stockées en mémoire d'ordinateur pour permettre leurs accès, mise à jour et modification. On peut citer, par exemple, les dessins industriels, la cartographie en génie civil, les plannings de transport en urbanisme, les études d'environnement qui nécessitent la manipulation d'une somme importante de données. Ces données, une fois introduites dans un système de CAO, peuvent, de manière sélective, être triées par attributs, par sections, par fenêtres sur un dessin particulier, par recouvrement, par couches ou par un ensemble très diverses options, [39].

IV.1.2. CAO dans l'industrie

a) Mécanique

Dans la conception d'un appareil électrique, les aspects mécaniques apparaissent essentiellement sous trois formes différentes.

- La définition des formes de l'appareil s'apparente à la conception géométrique. Elle est traitée à l'aide d'outils d'aide à la conception géométrique

On rencontre, de plus, des problèmes vibratoires dans la plupart des machines tournantes ou statiques. Les outils d'analyse vibratoire permettent de vérifier que les fréquences de la structure ne se trouvent pas à l'intérieur du spectre des fréquences possibles d'excitation mécanique ou électromécanique ou, le cas échéant, permettent de modifier les caractéristiques de l'appareil pour les éloigner de ce domaine, [31].

b) Schématique

Dans la construction électrique, on doit très souvent réaliser des armoires d'alimentation et de commande ou des cartes de commande pour des convertisseurs ou pour l'ensemble d'une chaîne de régulation électrique d'un procédé chimique ou métallurgique. Le câblage de telles armoires ou la fabrication de ces cartes ou des dispositifs associés aux appareillages de coupure ou de contact entraînent la réalisation de schémas complexes élaborés sous forme de liasses qui représentent chacune une petite partie du dispositif, [39].

c) Machines et appareillage électriques

Ce domaine est très vaste ! Il va, en ce qui concerne les machines, des moteurs et générateurs jusqu'aux transformateurs et inductances et pour ce qui est de l'appareillage des appareils de coupure ou de sectionnement jusqu'aux dispositifs de protection

IV.1.3. Avantages

Sous l'effet de fortes pressions provenant de la compétition, de la conjoncture économique de diverses contraires du public et des organismes gouvernementaux pour de meilleurs produits (et à meilleur marché), l'industrie et forcée de hausser la productivité du personnel technique. Il est vite apparu qu'à l'aide de l'informatique, des économies appréciables sont possibles pour chacune des différentes phases du processus de design, [38].

1. Création d'un modèle;
2. Analyse ;
3. Modification.

IV.2. CAO optimisée

La démarche de conception d'un système semble simple et séquentielle comme illustrée par la figure IV.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, [28].



Figure IV.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 IV.2 montre les itérations nécessaires pour obtenir une solution satisfaisante.

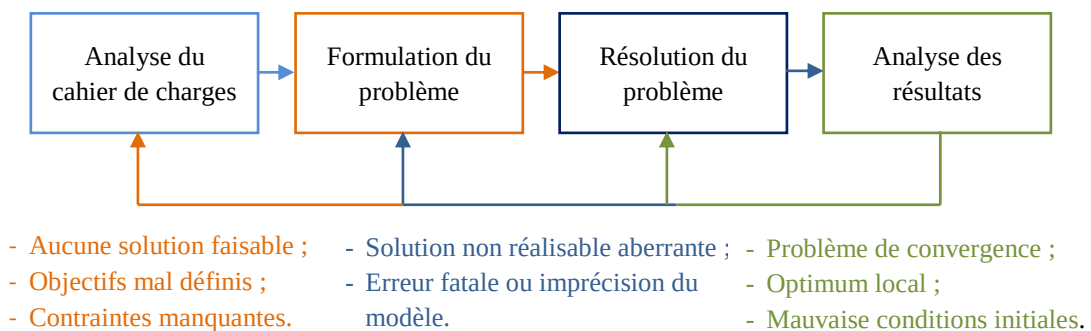


Figure IV.2 : Itérations Possibles Lors de la Conception Optimisée.

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, [28].

IV.3. 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, [40, 41].

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).

Il existe de très nombreuses méthodes d'optimisations. La plupart d'entre elles ont été créées pour traiter le problème mathématique consistant à trouver l'extrémum de fonctions multi-variables, non linéaires et soumises, ou non, à des contraintes. Certaines techniques ont été étudiées dans le but de donner aux expérimentateurs une possibilité rationnelle de déterminer les optimums de fonctionnement de leurs systèmes.

IV.3.1. Caractéristiques des algorithmes d'optimisation

On peut distinguer les algorithmes suivant les caractéristiques ci-dessous :

- la sensibilité ou la robustesse ;
- les opérateurs de recherche fondamentaux ;
- le mode de recherche, et
- l'ordre de la méthode d'optimisation.

IV.3.2. Classification des méthodes d'optimisation

Les méthodes d'optimisation sont classées, selon le mode de recherche de l'optimum, en deux grands groupes : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques.

IV.3.2.1. Méthodes déterministes

Dans la littérature, nous trouvons de nombreuses méthodes d'optimisation déterministes.

Nous pouvons les diviser en deux grandes catégories : les méthodes locales, qui cherchent à converger vers l'optimum le plus proche de la solution courante, en utilisant des méthodes d'exploration dans son voisinage. La méthode de recherche locale la plus célèbre est la descente de gradient. Et les méthodes globales, qui cherchent à faire converger la solution vers l'optimum global de la fonction. En général, ces méthodes procèdent de la façon suivante: avant de commencer le processus de recherche, il faut réaliser un échantillonnage de l'espace de recherche.

L'efficacité de ces méthodes dépend de l'adaptation entre la taille de l'échantillonnage et la forme de la fonction objectif, [40].

a) Méthode de gradient

Historiquement, les méthodes de gradient sont les plus anciennes. Elles permettent de résoudre des problèmes non linéaires et sont basées sur une hypothèse forte : la connaissance de la dérivée de la fonction objectif en chacun des points de l'espace, [42].

On choisit un point de départ x_0 on calcule le gradient $\nabla f(x_0)$ en x_0 . Comme le gradient indique la direction de plus grande augmentation de f , on se déplace d'une quantité λ_0 dans le sens opposé au gradient et on définit le point x_1 :

$$x_1 = x_0 - \lambda_k \frac{\nabla f(x_0)}{\|\nabla f(x_0)\|} \quad (\text{IV. 1})$$

Cette procédure est répétée et engendre les points $x_0, x_1, x_2, \dots x_k$. Ainsi, pas à pas, la distance entre le point d'indice k et l'optimum diminue.

$$x_{k+1} = x_k - \lambda_k \frac{\nabla f(x_k)}{\|\nabla f(x_k)\|} \quad (\text{IV. 2})$$

λ_k : Pas de déplacement à chaque itération.

Si λ_k est fixé, on parle de méthode de gradient à pas prédéterminé. L'inconvénient de cette procédure est que la convergence est très dépendante du choix du pas de déplacement. La convergence peut être très lente si le pas est mal choisi. L'intérêt principal de cette méthode est de pouvoir se généraliser aux cas de fonctions non partout différentiables.

Actuellement, la méthode la plus usitée de cette famille est la méthode de la plus forte pente. Elle permet de s'affranchir du choix d'un pas λ_k mais, elle nécessite un critère d'arrêt.

Le but de cette méthode est de minimiser la fonction de λ :

$$g(\lambda) = f(x_k - \lambda \nabla f(x_k)) \quad (\text{IV. 3})$$

L'algorithme de la plus forte pente est à la base de l'algorithme de Hill-Climbing appelé également algorithme de descente de gradient. Le défaut majeur de cette méthode est que la convergence peut être ralentie pour certains types de fonctions.

b) Méthode énumérative

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 de solution. 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 :

- Elles sont inadaptées aux problèmes de grande dimension ;
- Elles ne sont pas guidées par un raisonnement ou un processus intelligent, qui conduit la recherche vers des sous-espaces, susceptible de contenir une bonne solution, sans balayer tout l'espace des solutions [43, 44].

c) Méthode de simplexe ou de Nelder-Mead

C'est une méthode d'optimisation locale qui est fréquemment utilisée. Cette méthode déterministe est dite "directe" : elle tente de résoudre le problème en utilisant directement la valeur de la fonction objectif, sans faire appel à ses dérivées. Cette méthode est surtout appréciée pour sa robustesse, sa simplicité de programmation, sa faible consommation de mémoire (peu de variables) et son faible temps de calcul. Cet algorithme est robuste car il est très tolérant aux bruits dans les valeurs de la fonction objectif. En conséquence, la fonction n'a pas besoin d'être calculée exactement et il est possible d'avoir recours à une approximation de la valeur de la fonction, [28, 41].

IV.3.2.2. Méthodes stochastiques

Les méthodes d'optimisation stochastiques s'appuient sur des mécanismes de transition probabilistes et aléatoires. Cette caractéristique indique que plusieurs exécutions successives de ces méthodes peuvent conduire à des résultats différents pour une même configuration initiale d'un problème d'optimisation.

Ces méthodes ont une grande capacité à trouver l'optimum global du problème. Contrairement à la plupart des méthodes déterministes, elles ne nécessitent ni point de départ, ni la connaissance du gradient de la fonction objectif pour atteindre la solution optimale. Elles sont d'ordre zéro. Cependant, elles demandent un nombre important d'évaluations de la fonction objectif.

Parmi ces méthodes seront présentés brièvement :

a) Méthode de Monte-Carlo

C'est la plus simple des méthodes stochastiques. Elle consiste à tirer une solution au hasard à chaque itération. La fonction objectif est évaluée en ce point. Si elle est meilleure que l'optimum courant, cette valeur est enregistrée, ainsi que la solution correspondante et le processus continue jusqu'à ce que les conditions d'arrêts soient vérifiées. Il s'agit donc d'un processus d'exploration.

Les méthodes Monte-Carlo peuvent être utilisées, en première approche, pour avoir du renseignement utile sur la forme de la fonction. Elles permettent par exemple de choisir de façon plus appropriée le point de départ d'un algorithme de recherche locale. Toutefois, cette association ne garantit pas la localisation de l'optimum global, [45].

b) Méthode de recherche Tabou

La recherche avec tabou a été proposée par Fred Glover en 1986. Depuis cette date, la méthode est devenue très populaire, grâce aux succès qu'elle a remportés pour résoudre de nombreux problèmes.

Le but de cette méthode est d'inculquer aux méthodes de recherche locale un surcroît d'intelligence. L'idée ici est d'ajouter au processus de recherche une mémoire qui permette de mener une recherche plus « intelligente » dans l'espace des solutions. Comme l'algorithme de recuit simulé, la méthode de recherche Tabou fonctionne avec une seule configuration courante, qui est actualisée au cours des itérations successives. La nouveauté ici est que, pour éviter le risque de retour à une configuration déjà visitée, on tient à jour une liste de

mouvements interdits, appelée « liste Tabou ». Cette liste contient m mouvements ($t \rightarrow s$) qui sont les inverses des m derniers mouvements ($s \rightarrow t$) effectués. L'algorithme modélise ainsi une forme primaire de mémoire à court terme.

Dans sa forme de base, l'algorithme de recherche tabou présente l'avantage de comporter moins de paramètres que l'algorithme de recuit simulé. Cependant, l'algorithme n'étant pas toujours performant, il est souvent approprié de lui ajouter des processus d'intensification et/ou de diversification, qui introduisent de nouveaux paramètres de contrôle, [46].

c) Méthode du recuit simulé

La méthode de recuit simulé a été développée dès le début des années quatre-vingt par kirkpatrick. Elle est basée sur la technique du recuit, utilisées en métallurgie, qui consiste à chauffer un solide métallique jusqu'à sa température de fusion, puis à la refroidir lentement jusqu'à la température ambiante, afin que les atomes aient le temps de prendre des positions qui minimisent l'énergie. L'algorithme simulant ce processus consiste, à une certaine température, de perturber d'une manière aléatoire la position des atomes de manière à avoir un nouvel état d'énergie. Dans le cas d'une augmentation d'énergie, une décision probabiliste aléatoire juge l'acceptation ou le rejet de cet état d'autant plus sévèrement que la température est faible. D'autres perturbations sont alors générées, jusqu'à obtention d'un état d'énergie minimale, [37].

L'application à l'optimisation repose sur l'analogie suivante : la fonction objectif est assimilée à l'énergie et les variables de conception aux positions des atomes. La température devient un paramètre de contrôle de la convergence de l'algorithme.

On considère un système composé de N éléments. A chaque configuration du système est associée une fonction à optimiser. Si l'on recherche la configuration qui minimise la fonction, celle-ci joue le rôle de l'énergie. Si l'on recherche au contraire un maximum, alors on prend comme énergie l'opposée de la fonction. Les configurations du système peuvent être modifiées par des changements d'états discrets des composants du système. Bien entendu, les systèmes qui nous intéressent sont ceux qui ont un grand nombre d'optima.

On part d'une configuration aléatoire (ou choisie astucieusement en fonction du problème). Au départ de l'itération, on fixe un paramètre de température en relation avec la gamme des énergies accessibles au système. On itère alors le processus suivant (dit de Metropolis ou de Monte-Carlo): on tire au sort une modification de la configuration actuelle qui change l'énergie du système d'une quantité ΔE . Si l'énergie diminue, on effectue le changement.

Si l'énergie augmente, on effectue le changement avec une probabilité $e^{-\Delta E/T}$. (La procédure de Monte-Carlo et celle des automates probabilistes sont équivalentes du point de vue des états stationnaires obtenus. Les automates probabilistes nécessitent un peu plus de calcul d'exponentielles et de tirage au sort, et on préfère donc Monte-Carlo dans les cas pratiques).

L'itération se poursuit tant que l'énergie du système diminue. Lorsque l'énergie reste stationnaire, on diminue un peu la température et l'on reprend le processus Monte-Carlo de décroissance de l'énergie. On arrête lorsque les diminutions de température restent inefficaces.

d) Méthode de colonie de fourmis

Les algorithmes de colonies de fourmis sont nés d'une constatation simple : les insectes sociaux, et en particulier les fourmis, résolvent naturellement des problèmes complexes. Un tel comportement est possible car les fourmis commencent par se déplacer au hasard. Puis, lorsqu'elles ont trouvé de la nourriture, elles retournent vers leur colonie, en marquant leur chemin à l'aide de phéromone (communiquent entre elles de manière indirecte par le dépôt de substances chimiques, appelées phéromones, sur le sol. Ce type de communication indirecte est appelé stigmergie), [46, 47].

Si d'autres fourmis rencontrent ce chemin, il y a de fortes chances qu'elles arrêtent leurs déplacements aléatoires et qu'elles rejoignent le chemin marqué, en renforçant le marquage à leur retour, s'il mène bien vers de la nourriture.

Dans le même temps, le chemin le plus court sera davantage parcouru, et donc plus renforcé et plus attractif, on parle de rétroaction positive (positive feedback). En considérant que la phéromone s'évapore, les chemins les moins renforcés finissent par disparaître, ce qui amène toutes les fourmis à suivre ce chemin le plus court.

L'algorithme de colonies de fourmis a été à l'origine principalement utilisé pour produire des solutions quasi-optimales au problème du voyageur de commerce, puis, plus généralement, aux problèmes d'optimisation combinatoire. On observe, depuis ses débuts, que son emploi se généralise à plusieurs domaines, depuis l'optimisation continue jusqu'à la classification, ou encore le traitement d'image.

Les variantes combinatoires apportent un avantage, par rapport aux autres métaheuristiques, dans le cas où le graphe étudié peut changer dynamiquement au cours de l'exécution : la colonie de fourmis s'adaptera en temps réel aux changements. Ceci est par exemple intéressant pour le routage d'un réseau, [40].

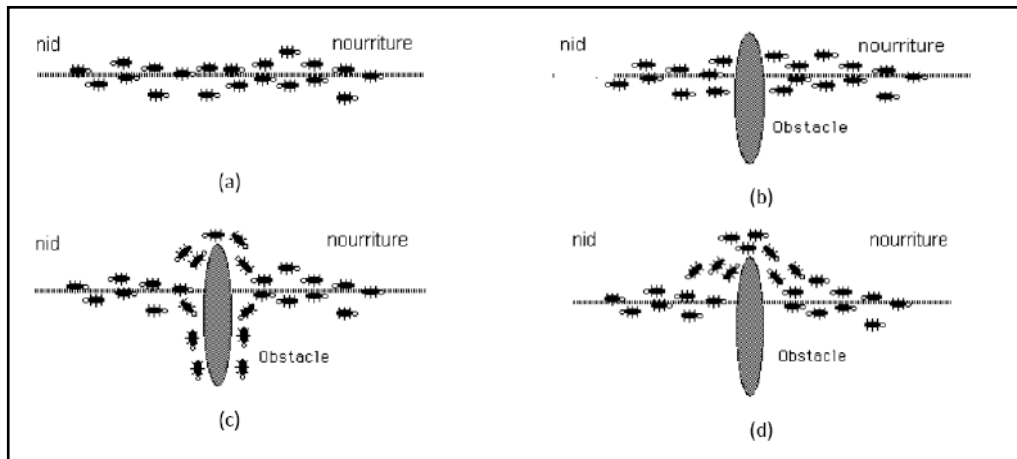


Figure IV.3 : Détermination du Plus Court Chemin par une Colonie de Fourmis. (a) Situation initiale, (b) Introduction d'un obstacle, (c) Recherche du chemin optimal, (d) Prédominance du chemin optimal.

e) Stratégies d'évolution

Évolution des stratégies ont été développées dans les années 60 par Rechenberg (1965), Schwefel (1965) et Bienert (1967), pour résoudre des problèmes d'optimisation de la forme d'ingénierie. Leur principale différence par rapport aux précédentes approches évolutionnaires a été l'absence d'un opérateur de croisement (seule mutation et la sélection ont été utilisés). Aujourd'hui, la recherche dans les stratégies de l'évolution a été avancée principalement grâce à l'action de plusieurs groupes en Allemagne, [47].

f) Méthode d'algorithmes génétiques AG

Les algorithmes génétiques sont sans doute la classe la plus représentative et la plus populaire parmi les algorithmes évolutionnaires. Ils sont basés sur les travaux de Holland et de Goldberg, et ils ont été utilisés au début avec des représentations binaires, où les opérateurs de croisement et de mutation jouent un rôle majeur. Un algorithme génétique est un modèle d'apprentissage machine, qui est inspiré du processus de l'évolution observé dans la nature. Pour ce faire, un système artificiel contenant une population d'individus représentée par des chromosomes est créée. Des processus observés dans la nature montrent que différents individus sont en compétition pour l'accès aux ressources dans leur environnement. Des

individus sont meilleurs que d'autres. Ces derniers individus ont plus de chances de survivre et par conséquent de transmettre leurs gènes à la génération suivante, [37].

L'algorithme génétique est organisé en plusieurs étapes et fonctionne de manière itérative. Celui-ci met en œuvre différents opérateurs. Mais avant, il est nécessaire de définir quelque termes de base rencontrés dans la littérature :

- Individu : solution potentielle du problème ;
- Chromosome : solution potentielle du problème sous une forme codée (forme de chaîne de caractères) ;
- Population : ensemble fini d'individus (de solution) ;
- Gène : partie élémentaire (caractère) non divisible d'un chromosome ;
- Fitness : terme anglo-saxon qui désigne la fonction d'évaluation d'un individu. Cette fonction est liée à la fonction à optimiser et permet de définir le degré de performance d'un individu (donc d'une solution).

Un algorithme génétique recherche le ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer des six éléments suivant :

- 1- Un principe de codage de l'élément de population. Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des AGs. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine.
- 2- Un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche.
- 3- Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.
- 4- Un mécanisme de sélection des individus candidats à l'évolution.
- 5- Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état, l'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états.

- 6- Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation, [48, 49, 50].

L'organigramme de la figure (IV.4) montre comment les AGs opèrent.

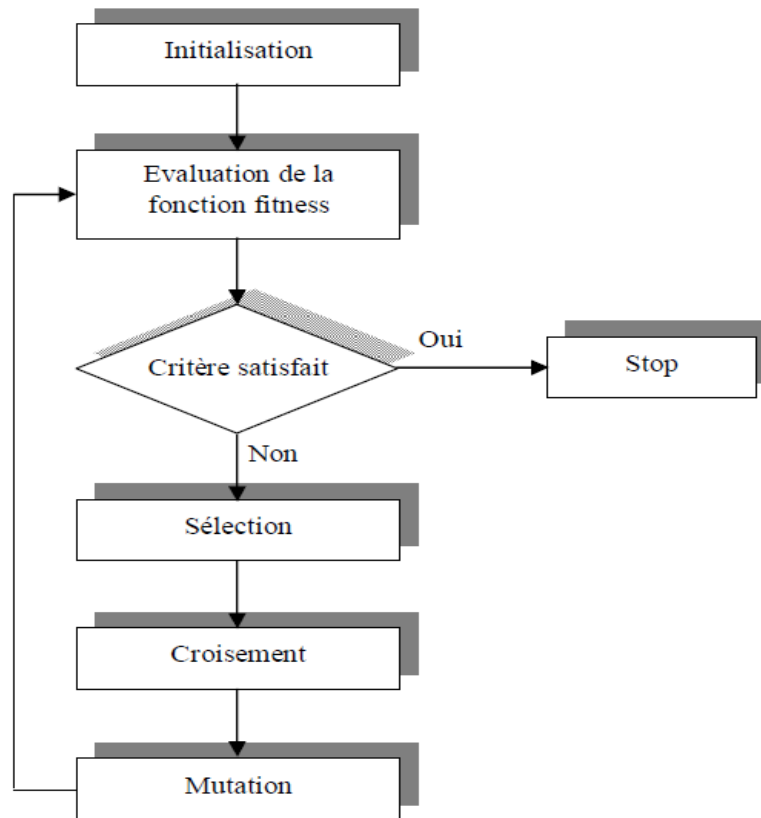


Figure IV.4 : Organigramme Illustre le Principe de Fonctionnement des AGs

g) Méthode d'optimisation par Essaim particuliers OEP

L'optimisation par essaims particuliers (OEP ou PSO en anglais) est une méta-heuristique d'optimisation basée sur une population de particules qui explorent l'espace d'un problème comme un groupe d'animaux à la recherche nourriture.

Les algorithmes de type Particle swarm optimization (PSO) sont proposés par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995. Cet algorithme s'inspire à l'origine du monde du vivant. Il s'appuie notamment sur un modèle développé par Craig Reynolds à la fin des années 1980, permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseaux.

Dans un algorithme PSO, les solutions potentielles ou particules se déplacent dans l'espace des solutions (l'espace du problème) en tirant profit collectivement des optimas détectés par chaque particule individuellement.

Chaque particule i au moment t est définie par sa position dans l'espace de recherche $x_i(t)$, où elle évalue la valeur de la fonction à optimiser, et par sa vitesse $v_i(t)$. Le mouvement de chaque particule est dirigé par l'attraction vers la meilleure position qu'elle a trouvée jusqu'à présent, appelée *personale best* ($pbest$), et par l'attraction vers la meilleure position trouvée par les autres particules (soit tous l'essaim, soit un voisinage local), appelée *global best* ($gbest$).

Chaque itération de l'algorithme consiste donc à déplacer les particules de la population en adaptant le vecteur vitesse $v_i(t)$ associé à chaque particule i en direction des régions où se trouvent les particules $pBest_i$ et $gBest$ ayant les meilleurs potentiels découverts jusqu'à présent, [51, 52].

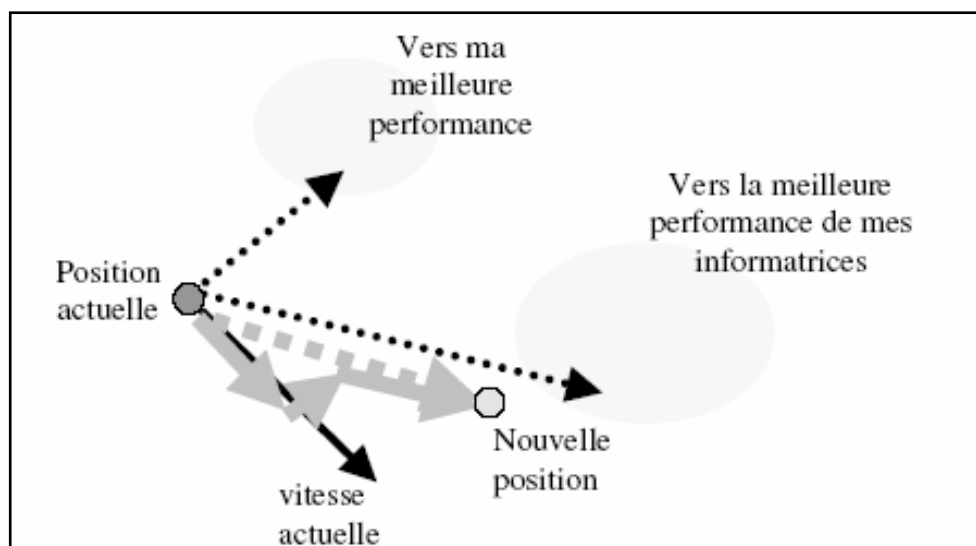


Figure IV.5 : Schéma de Principe du Déplacement d'une Particule "Algorithme EP".

i) Algorithme :

L'algorithme PSO décrit ci-dessous est celui qui considère le voisinage d'une particule comme étendu à toute la population :

1. Création d'une population P de N particules réparties sur l'espace de recherche ε .
2. Chaque particule $p_t \in P$ est évaluée à l'aide d'une fonction de fitness f mesurant l'adéquation de cette solution potentielle avec le problème, qu'on cherche argmin de $f(x)$.

3. Si la position x_i de la particule i est meilleure au sens de la fonction de fitness que sa meilleure position jamais rencontrée $pBest_i$, mettre à jour $pBest_i$.
4. Déterminer la meilleure particule $gBest$ parmi la population courante, c'est-à-dire : $gBest = \text{argmin}(pBest)$
5. Mettre à jour la vitesse $v_i(t+1)$ de chaque particule i selon la règle suivante :

$$v_i(t+1) = \underbrace{\omega \cdot v_i(t)}_{\text{Inertie}} + \underbrace{c_1^* \cdot r_1 \cdot (pBest_i(t) - x_i(t))}_{\text{composant cognitive}} + \underbrace{c_2 \cdot r_2 \cdot (gBest(t) - x_i(t))}_{\text{composante sociale}} \quad (\text{IV. 4})$$

6. Déplacer les particules à leur position $x_i(t+1)$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t) \quad (\text{IV. 5})$$

Avec :

v_i : est la vitesse de particule i .

x_i : est la position de la particule i .

ω : est le coefficient d'inertie $\omega \in [0.01 ; 0.7]$.

c_1 et c_2 : sont deux constantes d'accélération $c_1=c_2 \in [0 ; 4]$.

r_1 et r_2 : sont deux variables aléatoires uniformes sur $[0 ; 1]$

$pBest(t)$: est la meilleure solution de la particule i .

$gBest(t)$: est la meilleure solution dans le voisinage (toutes les particules).

N : est le nombre des particules $N \in [20 ; 200]$.

- L'inertie ω est définie par l'équation :

$$\omega = \omega_{max} - \left(\frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iter_{max}} \right) \cdot iter \quad (\text{IV. 6})$$

ω_{max} : l'inertie initial.

ω_{min} : l'inertie final

$iter_{max}$: le maximum de nombre d'itération.

$iter$: le numéro d'itération actuelle.

7. Reboucler sur la seconde étape (pour $t+1$) jusqu'à ce qu'un critère de fin soit vérifié.

Le principe de l'algorithme peut être plus facilement visualisé grâce à la figure suivante :

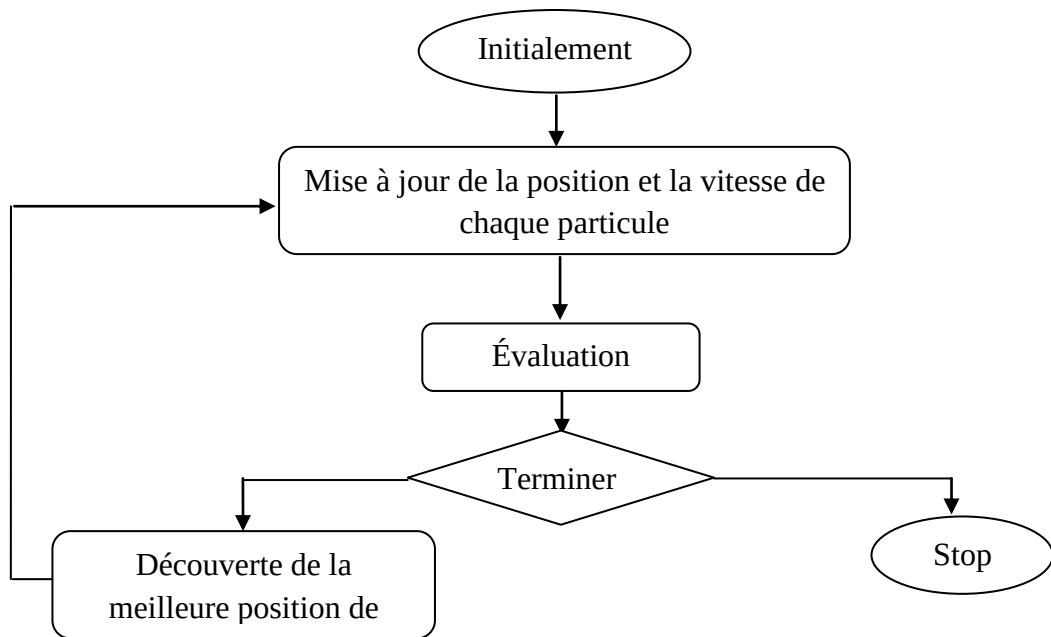


Figure IV.6 : Organigramme Illustre le Principe de Fonctionnement des OEP.

ii) Implémentation :

Problème :

- Éviter qu'une particule lors d'un déplacement « sorte » de l'espace de recherche ;
- Possible erreurs d'exécution du programme.

Solution :

- La ramener au point le plus proche dans l'espace ;
- Modifier sa vitesse.

Exemple d'application :

Concevoir le minimum d'une fonction $f(x)$ dans l'intervalle $[-3, 0]$ définit par :

$$f(x) = \sin(x) + e^{0.1x}$$

Un programme développé sous Matlab Avec :

Le nombre de particules $N = 50$;

L'inertie initial $\omega_{max} = 0.41$;

L'inertie final $\omega_{min} = 0.40$;

Le maximum de nombre d'itération $iter_{max} = 2000$;

Les constantes d'accélération $c_1 = c_2 = 2$;

Le marge d'erreur $= 10^{-3}$.

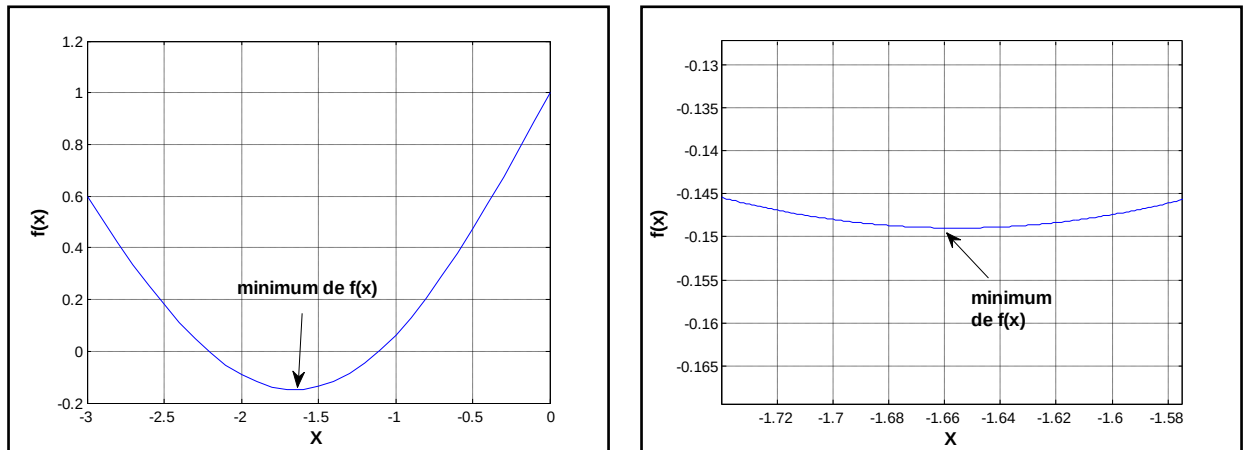


Figure IV.7 : Allure de la Fonction Étudiée

Résultats obtenus :

```
gbest = -1.641724
```

```
fitness = -0.148890
```

IV.3.3. Comparaison entre les méthodes déterministes et stochastiques

Les méthodes déterministes vues ci-dessus sont très efficaces sur des problèmes particuliers et en général de petite taille. Mais sur des problèmes de grande taille, la probabilité de trouver l'optimum global en un temps raisonnable dépend essentiellement de la bonne connaissance du problème par le décideur. Ainsi, ce dernier pourra choisir avec précision la bonne méthode et les bons paramètres.

Toutes ces méthodes déterministes présentent un certain nombre d'inconvénients. Tout d'abord, elles nécessitent le choix des paramètres qui supposent la disposition a priori de certaines informations liées au problème et ces informations ne se limitent pas à des priorités, une connaissance plus approfondie de la nature du problème est souvent nécessaire afin de prévoir comment tel ou tel choix des paramètres de la méthode va influencer sur le résultat. Ce problème est lié au fait que toutes les approches décrites ne fournissent qu'une seule solution, qui dépend fortement des paramètres choisis au départ. Cependant, même si plusieurs essais sont faits avec des paramètres différents, on ne peut être sûr d'explorer l'ensemble de l'espace de recherche efficacement. Une des raisons en est l'impossibilité de trouver les régions non convexes de la surface des compromis lors de l'application de certaines méthodes [9]. Dans le cas où les conditions citées ci-dessus ne sont pas réunies, le décideur devra s'orienter vers des méthodes stochastiques.

L'optimisation de variables aléatoires permet de mieux prendre en compte la réalité de phénomènes. L'obtention de solutions robustes permet de simplifier grandement le pilotage d'un système en évitant de trop fréquents calculs de solutions.

Les méthodes utilisables dans le cas stochastiques sont peut nombreuses et sont généralement très consommatrices de temps de calcul. La démarche que nous tentons de promouvoir est fondée sur des formules mathématiques pour travailler avec des valeurs exactes à la place de leur estimation et sur l'utilisation d'algorithmes « classiques » d'optimisation, [53, 54].

IV.4. CAO optimisée appliquée au MHR

Nous proposons dans cette étude une application d'une méthode d'optimisation (OEP) au problème d'amélioration du rendement d'une MAS.

IV.4.1. Choix des moteurs étudiés

Les machines asynchrones couvrent un nombre important de structures de moteurs (monophasés, triphasés, bobinés, à cage simple ou double, ...etc.). De même, la puissance de la gamme industrielle des moteurs s'étend de quelques watts à plusieurs mégawatts.

Cependant la conception des petites machines, comme celle des plus grandes, fait appel à des contraintes spécifiques et ne peut donc être traitée dans le cadre de ce mémoire, [31].

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

IV.4.2. Application de la méthode PSO

La combinaison d'une conception assistée par ordinateur avec les techniques d'optimisation constitue un outil important, en particulier dans l'ingénierie des processus de conception avec des performances élevées.

Dans le domaine des machines électriques, en raison de la complexité des fonctions décrivant leurs performances, le problème d'optimisation de ces machines est multi-variable limitées ; problème non linéaire. Pour optimiser l'efficacité des machines à induction, un processus de conception associée un algorithme de PSO a été mis au point figure IV.8.

Il s'agit d'un programme principal de PSO et le seconde est un sous programme de conception.

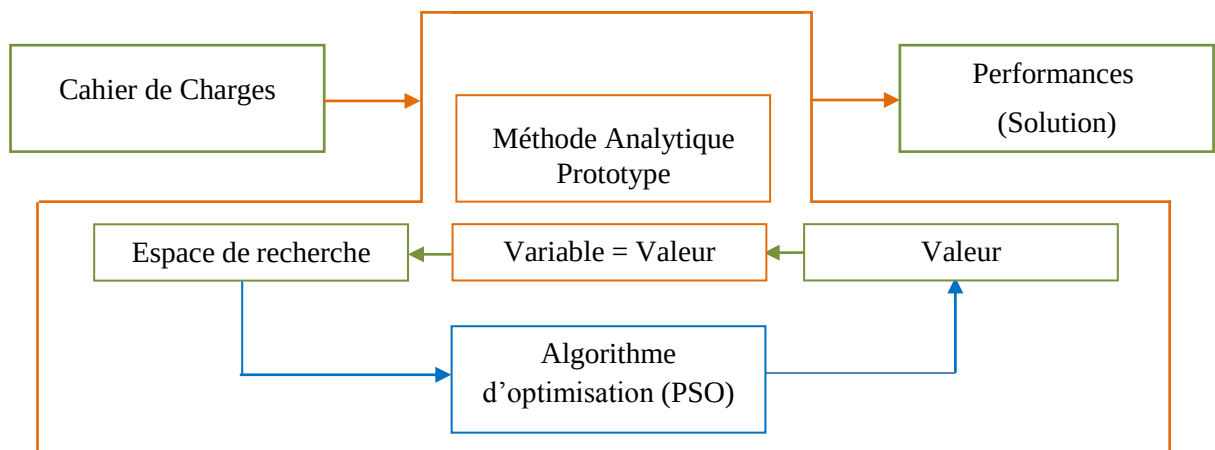


Figure IV.8 : Résolution d'un Problème avec un Algorithme d'Optimisation.

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.

Premièrement on va voir l'effet de différents paramètres sur le rendement de la machine asynchrone type E.E-I Azazga (IEC 34-T2). Comme deuxième étape on examinera l'influence du matériau des tôles sur ce rendement.

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 :

- a) Nombre d'itération ;
- b) Taille de population ;
- c) Les constantes d'accélération et l'inertie.

IV.4.3. 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 :

Tableau IV.1: Paramètres de Conception et leurs Limites.

Abréviation	paramètres	unités	Espace de recherche
D	Diamètre d'alésage	mm	$114 \leq D \leq 118$
λ	Rapport géométrique	-----	$0.5 \leq \lambda \leq 1.1$
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	$0.3 \leq \delta \leq 0.5$
B_{z1m}	Induction au milieu de la dent statorique	T	$1.3 \leq B_{z1m} \leq 1.7$
B_{z22}	Induction au milieu de la dent rotorique	T	$1.4 \leq B_{z22} \leq 1.8$
M	Poids de la machine	kg	$10 \leq M \leq 15$

IV.4.4. Résultats

Les résultats d'application de la méthode de PSO à l'optimisation de la conception du moteur de 1.1kW sont présentés dans le tableau suivant.

Tableau IV.2: Résultats d'Optimisation.

Abréviation	paramètres	unités	Solutions	
			1 ^{er} exécution	2 ^{eme} exécution
D	Diamètre d'alésage	mm	115.15	115.3
λ	Rapport géométrique	---	1.025	1.0900
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	0.309	0.312
B_{z1m}	Induction dans la dent statorique	T	1.3943	1.3305
B_{z22}	Induction dans la dent rotorique	T	1.4919	1.5352
M	Poids de la machine	kg	13.6058	12.66
η	Rendement	---	0.7714	0.7732

Les Figures IV.9 et IV.10, illustre la variation de la meilleure valeur pour la fonction objectif avec le nombre d'itération 1000, dont la comparaison et les valeurs obtenues pour chaque paramètre d'optimisation sont reportées dans le Tableau IV.2.

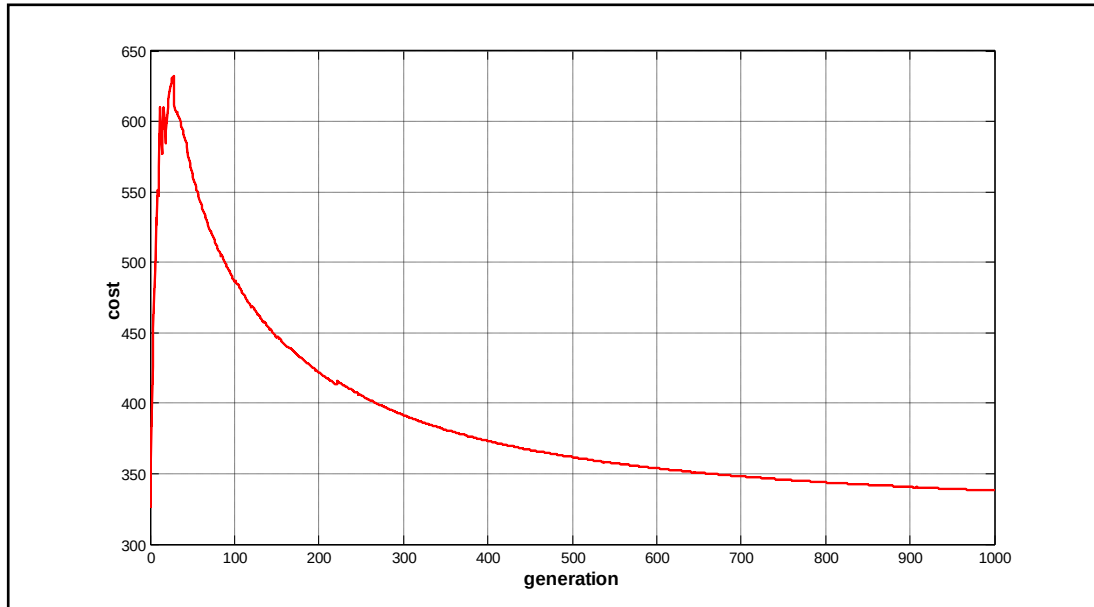


Figure IV.9 : Résultats pour la 1^{er} Exécution.

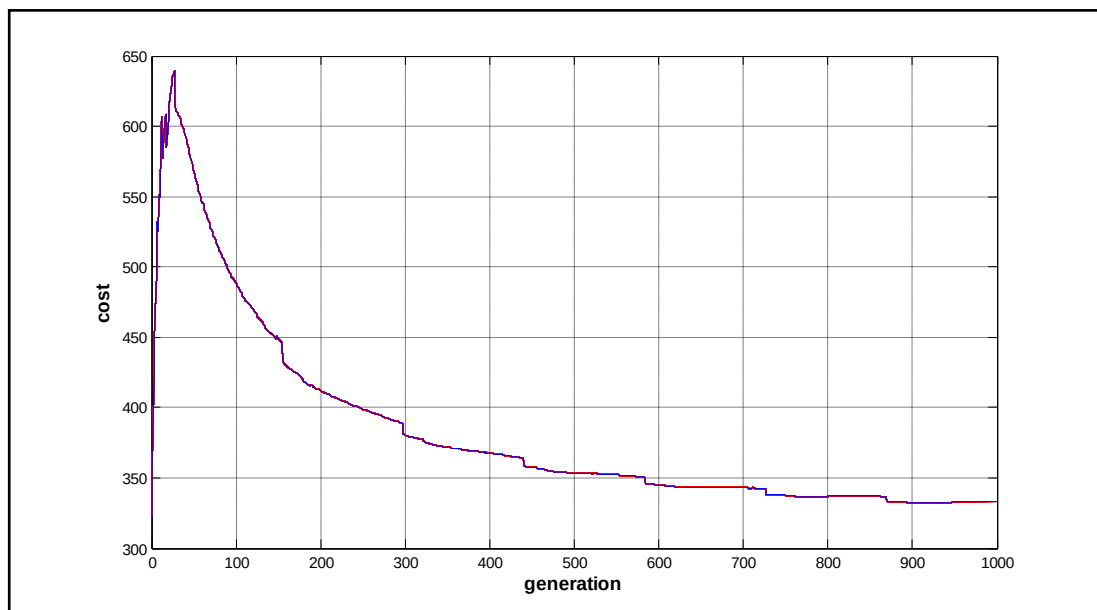
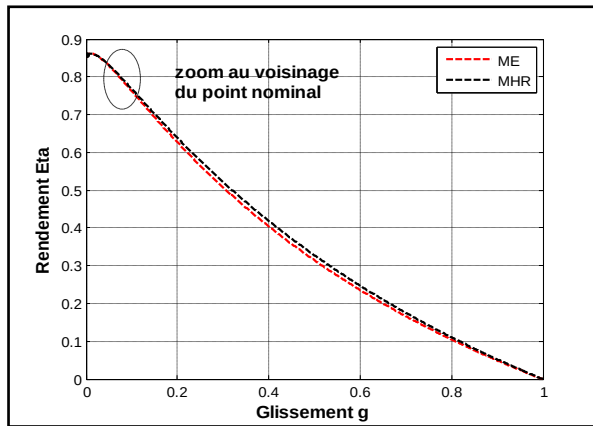
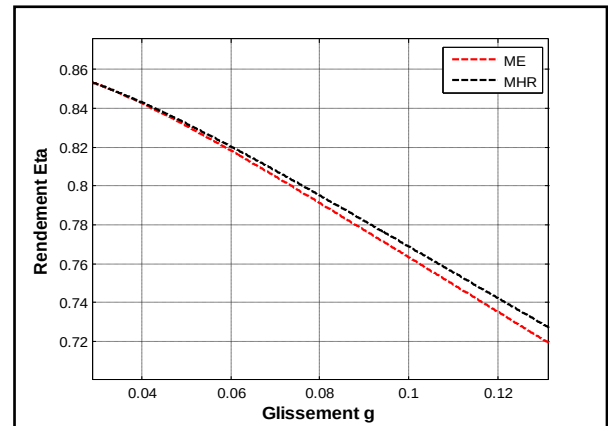
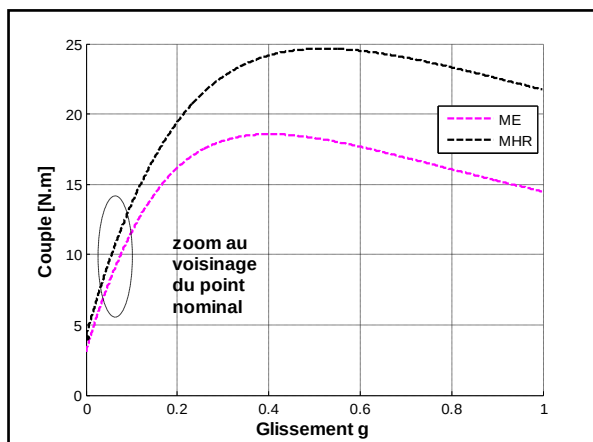
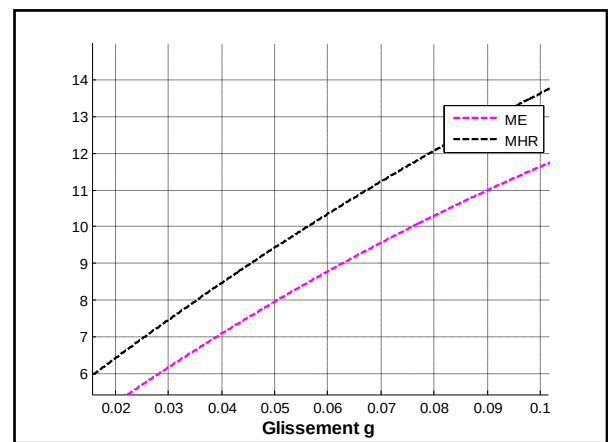


Figure IV.10 : Résultats pour la 2^{eme} Exécution.

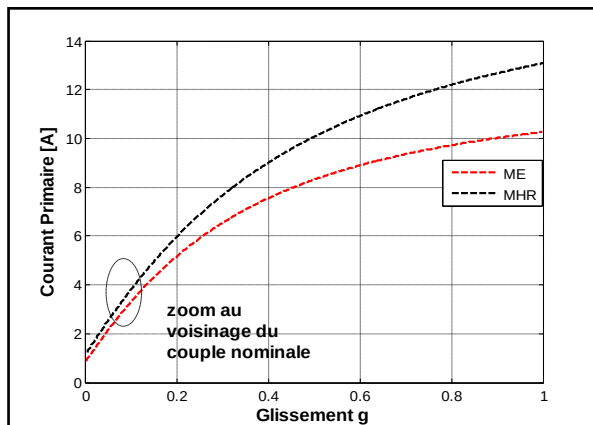
Les figures suivantes illustrent une comparaison entre les caractéristiques de prototype calculé (ME), la machine de catalogue (MCA) ainsi que la machine à haut rendement (MHR), dont les performances sont regroupées dans le tableau IV.3.

a) Rendement en fonction du glissement $\eta=f(g)$.

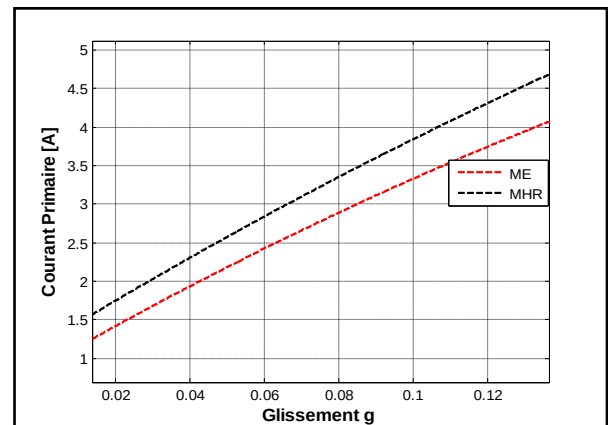
b) Zoom.

c) Couple en fonction du glissement $C=f(g)$.

d) Zoom.



e) Courant Primaire en fonction du glissement.



f) Zoom.

Figure IV.11 : Comparaison entre les Caractéristiques de la Machine Existante et la Machine à Haut Rendement.

Tableau IV.3 : Tableau Comparatif.

Paramètres	MCA	ME	MHR
Puissance utile (KW)	1100	1100	1100
Couple électromagnétique C_{em} (N.m)	7.5	7.5	7.5
Couple de démarrage C_{dema} (N.m)	15.75	13.8	21.7
Couple électromagnétique maximal C_{emax} (N.m)	17.25	18.68	24.6
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	2.3	2.49	2.89
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	2.1	1.84	3.28
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.1	1.35	1.13

➤ **Discussion :**

Faisant comparer les résultats obtenus pour les deux machines à haut rendement (MHR) et calculée par le programme de conception (ME) avec celles déclaré dans le catalogue de machine d'Azazga (MCA), on remarque :

- Une amélioration considérable du rendement peut atteindre 2% ;
- Une augmentation du couple de démarrage et le couple maximal ;
- 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 supérieure ;
- Une diminution du poids de la machine ;
- Les autres paramètres respectent leurs intervalles.

IV.4.5. Étude de l'effet de choix du matériau

On gardera les mêmes paramètres de conception, seulement, on utilise la courbe $B=f(H)$ du matériau dont les pertes spécifiques 2.3 W/kg (appelé M2 dans notre cas), à savoir que le matériau utilisé précédemment est 3.6 W/kg (nommée M1).

Tableau IV.4 : Résultats d'Optimisation.

Abréviation	paramètres	unités	Solutions	
			1 ^{er} exécution	2 ^{eme} exécution
D	Diamètre d'alésage	mm	116.2	117.7
λ	Rapport géométrique	---	1.0805	1.0963
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	0.5	0.4
B_{z1m}	Induction dans le dent statorique	T	1.5185	1.5271
B_{z22}	Induction dans la dent rotorique	T	1.6409	1.6040
M	Poids de la machine	kg	11.4575	13.1135
η	Rendement	---	0.7851	0.7863

Les Figures IV, 12 et IV.13, illustre la variation de la meilleure valeur pour la fonction objectif dans 100 itérations, dont la comparaison et les valeurs obtenues pour chaque paramètre d'optimisation sont reportées dans les Tableau IV.4.

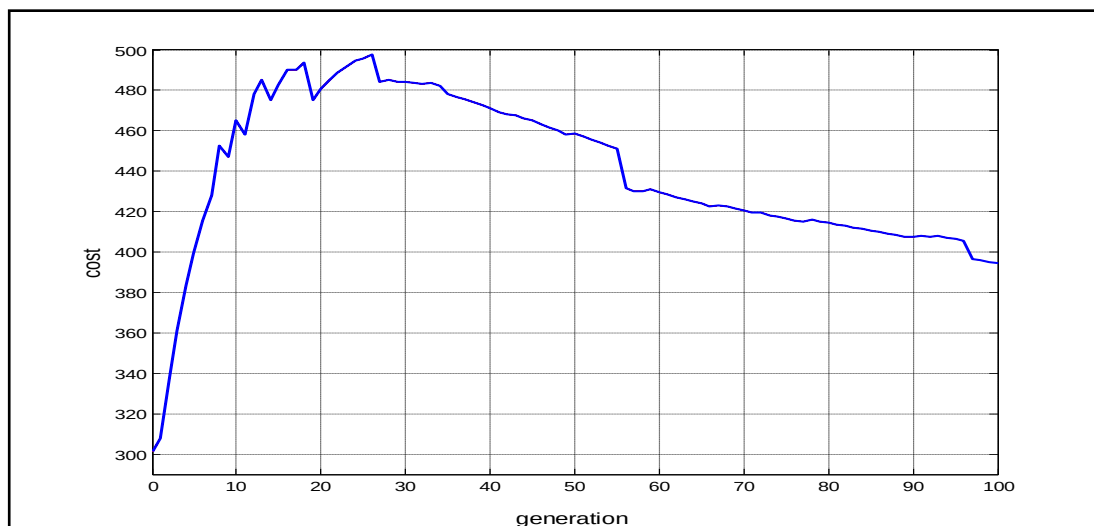


Figure IV.12 : Résultats pour 1^{er} Exécution pour la Machine M2.

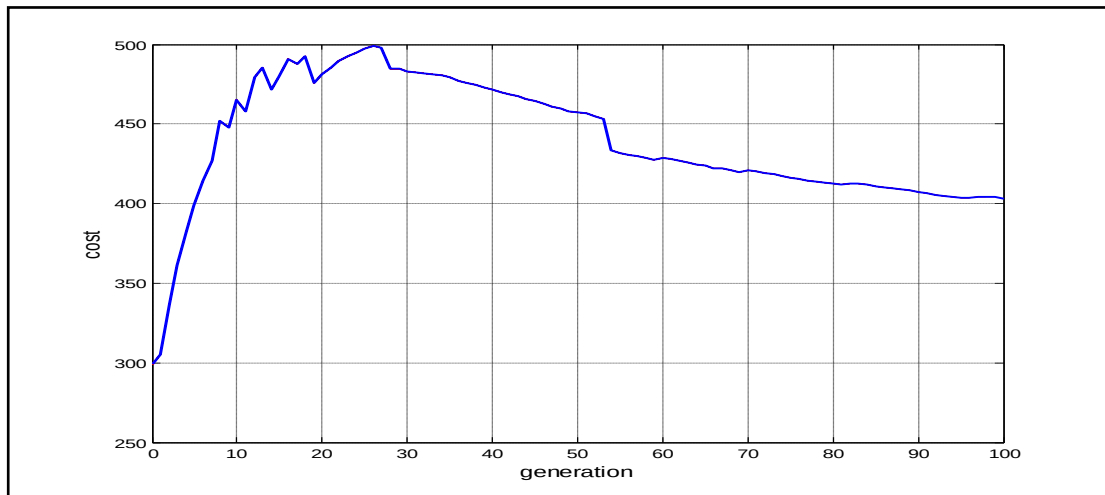
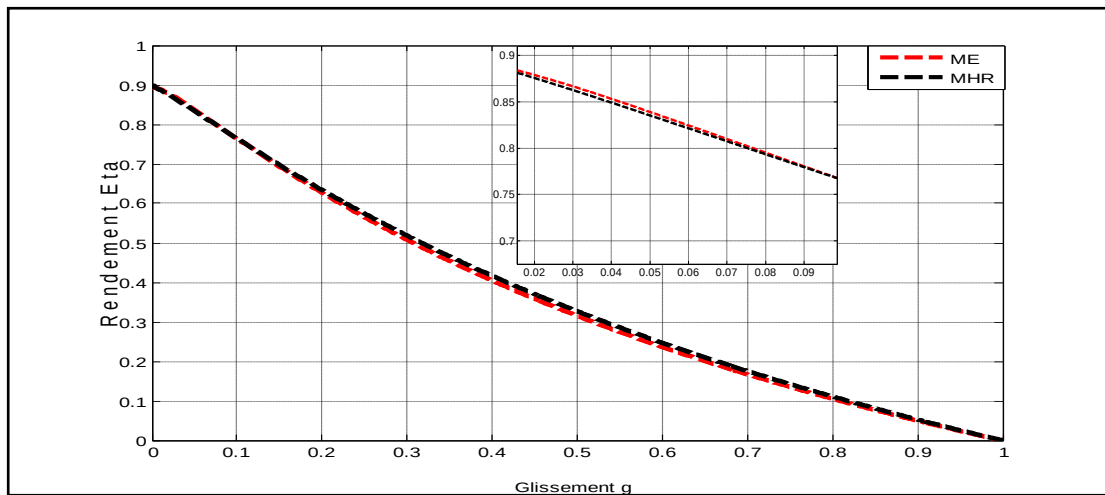
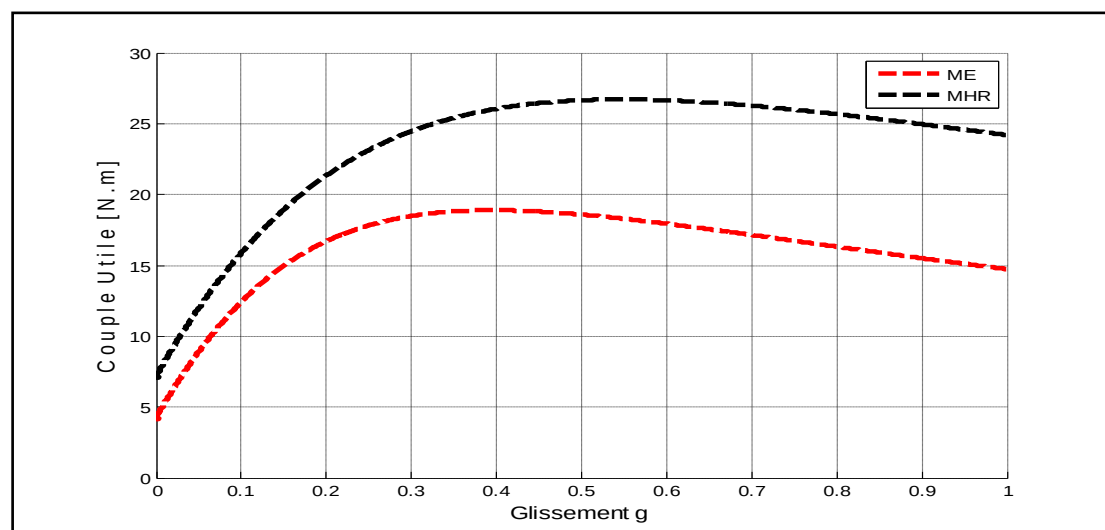


Figure IV.13 : Résultats pour 2^{ème} Exécution pour la Machine M2.



a) Rendement en fonction du glissement $\eta=f(g)$



b) Couple en Fonction du Glissement $C_u=f(g)$

Figure IV.14.a,b : Comparaison Entre les Caractéristiques de la Machine Existante et la MHR.

Tableau IV.5 : Tableau Comparatif.

Paramètres	ME	MHR
Puissance utiles (KW)	1100	1100
Couple électromagnétique C_{em} (N.m)	7.5	7.5
Couple de démarrage C_{dema} (N.m)	14.73	24.19
Couple électromagnétique maximal C_{emax} (N.m)	18.89	26.71
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c	2.51	3.56
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d	1.96	3.22
Rapport du couple maximal au couple de démarrage K_{maxd}	1.28	1.10

Cette méthode d'optimisation est testée plusieurs fois. Les meilleures valeurs, et les écarts types de la fonction objectif sont donnés dans le Tableau IV.6.

Tableau IV.6 : Tableau Comparatif.

machines	Poids de la machine (kg)			Rendement (%)		
	Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Écart (%)	Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Améliorations (%)
M1	15.75	12.66	-19.62%	0.759	0.773	+1.84%
M2	15.76	13.11	-16.77%	0.771	0.7863	+1.98%

➤ discussion

La première remarque concernant les résultats trouvés, c'est que le nombre de générations nécessaires pour converger vers une meilleure solution. Dans tous les cas un maximum de 100 générations est suffisant à l'algorithme pour ce convergé.

Cette étude, montre que les algorithmes d'OEP, sont des exemples efficaces appliqués à un problème multi-variables non linéaire. Leurs capacités à localiser l'optimum global sont constatées a travers l'exécution répétée du programme développé, dont on a trouvé presque les mêmes résultats. Ainsi que, l'application d'OEP ne nécessite pas un temps de calcul

important, la simplicité de sa mise en œuvre et son efficacité à prendre en compte un grand nombre de contraintes lui confère une certaine puissance et robustesse.

IV.4.6. Étude statistique

Pour illustrer, l'épargne d'énergie utilisant les moteurs à induction à haut rendement avec une meilleure qualité d'alimentation en énergie électrique, deux types de moteurs sont analysés dans cette partie de notre travail, le premier classique, et le deuxième est à haut rendement. Sur la base que le prix de l'énergie est de 4 DA/kWh. La période annuelle moyenne d'utilisation est de 6000 h, à 80% de la charge, ce qui est dans la gamme du rendement maximum.

Tableau IV.7 : Économie d'Énergie.

Machine (M1)	Moteur (1) (1.1 kW) 74% E.E.I Azazga	Moteur (2) (1.1 kW) 77.3% H.E.M	Conservation d'énergie: (1) - (2)
M1 Energie (kWh)	7135.1	6830.5	304.6
Prix (DA*10 ³)	28.54	27.32	1.22

Tableau IV.8 : Économie d'Énergie.

Machine (M2)	Moteur (1) (1.1 kW) 74% E.E.I Azazga	Moteur (2) (1.1 kW) 78.6% H.E.M	Conservation d'énergie: (1) - (2)
M2 Energie (kWh)	7135.1	6715.0	420.1
Prix (DA*10 ³)	28.54	26.86	1.68

Les Tableaux IV.7, IV.8, montrent clairement les économies annuelles relatives d'énergie, pour le moteur à induction à haut rendement choisi d'une machine asynchrone type DINIEC-F (1,1 kW).

Avec un prix d'achat typique environ 40-50 EUR/kW ce qui est équivalent à 4.4 - 5.5 10³ DA/kW en Algérie, le moteur de 1.1 kW classique (MI-Cl) vaut entre 4.8 - 6.05 10³ DA. Sachant que les moteurs à inductions à haut rendement (MI-HRs) sont environ 30% plus chers que les moteurs classiques (MI-Cl) ; 6.2 - 7.86 10³ DA.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les méthodes d'optimisation basées sur les métaheuristiques en les divisant en deux classes : les méthodes d'optimisation déterministes et stochastiques. Nous avons pu constater au fur et à mesure d'un court état de l'art pour chaque méthode, que leur utilisation en extraction de connaissances est relativement répandue pour les différentes tâches que nous désirons étudier : l'optimisation et l'amélioration de différents paramètres de dispositif.

Puisque les méthodes déterministes ne permettent pas de tenir compte directement d'éventuels paramètres discrets tels que le nombre de paires de pôles, d'encoches et de spires d'une machine électrique. Alors on adopté pour les méthodes stochastiques.

En effet, les méthodes stochastiques sont certainement bien adaptées à la résolution des problèmes d'optimisation dans le domaine de l'électromécanique. Les algorithmes génétiques, le recuit simulé, et optimisation par Essaim particulaire OEP.

Les résultats trouvés, montre que l'optimisation par Essaim particuliers est efficace. Sachant que, à partir des modifications, elle permet la résolution d'un large panel de problèmes. De plus, bien que définie à la base pour des problèmes d'optimisation continue, on s'aperçoit qu'elle fournit de très bons résultats pour des problèmes d'optimisation.

L'influence du matériau utilisé à la construction de la machine sur les résultats de programme de conception optimisé est considérable et important, pour ce terme les nouveaux recherches se basent sur l'amélioration des matériaux et tentent utiliser de manière efficace, respectant le cout de la machine.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de ce travail était d'appliquer une méthode d'optimisation par PSO sur la conception d'une machine asynchrone type DIN-IEC 34-T2.

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 de PSO, 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 compromis à la fois.

Sa robustesse fait de l'algorithme évolutionnaire un outil très utile, néanmoins cette robustesse coûte chère en temps de calcul car il faut beaucoup d'itérations, et donc beaucoup d'évaluations de la fonction coût, pour arriver à un résultat raisonnable.

La convergence de l'algorithme est atteinte lorsque le fitness n'est plus amélioré et le profil recherché (optimum) sera obtenu. Les résultats obtenus ont été plus que satisfaisants vu que le profil obtenu répond aux conditions initiales, et aux contraintes de performances de la machine (minimum des pertes).

En effet, nous avons associé deux méthodes de calcul et d'analyse des machines, la première usuelle nous permet d'obtenir une machine faisable et la seconde se chargera de son optimisation.

Une application de la CAO optimisée d'une machine asynchrone de 1.1kW 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, ne doit pas excéder 15 kg.

A partir des résultats obtenus, il apparaît que la méthode d'optimisation par les essais particuliers 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 une

solution efficace pour réduire le temps d'optimisation et augmenter la précision. Alors, La robustesse est très grande comme en témoigne le faible poids de la machine (- 18%) et encore la conservation annuelle d'énergie par l'utilisation de cette type de conception.

Perspective :

- *Refaire la même étude en appliquant plusieurs paramètres à l'optimisation, le travail faites, c'est pour six paramètres, ce qui reste peu;*
- *Appliquer ces techniques d'optimisation à des machines asynchrones de puissance plus faible ou plus grande ;*
- *Appliquer ces techniques d'optimisation à la commande de la machine ;*
- *Envisager une validation expérimentale.*

ANNEXE

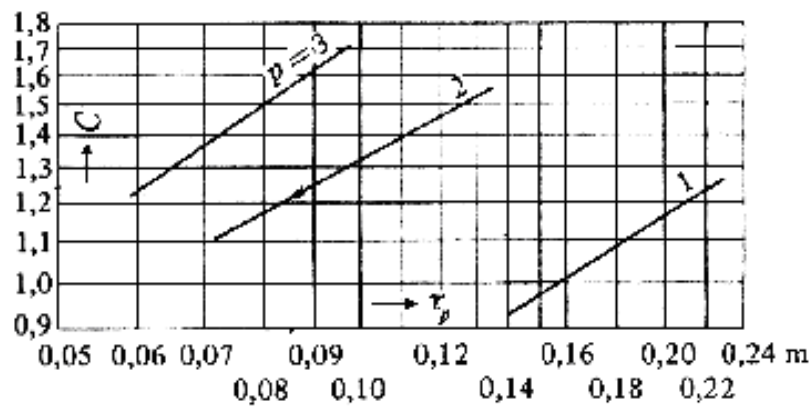


Figure A.1 :

Coefficient D'utilisation De Machines Asynchrones Normales En Fonction du Pas Polaire.

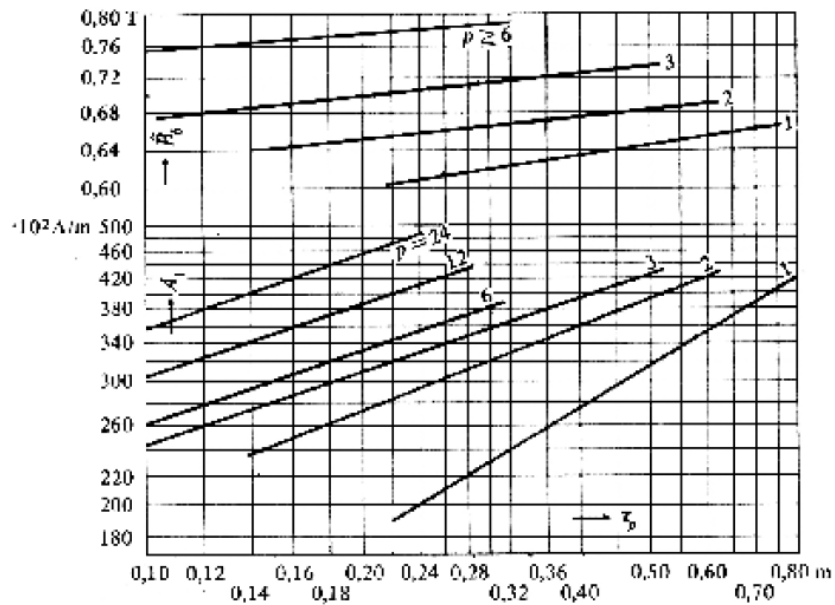


Figure A.2 :

Induction $B_{\delta max}$ dans l'Entrefer Et Densité Linéaire A_1 De Courant De Machines Asynchrones Normales En Fonction Du Pas Polaire

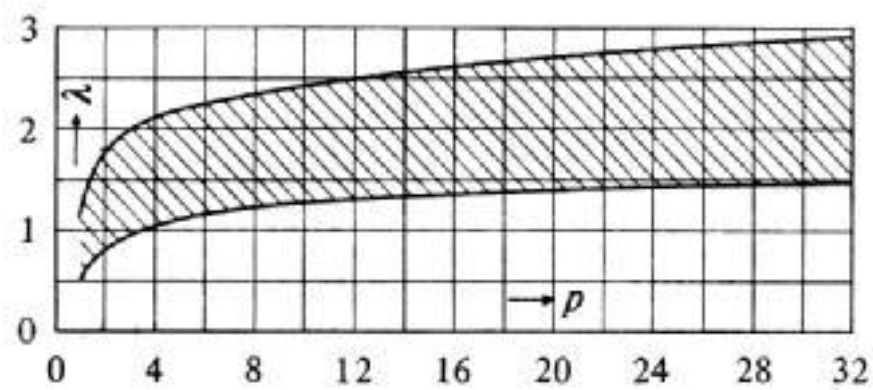


Figure A.3 :
Rapport λ De La Longueur Virtuelle l_i D'induit Au Pas Polaire τ_p En Fonction
Du Nombre De Paires De Pôles p .

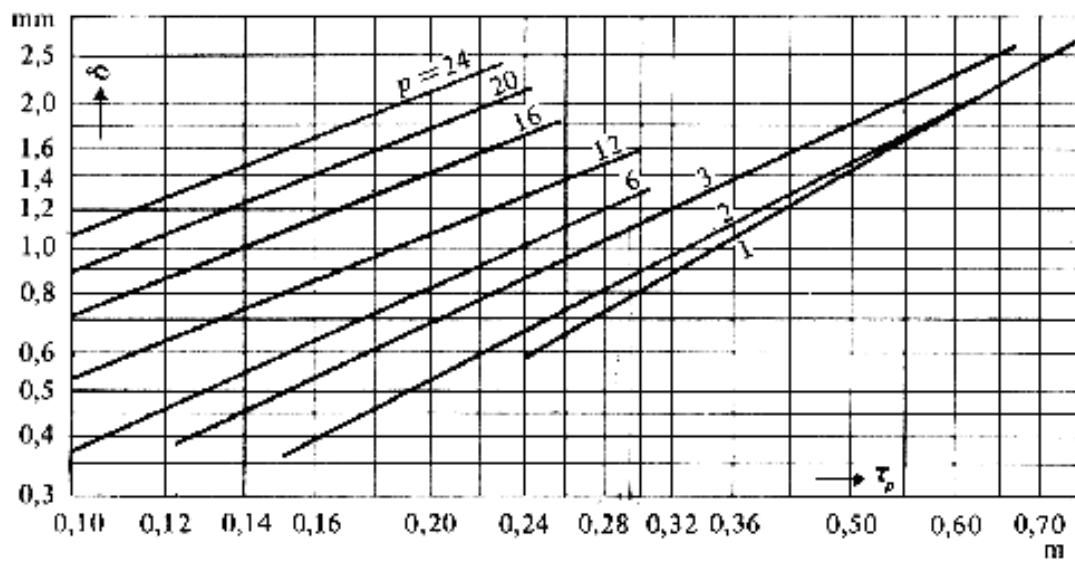


Figure A.4 :
Entrefer δ De Machines Asynchrones Normales En Fonction De Pas Polaire τ_p .

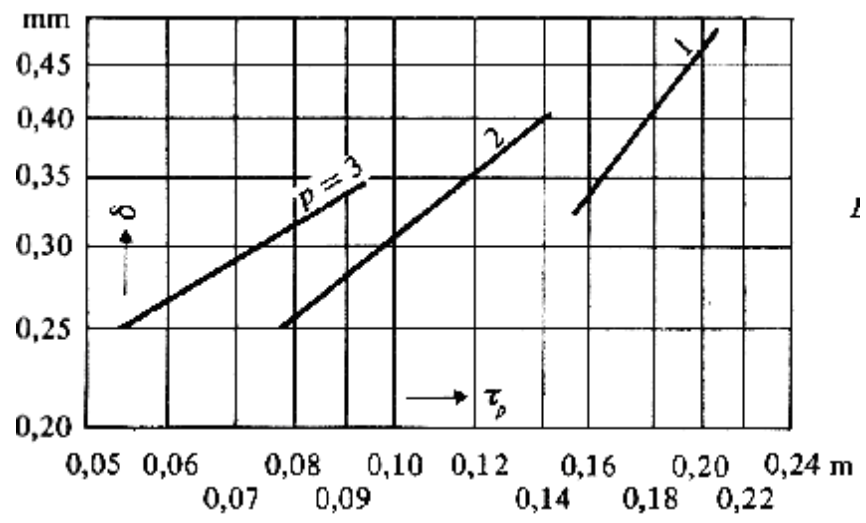


Figure A.5 :

Entrefer δ De Machines Asynchrones Normales En Fonction De Pas Polaire τ_p

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **T. Wildie, G. Sibille**, «*Électrotechnique*» livre 4^{ème} édition, de Boeck, 2005, pp.524.
- [2] **L. Lasne**, «*Exercices et Problèmes d'Électrotechnique* », livre 1^{er} Édition, de Dunod, Paris, 2005, pp.216.
- [3] **E. Gaucheron**, «*Les Moteurs Électriques, ...pour mieux les Piloter et les Protéger* », Cahier Technique n°207, Collection Schneider, Édition Juin 2004.
- [4] **P. Mayé**, «*Aide-mémoire d'Électrotechnique* », Livre, Tome 7 Édition Dunod, Paris, 2006, pp.220.
- [5] **A. Bouzida**, «*Diagnostic des Défauts de la Machine Asynchrone à Cage par les Techniques des Ondelettes* », Mémoire de Magister de École Nationale Polytechnique d'Alger, 2007, pp 19.
- [6] **P. Brunet**, «*Introduction à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone* », Article, 2009.
- [7] **J. Caron, J. Hautier**, «*Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone* », Livre Edition TECHNIP, Paris, 1995.
- [8] **G. Segui**, «*Électrotechnique Industrielle* », Lavoisier, 2ème Edition, Paris, France, 1985.
- [9] **G. Grellet**, «*Pertes dans les Machines Tournantes* », Technique de l'Ingénieur, D3450, Décembre, 1989.
- [10] **A. Boukhelifa**, «*Les Éléments d'Optimisation du Pilotage d'une Machine Asynchrone en Vue D'un Contrôle Vectoriel* », Thèse de Doctorat de L'école Nationale Polytechnique, Alger, 2007, pp.56,
- [11] **N. Khenfer**, «*Machine Asynchrone ses Modèles, son Identification et sa Commande* », Thèse de Doctorat d'État, Polytechnique d'Alger, 1993.

- [12] **Y. Alhassoun**, « *Étude et Mise en Œuvre de Machine à Aimantation Induite Fonctionnant à Haut Vitesse* », Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [13] **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.
- [14] 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).
- [15] **J. Maruszczyk, M. Lhenry**, « *L'Efficacité Énergétique Devient la Règle* » Revue ABB 3/2009.
- [16] **R.Angioletti, H.Despretz**, « *Maîtrise de l'Énergie dans les Bâtiments : Tarifs de l'Énergie* », Technique d'Ingénieur, BE 9 021.
- [17] **R.Angioletti, H.Despretz**, « *Maîtrise de l'Énergie dans les Bâtiments ; Definition, Usages, Consommation* » technique d'Ingénieur, Vol. 4, N° BE9020, pp. BE9020.1-BE20, 2004.
- [18] **Commission Européenne**, « *Le Programme European Motor Challenge Programme* », Bruxelles, le 1^{er} Janvier 2003.
- [19] **R.Hanitsch**, “*Energy Efficient Electric Motors*”, University of Technology Berlin Germany, 48 RIO 02 - World Climate & Energy Event, 6-11 January, 2002.
- [20] **A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli**, « *Induction Motor Efficiency Measurements in Accordance to IEEE 112-B, IEC 34-2 and JEC 37international standards*», Conference Proceedings on Electric Machines and Drives, Vol. 3, pp. 1599-1605, 1- 4 June, 2003.
- [21] **R.P. Bouchard, G. Olivier**, « *Conception des Moteurs Asynchrones Triphasées* », Livre Presses Internationales Polytechniques, 1997.
- [22] **A. Boglietti, A. Cavagnino**, «*Induction Motor Efficiency Improvements with Low Additional Production Costs*», Conference Proceedings on Electric Machines and Drives, Vol. 2, pp. 775, 31 March-2 April, 2004.
- [23] **C.N. Glew**, « *Stray Load Losses in Induction Motors; a Challenge to Academia* », Conference Publication, N°44, IEE, 1997.

- [24] **Y. Tayoub, T. Abderrazak** « *Optimisation Paramétrique des Machines Asynchrones par L'aplication des Algorithmes à Essaim de Particules* », Mémoire d'Ingénieur d'état en Génie Electrotechnique, Université M'sila, 2009.
- [25] **S. Hsu, J. Don and M. Olszewski**, « *Comparison of Induction Motor Field, Efficiency Evaluation Methods*», IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.E-34, No1, pp. 117-125, 1998.
- [26] **J. R. Holmquist**, « *Practical Approach for Determining Motor Efficiency in the Field Using Calculated and Measured Values* », IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 40, No. 1, pp. 242-248, January, 2004
- [27] **M. Gerin**, « *Départ des Moteurs* », Collection Schneider, 2006.
- [28] **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.
- [29] Catalogues des Moteurs Asynchrones (0.18 - 400 kW) et Alternateurs (16-180kVA), Azazga, Tizi-Ouzou, Algérie.
- [30] **C. Espanet**, « *Modélisation et Conception Optimale de Moteurs Sans Balais à Structure Inverse Application au Moteur Roue* », Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, 1999.
- [31] **R. Redjem**, « *Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Électriques, Application aux Moteurs Asynchrones*», Mémoire de Magister en Électrotechnique, université Mentouri Constantine, 2006.
- [32] **J.C. Sabonnadière**, « *Conception Assistée par Ordinateur (CAO) en Génie Electrique* », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 585
- [33] **M. Liwschitz et L. Maret** « *Calcul des Machines Electriques* », Tome 1, Tome 2, Edition Dunod, Paris, France, 1967.
- [34] **T. Hiyama, M. Ikeda, and T. Nakayama**, « *Artificial Neural Network Based Induction Motor Design* », Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 1, pp. 264-268, August, 2002.
- [35] **S. Chekroun**, « *Contribution a l'Étude des Moteurs Asynchrones à Haut Rendement* » Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, 2011, pp.97.

- [36] **M. Kostenko, L. Piotrovski** , « *Machines Électriques* », Tome 2, Edition Mir Moscou, 1969.
- [37] **B. Sid**, « *optimisation Topologique de Structures par Algorithmes Génétiques* » Thèse de Doctorat de l'Université de Franche-Comté, 2006, pp. 01,21.
- [38] **S. M et G. E** « *Conception Assistée par Ordinateur des Machines Asynchrones à Rotor en Court Circuit* », Mémoire d'ingénieur, Encadré par M. HAMIMID, Université de M'sila 2005.
- [39] **T. Comte**, « *Conception Assistée par Ordinateur (CAO)* », Technique de L'ingénieur, D3585, juin 1994.
- [40] **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
- [41] **C. Porte** « *Méthodes Directes d'Optimisation Méthodes à une Variable et Simplex* » Technique d'ingénieur, P228.
- [42] **M. Minoux**, « *Programmation Mathématique : Théories et Algorithmes* », Dunod, vol. 1, Paris, 1983.
- [43] **S. Datta, S.W. McLaughlin**, « *An Enumerative Method for Runlength-Limited Codes: Permutation Codes* », IEEE Trans. Information Theory , Vol. 45, Issue 6, pp. 2199-2204, September, 1999.
- [44] **A. Gherbi, B. Francois and M. Belkacemi**, « *Methods for Power System Transient Stability Analysis: State of the Art* », Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal, Vol. 31, Issue 1, pp. 3-13, July, 2006.
- [45] **C. Singh, D. Sarkar**, « *Practical Considerations in the Optimisation of Induction Motor Design* », Electric Power Applications, Vol. 139, N°. 4, pp. 365 - 373, July, 1992.
- [46] **E. Parsopoulos, N. Vrahatis** « *Particle Swarm Optimisation and Intelligence* » Livre Edition Information Science Reference, pp.11-17, 2010.
- [47] **Y. Cooren**. « *Perfectionnement d'un Algorithme adaptatif d'Optimisation par Essaim Particulaire ; Applications en Génie Médical et en Électronique* », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris 12-Val De Marne, pp. 12, 2008.

- [48] **L. Kartobi**, « *Optimisation de la Synthèse des FACTS par les Algorithmes Génétiques et les Essaims Particulaires pour le contrôle des Réseaux Electriques* » Mémoire de Magister de Ecole Nationale Polytechnique Alger 2006.
- [49] **X. Hüe**. « *Genetic Algorithms for Optimisation* » Edinburgh Parallel Computing Centre 1997, pp08.
- [50] **O. Hajji**, « *Contribution en Développement de Méthode de Stochastique* » Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille 2003.
- [51] **J. Kennedy, and R. Eberhart**, «*Particle Swarm Optimization*», IEEE International Conference on Neural Networks (Perth, Australia), IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 1995, pg. IV: 1942-1948.
- [52] **R. Kannan, R. Bhuvaneswari, et S. Subramanian**, « *Optimal Design of Three-Phase Induction Motor Using Particle Swarm Optimization* », Iranian journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 6, n°2, pp.105-111, 2007.
- [53] **D. Boudieb**, « *Application des Algorithmes Évolutionnaires en Optimisation Géométrique de Forme* » Mémoire en Magister de l'Université M'hamed Bougara Boumerdes, pp.01-08, 10/06/2008.
- [54] **P. Lacomme**, « *Méthodes Exactes et Approchées pour l'Optimisation des Systèmes à Moyen de Transport* » Mémoire en Vue de l'Obtention de Habilitations à Diriger des Recherches, Université Blaise Pascal (Clermont-Ferrand II), pp.111, 2005.

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

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES

Proposé et dirigé par : - Dr. S. CHEKROUN

Présenté par - BENGUEDOUAR Yassine

Thème :

Algorithme d'optimisation par essaim de particules (OEP)

Application à L'amélioration des moteurs El-Azazga, Algérie.

Résumé :

L'optimisation par essaim de particules est une technique utilise « une population » de solutions pour développer une solution optimale au problème. L'OEP se diffère des autres méthodes de calcul évolutionnaire de façon que les membres de la population appelés « particules », sont dispersées dans l'espace de problème. Dans le cadre de ce mémoire on a présenté une application de la technique d'optimisation par essaim de particules (OEP) dans le domaine d'amélioration du rendement d'une machine asynchrone à flux radial à travers la CAO des machines électriques. Il comprend le principe, les étapes et les différentes approches du dimensionnement de ces machines par la méthode LIWSCHITZ. Les résultats trouvés sont encourageux, il reste seulement de comprendre l'effet de chaque paramètre de l'algorithme.

Mots Clés:

Machine asynchrone, Conception, Optimisation, OEP, Méthode Liwschitz, Haut rendement.