

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



FILIERE : ELECTROMECHANIQUE  
Numéro d'inscription : D.ELM/3C/01/17

**Thèse**  
Présentée pour l'obtention du diplôme de  
**Doctorat Troisième Cycle**  
Filière : Electromécanique  
Option : Electromécanique

**Thème**

**Conception Optimisée d'une Machine Asynchrone  
à Cage Utilisant les Algorithmes Génétiques  
Modifiés**

Présentée Par :

ZEGHBA Oussama

Soutenue le : 25/07/2021

Devant le jury composé de :

LADGHEM CHIKOUCHE Brahim	Maître de Conférences A	Université de M'Sila	<b>Président</b>
CHAKROUNE Salim	Professeur	Université de M'Sila	<b>Rapporteur</b>
HAMIMID Mourad	Professeur	Université B-B-A	<b>Examineur</b>
BELKHIRI Salah	Maître de Conférences A	Université de M'Sila	<b>Examineur</b>
TALHAOUI Hicham	Maître de Conférences A	Université B-B-A	<b>Examineur</b>
KHODJA Djalal Eddine	Professeur	Université de Msila	<b>Invité (P.CFD)</b>

**Année universitaire : 2020 /2021**

## REMERCIEMENTS ET DÉDICACE

*Tout d'abord, je voudrais remercier ALLAH ﷻ pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a accordées pendant toutes ces longues années.*

*Je dédie ce travail à mes parents et à ma famille, et je les remercie également tous pour mon soutien tout au long de ma carrière universitaire.*

*Je voudrais également exprimer mes vifs remerciements à mon superviseur, le professeur Chakroune Salim, mon professeur à l'Université de M'sila, pour son suivi continu tout au long de la production de cette thèse, car il n'a cessé de me donner des conseils.*

*À travers cette thèse, j'exprime mon gratitude à tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation de la première année du primaire au niveau universitaire, et je remercie les membres du laboratoire de génie électrique LGE et les membres du jury.*

*Enfin, je tiens également à remercier toutes les personnes qui ont participé directement ou indirectement à la réalisation de ce travail.*

*Oussama Zeghba*

# Table De Matières

---

<b>Remerciements Et Dédicace .....</b>	<b>i</b>
<b>Table De Matières .....</b>	<b>ii</b>
<b>Liste Des Figures .....</b>	<b>vi</b>
<b>Liste Des Tableaux.....</b>	<b>x</b>
<b>Nomenclature .....</b>	<b>xi</b>
<b>Liste des Publications .....</b>	<b>xv</b>
<b>Introduction Générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre Un : Fondement Théorique des Machines Asynchrones et à Haut Rendement</b>	
1.1 Introduction.....	4
1.2 Généralités sur les machines asynchrones .....	5
1.2.1 Constitution .....	5
1.2.2 Principe de fonctionnement .....	7
1.2.3 Caractéristiques de fonctionnement .....	8
1.3 Modélisation de la machine asynchrone .....	10
1.3.2 Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé.....	11
1.3.3 Transformation de Park .....	12
1.3.4 L'expression du couple électromagnétique .....	15
1.3.5 Equation du mouvement .....	17
1.4 Schémas équivalents par phase de la machine asynchrone .....	18
1.5 Bilan des puissances .....	19
1.6 Rendement.....	21
1.7 Normes et réglementations.....	22
1.7.1. Classes de rendement internationales : codes IE.....	22

1.8 Machine à haut rendement (MHR) .....	26
1.8.1 La performance attendue du moteur.....	26
1.8.2 Les conditions d'environnement du moteur.....	26
1.8.3 Economie d'énergie par les moteurs à haut rendement.....	27
1.9 Amélioration du rendement d'un moteur asynchrone .....	27
1.10 Avantages d'un moteur à haut rendement .....	28
1.11 Conclusion .....	29

**Chapitre Deux : Conception Multi-Objectifs des Machines Asynchrones à Haut Rendement**

2.1 Introduction .....	30
2.2 Conception .....	31
2.2.1 La conception dans l'industrie .....	31
2.2.2 Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques .....	31
2.2.2.1 Première méthode .....	31
2.2.2.2 Deuxième méthode .....	32
2.2.2.3 Troisième méthode .....	32
2.2.2.4 Méthode classique « calcul de Liwschitz » .....	32
1) Calcul des dimensions principales .....	32
2) Dimensionnement des encoches .....	34
3) L'entrefer .....	34
4) Enroulement de la machine .....	34
5) Calcul de la F.M.M .....	35
6) Calcul du nombre de spires $N_1$ par phase du primaire .....	38
7) Calcul des courants .....	40
8) Dispersion .....	41
9) Evaluation des Pertes .....	42
2.3 Conception d'une machine asynchrone par la méthode de Liwschitz .....	45
2.3.1 Étude des performances de la machine étudiée .....	46

a) Analyse statique .....	46
b) Analyse dynamique .....	48
2.3.2 Comparaison des résultats .....	48
2.4 Conception multi-objectifs .....	52
2.4.1 Méthode proposée .....	52
2.4.2 Résultats et analyse .....	54
2.4.3 Comportement en boucle ouverte .....	56
2.5 Conclusion .....	58

### **Chapitre Trois : Conception Optimisée d'une Machine Asynchrone**

3.1 Introduction .....	60
3.2 Problème d'optimisation .....	61
3.3 Classification des problèmes d'optimisation .....	62
3.4 Choix d'une méthode .....	62
3.5 Méthodes d'optimisation .....	63
3.5.1 Fonctionnement des algorithmes génétiques standard (AGs) .....	64
3.5.2 Les algorithmes génétiques modifiés .....	68
3.6 Optimisation de la conception du moteur à induction .....	76
3.7 Conclusion .....	83

### **Chapitre Quatre : Validation et Analyse de Résultats par les Éléments Finis**

4.1 Introduction .....	84
4.2 Méthode des éléments finis.....	85
4.2.1 Les équations de Maxwell.....	86
4.2.2 Conditions d'interfaces.....	88
4.2.3 Conditions aux limite .....	89
4.2.4 Formulation en potentiel vecteur .....	89
4.2.5 Méthode de résolution des équations aux dérivées partielles.....	90

4.3 Présentation de logiciel Flux 2D .....	92
4.4 Application à la machine asynchrone .....	94
4.4.1 Moteur Classique (M. Clas.) .....	94
4.4.2 Machine classique à ouverture rotorique (M. EO.).....	100
4.4.3 Machine Optimisée.....	103
4.5 Etude Comparative .....	106
4.6 Conclusion .....	111
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>112</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>115</b>
<b>Annex A – Résultats de Programme de conception.....</b>	<b>121</b>
<b>Annex B – Prototype et les abaques des machines asynchrones .....</b>	<b>126</b>
<b>Résumé</b>	

## Liste Des Figures

Figure 1.1. Machine asynchrone .....	5
Figure 1.2. Couple en fonction de la vitesse .....	10
Figure 1.3. Représentation vectorielle des enroulements d'un moteur asynchrone triphasé .....	11
Figure 1.4. Représentation physique de la transformation de PARK normalisée pour une machine asynchrone .....	13
Figure 1.5. Modèle généralisé biphasé selon les axes ( U,V) .....	15
Figure 1.6. Schéma par phase réaliste de la machine asynchrone .....	18
Figure 1.7. Schéma équivalent ramené au stator .....	18
Figure 1.8. Bilan des puissances .....	21
Figure 1.9. Classes de rendement internationales de 4 pôles .....	22
Figure 1.10. Zones pour Augmenter d'efficacité du moteur .....	27
Figure 2.1. La conception dans l'industrie .....	31
Figure 2.2. Caractéristique de couple en fonction du glissement .....	47
Figure 2.3. Caractéristique du courant primaire en fonction du glissement .....	47
Figure 2.4. Caractéristique de la vitesse rotorique en fonction du glissement .....	47
Figure 2.5. Caractéristique du rendement en fonction du glissement .....	48
Figure 2.6. Caractéristique de la puissance utile en fonction du glissement.....	48
Figure 2.7. Schéma fonctionnel du banc d'essai par simulation .....	48
Figure 2.8. Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal .....	49
Figure 2.9. Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple démarrage .....	50
Figure 2.10. Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximale .....	51
Figure 2.11. Procédure globale de conception proposée .....	53

---

Figure 2.12. Comparaison des caractéristiques de fonctionnement .....	55
Figure 2.13. Résultats de tests sur le couple démarrage .....	57
Figure 2.14. Résultats de tests sur le couple maximal .....	57
Figure 3.1. Méthodes d'optimisation .....	63
Figure 3.2. Diagramme d'algorithme génétique proposé .....	69
Figure 3.3. Graphique de la fonction test .....	70
Figure 3.4. Evolution de la fonction objective en fonction du nombre de générations utilisant AGC .....	75
Figure 3.5. Evolution de la fonction objective en fonction du nombre de générations utilisant AGM .....	75
Figure 3.6. Démarches de la conception optimisée d'une machine asynchrone .....	77
Figure 3.7. Résultats de la conception optimisée .....	79
Figure 3.8. Rendement en fonction de la puissance utile .....	80
Figure 3.9. Courant absorbé en fonction de la puissance utile .....	80
Figure 3.10. Couple électromagnétique en fonction du temps .....	80
Figure 3.11. Vitesse rotorique en fonction du temps .....	82
Figure 3.12. Courant de phase statorique en fonction du temps .....	82
Figure 4.1. Éléments classiques en une et deux dimensions .....	91
Figure 4.2. Processus de prototypage simple en 5 étapes .....	93
Figure 4.3. Les synergies logicielles de FLUX 2D .....	93
Figure 4.4. Géométrie de la machine étudiée .....	94
Figure 4.5. Dimension des encoches de machine classique .....	95
Figure 4.6. Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique .....	95
Figure 4.7. Répartition du maillage .....	96

---

Figure 4.8. Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie .....	97
Figure 4.9. Circuit équivalent de la cage rotorique .....	97
Figure 4.10. Caractéristiques du fonctionnement de la machine étudiée en fonction du glissement de machine classique .....	99
Figure 4.11. Caractéristiques du couple et courant absorbé pour la machine classique étudiée en régime transitoire .....	99
Figure 4.12. Caractéristiques de la vitesse pour la machine étudiée en régime transitoire de machine classique .....	100
Figure 4.13. Dimension des encoches de la machine à ouverture rotorique .....	101
Figure 4.14. Caractéristiques du fonctionnement de la machine à encoches ouvertes en fonction du glissement .....	101
Figure 4.15. Caractéristiques de fonctionnement pour la machine à encoches rotorique ouvertes en régime transitoire .....	102
Figure 4.16. Dimension des encoches de la machine optimisée .....	103
Figure 4.17. Caractéristiques du fonctionnement de la machine optimisée par les AGM en fonction du glissement .....	104
Figure 4.18. Caractéristiques de fonctionnement pour la machine optimisée en régime transitoire .....	105
Figure 4.19. Couple électromécanique en fonction de glissement pour M. Clas Et la M.OR ..	106
Figure 4.20. Courant statorique en fonction de glissement pour M. Clas Et la M.OR .....	106
Figure 4.21. Couple électromécanique en fonction de temps pour M. Clas Et la M.OR .....	107
Figure 4.22. Vitesse en fonction de temps pour M. Clas Et la M.OR .....	107
Figure 4.23. Courant primaire en fonction de temps pour M. Clas Et la M.OR .....	108
Figure 4.24. Couple électromécanique en fonction de glissement pour M. Clas	

---

et la M.OAGM .....	108
Figure 4.25. Courant statorique en fonction de glissement pour M. Clas et la M.OAGM .....	109
Figure 4.26. Couple en fonction de temps glissement pour M. Clas et la M.OAGM .....	109
Figure 4.27. Vitesse rotorique en fonction de temps glissement pour M. Clas et la M.OAGM .....	110
Figure 4.28. Courant statorique en fonction de temps glissement pour M. Clas et la M.OAGM .....	110

## Liste Des Tableaux

Tableau 1.1. Répartition et classes du rendement des moteurs électriques .....	23
Tableau 2.1 Résultats du programme développé .....	46
Tableau 2.2 Tableau comparatif .....	52
Tableau 2.3 Résultats de conception .....	54
Tableau 3.1. Résultats pour la fonction test .....	76
Tableau 3.2. Résultats de la conception optimisée .....	78
Tableau 4.1. Caractéristique de la machine classique .....	94
Tableau 4.2. B(H) du matériau magnétique utilisé .....	96
Tableau 4.3. Performances de la machine étudiée .....	99
Tableau 4.4. Caractéristique de la machine à ouverture rotorique .....	100
Tableau 4.5. Tableau récapitulatif des deux machines .....	102
Tableau 4.6. Caractéristique de la machine optimisée .....	103
Tableau 4.7. Tableau récapitulatif des trois machines .....	104

## NOMENCLATURE

<b>Symbole</b>	<b>Unité</b>	<b>Notation</b>
$\eta$	-	Rendement
$P_a, P_{ele}$	W	Puissance absorbée
$P_u$	W	Puissance utile
$P_{tr}$	W	Puissance transmise
$\Delta P_{mec}$	W	Perte mécanique
$P_{mec}$	W	Puissance mécanique
$\eta_{STD}$	-	Rendement du moteur standard
$\eta_{MHR}$	-	Rendement du moteur à haut rendement
$n, n_r$	tr/min	Vitesse rotorique
F	%	Chute de potentiel magnétique
$A_1$	A /m	Désigne la densité linéaire de courant à la périphérie de l'induit
$f, f_1$	Hz	Fréquence
$I_n$	A	Courant nominal
$\tau_p$		Pas polaire
$C_r$	N.m	Couple résistant
$C_u$	N.m	Couple utile
$I_1, I_s$	A	Courant statorique
$m_1$		Nombre de phases
$V_1$	V	Tension primaire
$k_{w1}$		Facteur de bobinage
$P_s$	W	Puissance apparente
$B_\delta$	T	Induction en entrefer
c		Coefficient d'utilisation
Cos $\varphi$		Facteur de puissance
$L_i$	m	Longueur virtuel
D	m	Diamètre d'alésage
$C_n$	N.m	Couple nominal
$C_{dem}$	N.m	Couple de démarrage
$\Phi_i$	Wb	Flux partiel

$N_1$	-	Nombre de spires
$E_1$	V	Force électromagnétique
$q$	-	Nombre de bobine par groupe
$P$	-	Nombre de pair de pôles
$\lambda$	-	Rapport géométrique
$K_{p1}$	-	Facteur de raccourcissement
$Z_2$	-	Nombre d'encoche rotorique
$Z_1$	-	Nombre d'encoche statorique
$K_{d1}$		Coefficient de distribution
$J$	$\text{Kg.m}^2$	Inertie
$\omega_s$	rad/s	Pulsation statorique ou de synchronisme
$\Omega_s$	rad/s	Vitesse synchronisme
$M$	H	Inductance cyclique mutuelle
$L_m$	H	Inductance magnétisante
$p_t$	m	Épaisseur du pont
$B_i$	T	Arc polaire
$K_s$	-	Coefficient de saturation
$H_{z.moy}$		l'intensité moyenne du champ
$S_\delta$	$\text{m}^2$	la surface virtuelle traversée par le flux
$\alpha_i$		Coefficient d'aplatissement de la courbe
$\Phi_{\tau max}$	Wb	Flux passe par la dent
$\mu_0$		Perméabilité
$\Delta$	m	Épaisseur d'entrefer
$\delta'$	m	Épaisseur d'entrefer fictif
$Y$		Ordre harmonique
$l_{Fe}$		Langueur de fer
$B_i$		Arc polaire
$k_f$		Coefficient de forme de la courbe d'induction
$P$		Nombre de pair de pôles
$f_r$	Hz	Fréquence du courant rotorique
$f_s$	Hz	Fréquence du courant statorique
$\beta$		Pas relative
$P_{cul}$	W	Perte dans la culasse

$P_f$	W	Perte fer
$R_{bar}$	$\Omega$	Résistance d'une barre
$R_{an}$	$\Omega$	Résistance de l'anneau
$P$	$\Omega.m^2 /m$	Résistivité
$P_w$	W	Pertes par courants de Foucault
$P_h$	W	Pertes par Hystérésis
$R_1$	$\Omega$	La résistance statorique par phase
$R_f$	$\Omega$	Résistance de fuite
$K_H$		Coefficient Hystérésis
$I_m$	A	Courant magnétisant
$I_0$	A	Courant à vide
$X_{\sigma 1}$	$\Omega$	réactance de fuite du stator
$B_{z1p}$	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
$X_{\sigma 1}$		Réactance de fuite
$\sigma_{H1}$		coefficients de dispersion
$\Lambda_{\sigma z}$		la perméance d'encoche
$\Lambda_{\sigma d1}$		Réactance de fuite différentielle Pour le stator
$\Lambda_{\sigma d2}$		Réactance de fuite différentielle Pour le rotor
$I_{an}$		courant de l'anneau
$\tau_{z1}$		Pas dentaire statorique
$\tau_{z2}$		Pas dentaire rotorique
$J_d$		La densité de courant de déplacement
$J_c$		La densité de courant du conducteur
$H$	[A/m]	Le champ magnétique
$\partial D/\partial t$	[A/m <sup>2</sup> ]	Densité de courant de déplacement
$B$	[T]	L'induction magnétique
$E$	[V/m]	Le champ électrique
$D$	[C/m <sup>2</sup> ]	L'induction électrique
$\rho$	[C/m <sup>3</sup> ]	La densité de charge volumique

---

$B_r$		Le vecteur d'induction magnétique rémanente
$\epsilon_0$		La permittivité absolue du vide
$\epsilon_r$		La permittivité relative du milieu
$J_s$	[A/m <sup>2</sup> ]	La densité du courant d'excitation de source
$u$	[m/s]	Vecteur des pièces conductrices susceptible de se déplacer
$\sigma$	[S/m]	La conductivité électrique
$A$		Potential vecteur magnétique
$\beta$		Coefficient de dilation des tôles
$K_{dc}$		coefficient total de majoration des pertes tenant compte
$K_{Fe}$		facteur de de remplissage compte tenu foisonnement
$L_{fe}$	mm	longueur apparente du stator
$h_j$	mm	épaisseur d'une culasse du stator
$\Phi_j$	wb	flux magnétique par pole

# **Publication scientifique**

## **Les Travaux Effectués Dans Cette Thèse**

### **Les publications revues internationale:**

1. O.Zeghba, S. Chakroune, D.E. Khodja, S. Belhamdi, “**Design Optimization of Induction Motor Using On-Line Improved Genetic Algorithms**”

AMSE-IIETA journals, Modelling, Measurement and Control A, Vol. 93, No. 1-4, December, 2020, pp. 19-25.

Journal homepage: [http://iieta.org/journals/mmc\\_a](http://iieta.org/journals/mmc_a)

2. O. Zeghba, S. Chakroune, S. Belhamdi, “**Multi Objective Design Of High Efficiency Induction Motor Using An Analytical Methods**”,

AMSE-IIETA journals, Modelling, Measurement and Control A, Vol. 91, No. 4, December, 2018, pp. 202-211.

Journal homepage: [http://iieta.org/Journals/MMC/MMC\\_A](http://iieta.org/Journals/MMC/MMC_A)

### ***Les publications conférences internationale:***

- 1- O. Zeghba, S. Chakroune, S. Belhamdi, “**A New Strategy Design of High Efficiency Induction Motor with Closed Rotor Slot**”, Second International Conference on Electrical Engineering, ICEEB’2018, DECEMBERE 2-3 2018, BISKRA, ALGERIA

# Introduction Générale

# Introduction Générale

## 1 Généralités

Comme le dit Laure Dobigny: « Penser l'énergie, c'est penser la société », [1]. À la suite des chocs pétroliers des années 1970, il y a eu prise de conscience que les ressources énergétiques fossiles ne sont pas illimitées, que leur consommation sans précaution entraînerait leur raréfaction et l'augmentation de leur coût, que la concentration des ressources les plus importantes dans certaines zones géographiques peut entraîner de graves crises économiques et politiques. Les énergies renouvelables doivent être utilisées massivement dans certains secteurs (chauffage de l'eau, planchers chauffants, couplage réseau, éolien, géothermie...) et par contre nécessitent encore un développement dans certaines filières d'entre elles, [1, 2].

En Algérie comme dans le monde entier, la situation de l'énergie est préoccupante, en ce sens que la consommation augmente parallèlement avec le niveau de vie. Elle s'est engagée sur la voie des énergies renouvelables afin d'apporter des solutions globales et durables aux défis environnementaux et aux problématiques de préservation des ressources énergétiques d'origine fossile à travers le lancement d'un programme ambitieux pour le développement des énergies renouvelables qui a été adopté par le Gouvernement en février 2011, révisée en mai 2015 et placée au rang de priorité nationale en février 2016, [3].

En effet, le secteur industriel consomme plus d'énergie que bien d'autres secteurs. En 2016, il a utilisé environ 37% de l'énergie totale générée dans le monde. Ce secteur intègre un groupe diversifié d'industries, notamment celles de la fabrication, de l'exploitation des mines, de la construction, de l'agriculture, et de nombreuses autres activités comme le traitement et l'assemblage, le conditionnement et l'éclairage, [4, 5].

Heureusement, il existe actuellement de nombreuses solutions d'efficacité énergétique pour l'Industrie, même si celles-ci ne sont pas encore généralisées. La plupart de ces solutions peuvent se traduire par l'utilisation des machines à haut rendement, [5].

Jusqu'aux dernières décennies, les applications industrielles ou la traction électrique nécessitant la vitesse variable, utilisaient des machines à courant continu, car elles sont plus flexibles à commander. Mais elles exigent une maintenance périodique coûteuse, de plus leur prix est relativement plus cher, [6].

Le développement impressionnant des semi-conducteurs de puissance et la commercialisation des alimentations à fréquences variables, ont permis d'élargir le domaine d'application des machines à courant alternatif à celui de la vitesse variable. Pour de telles applications et pour une large plage de puissance, la solution utilisant la machine asynchrone, est la plus recommandée à cause de sa robustesse, de son entretien réduit, de son coût très intéressant, et de ses performances dynamiques très appréciables, [6, 7].

Pour améliorer le rendement de ces machines, plusieurs solutions sont proposées dans la littérature technique. L'une des solutions est basée sur la commande, alors d'autres proposent la maintenance périodique. Par ailleurs, les concepteurs de machines offrent une solution basée sur la conception optimisée qui est un thème d'actualité.

## 2 Objectifs

Suite à la problématique exposée, deux objectifs étaient fixés dans ce travail:

- Passer en revue les différentes méthodes de conception de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil et vérifier la méthode analytique de Liwschitz en utilisant une machine asynchrone de puissance 5 kW.
- Présenter une nouvelle approche de conception optimisée à l'aide des dimensions géométriques et les algorithmes génétiques modifiés. Dont les grandeurs de la plaque signalétique sont utilisées comme contraintes et les résultats obtenus seront ensuite vérifiés et validés par comparaison avec les performances de la machine existante.

Le choix de la machine asynchrone à flux radial de 5 kW, était motivé par une double considération :

- Avoir un banc réel avec lequel le travail de conception pourra être validé.
- Prendre une machine de faible puissance qui présente le cas le plus défavorable concernant les pertes et le courant magnétisant à l'égard des machines puissantes.

## 3 Présentation de la thèse

Cette thèse est structurée en quatre chapitres comme suit:

Le premier chapitre, traitera des considérations générales sur la machine asynchrone, il s'agit de l'établissement d'un modèle d'action simplifié en utilisant la transformation de Park, ainsi les équations obtenues permettront d'aboutir à un schéma équivalent en régime sinusoïdal. Ensuite nous présenterons les différentes classes de rendement internationales de ces machines, l'avantage et les inconvénients des machines asynchrones dites à haut

rendement. Finalement les actions possibles pour l'amélioration du rendement d'un moteur asynchrone sont également arborées.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de l'approche analytique pour la conception multi-objectifs d'une machine asynchrone à gage. Selon un programme de conception, nous voyons l'effet de l'ouverture d'encoche rotorique sur les performances de la machine spécialement le rendement et le couple. Les résultats trouvés seront vérifiés avec ceux de la machine classique.

Afin d'améliorer leurs performances, on a proposé une technique d'optimisation. Cette dernière est basée sur les algorithmes génétiques modifiés. Un exemple mathématique sera donné pour comprendre le fonctionnement de ces algorithmes. Ainsi, les résultats obtenus, seront suivis par une étude comparative.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons l'analyse en 2D de machines classiques, à encoches ouvertes et l'optimiser en deux régimes magnétodynamique et transitoire, dans les mêmes conditions que celles des essais. Ce qui nous permettra de valider nos résultats.

Enfin, on terminera par une conclusion générale présentant le travail accompli, les difficultés rencontrées et les perspectives pour la continuité de ce travail.

**Chapitre Un :**

**Fondement Théorique des Machines Asynchrones et à  
Haut Rendement**

## 1.1 Introduction

*Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans toutes les applications industrielles ou domestiques de l'électricité, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellente fiabilité, [8].*

*La généralisation actuelle, au moins en Algérie, des réseaux triphasés fait que les moteurs monophasés, dont les performances sont inférieures à celles de leurs homologues triphasés, ne sont plus employés que dans des applications particulières où les puissances sont limitées à quelques kilowatts et où l'alimentation se fait à basse tension, [8, 9].*

*Plusieurs caractéristiques, dont les principales font l'objet de normalisation, conduisent donc au choix d'un moteur asynchrone pour une application donnée; La puissance nominale, la tension d'alimentation, le mode de construction mécanique et le degré de protection des enveloppes. Il faut aussi veiller à ce que le démarrage se fasse dans de bonnes conditions pour le moteur et la machine entraînée ainsi que pour le réseau d'alimentation. Deux facteurs non complètement indépendants sont ainsi à surveiller : le couple et l'intensité du courant de démarrage. Ces facteurs peuvent ainsi conduire à orienter le choix technologique du moteur.*

*Le bon fonctionnement des moteurs peut être altéré par les perturbations de la tension provoquées par les incidents de nature aléatoire intervenant sur les réseaux et les installations électriques, qui résultent du fonctionnement des automatismes de protection. Des précautions de mise en œuvre peuvent être employées pour réduire la sensibilité des moteurs aux perturbations de types creux de tension ou coupures brèves. En outre, avec les progrès de l'électronique de puissance, les utilisations de la variation électronique de vitesse des moteurs se sont développées, en particulier pour les applications industrielles. Il existe maintenant plusieurs technologies d'entraînements à vitesse variable utilisant des moteurs asynchrones qui couvrent une gamme très étendue de puissances et d'applications. La technologie du convertisseur de fréquence à onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsions associé à un moteur asynchrone à cage tend à s'imposer comme la solution de référence pour des puissances atteignant quelques centaines de kilowatts, [10].*

*Dans ce chapitre, on présentera des généralités sur les machines asynchrones à partir de ses constitutions, ses principes de fonctionnement, ses caractéristiques mécaniques, et*

*les principales pertes existantes. On insistera sur le rendement des machines asynchrones, les méthodes et normes pour l'évaluer, les facteurs influents et les avantages des MHR.*

## 1.2 Généralités sur les machines asynchrones

Historiquement le dix-neuvième siècle fût l'époque des grandes découvertes en Électrotechnique dont les bases fondamentales ont été établies 1820 et 1830 par des hommes de science parmi lesquels on peut citer, OERSTED, AMPERE, BIOT, SAVART, LAPLACE, OHM, FARADAY; Plus tard en 1873 MAXWELL formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne dans son ouvrage fameux;"Treatise on Eelectricity and Magnétisme".

Mais ce n'est qu'à partir de (1870) que l'électrotechnique industrielle s'affirma notamment grâce à la production d'énergie électrique par les génératrices à courant continu (dynamos) de gramme et de siemens. Ensuite, dans les années (1880), furent conçus les alternateurs et les transformateurs polyphasés. Les premiers devaient concurrencer et détrôner les dynamos pour la production de l'électricité, enfin les travaux du yougoslave TESLA et de l'italien FERRARIS complétèrent les systèmes a courants alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou asynchrones en (1888), [11].



**Figure 1.1.** Machine asynchrone

### 1.2.1 Constitution

La machines à induction communément appelée machine asynchrone (MAS) à cause de sa vitesse de rotation, est la machine la plus utilisée avec la machine à courant continu, dans les entraînements à vitesse variable vu qu'elle se prête bien à ce type d'entraînement.

Mais, avec le développement de composants performants de l'électronique de puissance, la machine à courant continu est de plus en plus abandonnée pour ses problèmes de collecteur et de puissance.

Comme toute machine électrique tournante, la MAS est constituée de deux parties distinctes et complémentaires: le stator et le rotor, [7,12].

#### **a) Le stator**

Le stator représente la partie fixe et le plus souvent la partie inductrice c'est à dire la partie par laquelle on alimente la machine en courant électrique, il est alors le siège d'un champ magnétique appelé champ magnétique inducteur. Un circuit magnétique composé d'un empilement de tôles d'acier ferromagnétique est utilisé pour contenir le bobinage électrique entreposé dans des encoches d'une part et de canaliser les lignes du champ magnétique afin de réduire les fuites d'autre part, [7 ,12].

#### **b) Le rotor**

Le rotor quant à lui représente la partie tournante de la machine et le plus souvent la partie induite c'est à dire la partie dans laquelle sont induits des courants électriques par le fait du passage du champ magnétique du stator. La partie magnétique du rotor est constituée, comme celle du stator, d'un empilement de tôles ferromagnétiques dans laquelle est entreposé le circuit électrique qui peut être composé soit d'un bobinage électrique (bobiné), soit de barre d'aluminium(en court-circuit ou à cage d'écureuil), [7].

##### **b.1. Rotor à cage**

C'est le plus fréquent. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles deux anneaux de court-circuit. Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champs tandis que les barres accueillent les courants induits. Ces rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées des unes des autres (feuilletage) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi que les anneaux de court-circuit. Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit sont généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton. En général, les barres sont légèrement inclinées suivant l'axe du rotor afin que le nombre de barres présentes sous une phase statorique soit constant quel que soit la position du rotor. Ce procédé permet de diminuer la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours de la rotation du rotor (ou « effet d'encoches ») et de diminuer ainsi

les oscillations de couple. C'est cette inclinaison des encoches qui donne à l'ensemble barre plus anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil déformée, [9].

### **b.2. Rotor à double encoche ou à encoches profondes**

Ces rotors utilisent l'effet de peau dans les conducteurs afin de faire varier la résistance du rotor en fonction de la vitesse de fonctionnement de la machine. L'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui fait que plus la fréquence des courants augmentent, plus le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs. Ainsi, au démarrage, la fréquence des courants rotorique est égale à celle de l'alimentation et le courant n'utilise que la partie supérieure de la barre. Puis, au fur et à mesure que la vitesse de rotation du rotor augmente, la fréquence des courants rotorique diminue et le courant utilise une surface de plus en plus importante des barres. Ces topologies de rotor permettent un démarrage avec un couple plus important lorsque la machine est alimentée par une source de tension fixe (sans variateur), [9].

### **b.3. Rotor à bague**

Le rotor d'une machine à bague est constitué de 3 bobines (on parle aussi de rotor bobiné). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor. Ce type de rotor a été conçu pour permettre la variation de résistance du rotor en insérant des résistances en séries avec les bobines afin de réaliser un démarrage rotorique. Ce dispositif a ensuite permis la variation de vitesse avec un rendement acceptable au moyen d'un procédé appelé cascade Hypo-Synchrone. Le coût élevé de ce type de machines et l'apparition des variateurs de fréquence a rendu obsolètes ce type de machines, [10].

## **1.2.2 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.

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

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, les courants s'annulent de même que le couple qu'ils produisent et la machine n'est plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement.

Lorsqu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme fonctionnement hyper synchrone la machine fonctionne en générateur alternatif. Mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotoriques.

Un fonctionnement en générateur alternatif autonome est toutefois possible à l'aide de condensateurs connectés sur le stator, à condition qu'il existe un champ magnétique rémanent. On retrouve cette même problématique lorsqu'on cherche à faire fonctionner des machines à courant continu à excitation série en génératrice. À défaut, des dispositifs d'électronique de puissance et une batterie permettent d'amorcer le fonctionnement en génératrice autonome. Cette solution est mise en œuvre pour produire de l'électricité à l'aide d'éoliennes dans des sites isolés, [11].

### **1.2.3 Caractéristiques de fonctionnement**

#### **a) Fonctionnement à vide**

Lorsque le moteur tourne à vide, le courant est compris entre 50% et 20% du courant de pleine charge. Ce courant est semblable au courant d'excitation d'un transformateur. Ainsi, il est composé en majeure partie d'un courant magnétisant qui produit le flux tournant  $\Phi_m$  et d'une faible composante active pour fournir les pertes par frottement et aération. Plus les pertes dans le fer. Le flux  $\Phi_m$  accroche le rotor et le stator ; par conséquent, il est semblable à un flux mutuel.

La puissance réactive requise pour créer le champ tournant est donc considérable et, afin de la réduire, lorsqu'un moteur asynchrone fonctionne à vide, le flux crée est essentiellement un flux mutuel  $\Phi_m$ . A cause de la présence de l'entrefer, une puissance réactive considérable est requise pour produire ce flux.

On est amené à utiliser un entrefer aussi petit que possible, en tenant compte des tolérances mécaniques acceptables.

Le facteur de puissance à vide est compris entre 20% pour les petits moteurs et 5% pour les gros. En plus, le rendement est nul, car la machine ne débite aucune puissance utile, [8].

### b) Fonctionnement en charge

Le moteur est en charge, le courant circulant dans le rotor produit une FMM qui tend à changer le flux mutuel  $\Phi_m$ . Ceci engendre un courant dans le stator dont la FMM tend à s'opposer à celle créée par le rotor. Ces FMM sont très semblables à celles produites par le primaire et le secondaire d'un transformateur sous charge. Par conséquent, en plus du flux mutuel  $\Phi_m$ , des flux fuite  $\Phi_{f1}$  et  $\Phi_{f2}$  sont créés.

Lorsque le moteur fonctionne en charge, la puissance réactive (kVAR) requise pour produire ces trois flux est légèrement supérieure à celle absorbée à vide. Par contre, la puissance active (kW) absorbée par le moteur varie proportionnellement avec la charge mécanique. Il s'ensuit que le facteur de puissance du moteur (kW / kVA) s'améliore à mesure que la charge croit: à pleine charge, il est compris entre 80% pour les petits moteurs et 90% pour les gros. Le rendement à pleine charge est particulièrement élevé; il peut atteindre 98% pour les grosses machines.

### c) Glissement

- On désigne par  $N_s$  la vitesse de synchronisme, c'est-à-dire la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine.
- On désigne par  $N$  la vitesse de rotation de la machine.

La fréquence de synchronisme est toujours un sous multiple entier de la fréquence du secteur :

1. En 50 Hz c'est un sous multiple de 3000 tr/min soit : 3000 ; 1500 ; 1000 ; 750 ; etc.
2. En 60 Hz c'est un sous multiple de 3600 tr/min, soit : 3600 ; 1800 ; 1200 ; 900 ; etc.

Soit  $P$  le nombre de paires de pôles de la machine et  $f$  la fréquence de l'alimentation. On a :

$$N_s = f / p \text{ en tr/s ou } N_s = 60 f / p \text{ en tr/min.}$$

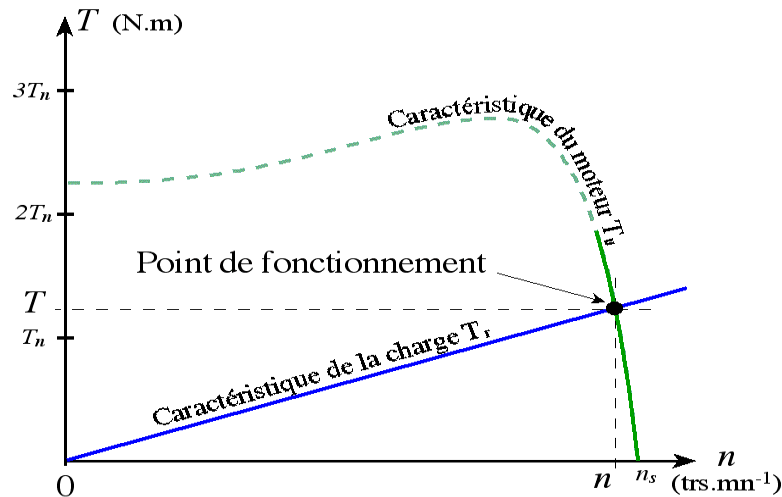
Le glissement correspond à la différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique exprimée sous la forme d'un pourcentage de la vitesse de synchronisme.

$$N_s - N = g N_s, \text{ soit } g = (N_s - N) / N_s.$$

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour-cent : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées, [11].

## b) Caractéristique mécanique couple / vitesse

La **Figure 1.2**, donne la caractéristique généralisée du couple en fonction de la vitesse pour les trois modes de fonctionnement d'une machine asynchrone.



**Figure1.2.** Couple en fonction de la vitesse

La machine fonctionne normalement comme moteur, développant un couple variant entre zéro et le couple de pleine charge  $C_n$ . Or, entre ces limites, la courbe donnant le couple en fonction de la vitesse est essentiellement une ligne droite. La pente de cette droite dépend surtout de la résistance du rotor: plus la résistance est grande, plus la pente est faible, [12].

## 1.3 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il s'agit d'une application simple des méthodes de modélisation modernes de la machine asynchrone, qui présentent des spécificités propres, qui ne sont pas nécessairement communes à d'autres processus physiques. Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse. De nos jours, de nombreuses publications et ouvrages spécialisés présentent ces techniques de modélisation, [8.10].

### 1.3.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation des machines asynchrones repose sur le contexte habituel des hypothèses simplificatrices, à savoir:

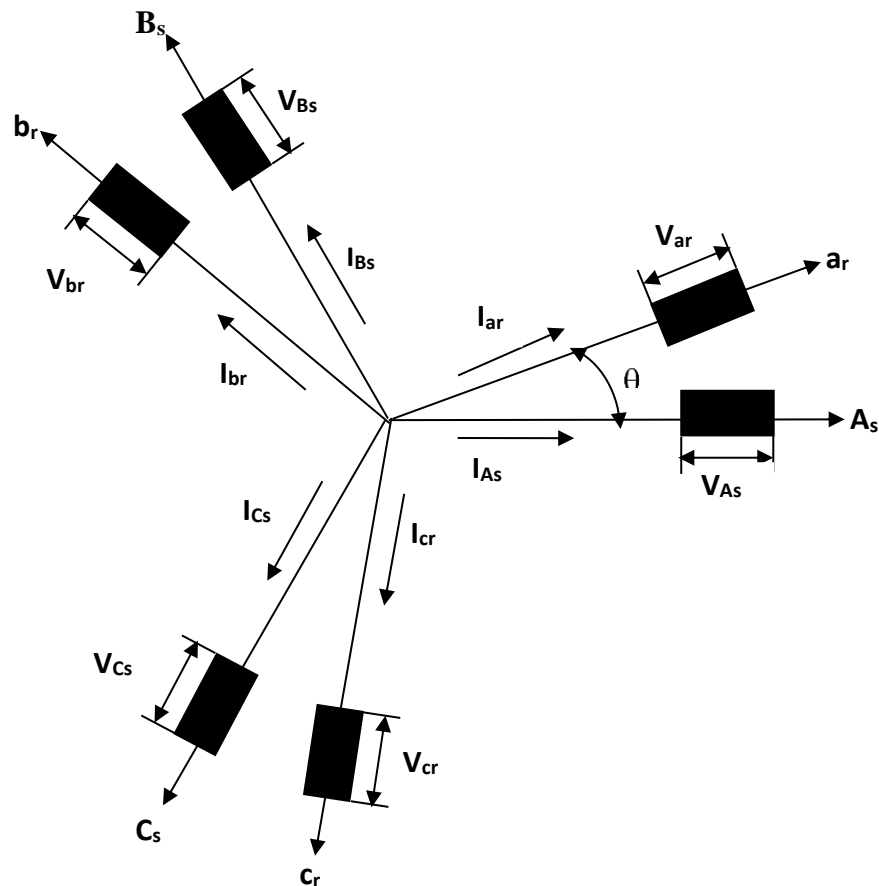
- L'entrefer constant ; à distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ; Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:

- La constance des inductances propres; La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### 1.3.2 Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé

A partir de ce qui a été dit précédemment, on peut représenter la machine par deux circuits couplés électromagnétiquement. Les trois enroulements des phases du stator  $A_s$ ,  $B_s$ ,  $C_s$ , ainsi que les trois enroulements du rotor  $a_r$ ,  $b_r$ ,  $c_r$  sont représentés schématiquement comme suit, [8]:



**Figure 1.3.** Représentation vectorielle des enroulements d'un moteur asynchrone triphasé

L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire ( en bipolaire).

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1-1)$$

Sous forme matricielle, on peut écrire les équations des tensions du stator et du rotor en remplaçant les expressions des flux:

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{I}_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_r] \} \quad (1-2)$$

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{I}_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{I}_s] \} \quad (1-3)$$

Tel que:

$$[\mathbf{V}_s] = [V_A \ V_B \ V_C]^T; \quad [\mathbf{V}_r] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad (1-4)$$

$$[\mathbf{I}_s] = [I_A \ I_B \ I_C]^T; \quad [\mathbf{I}_r] = [I_a \ I_b \ I_c]^T \quad (1-5)$$

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

$$[\mathbf{M}_{sr}] = L_m \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

$$[\mathbf{M}_{rs}] = [\mathbf{M}_{sr}]^T; \quad [\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

### 1.3.3 Transformation de Park

La condition du passage du système triphasé, système dit réel, au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des F.M.M égales. comme suit:

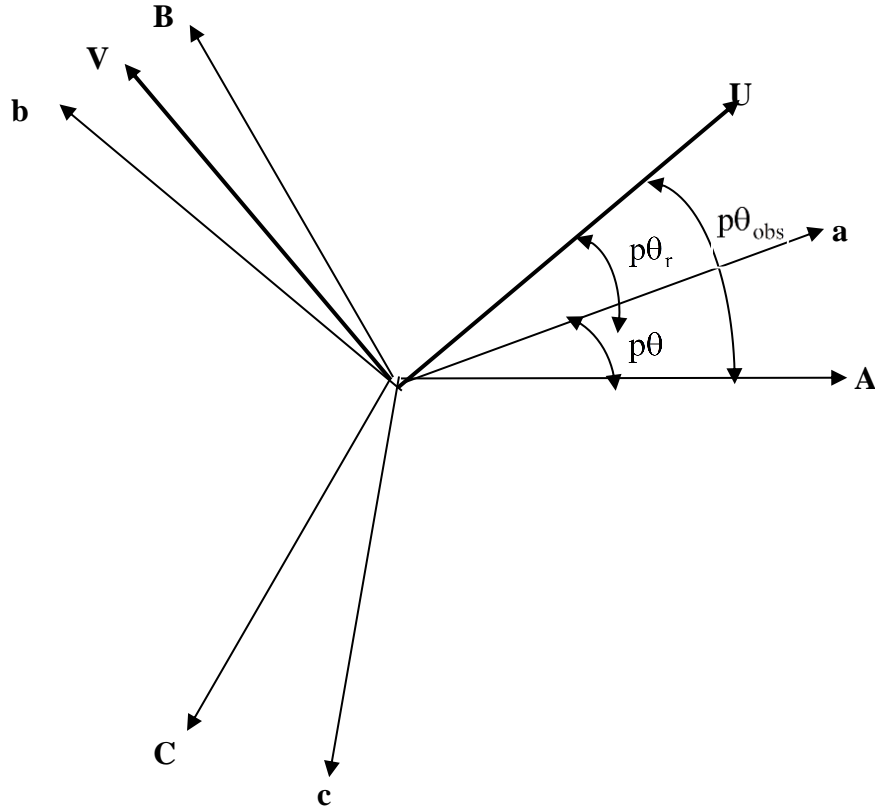
$p\theta_{\text{obs}}$  est l'angle électrique entre l'axe triphasé statorique ( OA) et biphasé ( OU);

$p\theta_r$  est l'angle électrique entre l'axe triphasé rotorique (Oa) est l'axe biphasé ( OV).

Le système biphasé (OU,OV) tourne par rapport au stator fixe avec une pulsation.

$$\omega_{\text{obs}} = \frac{d}{dt}(p\theta_{\text{obs}}) = p\Omega_{\text{obs}} \quad (1-9)$$

Le rotor tourne réellement avec une vitesse mécanique  $\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  et les axes rotoriques tournent avec une pulsation  $\omega_r = p\Omega_r$  par rapport au stator.



**Figure 1.4.** Représentation physique de la transformation de PARK normalisée pour une machine asynchrone

### 1.3.3.1 Les Équations de Park du stator

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} &= [R_s] \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1_s - M_s) & 0 & 0 \\ 0 & (1_s - M_s) & 0 \\ 0 & 0 & (1_s - M_s) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\text{obs}} (1_s - M_s) & 0 \\ -\omega_{\text{obs}} (1_s - M_s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \\ &+ L_m \cdot \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + L_m \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} \omega_{\text{obs}} & 0 \\ -\frac{3}{2} \omega_{\text{obs}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1-10)$$

On a défini l'inductance propre statorique  $L_s = l_s - M_s$  et la mutuelle inductance tenant compte de l'effet des trois phases du rotor sur une phase statorique  $M = \frac{3}{2} L_m$  d'où pour un système équilibré, [10,11]:

$$\begin{cases} V_{su} = R_s I_{su} + L_s \frac{dI_{su}}{dt} - \omega_{obs} L_s I_{sv} + M \frac{dI_{ru}}{dt} - M \omega_{obs} I_{rv} \\ V_{sv} = R_s I_{sv} + L_s \frac{dI_{sv}}{dt} - \omega_{obs} L_s I_{su} + M \frac{dI_{rv}}{dt} + M \omega_{obs} I_{ru} \end{cases} \quad (1-11)$$

Par arrangement (1-11), on aura:

$$\begin{cases} V_{su} = R_s I_{su} + \frac{d\phi_{su}}{dt} - \omega_{obs} \phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s I_{sv} + \frac{d\phi_{sv}}{dt} - \omega_{obs} \phi_{su} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \phi_{su} = L_s I_{su} + M I_{ru} \\ \phi_{sv} = L_s I_{sv} + M I_{rv} \end{cases} \quad (1-12)$$

### 1.3.3.2 Les équations de Park pour le rotor

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \\ V_{ro} \end{bmatrix} &= [R_r] \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (l_r - M_r) & 0 & 0 \\ 0 & (l_r - M_r) & 0 \\ 0 & 0 & (l_r + 2M_r) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + (\omega_{obs} - \omega_r)(l_r - M_r) \cdot \\ &\cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_m \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_m (\omega_{obs} - \omega_r) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{so} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1-13)$$

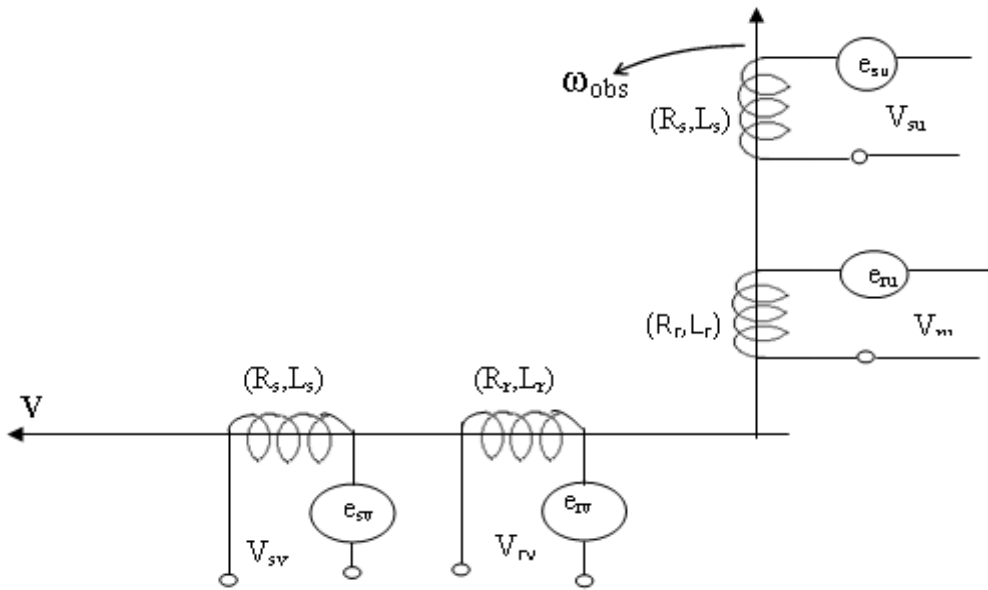
Le développement de ces dernières matrices permet d'écrire, [10,14]:

$$\begin{cases} V_{ru} = R_r I_{ru} + (l_r - M_r) \frac{dI_{ru}}{dt} - (\omega_{obs} - \omega_r) (l_r - M_r) I_{rv} + \frac{3}{2} L_m \frac{dI_{sv}}{dt} - \frac{3}{2} L_m \cdot (\omega_{obs} - \omega_r) I_{sv} \\ V_{rv} = R_r I_{rv} + (l_r - M_r) \frac{dI_{rv}}{dt} - (\omega_{obs} - \omega_r) (l_r - M_r) I_{ru} + \frac{3}{2} L_m \frac{dI_{su}}{dt} + \frac{3}{2} L_m \cdot (\omega_{obs} - \omega_r) I_{su} \\ V_{ro} = R_r I_{ro} + (l_r + 2M_r) \frac{dI_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (1-14)$$

On définit l'inductance rotorique :  $L_r = l_r - M_r$  alors on aura pour un système équilibré:

$$\begin{cases} V_{ru} = R_r I_{ru} + \frac{d}{dt} (L_r I_{ru} + M I_{su}) - (\omega_{obs} - \omega_r) (L_r I_{rv} + M I_{sv}) \\ V_{rv} = R_r I_{rv} + \frac{d}{dt} (L_r I_{rv} + M I_{sv}) - (\omega_{obs} - \omega_r) (L_r I_{ru} + M I_{su}) \end{cases} \quad (1-15)$$

D'après les systèmes (1-12) et (1-15) on peut représenter notre machine comme suit [8, 10] :



**Figure 1.5.** Modèle généralisé biphasé selon les axes ( U,V)

### 1.3.4 L'expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue a partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à l'angle  $\theta$  , [8.10].

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta} \tag{1-16}$$

Où  $w_e$  est l'énergie électromagnétique.

Soit l'expression de la puissance absorbée par la machine :

$$P_a = V_A I_A + V_B I_B + V_C I_C \tag{1-17}$$

Qui se met sous la forme matricielle, suivante:

$$P_a = [V_A \ V_B \ V_C] \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \Rightarrow P_a = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \tag{1-18}$$

Si on passe aux paramètres du système biphasé, la puissance devient comme suit:

$$P_a = [V_{su} \ V_{sv} \ V_{so}] \cdot [A_s^{-1}]^T [A_s^{-1}] \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{so} \end{bmatrix} \tag{1-19}$$

Tel que  $A_s(p\theta_{\text{obs}})$  est la matrice de « **Park** »

$$A_s(p\theta_{\text{obs}}) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(p\theta_{\text{obs}}) & \cos(p\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(p\theta_{\text{obs}}) & -\sin(p\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(p\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1-20)$$

Et:

$$A_s(p\theta_{\text{obs}})^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta_{\text{obs}}) & -\sin(p\theta_{\text{obs}}) & 1 \\ \cos(p\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(p\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(p\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(p\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1-21)$$

(1-19), (1-20) et (1-21) nous permettent d'écrire  $P_a$  sous la forme:

$$P_a = [V_{\text{su}} \ V_{\text{sv}} \ V_{\text{so}}] \cdot \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\text{su}} \\ I_{\text{sv}} \\ I_{\text{so}} \end{bmatrix} = [V_{\text{su}} \ V_{\text{sv}} \ V_{\text{so}}] \cdot \begin{bmatrix} \frac{3}{2} I_{\text{su}} \\ \frac{3}{2} I_{\text{sv}} \\ \frac{3}{2} I_{\text{so}} \end{bmatrix} \quad (1-22)$$

$$\text{Donc } P_a = \frac{3}{2} (V_{\text{su}} I_{\text{su}} + V_{\text{sv}} I_{\text{sv}} + 2V_{\text{so}} I_{\text{so}})$$

Le couple électromagnétique est obtenu à partir de la puissance électromagnétique soit pour un système équilibré:

$$\begin{cases} V_{\text{su}} = R_s I_{\text{su}} + \frac{d\phi_{\text{su}}}{dt} - \omega_{\text{obs}} \phi_{\text{sv}} \\ V_{\text{sv}} = R_s I_{\text{sv}} + \frac{d\phi_{\text{sv}}}{dt} + \omega_{\text{obs}} \phi_{\text{su}} \end{cases} \quad (1-23)$$

$$\begin{cases} V_{\text{su}} I_{\text{su}} = R_s (I_{\text{su}})^2 + I_{\text{su}} \frac{d\phi_{\text{su}}}{dt} - \omega_{\text{obs}} \phi_{\text{su}} I_{\text{su}} \\ V_{\text{sv}} I_{\text{sv}} = R_s (I_{\text{sv}})^2 + I_{\text{sv}} \frac{d\phi_{\text{sv}}}{dt} + \omega_{\text{obs}} \phi_{\text{sv}} I_{\text{sv}} \end{cases} \quad (1-24)$$

Les valeurs moyennes de la puissance et du couple électromagnétique donnent:

$$P_e = \frac{3}{2} \omega_{\text{obs}} (\phi_{\text{su}} I_{\text{sv}} - \phi_{\text{sv}} I_{\text{su}})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{\text{su}} I_{\text{sv}} - \phi_{\text{sv}} I_{\text{su}})$$

En remplaçant  $\phi_{\text{su}}$  et  $\phi_{\text{sv}}$  par leurs expressions. on a :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_s I_{\text{su}} + M I_{\text{ru}}) I_{\text{sv}} - (L_s I_{\text{sv}} + M I_{\text{rv}}) I_{\text{su}}]$$

soit

$$C_e = \frac{3}{2} p M (I_{\text{sv}} I_{\text{ru}} - I_{\text{su}} I_{\text{rv}}) \quad (1-25)$$

### 1.3.5 Équation du mouvement

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (Tensions, Courants), les grandeurs mécaniques (Vitesse, Couple). Lorsque la vitesse angulaire est constante, le couple moteur résistant appliqué (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique et l'équation d'équilibre des couples s'écrit, [9,10]:

$$C_e = C_r$$

$C_r$  Le couple résistant.

Si pour une raison quelconque cette égalité des couples est perturbée ( $C_e \neq C_r$ ), l'équation d'équilibre des couples est réalisée grâce au couple dynamique  $J \frac{d\Omega_r}{dt}$ .

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r \quad (1-26)$$

$J$  Etant le moment d'inertie des parties en rotation.

Pour modéliser la machine triphasée généralisée, on peut utiliser les différents référentiels;

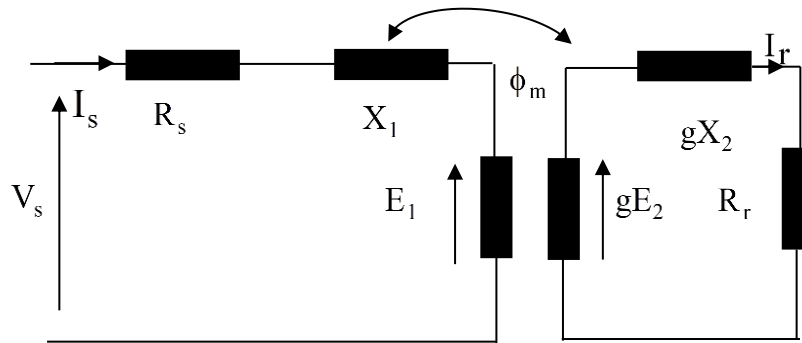
- les axes  $(\alpha, \beta)$  avec  $\omega_{\text{obs}} = 0$  ;
- les axes  $(d, q)$  avec  $\omega_{\text{obs}} = \omega_r$  ;
- les axes  $(X, Y)$  avec  $\omega_{\text{obs}} = \omega$ .

## 1.4 Schémas équivalents par phase de la machine asynchrone

La littérature technique traitant des moteurs asynchrones propose une multitude de schémas équivalents. Si les auteurs n'utilisent pas le même schéma, et c'est naturel, tous calculent une impédance équivalente vue du stator, [10, 11].

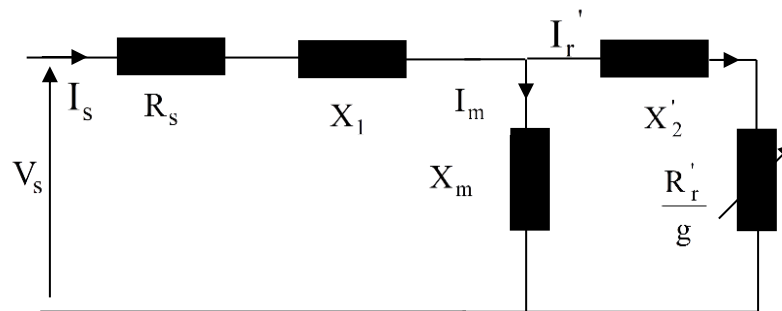
- **Schéma par phase réaliste de la machine asynchrone**

Dans ce type de schéma les circuits primaire et secondaire sont couplés grâce au flux d'induction  $\phi_m$



**Figure 1.6.** Schéma par phase réaliste de la machine asynchrone

En ramenant le circuit secondaire de la Figure 1.6 au primaire, on obtient le schéma équivalent du transformateur de la Figure 1.7, où le circuit magnétisant est constitué de la réactance de magnétisation ramenée  $X_m$  et d'une résistance rotorique ramenée exprimée en fonction du glissement.



**Figure 1.7.** Schéma équivalent ramené au stator

a Étant le rapport de transformation stator/rotor ;

$X_m = aM\omega$  Réactance de magnétisation ramenée, responsable du flux dans l'entrefer ;

$X_1 = \omega L_s - aM\omega$  Réactance de fuite du stator ;

$X'_2 = \omega a^2 L_r - aM$  Réactance de fuite du rotor ramenée au stator ;

$R'_r = a^2 R_r$  Résistance rotorique ramenée au stator.

Il apparaît d'après cette étude que le moteur asynchrone possède plusieurs modèles, dont l'utilisateur peut choisir le modèle convenable.

- dans le schéma de la Figure 1.7 si on prend  $a = \frac{M}{L_r}$ , nous avons :  $X_2 = 0$   
et  $X_1 = \omega \sigma L_s$ . Nous obtenons le schéma équivalent à flux de fuite secondaire nul ;
- Dans le cas où  $a = \frac{L_s}{M}$  annule le flux de fuite primaire, ceci permet d'obtenir un schéma équivalent plus simple dit schéma à flux de fuite primaire nul ;
- Pour  $a = \frac{L_s}{M}$ ,  $R_1 = aR_s$ ;  $R_2 = a^2 R_r$ ;  $X_2 = a^2 X_2$ ;  $X_1 = aX_1$ ; on obtient le schéma équivalent avec circuit magnétisant ramené aux bornes du réseau .

## 1.5 Bilan des puissances

### 1. Puissance absorbée $P_a$

Quelque-soit le couplage le moteur reçoit la puissance électrique:

$$P_a = U. I. \sqrt{3} \cdot \cos\varphi \quad (1-27)$$

Cette puissance est transmise au stator de la machine qui est le siège de deux types de pertes.

#### a. Pertes par effet Joule au stator

Les pertes par effet Joule PJS : Si on appelle  $r$  la résistance d'un enroulement et  $I$  l'intensité en ligne:

- Si le moteur est couplé en étoile:  $PJS = 3. r. I^2$
- Si le moteur est couplé en triangle:  $PJS = r \cdot I^2$
- Si on appelle  $R$ , la résistance mesurée entre deux bornes du stator, quel que soit le couplage du stator, les pertes par effet Joules sont :

$$P = \frac{3}{2} R. I^2 \quad (1-28)$$

#### b. Les pertes fer au stator $P_{fs}$

Ces pertes ne dépendent que de la tension  $U$  et de la fréquence  $f$ , elles sont considérées comme constantes si le moteur est branché sur le réseau triphasé.

## 2. Puissance transmise au rotor $P_{tr}$

La puissance transmise au rotor est :

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (1-29)$$

Cette puissance crée le couple électromagnétique :

$$T_{em} = P_{tr} \cdot \Omega_S \quad (1-30)$$

Avec :

$$P_{tr} : \text{ en [W]}, \quad \Omega_S : \text{ en [rad/s]}, \quad T_{em} : \text{ en [N.m]}$$

Cette puissance est transmise du stator au rotor. Le rotor est lui aussi soumis au couple  $T_{em}$  mais tourne à la vitesse  $\Omega$ .

### a. Pertes par effet Joule $P_{jr}$ et pertes fer $P_{fr}$ au rotor

Les pertes fer au rotor sont souvent négligeables :  $P_{fr} \approx 0$

On démontre alors que les pertes par effet Joule au rotor sont:

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (1-31)$$

On ne peut que calculer ces pertes, elles ne sont pas mesurables car le rotor est court-circuité

### b. Puissance disponible au rotor $P_r$ :

$$P_r = T_{em} \cdot \Omega \quad (1-32)$$

Soit:

$$P_r = (1-g) \cdot P_{tr} \quad (1-33)$$

Le rotor étant constitué de conducteurs qui possèdent une résistance, ils sont le siège de pertes par effet Joule ainsi que de pertes magnétiques.

## 3. Pertes mécanique $P_m$ et puissance utile $P_u$

Le rotor est fixé à l'arbre du moteur par l'intermédiaire de roulements, il y a donc des pertes mécanique  $P_m$  et :

$$P_u = P_r - P_m \quad (1-34)$$

Lors d'un essai à vide, le moteur absorbe la puissance:

$$P_{a_0} = UI_0 \sqrt{3} \cdot \cos \varphi = P_{js} + P_{fs} + P_{jr} + P_{fr} + P_m + P_u \quad (1-35)$$

Or, à vide :  $g \approx 0 \Rightarrow P_{jr} = 0 \Rightarrow P_u = 0$  et  $P_{fr} \approx 0$

$$P_{jr} = \frac{2}{3} R \cdot I_0^2 \tag{1-36}$$

Le bilan des puissances à vide s'écrit:

$$P_{a_0} = \frac{3}{2} R I_0^2 + P_{fs} + P_m \tag{1-37}$$

Lors de l'essai à vide, les pertes par effet Joule au stator  $P_{jr} = \frac{2}{3} R \cdot I_0^2$  sont négligeables. On appelle pertes collectives  $P_c = P_{fs} + P_m$  et on définit le couple de perte  $T_p = \frac{P_c}{\Omega}$  ce couple de perte est considéré comme constant quel que soit la vitesse et la charge du moteur.

### 1.6 Rendement

Le rendement est le rapport de la puissance utile, c'est-à-dire la puissance mécanique  $P_m$  fournie à l'arbre sur la puissance électrique absorbée  $P_a$  par le moteur. La puissance mécanique exprimée en Watt est donnée par la formule, [12].

$$P_m = C \cdot \Omega \tag{1-38}$$

Avec :

$C$  : Le couple développé par l'arbre du moteur en Newton-mètre (Nm);

$\Omega$  La vitesse de rotation de l'arbre en radian par seconde ([rad/s]).

Si Les pertes fer rotor sont négligeables alors le rendement ( $\eta$ ) est:

$$\eta = \frac{\text{puissance électrique absorbée} - \text{pertes mesurables}}{\text{puissance électrique absorbée}} \tag{1-39}$$

$$= \frac{(1-g)(P_a - (P_{fs} + P_{js})) - P_m}{P_a} \tag{1-40}$$

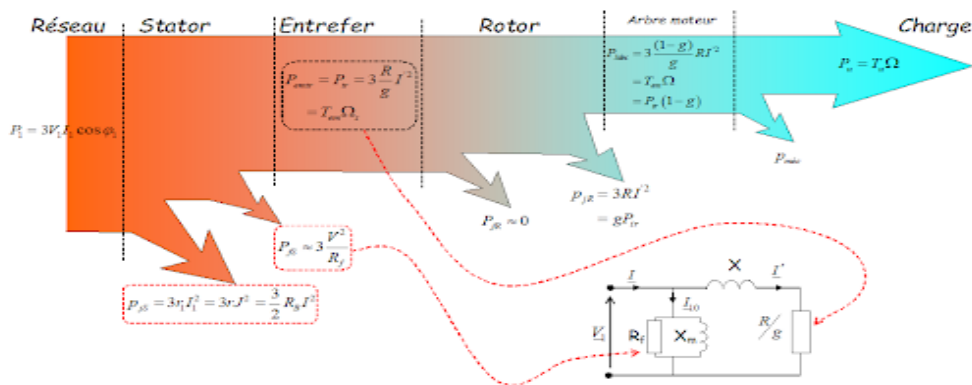


Figure 1.8. Bilan des puissances

## 1.7 Normes et réglementations

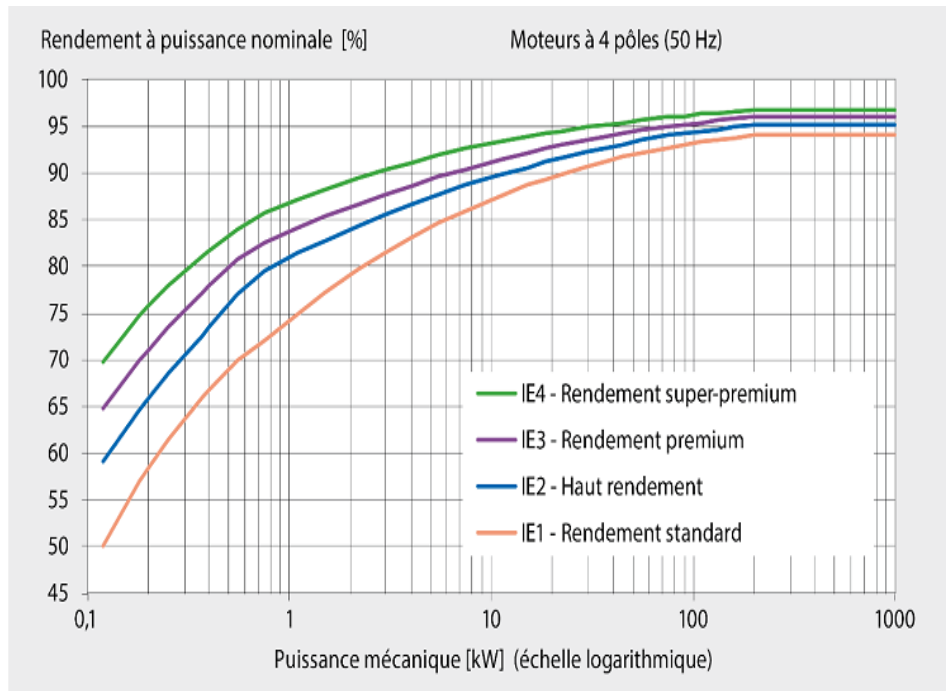
### 1.7.1. Classes de rendement internationales : codes IE

La Norme Internationale IEC 60034-30-1 de 2014 donne une base internationale pour la conception, le classement des moteurs électriques, les activités législatives nationales ainsi le niveau d'harmonisation des standards de rendement MEPS à échelle mondiale « Minimum Energie Performance Standard », [12].

Le rendement ou efficacité énergétique des moteurs asynchrones à induction est désormais exprimé par l'indice **IE** :

1. IE1 : Efficacité standard ;
2. IE2 : Efficacité supérieure ;
3. IE3 : efficacité premium ;
4. IE4 : efficacité super premium.

La **Figure 1.9**, présente les différentes classes de rendement internationales IE des moteurs 50Hz. Un moteur IE4 offre déjà 95% de rendement des 50kW de puissance restituée. Alors, un moteur IE1 est alors à "seulement" 92% y compris les moteurs freins.



**Figure 1.9.** Classes de rendement internationales de 4pôles, [12].

Le tableau ci-dessous donne le rendement pour différentes pôles des moteurs asynchrones.

Puis- sance kW	IE1 Rendement standard				IE2 Rendement élevé				IE3 Rendement Premium				IE4 Super Premium			
	2 pôles	4 pôles	6 pôles	8 pôles	2 pôles	4 pôles	6 pôles	8 pôles	2 pôles	4 pôles	6 pôles	8 pôles	2 pôles	4 pôles	6 pôles	8 pôles
0,12	45,0	50,0	38,3	31,0	53,6	59,1	50,6	39,8	60,8	64,8	57,7	50,7	66,5	69,8	64,9	62,3
0,18	52,8	57,0	45,5	38,0	60,4	64,7	56,6	45,9	65,9	69,9	63,9	58,7	70,8	74,7	70,1	67,2
0,20	54,6	58,5	47,6	39,7	61,9	65,9	58,2	47,4	67,2	71,1	65,4	60,6	71,9	75,8	71,4	68,4
0,25	58,2	61,5	52,1	43,4	64,8	68,5	61,6	50,6	69,7	73,5	68,6	64,1	74,3	77,9	74,1	70,8
0,37	63,9	66,0	59,7	49,7	69,5	72,7	67,6	56,1	73,8	77,3	73,5	69,3	78,1	81,1	78,0	74,3
0,40	64,9	66,8	61,1	50,9	70,4	73,5	68,8	57,2	74,6	78,0	74,4	70,1	78,9	81,7	78,7	74,9
0,55	69,0	70,0	65,8	56,1	74,1	77,1	73,1	61,7	77,8	80,8	77,2	73,0	81,5	83,9	80,9	77,0
0,75	72,1	72,1	70,0	61,2	77,4	79,6	75,9	66,2	80,7	82,5	78,9	75,0	83,5	85,7	82,7	78,4
1,1	75,0	75,0	72,9	66,5	79,6	81,4	78,1	70,8	82,7	84,1	81,0	77,7	85,2	87,2	84,5	80,8
1,5	77,2	77,2	75,2	70,2	81,3	82,8	79,8	74,1	84,2	85,3	82,5	79,7	86,5	88,2	85,9	82,6
2,2	79,7	79,7	77,7	74,2	83,2	84,3	81,8	77,6	85,9	86,7	84,3	81,9	88,0	89,5	87,4	84,5
3	81,5	81,5	79,7	77,0	84,6	85,5	83,3	80,0	87,1	87,7	85,6	83,5	89,1	90,4	88,6	85,9
4	83,1	83,1	81,4	79,2	85,8	86,6	84,6	81,9	88,1	88,6	86,8	84,8	90,0	91,1	89,5	87,1
5,5	84,7	84,7	83,1	81,4	87,0	87,7	86,0	83,8	89,2	89,6	88,0	86,2	90,9	91,9	90,5	88,3
7,5	86,0	86,0	84,7	83,1	88,1	88,7	87,2	85,3	90,1	90,4	89,1	87,3	91,7	92,6	91,3	89,3
11	87,6	87,6	86,4	85,0	89,4	89,8	88,7	86,9	91,2	91,4	90,3	88,6	92,6	93,3	92,3	90,4
15	88,7	88,7	87,7	86,2	90,3	90,6	89,7	88,0	91,9	92,1	91,2	89,6	93,3	93,9	92,9	91,2
18,5	89,3	89,3	88,6	86,9	90,9	91,2	90,4	88,6	92,4	92,6	91,7	90,1	93,7	94,2	93,4	91,7
22	89,9	89,9	89,2	87,4	91,3	91,6	90,9	89,1	92,7	93,0	92,2	90,6	94,0	94,5	93,7	92,1
30	90,7	90,7	90,2	88,3	92,0	92,3	91,7	89,8	93,3	93,6	92,9	91,3	94,5	94,9	94,2	92,7
37	91,2	91,2	90,8	88,8	92,5	92,7	92,2	90,3	93,7	93,9	93,3	91,8	94,8	95,2	94,5	93,1
45	91,7	91,7	91,4	89,2	92,9	93,1	92,7	90,7	94,0	94,2	93,7	92,2	95,0	95,4	94,8	93,4
55	92,1	92,1	91,9	89,7	93,2	93,5	93,1	91,0	94,3	94,6	94,1	92,5	95,3	95,7	95,1	93,7
75	92,7	92,7	92,6	90,3	93,8	94,0	93,7	91,6	94,7	95,0	94,6	93,1	95,6	96,0	95,4	94,2
90	93,0	93,0	92,9	90,7	94,1	94,2	94,0	91,9	95,0	95,2	94,9	93,4	95,8	96,1	95,6	94,4
110	93,3	93,3	93,3	91,1	94,3	94,5	94,3	92,3	95,2	95,4	95,1	93,7	96,0	96,3	95,8	94,7
132	93,5	93,5	93,5	91,5	94,6	94,7	94,6	92,6	95,4	95,6	95,4	94,0	96,2	96,4	96,0	94,9
160	93,8	93,8	93,8	91,9	94,8	94,9	94,8	93,0	95,6	95,8	95,6	94,3	96,3	96,6	96,2	95,1
200	94,0	94,0	94,0	92,5	95,0	95,1	95,0	93,5	95,8	96,0	95,8	94,6	96,5	96,7	96,3	95,4
250	94,0	94,0	94,0	92,5	95,0	95,1	95,0	93,5	95,8	96,0	95,8	94,6	96,5	96,7	96,5	95,4
315	94,0	94,0	94,0	92,5	95,0	95,1	95,0	93,5	95,8	96,0	95,8	94,6	96,5	96,7	96,6	95,4
355	94,0	94,0	94,0	92,5	95,0	95,1	95,0	93,5	95,8	96,0	95,8	94,6	96,5	96,7	96,6	95,4
400	94,0	94,0	94,0	92,5	95,0	95,1	95,0	93,5	95,8	96,0	95,8	94,6	96,5	96,7	96,6	95,4
450	94,0	94,0	94,0	92,5	95,0	95,1	95,0	93,5	95,8	96,0	95,8	94,6	96,5	96,7	96,6	95,4
500-1000	94,0	94,0	94,0	92,5	95,0	95,1	95,0	93,5	95,8	96,0	95,8	94,6	96,5	96,7	96,6	95,4

**Tableau 1.1.** Répartition et classes du rendement des moteurs électriques, [12].

### ✓ Européenne

L'Europe a déterminé plusieurs classes de rendement avec des points de référence et la détermination de points de fonctionnement intermédiaires selon les équipements:

- Classes de rendement IE (moteur) – Norme CEI 60034-30-1:2014;
- Classes de rendement IE (variateur) – Norme EN 50598-2:2014;
- Classes de rendement IES, système de puissance électrique – Norme EN 50598-2:2014;
- CEI 60034-2-3: Prise en compte de l'influence du variateur sur le moteur, [12].

### ✓ Usa – EISA 2007

La loi sur la sécurité et l'indépendance énergétiques de 2007 (Energy Independence and Security Act) (EISA) a été signée en décembre 2007 et mise en 2010 (dernière mise à jour en 2014). La norme EISA remplace la loi de politique énergétique de 1992 EPAct (Energy Policy Act) approuvée par le Congrès Américain en 1992 et établit la norme IE3 de rendement Super Premium Nema comme niveau minimum pour les moteurs industriels

triphasés CA pour une utilisation générale de 1 à 500 hP fabriqués ou importés pour la vente aux États-Unis.

En effet, le ministère de l'énergie des États-Unis (DOE) est responsable de la définition de la réglementation à appliquer. La plaque signalétique doit être gravée avec le rendement à la charge nominale du moteur (rendement nominal NEMA) et du numéro CC (numéro de certificat de conformité) du fabricant, [12,13].

#### ✓ **Loi sur le rendement énergétique - canada**

Le Canada a mis en place des normes de performance énergétique minimum depuis 1995. Ces normes ont été réformées en 1997 pour inclure les moteurs antidéflagrants et les motoréducteurs montages intégrés.

La réglementation pour les moteurs électriques a été de nouveau révisée depuis juin 2016 ; Elle comprend un champ d'application plus rigoureux. Les niveaux de rendement minimal considérés est IE3.

La plaque signalétique doit indiquer le rendement nominal NEMA à 100 % de charge et les symboles des certificats de sécurité, tels que CSA, [13].

#### ✓ **Australie - Normes MEPS**

Les normes MEPS australiennes ont été annoncées en 2001 par l'office australien de l'effet de serre (Australien Green house Office) (AGO), et ont été revues en 2006. Tous les moteurs concernés par ces normes, vendus sur les marchés australien et néozélandais, devront être enregistrés dans un système de base de données national, en ligne. Les normes AS/NZS 1359,5:2004 comprennent deux niveaux de rendement : le niveau minimum de rendement obligatoire IE2 ou supérieur et un niveau de rendement volontaire élevé IE3 ou supérieur.

Les normes sont contrôlées par un organisme officiel qui effectue des tests aléatoires pour vérifier la conformité. L'importation des moteurs non-enregistrés est soumise à des sanctions sévères, [14].

#### ✓ **Brésil - programme d'étiquetage PBE**

Le programme brésilien d'étiquetage PBE est en vigueur depuis décembre 2009 et il est supervisé par INMETRO. Depuis 2012 le niveau de rendement minimal est IE2. Tous les moteurs couverts par les normes NBR doivent être prévus avec des plaques signalétiques spécifiques et avec des autocollants supplémentaires selon le degré de protection. Tous les

moteurs doivent être enregistrés sur le site Internet d'INMETRO, à l'adresse [www.inmetro.gov.br](http://www.inmetro.gov.br), [14].

#### ✓ **Chine - normes d'étiquetage énergétique**

Les normes chinoises d'étiquetage énergétique sont obligatoires depuis le 1 septembre 2008 et elles ont été revues en 2012.

Depuis le 1 septembre 2016, les moteurs doivent répondre aux exigences de niveau 2 (IE3). La Chine a franchi une étape majeure vers l'harmonisation de ces normes nationales avec les normes IEC.

La norme GB/T1032 définissant la méthode de mesure du rendement a été mise à jour et alignée avec la norme IEC 60034-2-1, ainsi que les niveaux qui ont été alignés avec les classes de rendement définies par IEC 60034-30. En plus des exigences de rendement énergétique, les moteurs de basse puissance sont soumis à la certification CCC, [14].

#### ✓ **Corée - structure MEPS**

Les normes coréennes MEPS ont été introduites le 1 juillet 2008 par le ministère du commerce, de l'industrie et de l'énergie (MOCIE) et mises en application en trois étapes. La certification est accordée par la société coréenne de gestion de l'énergie (KEMCO).

La norme coréenne MEP est identique à IE3 (60HZ). Un autocollant spécifique est requis et tous les moteurs doivent être enregistrés par les autorités. Les moteurs sans autocollant MEPS ne seront pas autorisés en Corée, [14].

#### ✓ **Allemagne (DIN)**

Le DIN, l'Institut allemand de normalisation, est un organisme privé ayant le statut d'association sans but lucratif. Ses membres sont issus de l'industrie, des associations, des autorités publiques, du commerce, des organisations professionnelles et des organisations de recherche.

Par accord avec le gouvernement fédéral allemand, le DIN est l'organisme national de normalisation agréé qui représente les intérêts allemands au sein des organisations internationales et européennes de normalisation, [14].

##### • **Tâches et objectifs du DIN**

- Garantir la participation de toutes les parties prenantes indépendamment de leur position économique et de leurs compétences linguistiques;

- Promouvoir la libre circulation des biens par une participation active à la normalisation internationale et européenne;
- Prendre en charge le secrétariat de comités européens et internationaux;
- Adopter des normes européennes et internationales et européennes au niveau national;
- Maintenir l'uniformité et la cohérence de la collection de normes;
- Faciliter les travaux des experts en procédant à l'amélioration continue de l'infrastructure électronique de pointe utilisée pour l'élaboration des normes;
- Éviter les travaux redondants, [13,14].

✓ **Reste du monde**

La plupart des pays reconnaissent l'importance de l'efficacité énergétique des moteurs électriques et son impact potentiel sur le plan économique et environnemental, et travaillent ainsi pour développer des normes minimales de performance énergétique à mettre en œuvre dans un avenir proche. Ces standards devraient suivre la classification IEC60034-30, [14].

## **1.8 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, [7].

### **1.8.1 La performance attendue du moteur**

- Puissance et le facteur de service ;
- Echauffement 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.

### **1.8.2 Les conditions d'environnement du moteur**

- Température ambiante;
- Altitude;

- Taux d'humidité;
- Degré d'abrasion;
- Degré de sécurité;
- La protection nécessaire ainsi que toute option supplémentaire;
- Une protection thermique (système de thermostat/thermistance);
- Un emplacement spécial pour la boîte de dérivation, [7].

### 1.8.3 Economie 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 consommée (kWh) et sa puissance. Il peut également contribuer à améliorer le facteur de puissance de l'usine dans certains cas.

En outre, 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, [12].

### 1.9 Amélioration du rendement d'un moteur asynchrone

Pour améliorer le rendement d'un moteur asynchrone on a plusieurs paramètres à savoir:

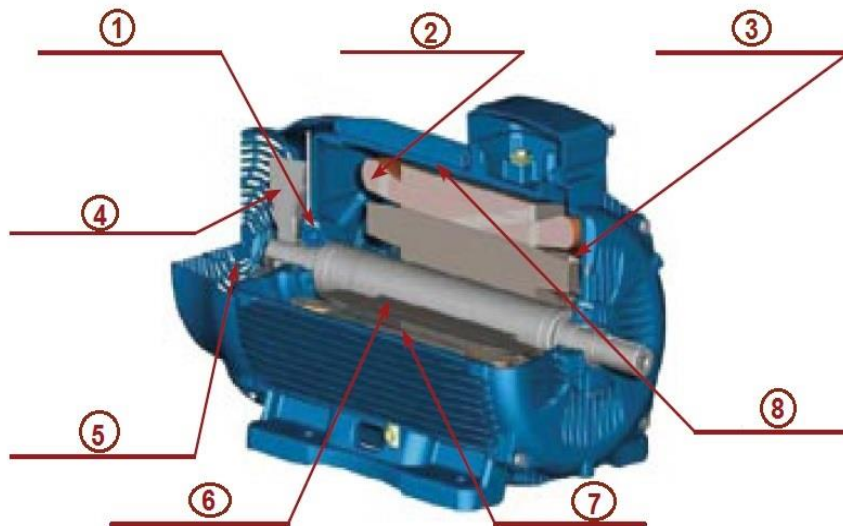


Figure 1.10. Zones pour Augmenter de l'efficacité du moteur, [12].

1. Optimisation du design des paliers ainsi que la qualité des roulements permettent de réduire les pertes par frottement;
2. Augmentation du cuivre et des sections des bobines permettent la diminution des pertes statorique par effet joule;
3. La qualité des matériaux et les sections utilisées dans les anneaux de court-circuitage et les barres permettent de réduire les pertes rotorique;
4. Un ventilateur efficace réduit les pertes dues à la ventilation;
5. Augmentation du flux d'air réduit les pertes mécaniques;
6. Utilisation de tôles magnétiques de haute qualité réduit les pertes en fer et notamment celles dues au cycle d'Hystérésis.
7. Un bon dimensionnement des encoches permet de diminuer les pertes magnétiques et l'utilisation de spires de plus grand diamètre;
8. Un stator de grande longueur permet de diminuer les densités de champ magnétique, améliorant la capacité de refroidissement du moteur, réduction des pertes magnétiques en charge, [13].

### **1.10 Avantages d'un moteur à haut rendement**

Un premier gros avantage est évidemment la meilleure efficacité énergétique, si bien que la consommation d'électricité diminue.

Pour les moteurs de 1 à 15 kW, le coût de l'investissement peut être de 50 à 100 % plus élevé que pour les moteurs standard, mais ils réalisent une économie d'énergie pouvant atteindre 30 %, et ceci bien entendu sur toute la durée d'utilisation.

Les moteurs de 20 kW ou plus sont entre 20 et 30 % plus chers que les moteurs standards, mais ils génèrent une économie d'énergie de 2 à 8 %. Autres avantages sont envisageables:

- Ils sont utilisables pratiquement partout;
- Ils génèrent moins de chaleur interne;
- Ils sont plus sûrs;
- Les temps et coûts d'entretien diminuent;
- Ils produisent moins de bruit;
- Ils résistent mieux aux conditions d'exploitation anormales, comme la sous-tension et la surtension, le déséquilibre de phase, les harmoniques...
- Meilleur facteur de puissance.

Une directive européenne spécifique, dite ‘Directive en matière d’éco-conception’ encourage l’utilisation de moteurs à haut rendement et bannit depuis 2011 les moteurs à rendement standard ou à faible rendement. Sachant que le coût d’utilisation d’un moteur revient (pendant toute sa durée de vie) à 100 fois son prix d’achat ? L’utilisation d’un moteur EFF1 (le moteur à haut rendement le plus économe) sera donc largement remboursée par les économies réalisées sur les frais d’énergie, [13].

### **1.11 Conclusion**

*En raison de leur construction simple et robuste, les moteurs asynchrones et plus particulièrement ceux à cage d’écureuil, représentent environ 90-95% de la consommation d’énergie des moteurs électriques, ce qui équivaut à environ 53% de la consommation d’énergie électrique totale. En effet, la première partie de ce chapitre présente des généralités sur la machine asynchrone, les différentes caractéristiques de fonctionnement ainsi que la modélisation de ce type des machines.*

*La deuxième partie est une description d’une nouvelle génération dite machines à haut rendement (MHR), a pour but de contribuer aux efforts de l’économie d’énergie, plus spécifiquement dans le domaine de moteurs à petites puissances. Elle met en évidence le potentiel important d’économie d’énergie aussi bien lors de la phase de conception du moteur que lors de son utilisation.*

*Economiser de l’énergie implique de n’utiliser uniquement que la quantité d’énergie nécessaire au fonctionnement du moteur. Ceci peut être réalisé en améliorant le dimensionnement du moteur lors de sa conception ou par la réduction de son besoin en énergie électrique nominale quand le moteur a été déjà construit. Ces deux facteurs sont décrits dans la dernière partie et pourraient être pris en compte conjointement en optimisant le moteur à sa conception en fonction de l’utilisation prévue. Cela est l’objet des prochains chapitres.*

**Chapitre Deux :**

**Conception Multi-Objectifs des Machines  
Asynchrones à Haut Rendement**

## 2.1 Introduction

*La conception des machines électriques est en pleine évolution, la rude concurrence entre les entreprises a accélérée le développement de leurs produits. Actuellement pour qu'un produit soit vendable avec succès sur le marché, il faut continuellement réduire les coûts, augmenter les performances et diminuer les temps de conception et de fabrication pour sortir un produit le plus rapidement possible. C'est à ces ensembles de contraintes que les ingénieurs et les chercheurs doivent faire face dans le domaine des machines électriques, d'énormes progrès ont été réalisés, ils se traduisent par une qualité et une quantité de services rendus importantes dans un encombrement réduit, cependant la montée en puissance de nouveau matériaux, l'électronique de puissance et la commande en temps réel laisse une marge considérable pour l'amélioration de ces machines. Cela est rendu possible grâce à la croissance du savoir sur les phénomènes physiques existant dans les machines électriques ainsi qu'aux progrès réalisés dans la démarche de conception instrumentalisée de plus en plus, [15].*

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

*Deuxièmement, on développera un programme de conception pour tirer les performances d'une machine asynchrone de 5kW de puissance suivie d'une analyse statique et dynamique.*

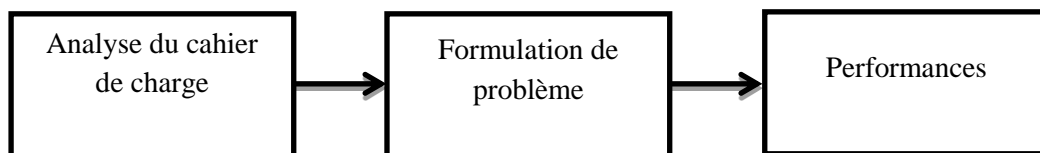
*Enfin, on présentera et on appliquera une stratégie de conception multi-objectifs. Cette dernière est basée sur l'utilisation d'une encoche rotorique ouverte afin de maximiser le couple de démarrage et une encoche statorique profonde par la variation de la densité de courant dans le but d'améliorer son rendement.*

## 2.2 Conception

### 2.2.1 La conception dans l'industrie

L'activité de conception, telle qu'elle se pratique dans l'industrie électrique, est consacrée pour 70% de son volume à de la recopie de dispositifs existants et pour 30% à des modifications, voire des innovations. Néanmoins, qu'il s'agisse d'un produit nouveau ou d'un dispositif existant à adapter, la conception passe par un certain nombre de méthodes indispensables pour mener ce travail à bien.

Si l'on suppose que le cahier des charges a été établi, il faut s'assurer du bien-fondé de ses résultats avant de passer au projet conceptuel, puis à la réalisation physique. On peut résumer ces aspects par le schéma donné par la **Figure 2.1**, [16.17].



**Figure 2.1.** La conception dans l'industrie

### 2.2.2 Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques

Ils existent plusieurs méthodes pour le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large dont l'approche utilise beaucoup d'hypothèses.

Tout au long de notre recherche, nous sommes trouvés plusieurs procédés propres à chacun des concepteurs. La méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours un même cheminement, dimensionner le stator suivi par un calcul du rotor. Les caractéristiques statiques et dynamiques sont calculées d'après les schémas équivalents de la machine, [16.18].

Par la suite nous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique:

#### 2.2.2.1 Première méthode

Cette méthode proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, repose sur le dimensionnement du fer statorique ensuite ils entament le calcul rotorique. Le dimensionnement du circuit magnétique, est basé sur les contraintes suivantes:

- ✓ Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à limité les chutes de potentiel et les pertes fer, tout en diminuant le volume et la masse

du fer, puis définir ce niveau d'induction par la géométrie et le principe de conservation du flux magnétique;

- ✓ Le diamètre d'alésage et la longueur active sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement.

Mais le facteur clé associé est l'induction radiale dans l'entrefer, sa distribution sera admise sinusoïdale, [18].

#### **2.2.2.2 Deuxième méthode**

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisée à l'école polytechnique de MONTREAL 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 rotorique, [16.18].

#### **2.2.2.3 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 est basée sur le principe de conception de G.KOUSKOFF et LIWSCHITZ. Sauf qu'on impose les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante, comme contraintes auxquelles nous devons nous soumettre.

Les résultats numériques du calcul sont comparés avec ceux donnés par la méthode des essais classiques puis traités par une analyse dynamique simulée du comportement de la machine en vue de mettre au point la corrélation et la concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur du moteur à induction étudié, [17].

#### **2.2.2.4 Méthode classique « calcul de Liwschitz »**

Cette méthode sera développée par la suite, et elle sera la base de nos calculs lors du dimensionnement de la machine étudiée.

##### **1) Calcul des dimensions principales**

Pour la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est recommandé de prendre comme base la puissance apparente interne ( $P_s$ ), [16,17].

En effet, la liaison entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par relation définissant le coefficient d'utilisation de la machine. Sachant que dans le cas idéal d'un champ sinusoïdal, [17].

$$\mathbf{V}_1 \approx \mathbf{E}_1 = 4.44. \mathbf{f}_1. \mathbf{N}_1. \mathbf{K}_{w1}. \Phi \quad (2-1)$$

Et le flux maximal:

$$\Phi_{\max} = \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot B_{\delta\max} \quad (2-2)$$

En exprimant la fréquence :

$$\mathbf{f}_1 = \mathbf{p} \cdot \mathbf{n} \quad (2-3)$$

Le pas polaire est:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2P} \quad (2-4)$$

Et la densité linéaire de courant au périphérique de l'induit  $A_1$  tel que :

$$\mathbf{A1} = \frac{2.m1.N1.I1}{\pi.D} \quad (2-5)$$

Sachant que la puissance apparente est :

$$\mathbf{Ps} = \frac{Pu}{\eta \cdot \cos \phi} \quad (2-6)$$

D'autre côté on a :

$$\mathbf{Ps} = \mathbf{m}_1 \cdot \mathbf{V}_1 \cdot \mathbf{I}_1 \quad (2-7)$$

D'où le coefficient d'utilisation  $c$  :

$$\mathbf{c} = \frac{Ps \cdot 10^{-3}}{D^2 \cdot Li \cdot 60 \cdot n} = \frac{Kw1 \cdot B_{\delta\max} \cdot A1}{8,6 \cdot 10^3} \quad (2-8)$$

La relation (2-8) permet de déterminer le volume  $D^2 l_i$ . Choissant un champ d'induction  $B_\delta$  dans l'entrefer, une densité linéaire du courant  $A_1$  et le coefficient d'utilisation  $C$ .

Les valeurs de  $C$ ,  $B_\delta$  et  $A_1$  sont estimées à partir des abaques en fonction de  $\tau_p$  et  $p$ , [17]. Pour pouvoir déterminer, au moyen du coefficient d'utilisation, les dimensions de la machine à partir de la puissance et de la vitesse de rotation, on doit fixer le rapport  $\lambda$  de la longueur virtuelle  $l_i$  de l'induit au pas polaire  $\tau_p$ , [15, 17].

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} \quad (2-9)$$

## 2) Dimensionnement des encoches

Le choix du nombre d'encoches statiques est lié au nombre de pôles et au nombre de phases ainsi qu'aux contraintes géométriques. Alors, le nombre d'encoches rotoriques est lié au nombre d'encoches statoriques et doit être tel que les effets résultants (influence de la variation des perméances de dents) soient minimisés afin de réduire le bruit et les couples parasites et d'éliminer toute attraction unilatérale, [17].

### a) Encoche statorique

$$Z_1 = 2 \cdot p \cdot q \cdot m_1 \quad (2-10)$$

$p$  : Nombre de pair de pôles;

$q$  : Nombre de bobines par groupe;

$m_1$ : Nombre de phases;

Le nombre  $q$  est un paramètre fondamental pour la machine, car il intervient dans le coefficient de distribution  $K_d$ , doit être dans tous les cas supérieur deux ( $q > 2$ ) afin que la dispersion provenant des champs harmoniques supérieurs demeure faible, [17, 18].

### b) Encoche rotorique

Il n'existe aucune théorie pour le choix de nombre d'encoches rotoriques ( $Z_2$ ), cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais pratiques pour le choix de  $Z_2$  en fonction du nombre de paires de pôles ( $p$ ) et du nombre d'encoches statoriques ( $Z_1$ ).

Ces tableaux sont établis pour atténuer les vibrations et assurer une bonne caractéristique mécanique de la machine.

## 3) 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 donc le facteur de puissance, l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible, [17].

## 4) Enroulement de la machine

L'enroulement dans toute machines électriques est la pièce maîtresse nécessaire pour la création de champ électromagnétique. La caractéristique essentielle d'un tel enroulement c'est le nombre d'encoches par pôle et par phase ( $q$ ) qui détermine le nombre de bobine

dans un groupe, il permet de placer les côtés des bobines ou des sections en précisant à quelle phase ils appartiennent et dans quel sens y passent les courants, [18].

**a) Facteur de bobinage**

$$K_{w1} = K_{p1} \cdot K_{d1} \cdot K_{inc1} \quad (2-11)$$

$K_{w1}$  : Facteur de bobinage;

$K_{p1}$  : Facteur de raccourcissement;

$K_{inc1}$  : Coefficient d'inclinaison;

$K_{d1}$  : Coefficient de distribution.

**b) Facteur de distribution**

Il est défini par :

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

**c) Facteur de raccourcissement**

Il est défini par :

$$K_{p1} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad (2-13)$$

$$\beta = \frac{c'}{\tau_p} \quad (2-14)$$

$c'$  : Désigne l'ouverture de la bobine. Ce facteur est aussi donné jusqu'au septième harmonique il est choisi en tenant compte des harmoniques qu'on désire éliminer. Généralement on choisit  $K_p$  de telle sorte que l'on puisse atténuer certains harmoniques. En pratique, on adapte, [18].

$$c' = \tau_p - \frac{\tau_p}{6} \quad (2-15)$$

**5) Calcul de la F.M.M**

L'entrefer constitue le premier pas de calcul de la F.M.M, puisque l'on prend pour base de calcul l'induction  $B_\delta$  ou le flux  $\Phi_\delta$  dans celui-ci du fait que la chute de potentiel dans l'entrefer est la plus importante dans la machine.

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 :

$$B_i = \frac{\Phi_{\tau\max}}{S_i} = \frac{l_i \cdot \tau_p}{K_{Fe} \cdot l_{Fe} \cdot Z_p} \cdot B_{\delta\max} \quad (2-16)$$

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, [23 ,24].

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 pour chaque tronçon. On aura la F.M.M totale du circuit magnétique:

$$\sum_{i=1}^n H_i l_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_n = F_T = N \cdot I \quad (2-17)$$

### a) F.M.M dans l'entrefer

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

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta = \delta \cdot \frac{B_\delta}{\mu_0} \quad (2-18)$$

Tel que :

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot l_i} \quad (2-19)$$

On note que  $S_\delta$  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  $b_i$ .

$$S_\delta = l_i \cdot b_i \quad (2-20)$$

l'Arc polaire  $b_i$  dépend de la forme des pôles et de la saturation du fer, donc de la forme de la courbe d'induction.

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (2-21)$$

Soit :

$$\alpha_i = \frac{B_{\delta\text{eff}}}{B_{\delta\max}} \quad (2-22)$$

$\alpha_i$ : Coefficient d'aplatissement de la courbe;  $\alpha_i = \frac{\pi}{2}$  pour un champ sinusoïdale.

### b) Chute de potentielle magnétique dans les dents

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

Lorsque l'induction est très grande  $B_{1z} > 1.8T$ , le calcul précédent n'est plus valable. Dans ce cas on considère qu'une partie seulement du flux correspondant à un pas dentaire passe par l'encoche.

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

$$F_z = \int_0^{hz} h_z \cdot dl_z \quad (2-23)$$

Cependant dans la pratique, on utilise la règle de Simpson qui donne des résultats meilleurs. Sachant qu'on subdivise la dent en trois parties. L'intensité moyenne du champ est calculée comme suit: [17,18].

$$H_{z.moy} = \frac{1}{6} (H_{z.min} + 4H_{z.med} + H_{z.max}) \quad (2-24)$$

$H_{z.min}$  : La valeur du champ minimum dans la dent;

$H_{z.med}$  : La valeur du champ médian;

$H_{z.max}$  : La valeur du champ maximum.

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

$$F_z = h_z \cdot H_{z.moy} \quad (2-25)$$

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  $K_S$  à une grande influence sur les caractéristiques de la machine électrique est défini comme suit :

$$K_S = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (2-26)$$

L'augmentation  $K_S$  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

Pour calculer la chute de tension magnétique dans la culasse, on suppose que le flux est uniformément réparti dans la section droite de celle-ci. Si l'on considère  $\Phi$  le flux pénétrant dans la culasse. Le flux traversant la section droite est égale à  $\frac{\Phi}{2}$ , on peut alors écrire:

$$B_{ji} = \frac{\Phi}{2 \cdot K_{Fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} \quad (2-27)$$

La ligne de parcours moyenne pour les lignes d'induction dans les culasses :

#### 1) Rotorique

On prend pour la ligne de parcours moyenne:

$$h_{z2} = \frac{D - 2\delta - 2pt - h_{j2}}{2p} \cdot \pi \quad (2-28)$$

#### 2) Statorique

$$l_{j1} = \frac{D + 2h_{z1} + h_{j1}}{2p} \cdot \pi \quad (2-29)$$

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

$$F = H_{ji} \cdot l_{ji} \quad (2-30)$$

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

$$K_f = \frac{B_{\delta,eff}}{B_{\delta}} \geq 1 \quad (2-31)$$

#### ▪ Facteur de carter (correction de l'entrefer)

C'est le rapport d'épaisseur de l'entrefer fictif  $\delta'$  à la valeur d'épaisseur de l'entrefer:

$$\frac{\delta'}{\delta} = K_c > 1 \quad (2-32)$$

### 6) 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  $\Phi$  dans le cas d'une induction sinusoïdale est :

$$V_1 \approx E_1 = 4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1} \cdot \Phi \quad (2-33)$$

On a aussi:

$$E_1 = V_1 - X_{\delta 1} \cdot I_0 \approx V_1 - X_{\delta 1} \cdot I_m \quad (2-34)$$

$$E_1 = V_1 \left( 1 - \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1} \right) = V_1 \cdot \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \quad (2-35)$$

D'où l'on peut écrire:

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot \left( \frac{1}{1 + \delta_{H1}} \right)}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1} \cdot \emptyset} \quad (2-36)$$

$\frac{1}{1 + \sigma_{H1}}$ : Désigne le coefficient de dispersion de Heyland du primaire, est obtenu à partir d'un diagramme. On remarque sur ce diagramme que l'augmentation du nombre de pair de pôles engendre une augmentation de dispersion, [17,18].

Ayant déterminé un coefficient de dispersion  $\sigma_{H1}$  par diagramme, ce qui correspond à une réactance de fuite du primaire  $X_{\sigma 1}$ . Le flux correspondant à cette réactance de fuite  $\phi_{\sigma 1H}$  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:

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

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

$\emptyset \left( 1 + \frac{1}{3}\sigma_{H1} \right)$  Flux à la tête de la dent.

Les valeurs des inductions corrigées dans chaque partie de la machine avec l'induction dans l'entrefer  $\phi_{\delta}$  sont :

$$B_{\delta} = \frac{\phi_{\delta}}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot l_i} \quad (2-37)$$

#### a) Pour le stator

$$B_{z1p} = \frac{l_i}{K_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \delta_{H1}) \quad (2-38)$$

$$B_{z1m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{z_{1p}} \cdot B_{\delta} \left( 1 + \frac{2}{3}\delta_{H1} \right) \quad (2-39)$$

$$B_{z1t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{z_{1p}} \cdot B_{\delta} \left( 1 + \frac{1}{3}\delta_{H1} \right) \quad (2-40)$$

$$B_{j1} = \frac{\phi_{\delta}}{K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j1}} \cdot B_{\delta} (1 + \delta_{H1}) \quad (2-41)$$

**b) Pour le rotor**

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (2-42)$$

$$B_{z2m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (2-43)$$

$$B_{z2t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (2-44)$$

$$B_{j2} = \frac{\emptyset}{2} \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j2} \quad (2-45)$$

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:

$$F_{\delta} = K_c \cdot \delta \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \quad (2-46)$$

$$F_{z1} = H_{z1} \cdot h_{z1} \quad (2-47)$$

$$F_{z2} = H_{z2} \cdot h_{z2} \quad (2-48)$$

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot l_{j1} \quad (2-49)$$

$$F_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2} \quad (2-50)$$

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

$$F_{tot} = 2 \cdot F_{\delta} + 2 \cdot F_{z1} + 2 \cdot F_{z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad (2-51)$$

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  $\alpha_i$ ; coefficients qui seront utilisés par la suite dans les calculs, [24, 25,26].

**7) Calcul des courants****▪ Evaluation du Courant Magnétisant**

$$I_m = \frac{P \cdot F_{tot}}{0.9 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1}} \quad (2-52)$$

**▪ 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:

$$\begin{aligned} E_2 &= (V_1 - I_m \cdot X_{\delta 1}) \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \\ &= \frac{V_1}{1 + \delta_{H1}} \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \end{aligned} \quad (2-53)$$

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

$$P_{méc} = P_u + P_{ft+vt} + P_{Sup} \quad (2-54)$$

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

$$I_2 = \frac{P_u + P_{ft+vt} + P_{sup}}{m_2 \cdot E_2 (1-g)} \quad (2-55)$$

$g$  : Etant le glissement estimé;

$m_2$ : Nombre de phases du secondaire.

Ainsi le courant d'anneau est :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \cdot \sin \frac{\pi \cdot P}{z_2}} \quad (2-56)$$

### 8) Dispersion

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

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

- Flux de dispersion d'encoche ;
- Flux de dispersion des têtes de bobines ;
- Flux de dispersion différentielle ;
- Flux de dispersion des têtes de dents, [18].

La quatrième partie est négligée, puisque cette partie de la dispersion est proportionnelle à l'entrefer, or celui-ci est très réduit dans les machines asynchrones.

#### 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 :

$$\lambda_{\sigma z} = \frac{h_1}{3 \cdot b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (2-57)$$

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

$$\lambda_{\sigma z} = 0.66 \cdot \frac{h_4}{b_4} \quad (2-58)$$

Et la perméances d'encoche est donnée par:

$$\Lambda_{\sigma z} = \mu_0 \cdot L_z \cdot \lambda_{\sigma z} \quad (2-59)$$

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

### b) Réactance de fuite différentielle

Pour le stator:

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

Pour le rotor:

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0 \cdot \frac{z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \frac{m_1}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_p \cdot l_i}{K_c \cdot K_s \cdot \delta} \cdot \sum_v \left( \frac{1}{(2 \cdot z_2 \cdot \frac{v}{2p}) + 1} \right)^2 \quad (2-61)$$

### 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:

$$X_{\sigma b} = 12,25 \cdot f \cdot \frac{N_2}{p} \cdot \Lambda_{\sigma b} \quad (2-62)$$

### d) Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m} \quad (2-63)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma 2}}{X_{\sigma 2}} \cdot \sigma_{H1} \quad (2-64)$$

## 9) Evaluation des Pertes

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

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

Les pertes les plus fondamentales et les plus dominantes dans une machine électrique, sont les pertes Joule et les pertes fer.

Sachant que, l'étude des pertes et du rendement sont fortement liées. En d'autres termes, un rendement élevé correspond à une densité de puissance élevée, [17,18.19].

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, [19].

### 1) Pertes joules

#### a) Dans le stator

$$p_{cu1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (2-65)$$

La résistance statorique par phase est :

$$R_1 = \rho \cdot \frac{L_{tot}}{s} \quad (2-66)$$

#### b) Dans le rotor

Les pertes cuivre pour le secondaire sont :

$$p_{cu2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (2-67)$$

$$R_2 = R_{bar} + \frac{2 \cdot R_{an}}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot P}{Z_2}} \quad (2-68)$$

$$R_{bar} = \rho \cdot \frac{L_{bar}}{s_{bar}} \quad (2-69)$$

$$R_{an} = \rho \cdot \frac{L_{an}}{s_{an}} \quad (2-70)$$

$R_{bar}$  : Résistance d'une barre ;

$R_{an}$  : Résistance de l'anneau.

### 2) Pertes dans le fer

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

#### a) Pertes par Hystérésis

Les pertes par Hystérésis représentent l'énergie nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer, [18], Elles 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;

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

$B_{max}$  : Désigne l'induction maximale dans le fer.

En pratique on néglige souvent le premier terme en puissance devant le terme en puissance deuxième. On peut ainsi écrire avec suffisamment d'exactitude:

$$P_h = k_H \cdot f \cdot B_{\max}^2 \cdot 10^{-2} \quad (2-72)$$

$K_H$  : Représente une constante du matériau utilisé.

En effet, 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, [16,17].

### b) 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 :

$$P_w = K_w \cdot (s_t \cdot f \cdot B_{\max}^2) \cdot 10^2 \quad (2-73)$$

#### 4.1 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  $K_j$ .

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

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

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

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

#### 4.2 Pertes dans les dents

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

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

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

$$P_{wz} = K_w \cdot (s_t \cdot f \cdot B)^2 \cdot m_z \cdot 10^2 \quad (2-77)$$

#### c) Pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents

Les pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents sont faibles dans les petites machines à faible puissance. Elles dépendent de l'ouverture d'encoche des deux parties de la machine et sont estimées à 0,5% de  $P_u$ , [15.17].

### 2.3 Conception d'une machine asynchrone par la méthode de Liwschitz

Après avoir exposé la méthode de conception et d'identification géométrique d'une machine asynchrone à cage. Cette méthodologie est appliquée sur une machine à haut rendement dont les caractéristiques sont données sur le cahier des charges:

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

- Puissance nominale :  $P_u = 5$  KW
- Tension nominale à 50 Hz :  $V_n = 380$  V
- Nombre de pôles :  $2P = 4$
- Vitesse de rotation :  $n_n = 1440$  tr/min
- Nombre de phases statorique :  $m_1 = 3$
- Montage triangle.

Selon la structure de la méthode de Liwschitz, 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 calcul les dimensions géométriques de la machine à l'aide des lois de conservation du flux dans différentes parties 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 fer et les pertes par effet Joule. Ensuite les paramètres du schéma équivalent sont calculés. Ceci permet d'obtenir le couple que le moteur peut fournir et le courant qu'il peut absorber. Enfin on peut ainsi évaluer le rendement dans toutes les conditions de fonctionnement.

L'exécution du programme développé permet d'obtenir le fichier de résultats en annexe. Les principaux résultats qui ressortent sont regroupés dans le tableau suivant:

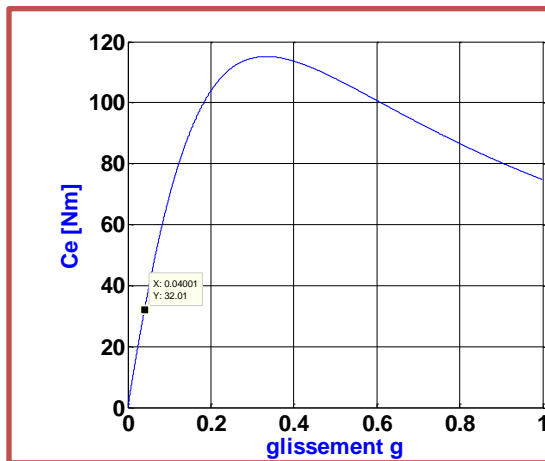
Courant de Phase de la Machine (A)	$I_l$	5.93
Courant de Court Circuit Stator (A)	$I_{lcc}$	36.108
Couple de Démarrage (Nm)	$C_{demr}$	74.2
Couple Nominal (Nm)	$C_n$	33.2
Courant a vide (A)	$I_0$	1.97
Inductance de Fuite Stator (H)	$l_{sf1}$	0.01686
Induct. Fuite Rotor Ramenée au Stator(H)	$l_{fr21}$	0.01157
Inductance Propre Phase du Stator (H)	$L_{s1}$	0.59147
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H)	$M$	0.57462
Induct. Propre Rot. Ramenee au Stator (H)	$L_{r21}$	0.58618
Resist. Equival./Phase Rotor 75°C(Ohm)	$R_{ph2}$	0.000134
Resistance Phase Enroul. Stator(Ohm)	$R_{ph1m}$	2.4

**Tableau 2.1** Résultats du programme développé

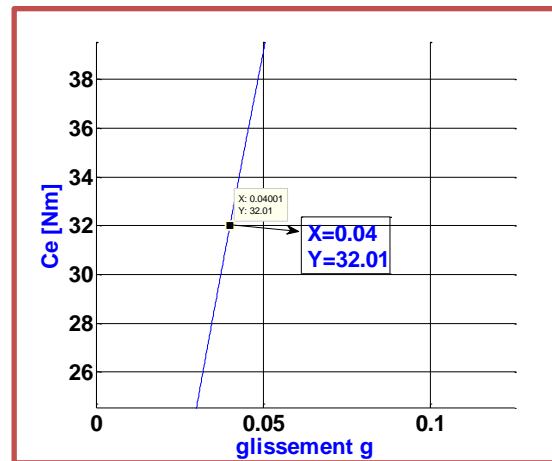
### 2.3.1 Étude des performances de la machine étudiée

#### a) Analyse statique (A.S)

Après l'affichage des résultats du programme précédemment on utilise ces derniers ainsi que le schéma équivalent du MAS à fuites ramenée au stator, on peut dresser les différentes caractéristiques de notre machine qui sont illustrées par les courbes ci-dessous.

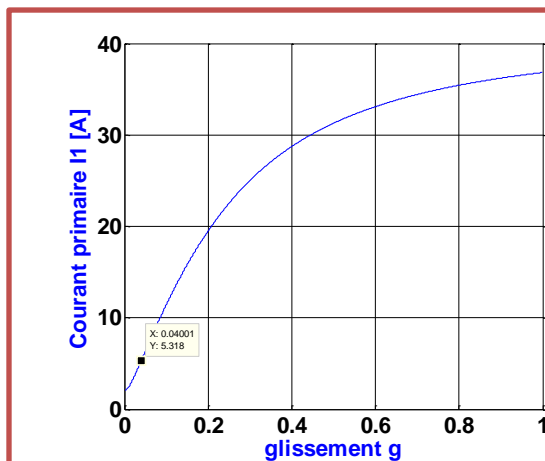


Couple en fonction du glissement

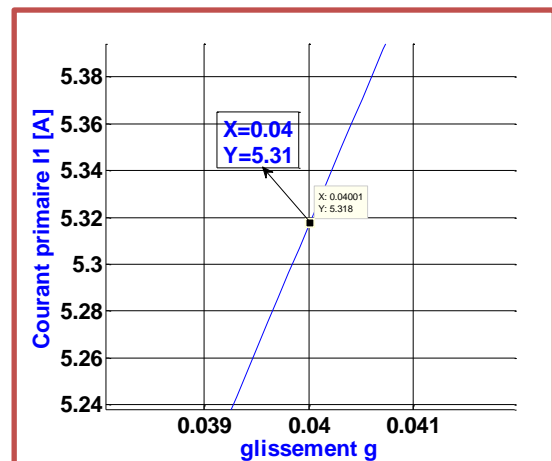


Zoom au voisinage du point nominal

**Figure 2.2.** Caractéristique de couple en fonction du glissement

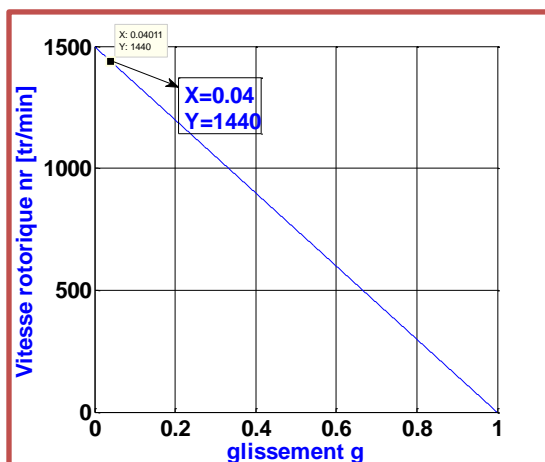


Courant primaire en fonction du glissement

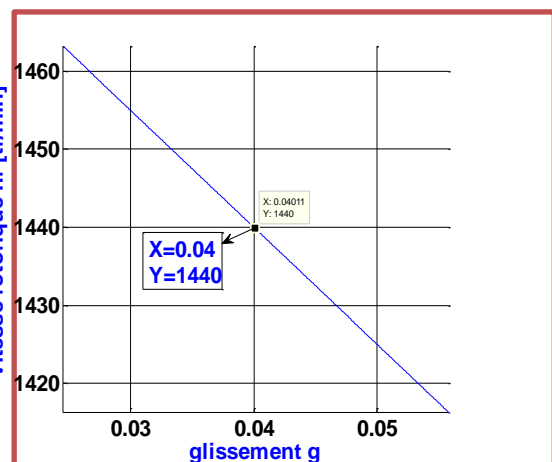


Zoom au voisinage du point nominal

**Figure 2.3.** Caractéristique du courant primaire en fonction du glissement

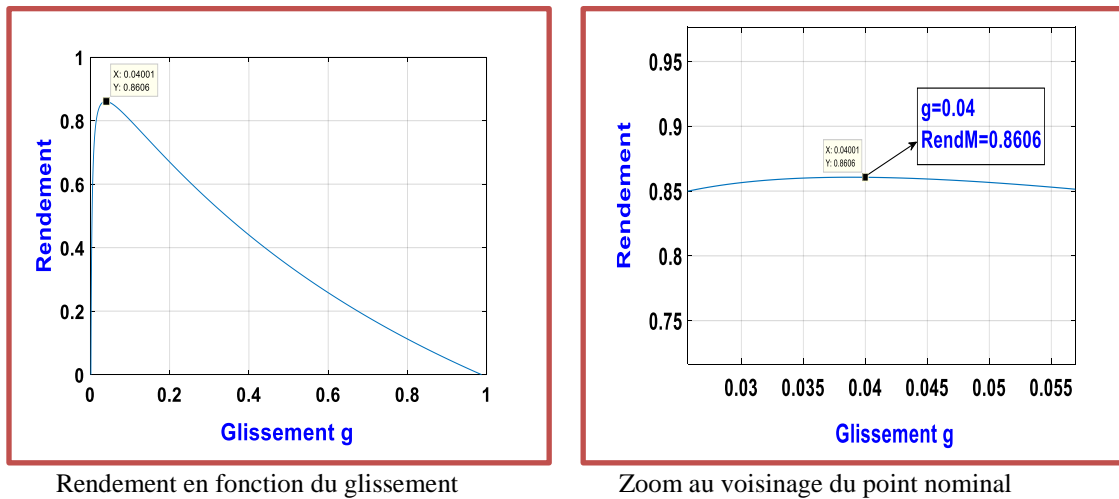


Vitesse rotorique en fonction du glissement



Zoom au voisinage du point nominal

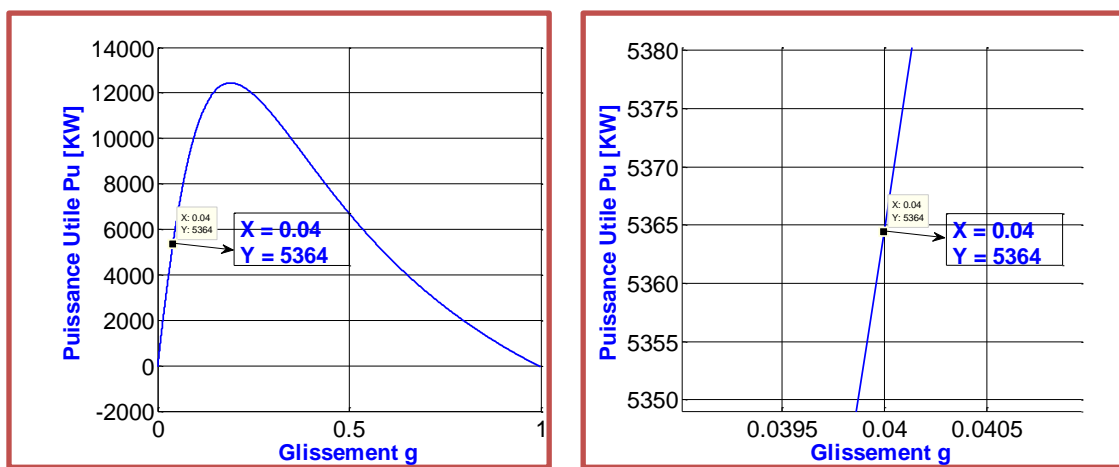
**Figure 2.4.** Caractéristique de la vitesse rotorique en fonction du glissement



Rendement en fonction du glissement

Zoom au voisinage du point nominal

**Figure 2.5.** Caractéristique du rendement en fonction du glissement



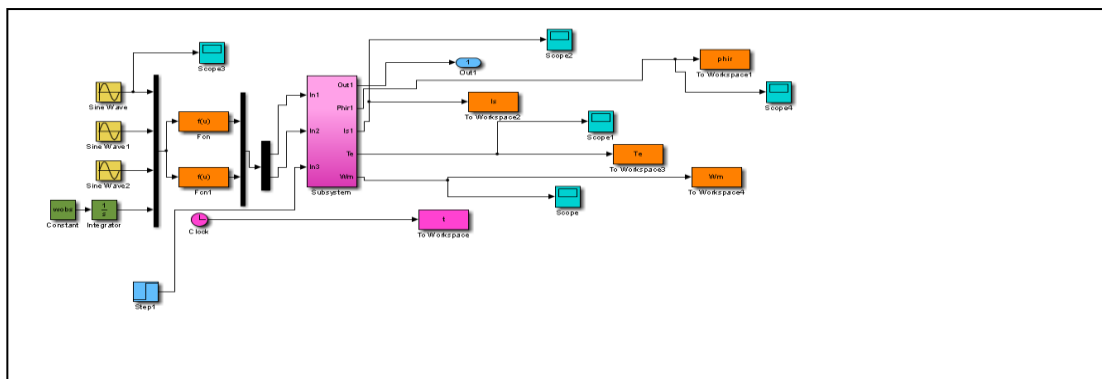
Puissance utile en fonction du glissement

Zoom au voisinage du point nominal

**Figure 2.6.** Caractéristique de la puissance utile en fonction du glissement

**b) Analyse dynamique des résultats de la machine (A.D)**

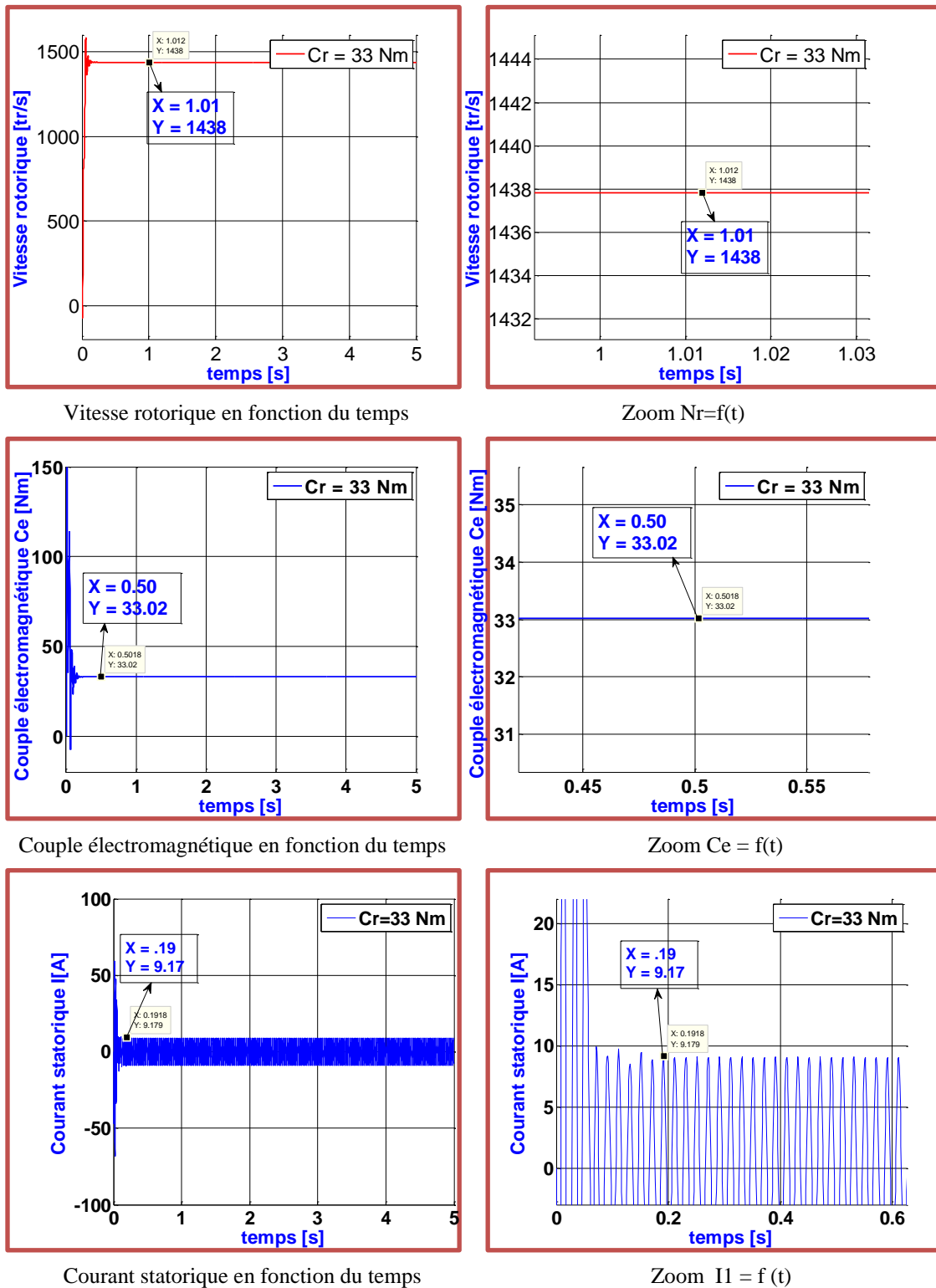
L'étude de l'évolution des courants et de la vitesse en régime dynamique de la machine asynchrone par simulation est un autre moyen pour la validation des résultats de la conception, [24].



**Figure 2.7.** Schéma fonctionnel du banc d'essai par simulation

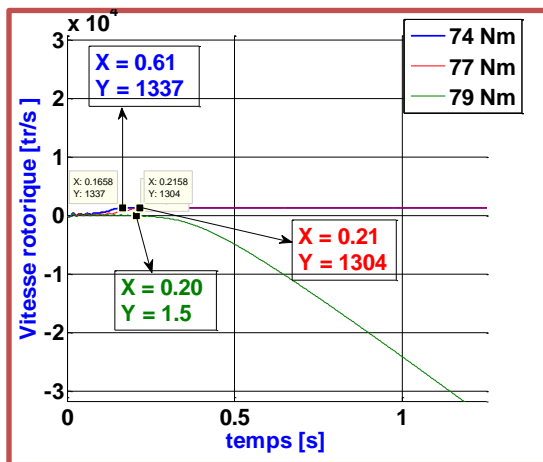
Utilisant les résultats du programme de conception, ainsi que le modèle de la machine asynchrone et les blocs Simulink du logiciel MATLAB de la **Figure 2.7**: On va vérifier le couple nominal (charge nominale), le couple de démarrage et le couple maximal.

### 1. Test sur couple nominal

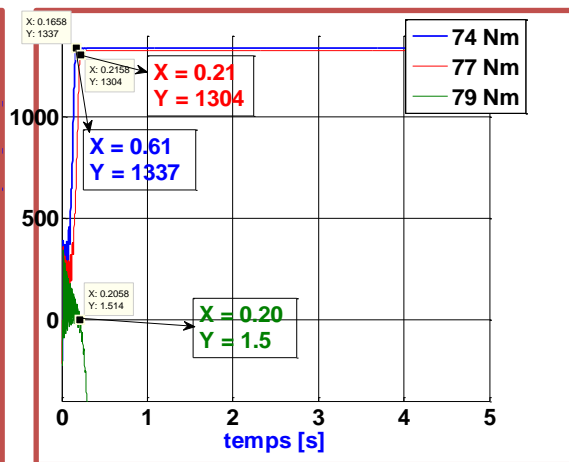


**Figure 2.8.** Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal

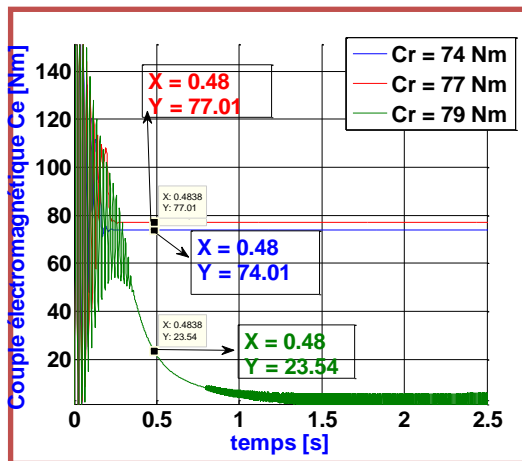
## 2. Test sur le couple démarrage



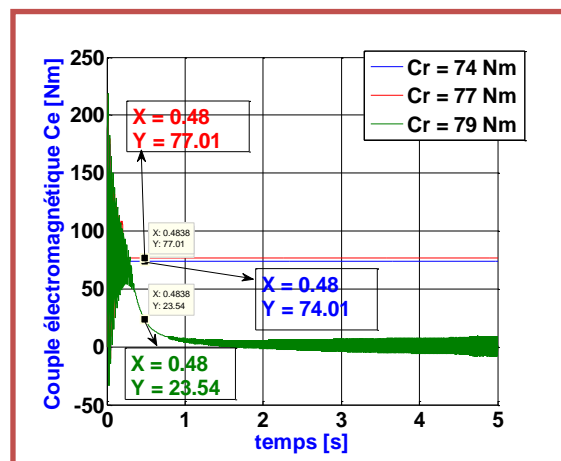
Vitesse rotorique en fonction du temps



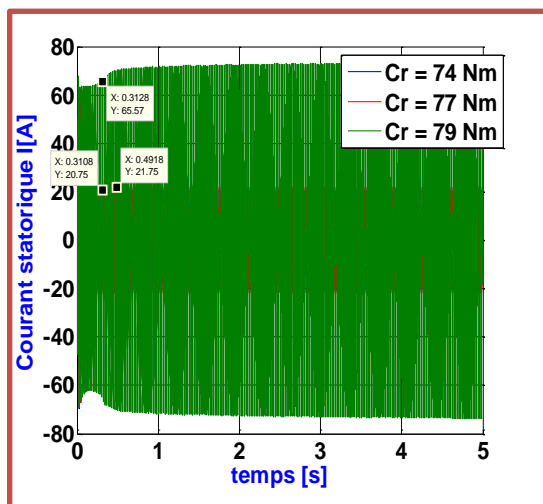
Zoom  $N_r = f(t)$



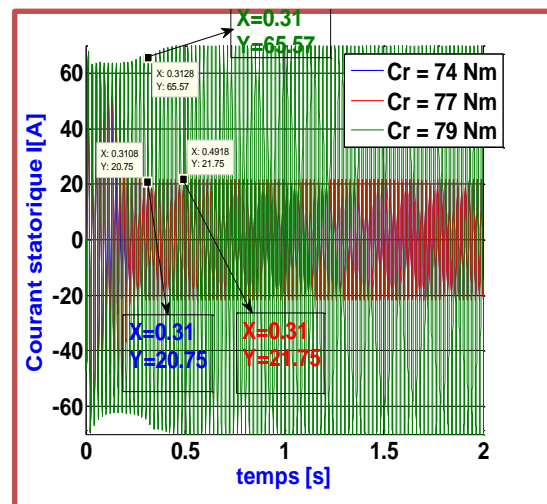
Couple électromagnétique en fonction du temps



Zoom  $C_e = f(t)$



Courant statorique en fonction du temps



Zoom  $I_1 = f(t)$

Figure 2.9. Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple démarrage

### 3. Test sure couple maximale

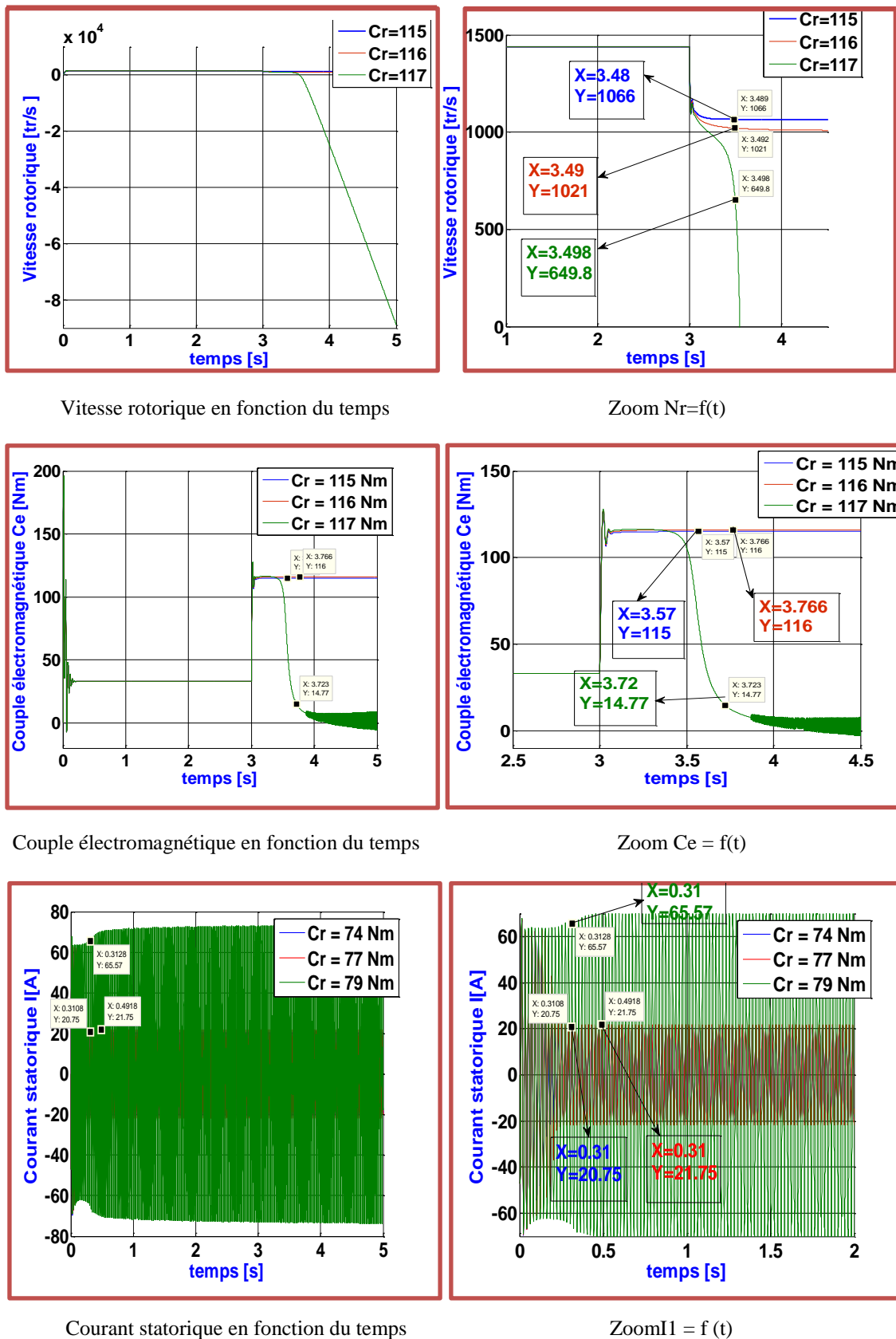


Figure 2.10. Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximale

### 2.3.2 Comparaison des résultats

Dans le tableau ci-dessous, on comparera les résultats obtenus par l'analyse statique (A.S) et dynamique (A.D).

Paramètres	A.S	A.D	program
Couple électromagnétique nominal (Nm)	32.01	33.02	33.15
Vitesse rotorique nominal (tr/min)	1440	1438	1440
Courant nominal (A)	5.35	6.48	6.21
Couple électromagnétique de démarrage (Nm)	74.8	77.01	74.31
Couple électromagnétique maximal (Nm)	115.2	116	-
Rapport du couple maximal au couple nominal $K_c$	3.59	3.513	-
Rapport du couple de démarrage au couple nominal $k_d$	2.336	2.3322	-
Rapport du couple maximal au couple de démarrage $k_{maxd}$	1.540	1.506	-

**Tableau 2.2** Tableau comparatif

### 3 Analyse des résultats

D'après les résultats des deux essais statique et dynamique et, on constate que les deux méthodes d'analyses donnent des résultats plus proches et comparables avec ceux du programme de calcul. Les écarts semblent être faibles. Cela nous confirme l'efficacité de la méthode analytique, et on conclure que la méthode de dimensionnement de **LIWSCHITZ** est affective pour les machines de faible puissance. Enfin, on peut déclarer que le modèle analytique est adopté pour la phase de l'optimisation.

### 2.4 Conception multi-objectifs

Dans cette partie, nous présenterons une approche pour maximiser à la fois le couple de démarrage et le rendement d'une machine asynchrone à flux radial. En effet, nous examinons l'influence du dimensionnement des encoches rotorique. En tenant compte du potentiel d'économie d'énergie lors de la conception du moteur, ainsi que de son fonctionnement, nous devons d'abord agir par un choix approprié du dimensionnement du moteur, et cette étape doit être effectuée pour le même moteur précédent ou en faisant fonctionner le moteur de manière efficace,[25.27].

#### 2.4.1 Méthode proposée

Pour explorer et évaluer la procédure de conception, deux moteurs à induction DIN-IEC – F de 5 kW ont été conçus, en tenant compte de certaines contraintes en termes de régulation de tension, nombre de pôles, gamme de vitesse et techniques de fabrication

les moins chères. Le premier a un coefficient de Carter unique  $K_{c1}$  nommé (M1), et le second a un coefficient double  $K_{c2}$  nommé (M2) avec un encoche statorique profond.

Carter a démontré que :

$$\begin{cases} K_c = \frac{\tau_z}{\tau_z - \gamma_B \cdot \delta} \\ \gamma_B = \frac{4}{\pi} \left( \frac{s}{2\delta} \operatorname{artg} \frac{s}{2\delta} - \ln \sqrt{1 - \left(\frac{s}{\delta}\right)^2} \right) \end{cases} \quad (2-78)$$

En pratique on prend :  $\gamma_B = \frac{\left(\frac{s}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{s}{\delta}}$

s Ouverture de l'encoche (mm) ;  $\tau_z$  Pas dentaire (mm);  $\delta$  Entrefer(mm).

Lorsque les deux parties de la machine (stator et rotor) sont dotées d'encoches, on calcule :  $K_{c1}$  Pour un stator lisse ;  $K_{c2}$  Pour un rotor lisse.

$K_c = K_{c1} \cdot K_{c2}$  : ou  $K_c$  Représente le facteur total de carter.

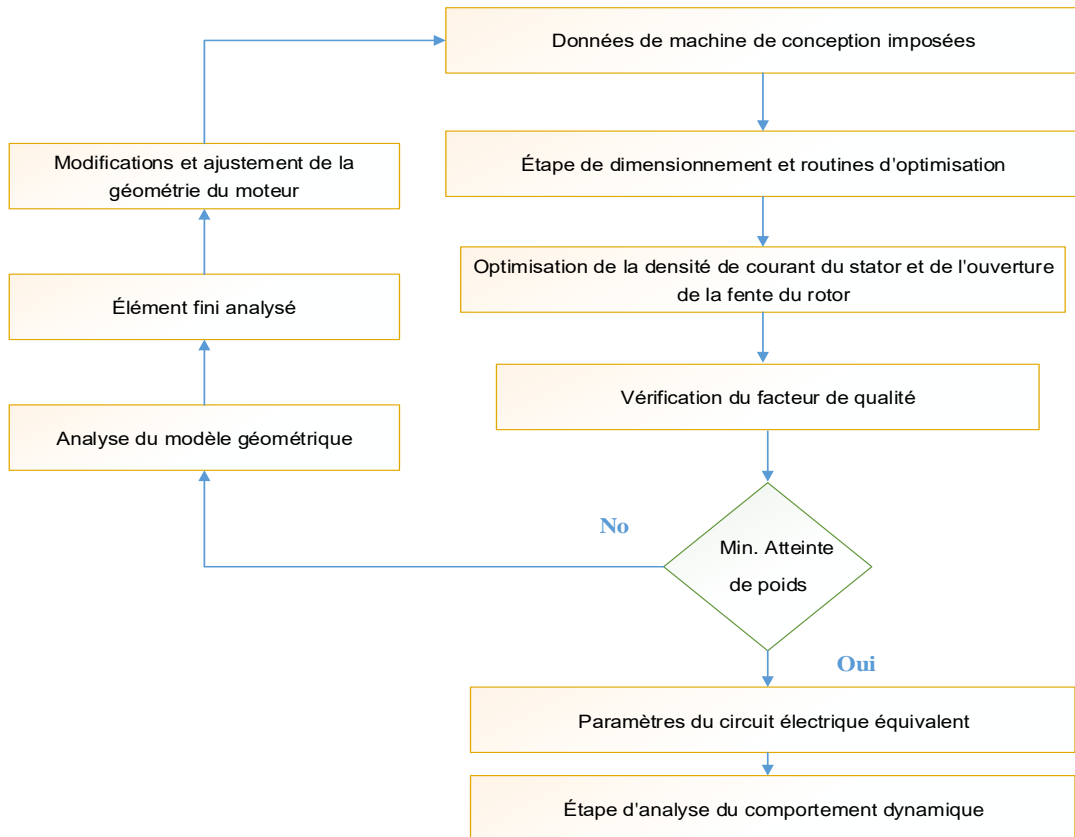


Figure 2.11. Procédure globale de conception proposée

Le programme de conception développé pour la machines à induction classiques sous environnement MATLAB, a été modifié pour la topologie à rotor ouvert. Dont, les résultats obtenus sont résumés dans le **Tableau 2.3** ci-dessous.

Quantité	M1				M2			
	Stator	Valeur [mm]	Rotor	Valeur [mm]	Stator	Valeur [mm]	Rotor	Valeur [mm]
Largeur de fente au niveau des dents	$W_{ss1}$	4	$W_{sr1}$	0.5	$W_{ss1}$	4	$W_{sr1}$	3
Largeur de fente à l'ouverture	$W_{ss2}$	7		/	$W_{ss2}$	7		/
Largeur de fente à la fin	$W_{ss3}$	11.1	$W_{sr0}$	8	$W_{ss3}$	11.8	$W_{sr0}$	8
Largeur des dents	$W_{ts}$	9		/	$W_{ts}$	9		/
Hauteur de la fente au niveau des dents	$h_{s0}$	2	$h_{sr0}$	0.5	$h_{s0}$	2	$h_{sr0}$	0.5
Hauteur de fente à l'ouverture	$h_{s2}$	18.7	$l_g$	0.35	$h_{s2}$	23		
Diamètre intérieur	$D_1$	150	$D_2$	149.3	$D$	150	$D_{arbr}$	149.3
Diamètre extérieur	$D_{1ext}$	250	$D_{arb}$	45	$D_o$	259	$D_r$	45
Poids de la machine	MW	kG		49.34				53.09
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	/		0.855				0.876
Courant de stator à vide	$I_o$	A		1.976				2.197
Courant de démarrage	$I_{cc}$	A		36.09				39.27
Courant magnétisant	$I_m$	A		1.964				2.186
Frottements et pertes de ventilation	$P_{f+vt}$	W		80				80
Pertes fer totale	$(P_{H+W})$	W		193.17				206.25
Largeur de l'entrefer	$\delta$	mm		0.447				0.505
Rendement	$\eta$	----		0.864				0.872
Inductance mutuelle	M	H		0.5991				0.5369

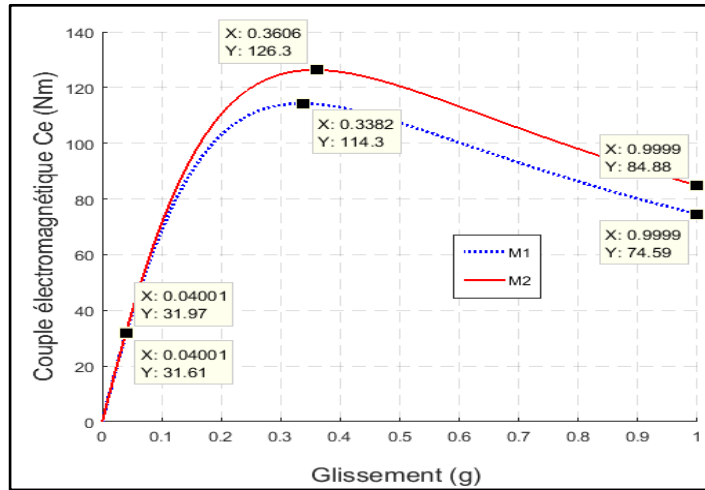
**Tableau 2.3** Résultats de conception

## 2.4.1 Résultats et analyse

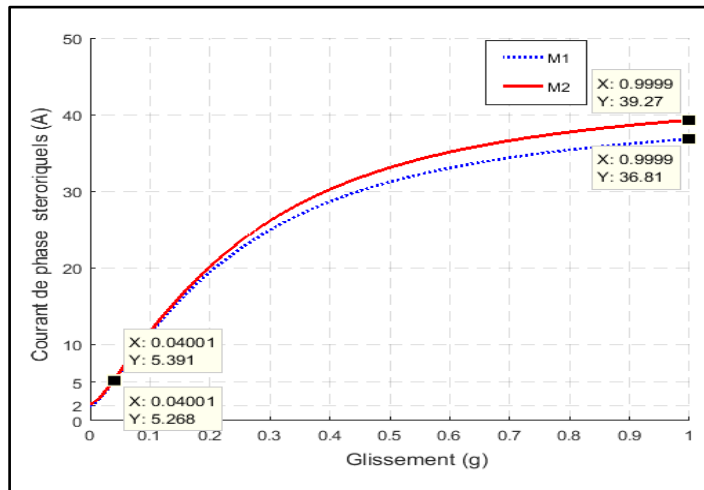
### 1) Analyse statique

A travers les résultats du programme de conception, on constate une augmentation du courant de magnétisation pour M2. Cette augmentation est due principalement à l'entrefer et donc à la f.m.m dans ce dernier puisqu'elles sont proportionnelles. En revanche, une amélioration du rendement est observée par l'utilisation d'une encoche statorique profonde.

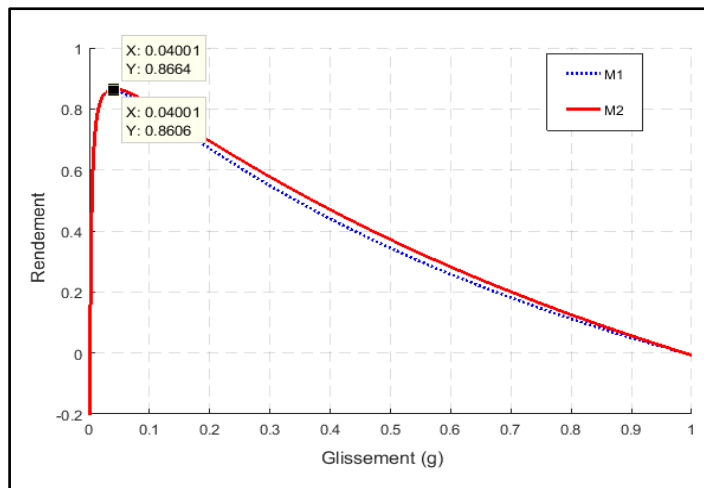
À la suite de cette étude, la **Figure 2.12**, présente et compare des caractéristiques importantes pour ces deux machines, dont on observe que le courant part d'une valeur faible c'est le courant à vide. On note également que la machine à encoche profonde (M2) a un courant de démarrage supérieur de +2,46A par rapport à (M1). Ainsi que le rendement de la machine est amélioré de +0,6% d'où la conception multi-objectifs.



a- Couple électromagnétique en fonction du glissement



b- Courant en fonction du glissement



c- Rendement en fonction du glissement

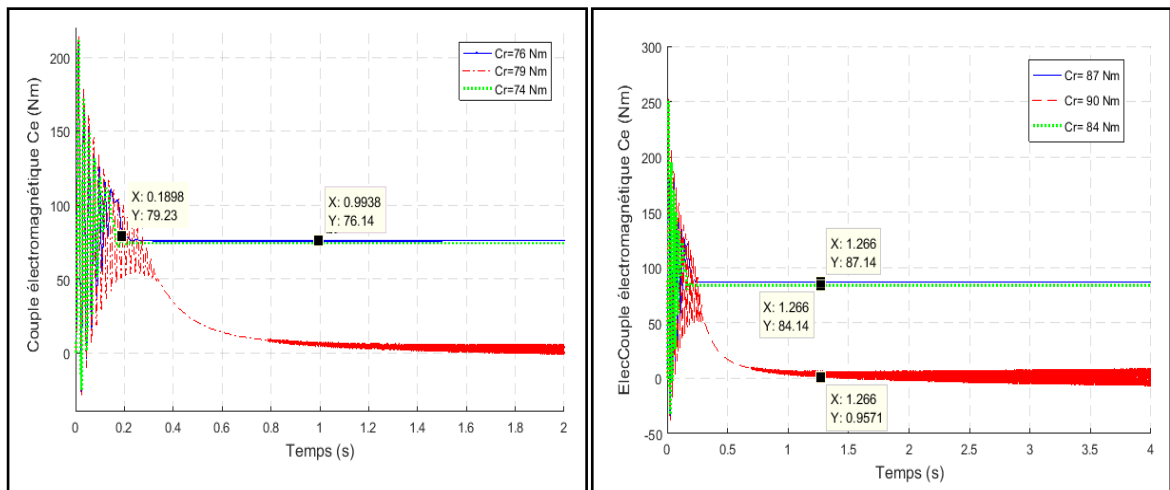
Figure 2.12. Comparaison des caractéristiques de fonctionnement

## 2.4.2 Comportement en boucle ouverte

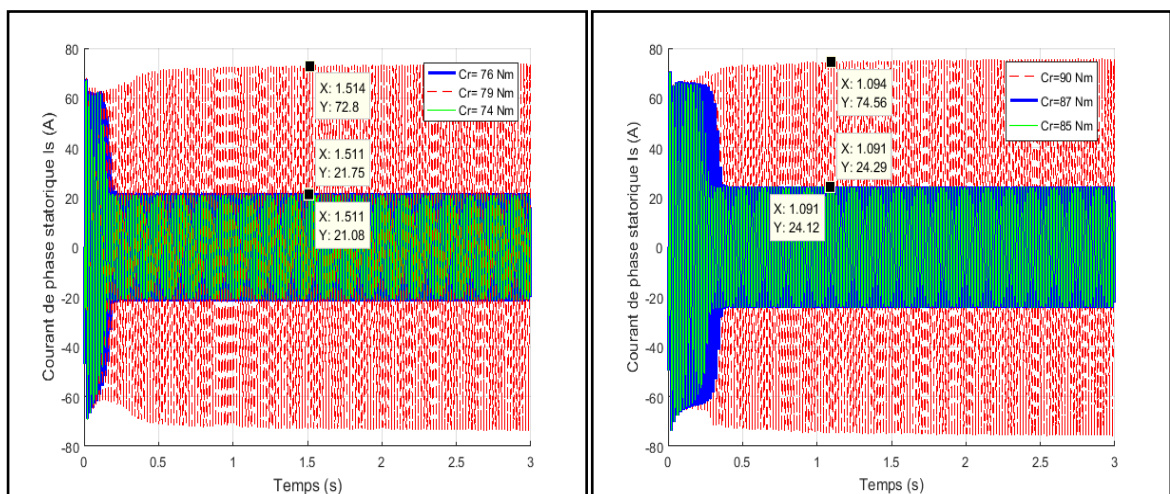
L'étude d'évolution des courants et de la vitesse en mode dynamique par simulation, est un moyen très efficace pour la validation des résultats. En effet, on étudiera par simulation l'influence de chaque paramètre et calculera les quantités qui ne sont pas directement accessibles à la mesure (i.e. courant rotorique).

En utilisant les résultats regroupés dans le **Tableau 2.3** et les blocs PSB (Power System Block) du MATLAB, nous vérifierons le couple nominal. Comme deuxième essai, nous appliquerons progressivement aux deux machines un couple supérieur au couple nominal afin de déterminer le couple de démarrage. En fin, un couple maximum est appliqué à l'instant ( $t = 1s$ ) pour déterminer la capacité de surcharge. Ceci est illustré par la courbe de couple, de vitesse et de courant ci-dessous.

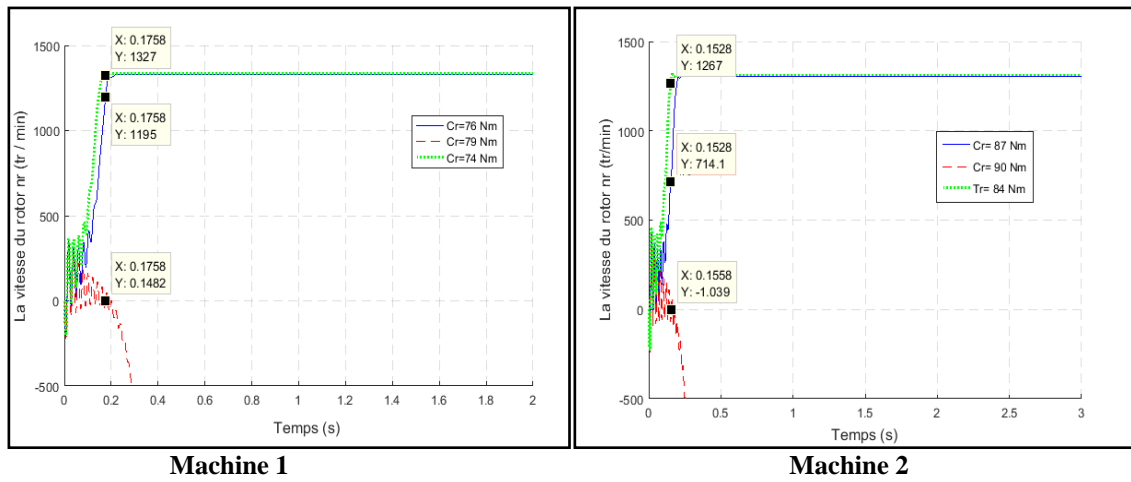
### a. Test sur le couple démarrage



a- Couple électromagnétique en fonction du temps



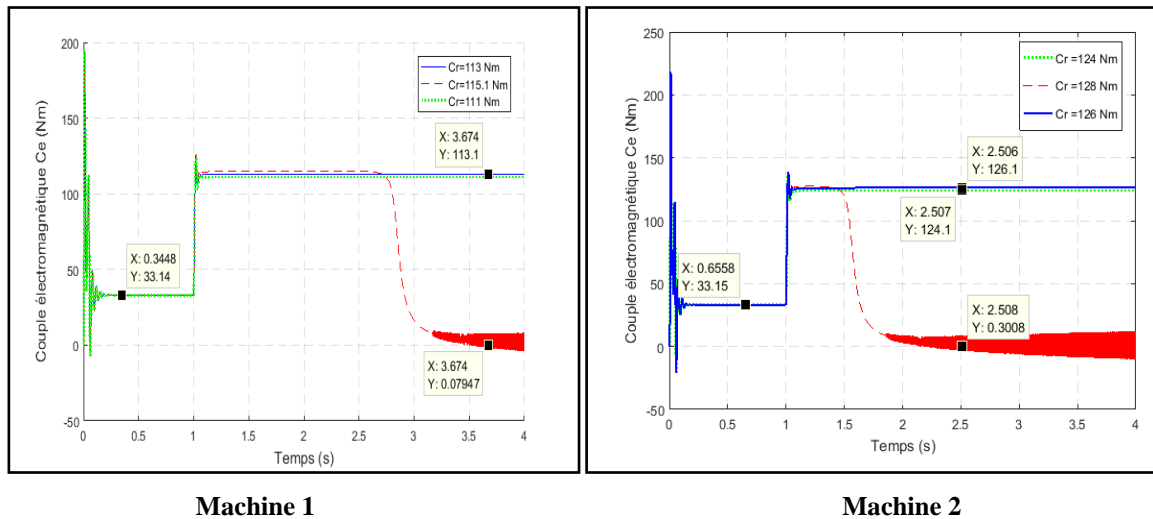
b- Courant statorique en fonction du temps



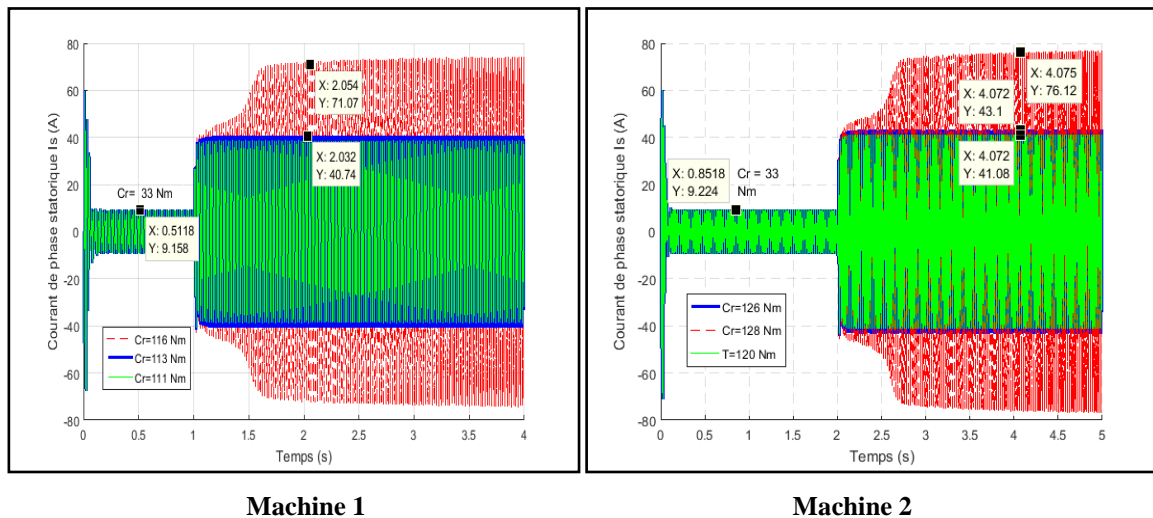
c- Vitesse rotorique en fonction du temps

Figure 2.13. Résultats de tests sur le couple démarrage

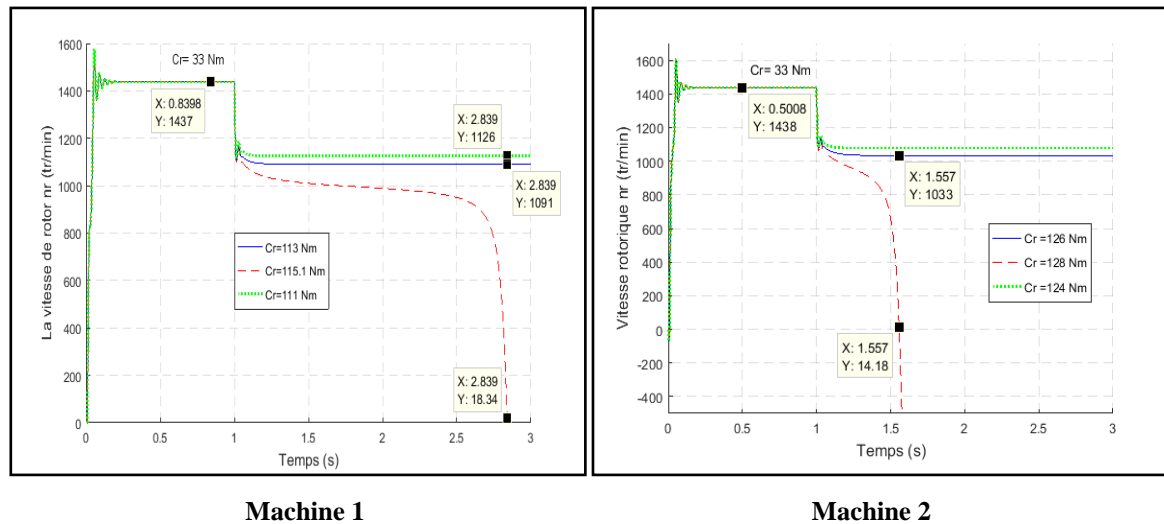
**b. Test sur le couple maximale**



a- Couple électromagnétique en fonction du temps



b- Courant statorique en fonction du temps



c-Vitesse rotorique en fonction du temps

**Figure 2.14.** Résultats de tests sur le couple maximal

D'après les résultats des deux machines étudiées, on note que:

Pour l'analyse des résultats statiques, nous nous intéressons au point de fonctionnement nominal, ce qui signifie que lorsque le rotor glisse de  $g = 0.04$ , nous pouvons constater qu'il y a une amélioration du rendement pour M2 par rapport à M1.

De même, pour les tests dynamiques, nous observons qu'il y a une grande amélioration dans les performances M2. Elles sont plus remarquables surtout dans les trois tests et peuvent être résumées dans les points suivants:

- (1) Temps de réponse pour M2 est supérieure par rapport à M1, il apparaît à travers le couple développé par les deux machines et le temps de vitesse maximum;
- (2) L'appel du courant au démarrage et pendant la marche en charge de M2 est supérieure à c'eu de M1 et cela signifie que: Echauffements, consommation d'énergie électrique plus.
- (3) M2 a une meilleure capacité de surcharge.

## 2.5 Conclusion

*Dans ce chapitre, on a présenté la méthode classique de LIWSCHITZ. Ensuite leur application sur une machine asynchrone à encoche rotorique fermée de 5 kW. Le calcul analytique utilisant pour le dimensionnement et l'obtention des différents paramètres géométriques et électriques ainsi que les caractéristiques estimées suite aux contraintes imposées par le cahier des charges a été fait. Enfin on a proposé une approche pour améliorer les performances de cette machine. Ces performances sont essentiellement le couple de démarrage et le rendement.*

*L'utilisation de telle procédure, permet d'obtenir de nombreux renseignements sur le fonctionnement d'un moteur à haut rendement à savoir: Couple en régime permanent ou au transitoire, courant de démarrage, harmonique du courant absorbé, etc. Ces renseignements sont très utiles spécifiquement dans la commande.*

*En effet, pour savoir l'ordre optimal de l'ouverture d'encoche rotorique ainsi que la densité de courant statorique, il est nécessaire d'adopter une méthode d'optimisation qui sera l'objet du prochain chapitre.*

## **Chapitre Trois :**

# **Conception Optimisée D'une Machine Asynchrone**

### 3.1 Introduction

*De nos jours, l'industrie et les infrastructures consomment plus de 31% de l'énergie et, à eux seuls, les moteurs électriques représentent plus de 60% de cette consommation. La disparation inéluctable des réserves fossiles et l'augmentation inexorable des coûts qui en résulte obligent les industriels à utiliser au mieux l'énergie électrique. Lors de la prise de décision d'acquérir une nouvelle machine, l'investisseur devrait être conduit à considérer l'énergie qui sera consommée par cette machine pendant sa durée de vie. En effet, on considère que depuis son acquisition jusqu'à son démantèlement, le prix d'achat représente 2 à 3% du coût global, le reste étant, principalement, la consommation d'énergie,[1]. Cette énergie est nécessairement imputée au produit fini et impacte la compétitivité de l'entreprise. Des solutions existent pour utiliser de manière intelligente l'énergie disponible :*

- *Améliorer le rendement de la machine,*
- *Choisir un mode de marche permettant de mettre en sommeil les machines peu sollicitées (exemple arrêter les convoyeurs à vide),*
- *Utiliser la variation de vitesse,*
- *Choisir des stratégies de mouvements moins énergivores,*
- *Utiliser des moteurs à haut rendement,*
- *Le choix judicieux de la motorisation.*

*Vu que, le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Il est conçu pour fonctionner à vitesse constante. Cependant il est de plus en plus associé à un variateur ce qui permet d'améliorer la flexibilité des machines. L'utilisation d'un variateur de vitesse élimine certaines faiblesses du moteur asynchrone : Le courant de démarrage, le facteur de puissance, l'influence des variations de tension sur le couple moteur, avec des variateurs utilisant le contrôle vectoriel, la différence de vitesse entre à vide et en charge, le courant absorbé à vide.*

*Dans ce sujet, on s'intéressera à l'amélioration du rendement de ces machines par la proposition d'une solution lors de la conception; c'est la conception optimisée.*

*En effet, dans ce chapitre premièrement, nous définirons et discuterons des théories de l'optimisation et leurs objectifs. La deuxième section est un aperçu sur les algorithmes génétiques et leurs applications pour améliorer le rendement d'un moteur de 5 kW. Finalement, pour éviter la convergence de ces algorithmes vers des optimales locales, nous proposons et nous appliquerons une version modifiée de ces algorithmes génétique.*

### **3.2 Problème d'optimisation**

Un problème d'optimisation est défini comme étant la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum) d'une fonction de notre problème. Cette recherche est effectuée par plusieurs algorithmes dites d'optimisation. On peut également trouver des problèmes d'optimisation pour lesquels les variables de la fonction à optimiser sont obligées d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, nous avons une forme particulière de ce que nous appelons un problème d'optimisation sous contraintes, [20].

Un problème d'optimisation est défini par un espace d'état, une ou plusieurs fonction(s) objectif(s) et un ensemble des contraintes, [28].

L'espace d'états est défini par tous les domaines de définition des variables du problème. Dans la plupart des problèmes, cet espace est fini car la méthode de résolution utilisée nécessite de travailler dans un espace restreint (Exemples: méthode de Monte-Carlo, algorithmes génétiques). Cette limitation n'est pas problématique car lorsqu'un problème est posé, le décideur spécifie un domaine de valeurs possibles pour chacune des variables. De plus, pour des raisons opérationnelles et de temps de calcul, il est préférable de travailler sur des domaines finis,[29].

Alors, les variables du problème peuvent être de nature diverse (réelle, entière, booléenne, etc.) et exprimer des données qualitatives ou quantitatives.

La fonction objectif, représente le but à atteindre pour le décideur (minimisation de coût, de durée, d'erreur, de rendement etc...). Elle définit un espace de solutions potentielles au problème, [29].

Par contre, l'ensemble de contraintes définit les conditions sur l'espace d'état que les variables doivent satisfaire. Ces contraintes sont souvent des contraintes d'inégalité ou d'égalité et permettent en général de limiter l'espace de recherche, [30].

En fin, Une méthode d'optimisation recherche le point ou un ensemble de points de l'espace des états possibles qui satisfait au mieux un ou plusieurs critère(s). Le résultat est appelé valeur optimale ou optimum, [29,31].

### 3.3 Classification des problèmes d'optimisation

On peut classer les différents problèmes d'optimisation que l'on rencontre dans la vie courante en fonction de leurs caractéristiques,[30] :

**1. Nombre de variables de décisions :**

- Une variable, on a un problème mono variable;
- Plusieurs variables, on a un problème multi variable.

**2. Type de la variable de décisions :**

- Nombre réel continu, on a un problème à variable continue;
- Nombre entier, on a un problème à variable entier ou discret;
- Permutation sur un ensemble fini de nombres : combinatoire.

**3. Type de la fonction objectif:**

- Fonction linéaire des variables de décisions : linéaire;
- Fonction quadratique des variables de décisions : quadratique;
- Fonction non linéaire des variables de décisions : non linéaire;

**4. Formulation du problème:**

- Avec des contraintes, on a un problème sous contrainte;
- Sans contraintes, on a un problème non contraint.

### 3.4 Choix d'une méthode

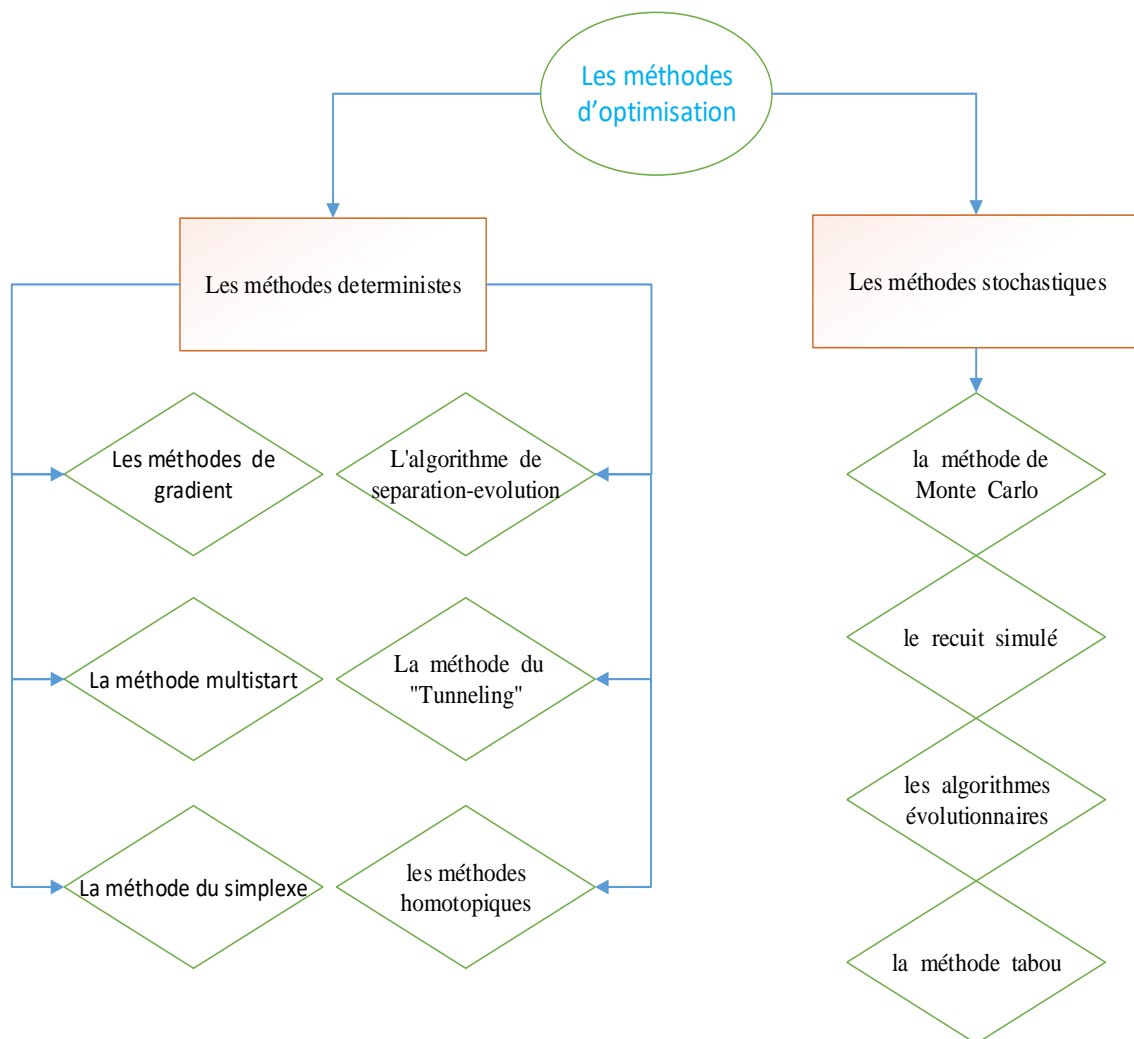
Dans le domaine de l'optimisation il y'a deux grandes familles de méthodes, les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques. La nature des variables, des domaines de définition et des critères à optimiser va influencer le choix de la méthode d'optimisation à utiliser, [31,32].

Dans l'optimisation déterministe, on suppose que les données pour le problème donné sont connues avec précision. Cependant, pour de nombreux problèmes réels, les données ne peuvent pas être connues avec précision pour diverses raisons. La première est due à une simple erreur de mesure. La deuxième et plus fondamentale raison est que certaines données représentent des informations sur l'avenir (p. ex., la demande de produits ou le prix pour une période future) et ne peuvent tout simplement pas être connues avec

certitude. Dans l'optimisation sous incertitude, ou optimisation stochastique, l'incertitude est incorporée dans le modèle. Des techniques d'optimisation robustes peuvent être utilisées lorsque les paramètres ne sont connus que dans certaines limites ; l'objectif est de trouver une solution qui soit réalisable pour toutes les données et optimale dans un certain sens. Les modèles de programmation stochastiques tirent parti du fait que les distributions de probabilité qui régissent les données sont connues ou peuvent être estimées; l'objectif est de trouver une politique qui soit réalisable pour tous (ou presque tous) les instances de données possibles et optimise les performances attendues du modèle, [30].

### 3.5 Méthodes d'optimisation

Les méthodes d'optimisation est recherche le point ou un ensemble de points de l'espace des états possibles qui satisfait au mieux un ou plusieurs critère(s). Le résultat est appelé valeur optimale ou optimum, [28]. L'ensemble de ces méthodes sont résumées dans la **Figure 3.1**.



**Figure 3.1.** Méthodes d'optimisation

### 3.5.1 Fonctionnement des algorithmes génétiques standard (AGs)

Vue que, l'optimisation consiste à rechercher la meilleure solution d'un problème au sens d'un ou de plusieurs critères choisis en respectant les caractéristiques du système et les contraintes qui lui sont imposées. Les AGs utilisés pour résoudre les problèmes d'optimisation nécessitent le codage de l'ensemble des paramètres d'origine du problème à optimiser en une chaîne de caractères d'alphabet, de longueur finie. Ils n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée et pas celles de sa dérivée ou de toute autre fonction. Enfin, ils utilisent des règles de transition probabilistes et non déterministes,[28,33].

#### a) Concepts de base

L'algorithme génétique classique (CGA) simule des théories de l'évolution biologique pour résoudre des problèmes d'optimisation [33]. Ils fournissent des solutions en générant un ensemble de chromosomes appelé une génération. Chaque corde a sa propre mesure de la condition physique qui reflète la capacité d'une créature à survivre dans l'environnement environnant. La nouvelle génération de chaînes est créée à travers trois opérations majeures; Sélection, Croisement et Mutation, qui fournissent un puissant mécanisme de recherche globale.

Premièrement, la sélection est un processus dans lequel des chaînes individuelles sont copiées dans un pool d'accouplement en fonction de leurs valeurs de fitness,[34]. Deuxièmement, le croisement est une opération de recombinaison structurée. Dans le croisement classique à un point, une position aléatoire dans une chaîne est choisie et tous les caractères à droite de cette position sont permutés. Enfin, la mutation est une modification aléatoire occasionnelle de la valeur d'une position de chaîne, [33]. Cette version étant liée à des critères aléatoires, les résultats d'optimisation obtenus diffèrent d'une exécution à l'autre. C'est-à-dire qu'il y a convergence vers un optimum local.

#### b) Les opérateurs

Un algorithme génétique simple utilise les trois opérateurs suivants : la sélection, le croisement et la mutation.

##### 1. L'opérateur de sélection

La sélection est un processus dans lequel des individus d'une population sont choisis selon les valeurs de leur fonction coût ou « fitness » pour former une nouvelle population. Les individus évoluent par des itérations successives de la sélection, appelées générations. Chaque individu est sélectionné proportionnellement à sa fonction « fitness», donc, un

individu avec une fonction « fitness » plus élevée aura plus de chance d'être sélectionné qu'un autre avec une valeur de « fitness » inférieure. Cette fonction peut être envisagée comme une mesure de profit ou de qualité qu'on souhaite maximiser, [33,34].

Un opérateur simple de sélection est la technique de la roulette pondérée où chaque individu d'une population occupe une surface de la roulette proportionnelle à la valeur de sa fonction « fitness ». Pour la reproduction, les candidats sont sélectionnés avec une probabilité proportionnelle à leur « fitness ». Pour chaque sélection d'un individu, une simple rotation de la roue donne le candidat sélectionné. Cependant cette sélection n'est pas parfaite.

En effet, le risque de favoriser un individu ou un petit ensemble d'individus constitue un inconvénient qui risque d'appauvrir la diversité de la population, [ 33,35].

## 2. L'opérateur de croisement

Le croisement est un opérateur de recombinaison. Les individus d'une population sont couplés au hasard par paires représentant les parents. Chaque paire d'individus subit le croisement décrit comme suit: le croisement opère sur les génotypes (c.-à-d. les chromosomes) de deux individus appelés parents. Il produit de nouveaux individus (généralement deux) appelés enfants dont les gènes sont hérités de l'un ou/et de l'autre parent. Ceci peut être fait en dédoublant chacun des deux chromosomes dans des fragments et en les recombinants pour former de nouveaux chromosomes.

### • Le croisement à un point

Si le génotype est une chaîne binaire de longueur  $n$ .

Le croisement à un point place un point de croisement au hasard. Un enfant prend une section avant le point de croisement d'un parent et prend l'autre section après le point de croisement de l'autre parent puis recombine les deux sections pour former une nouvelle chaîne binaire. L'autre enfant se construit inversement.

Considérons P1 et P2 deux chaînes binaires de longueur  $n = 7$  comme suite :

P1 = 0000 | 001

P2 = 1111 | 110

Le symbole | indique un point de croisement, dans cet exemple il est placé après le quatrième bit.

Le croisement à un point crée les deux nouveaux individus E1 et E2 comme suit :

$$E1 = 0000|110$$

$$E2 = 1111|001$$

- **Le croisement à deux points**

Le croisement à deux points place deux points de croisement au hasard, et prend une section entre les points d'un parent et les autres sections en dehors des points de l'autre parent puis les recombine.

Soit les deux points de croisement sont placés respectivement après le premier et quatrième bit :

$$P1 = 0|000|001$$

$$P2 = 1|111|110$$

Le croisement à deux points résultant rapporte les deux individus suivants:

$$E1 = 0|111|001$$

$$E2 = 1|000|110$$

- **Le croisement uniforme**

Ce type de croisement a été proposé par Syswerda [32]. Il consiste à choisir avec la même probabilité un allèle de l'un ou de l'autre parent, pour transmettre sa valeur à la même position, aux enfants.

Soit :

$$P1 = 0000001$$

$$P2 = 1111110$$

$$M = 1101001$$

$$E1 = 0010111$$

$$E2 = 1101000$$

M, représente le masque de transmission dont le principe est le suivant : Si la valeur dans le masque est égale à 1, alors la valeur de l'allèle du parent 1 passe à l'enfant 1 (respectivement du parent 2 passe à l'enfant 2) ; Sinon la valeur de l'allèle du parent 1 passe à l'enfant 2 (respectivement du parent 2 passe à l'enfant 1), tout en respectant la même position de l'allèle.

### 3. L'opérateur de mutation

La mutation opère sur le génotype d'un seul individu. Elle correspond, dans la nature, à une « erreur » qui se produit quand le chromosome est copié et reproduit. Dans une approche numérique, pour une chaîne binaire, elle consiste par exemple à faire pour un allèle un échange entre le « 0 » et le « 1 ». Si des copies exactes sont toujours garanties, alors le taux de mutation est égal à zéro. Cependant, dans la vie réelle, l'erreur de copie peut se produire dans diverses circonstances comme sous l'influence d'un bruit. La mutation change les valeurs de certains gènes avec une faible probabilité. Elle n'améliore pas, en général, les solutions, mais elle évite une perte irréparable de la diversité,[32]. Soit:

$$A = 10000 \text{ (avant mutation)}$$

$$A' = 10100 \text{ (après mutation)}$$

#### - L'évaluation des individus

Une fois que la population initiale a été créée, nous allons en sortir les individus les plus prometteurs, ceux qui vont participer à l'amélioration de notre population. Nous allons donc attribuer une 'note' ou un indice de qualité à chacun de nos individus. La méthode d'évaluation des individus est laissée au programmeur en fonction du problème qu'il a à optimiser ou à résoudre.

Cette étape intermédiaire d'évaluation peut même devenir une étape importante du processus d'amélioration de notre population. En effet, les différents individus ne sont pas toujours comparables, il n'est pas toujours possible de dire qu'un individu est meilleur ou moins bon qu'un autre. C'est le cas des problèmes multicritères, lorsqu'une solution dépend de plusieurs paramètres. Vous pourrez toujours dire qu'un nombre est supérieur ou non à un autre, mais vous ne pourrez pas dire si un vecteur est supérieur ou non à un autre. La notion de supériorité pour les vecteurs n'existe pas. Vous pouvez comparer leur norme, mais pas les vecteurs eux-mêmes.

Par exemple si vous souhaitez diminuer un coût de production et un temps de production ; ces deux facteurs ne vont pas forcément de pair et un individu pourra être très bon sur un critère et très mauvais sur un autre. Le recours à l'optimisation d'un problème multicritère empêche de privilégier un critère par rapport à un autre, sans quoi on pourrait tout de suite réécrire le problème pour ne chercher à optimiser que le coût de production sans tenir compte du temps de production. On se ramènerait ainsi à des individus ne

dépendant plus que d'un seul critère, ils seraient donc tous comparables. Oui, mais si on ne peut pas privilégier un critère par rapport à un autre, comment comparer deux individus, puisqu'on ne peut pas, à priori, comparer deux vecteurs ?

Le principe d'un algorithme génétique simple est représenté par la figure1, [31.33].

#### - Elitisme

Une technique très souvent utilisée avec l'algorithme génétique est l'élitisme. L'élitisme est la conservation du meilleur individu dans la génération suivante.

Après le croisement, on compare le meilleur individu de la nouvelle génération avec le meilleur individu de la génération précédente. Le meilleur individu est conservé et l'autre est détruit. Cette technique permet de s'assurer que la fonction objective augmente (diminue) toujours si on maximise (minimise) une fonction, [32,33].

### 3.5.2 Les algorithmes génétiques modifiés

Vu que, les algorithmes génétiques classiques étant liés à des critères aléatoires, les résultats d'optimisation obtenus différents d'une exécution à l'autre. C'est-à-dire qu'il y a risque de convergence vers un optimum local. Pour remédier à ce problème, une nouvelle version a été proposée et appliquée dans cette thèse. Il s'agit des algorithmes génétiques modifiés (AGM),[33].

En effet, cette technique va toujours donner une solution globale pour 80% du test, et cela par le changement de la probabilité d'opération de croisement  $P_c$  et de la mutation  $P_m$  à chaque génération.

Le diagramme de la **Figure 3.2**, donne une idée la plus claire de la version d'algorithme proposé, La différence entre la valeur de la fonction objectif actuelle et celle de la génération précédente est définie selon le "critère 1" et peut-être le numéro de génération lui-même "critère 2".

L'opérateur de croisement de la deuxième boucle (DB);  $P_{c1}$  est calculé par l'équation suivante:

$$P_{c1} = P_c - \frac{(2 * NGE + (NGE - 1))}{N^k} \quad (3.1)$$

Où:

$P_c$  : La valeur de croisement initiale;

$NGE$  : Nombre des générations actuelles;

$N$  : Nombre d'individus;

$k$  : Nombre de bits.

De plus, l'opérateur de mutation dans la deuxième boucle est donné selon cette formule:

$$Pm_i = Pm - \frac{(2 * NGE + (NGE - 1))}{N^k} \tag{3.2}$$

Tels que  $Pm$  est la valeur de mutation initiale.

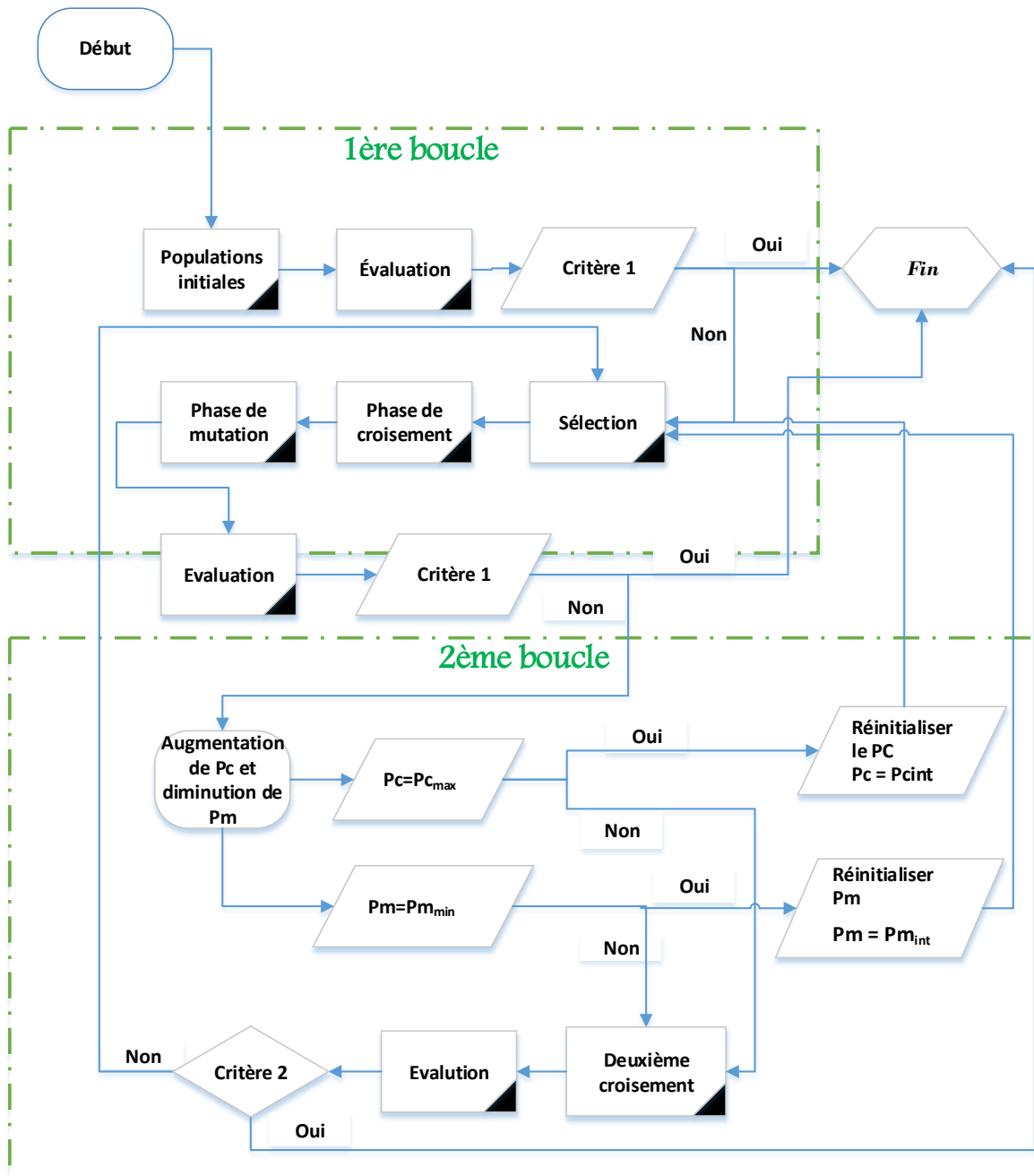


Figure 3.2. Diagramme d'algorithme génétique proposé

Afin de valider l'algorithme développé, on proposera d'utiliser une fonction test. Cette fonction mathématique possède de nombreux maxima locaux elle est définie par:

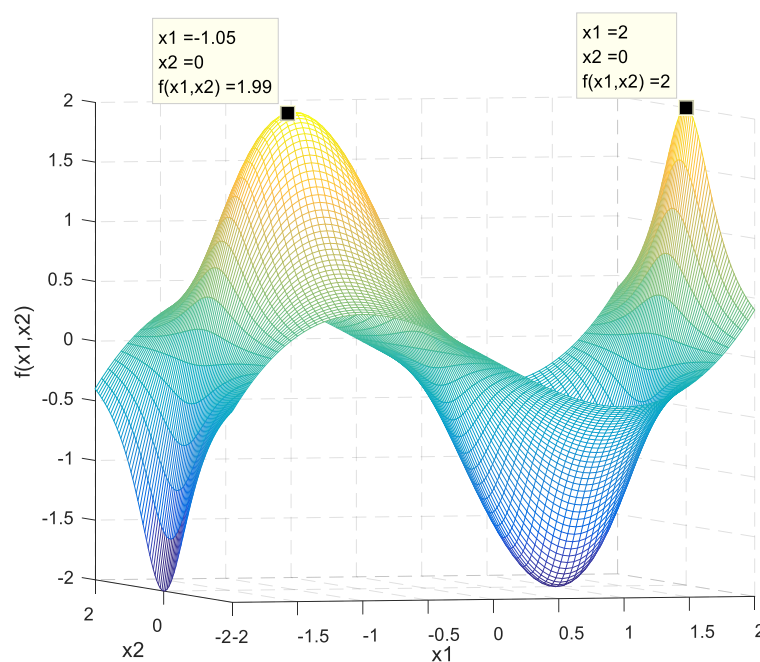
$$f(x_1, x_2) = (4 - 2.1x_1^2 x_1^{4/3})x_1^2 + x_1 x_2 + (-4 + 4x_2^2)x_2^2 \quad (3.3)$$

Où l'espace de recherche est tel que:

$$[x_1, x_2] \in \{[-2, -2] \text{ and } [2, 2]\}.$$

A travers les résultats illustrés sur la **Figure 3.3**, cette fonction a plusieurs maximums.

Mais le maximum global est  $\max f(x_1, x_2) = 2$



**Figure 3.3.** Graphique de la fonction test

En tenant compte les modifications énumérées ci-dessus, pour juger la capacité de l'algorithme développé. Nous avons pris l'exemple précédent:

**a) Première phase :**

Pour ce problème de maximum d'une fonction, nous adoptons les paramètres suivants:

1. La longueur de l'intervalle est  $2 - (-2) = 4$  ;
2. Chaque unité doit être subdivisée en  $10^n$  (précision souhaitée,  $n=1$ ) ;
3. Donc, l'intervalle est subdivisée en  $4 * 10 = 40$  petits intervalles;
4. Le nombre de bits requis pour représenter tous les réels considérés dans l'intervalle est k :

Tel que  $2^{k-1} \leq 40 \leq 2^k$ ,  $k=6$  ;

5. La probabilité de croisement initiale :  $P_c = 0.85$  ;
6. La probabilité de mutation initiale :  $P_m = 0.01$  ;
7. Pour modéliser le problème, convenons de ce qui suit :

La taille de la population sera 8 individus (chromosome), chaque individu codé sur 6 bits (gènes).

Choisis aléatoirement la génération initiale :

Le vecteur 1 :

v1='011100'; v2='111111';  
 V3='011010'; v4='100011';  
 v5='010100'; v6='010010';  
 v7='011111'; v8='011000';

Le vecteur 2 :

v21='000001'; v22='110011';  
 v23='111001'; v24='111000';  
 v25='111101'; v26='111100';  
 v27='111110'; v28='111111';

### b) Deuxième phase : l'évaluation

On va commencer par calculer les valeurs de  $X_i$  pour chaque chromosome  $V_i$ .  
 Avec :  $i = 1, \dots, 8$  et par conséquent leurs fonctions d'évaluations:

$x1 = [-0.222; 2.000; -0.3492; 0.2222; -0.7302; -0.8571; -0.0317; -0.4762]$ ;

$x2 = [-1.936; 1.238; 1.619; 1.555; 1.873; 1.809; 1.936; 2.000]$ ;

<b>Eval (V<sub>1</sub>) = 0.138</b>	<b>Eval (V<sub>2</sub>) = 0.789</b>	<b>Eval (V<sub>3</sub>) = 0.277</b>	<b>Eval (V<sub>4</sub>) = -0.191</b>
<b>Eval (V<sub>5</sub>) = 0.399</b>	<b>Eval (V<sub>6</sub>) = 0.454</b>	<b>Eval (V<sub>7</sub>) = 0.020</b>	<b>Eval (V<sub>8</sub>) = 0.264</b>

La plus grande évaluation **0.789** et la valeur moyenne **0.2689**.

Formons la première génération.

### c) Troisième phase : la sélection

La sélection se fait par la méthode de la sélection proportionnelle. Pour cela, il faut construire une roulette de sélection.

Commençons par le calcul de l'aptitude totale des chromosomes :

$$F = \sum_1^4 f(x_i) = 0.26875$$

Puis calculons les probabilités de sélection de chaque chromosome, on obtient :

<b>P(v1)=0.0642</b>	<b>P(v2)=0.3670</b>	<b>P(v3)= 0.1290</b>	<b>P(v4) =-0.0891</b>
<b>Q(v1) = 0.0642</b>	<b>Q(v2)= 0.4312</b>	<b>Q(v3) = 0.5602</b>	<b>Q(v4)= 0.4711</b>
<b>P(v5)= 0.1857</b>	<b>P(v6)= 0.2111</b>	<b>P(v7) =0.0093</b>	<b>P (v8) = 0.1228</b>
<b>Q(v5) = 0.6568</b>	<b>Q(v6) = 0.8679</b>	<b>Q(v7) = 0.8772</b>	<b>Q(v8)= 1.0000</b>

<b>Q2&gt;0.6568</b>	<b>Q6&gt;0.8531</b>	<b>Q8&gt;0.8576</b>	<b>Q3&gt;0.7380</b>
<b>V<sub>2</sub></b> est sélectionné	<b>V<sub>6</sub></b> est sélectionné	<b>V<sub>8</sub></b> est sélectionné	<b>V<sub>3</sub></b> est sélectionné
<b>Q2&gt;0.5549</b>	<b>Q2&gt;0.5320</b>	<b>Q2&gt;0.4845</b>	<b>Q8&gt;0.0406</b>
<b>V<sub>2</sub></b> est sélectionné	<b>V<sub>2</sub></b> est sélectionné	<b>V<sub>2</sub></b> est sélectionné	<b>V<sub>8</sub></b> est sélectionné

La première génération devienne:

<b>V<sub>1'</sub> =V2=010010</b>	<b>V<sub>2'</sub> =V6=111111</b>	<b>V<sub>3'</sub> =V8=011000</b>	<b>V<sub>4'</sub> =V3=011000</b>
<b>V<sub>5'</sub> =V2=010010</b>	<b>V<sub>6'</sub> =V2=010010</b>	<b>V<sub>7'</sub> =V2=010010</b>	<b>V<sub>8'</sub> =V8=011000</b>

#### d) Quatrième phase : le croisement

Nous pouvons désormais appliquer l'opération de croisement aux individus sélectionnés  $V_i$ . La probabilité de croisement est  $P_c = 0.85$ .

Assumons qu'aléatoirement, on procède au croisement à partir de la deuxième position, on fait tourner la roulette pour générer des nombres  $r$  dans  $[0 1]$ .

Si  $r_1(V_1) < 0.85$ , le chromosome est sélectionné pour le croisement.

On obtient :

$$r_1(V_1) = 0.2877 \quad 0.1315 \quad 0.5117 \quad 0.7337 \quad 0.3163 \quad 0.0633 \quad 0.8670 \quad 0.6588$$

Cela donne pour le croisement :

$$\begin{array}{l} V_1' \quad \underline{11}0010 \quad \longrightarrow \quad \mathbf{11}0111 \\ V_2' \quad 01\underline{0111} \quad \longrightarrow \quad \mathbf{01}0010 \end{array}$$

Alors, la population résultante est donc:

<b>V<sub>1''</sub>=110111</b>	<b>V<sub>2''</sub> =010010</b>	<b>V<sub>3''</sub>=011000</b>	<b>V<sub>4''</sub> = 011010</b>
<b>V<sub>5''</sub> =111111</b>	<b>V<sub>6''</sub> =111111</b>	<b>V<sub>7''</sub> =111000</b>	<b>V<sub>8''</sub> = 011111</b>

**e) Cinquième phase: la mutation**

L'opérateur de mutation est effectué bit par bit. La probabilité de la mutation est  $P_m = 0.01$  et il y a 40 bits dans toute la population. Chaque bit a la même chance de mutation.

On tourne la roulette 48 fois pour générer  $r_2$  dans  $[0, 1]$ , Si  $r_2 < 0.01$ , on mute le bit de ce rang seulement, dans ce cas pour  $r_2$  on obtient le même vecteur ( $V_1$ ) de croisement parce que  $r_2$  toujours supérieur de 0.01 :

$r_2 =$

0.1454	0.6497	0.1938	0.9002	0.9803	0.5395	0.2623	0.4500
0.0049	0.3858	0.5525	0.8917	0.2615	0.7191	0.0528	0.7742
0.7268	0.3915	0.5731	0.3797	0.3684	0.7267	0.8551	0.6641
0.6451	0.5858	0.3271	0.2334	0.5804	0.7700	0.2077	0.7443
0.4697	0.9854	0.3843	0.9849	0.5188	0.7209	0.2588	0.9644
0.9274	0.1608	0.0740	0.2041	0.5431	0.4688	0.2845	0.9071

**$x_1^* = 1.1746 \quad -0.0317 \quad -0.3492 \quad -0.4762 \quad 2.0000 \quad 2.0000 \quad 2.0000 \quad -0.4762$**

Et pour le deuxième variable:

$r_2 (V_2) =$

0.5807	0.6207	0.5997	0.3355	0.8156	0.3910	0.8813	0.0042
0.8176	0.3456	0.3073	0.2955	0.2491	0.8225	0.2515	0.4047
0.6532	0.9010	0.9796	0.5402	0.0406	0.9243	0.3215	0.0500
0.2402	0.0734	0.6027	0.4889	0.8841	0.2093	0.6741	0.9612
0.8431	0.5932	0.6007	0.4923	0.6668	0.3848	0.2570	0.5167
0.4799	0.9637	0.0872	0.2051	0.1863	0.8260	0.3047	0.5568

$V_{mut2} = 11100111001111100111001111001111100111001111101$

$x2^* = 1.6190 \quad 1.2381 \quad 1.6190 \quad 1.2381 \quad 1.2381 \quad 1.8095 \quad 1.6190 \quad 1.8730$

l'Evaluation de la 1<sup>ère</sup> génération donne:

0.1380 0.7896 0.2775 -0.1917 0.3995 0.4543 0.0200 0.2641

### f) Sixième phase : le deuxième croisement

ER=0.1 > 0

Alors; passant à la 2<sup>ème</sup> boucle

V1	V2
110010	111001
011111	110011
011010	111001
011000	110011
111111	110011
111111	111100
111111	111001
011000	111101

$x1^{**} = 1.1746 \quad -0.0317 \quad -0.3492 \quad -0.4762 \quad 2.0000 \quad 2.0000 \quad 2.0000 \quad -0.4762$

$x2^{**} = 1.6190 \quad 1.2381 \quad 1.6190 \quad 1.2381 \quad 1.2381 \quad 1.8095 \quad 1.6190 \quad 1.8730$

l'Evaluation de la fonction devienne:

-0.5256 0.0376 0.2775 0.5214 0.7896 0.4679 0.5523 0.2929

Après les 400 générations considérées, nous obtenons le vecteur suivant de la fonction d'évaluation :

1.9820 1.9820 0.2823 1.9820 1.9820 1.9820 1.9820 1.9820

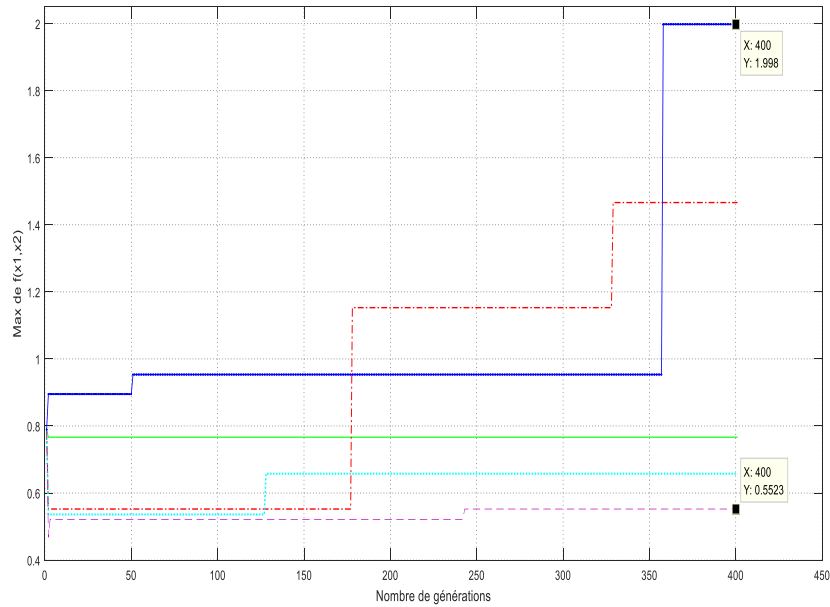
et le maximum est: 1.9980 et le vecteur variables  $[x1 ; x2] = [2.0000 ; -0.0317]$ .

Avec les mêmes étapes, mais pour l'algorithme génétique classique. La dernière génération donne:

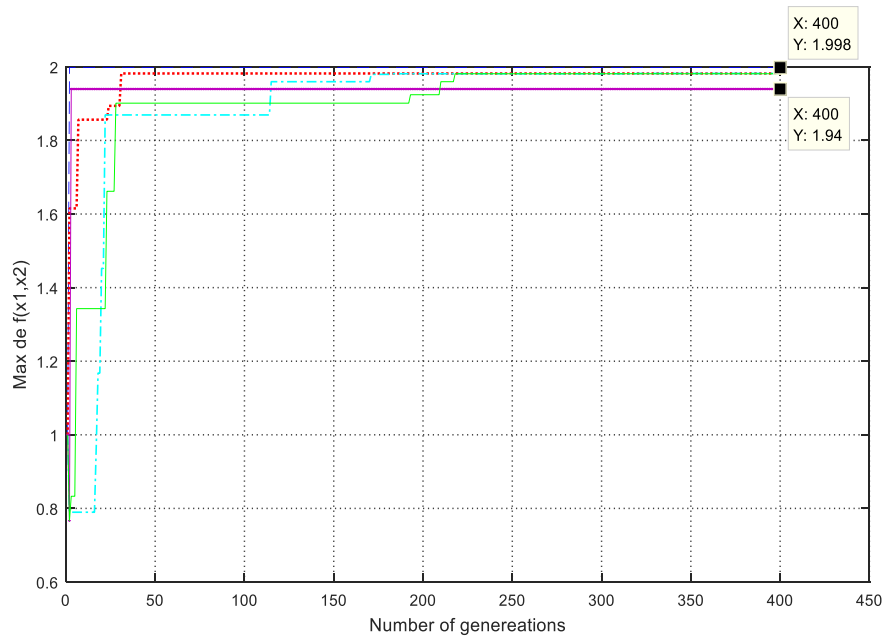
Evaluation\*=1.7925 1.7925 1.7925 1.7925 1.7925 1.7925 1.7925 1.7925

Après plusieurs exécutions répétées, nous avons constaté que pour trouver la solution optimale un nombre de 250 générations est assez suffisant pour que l'algorithme ce converge, et vice versa pour l'algorithme classique (AGC) en termes de solution optimale et nombre de générations.

A cet effet, une série de cinq exécutions consécutives a été utilisée et les figures suivantes, illustrent la différence entre les deux algorithmes en termes de solutions obtenues.



**Figure 3.4.** Evolution de la fonction objective en fonction du nombre de générations utilisant AGC



**Figure 3.5.** Evolution de la fonction objective en fonction du nombre de générations utilisant AGM

Sur la **Figure 3.4**, nous pouvons constater que pour chaque exécution l'algorithme converge vers un optimum local et l'erreur est significative avant de devenir nulle après 350 générations. C'est-à-dire que pour chaque exécution nous avons un maximum, cela se justifie par le critère stochastique lié aux algorithmes génétiques classiques. Ces résultats sont regroupés dans le **Tableau 3.1**.

Par contre, dans le cas des algorithmes génétiques modifiés ; **Figure 3.4**, on a les mêmes résultats pour les cinq exécutions après les 230 générations parmi les 450 considérées et le tableau ci-dessous fait preuve. De plus, l'erreur tend à une valeur très faible, ce qui nous fait aller plus loin, c'est-à-dire les appliquer aux problèmes plus complexe et plus restrictif.

Exécution	Résultats d'AGC			Résultats d'AGM		
	x1	x2	Max de f(x1, x2)	x1	x2	Max de f(x1, x2)
1	-0.8571	1.2380	0.7665	2	-0.0317	1.9979
2	-0.8571	0.1587	1.8939	-0.9206	0.0317	1.9796
3	2	1.1746	0.8404	2	-0.1587	1.9508
4	-0.8575	1.1746	0.8159	2	0.0317	1.9979
5	-0.8571	1.1111	0.8689	2	-0.0317	1.9979

**Tableau 3.1.** Résultats pour la fonction test

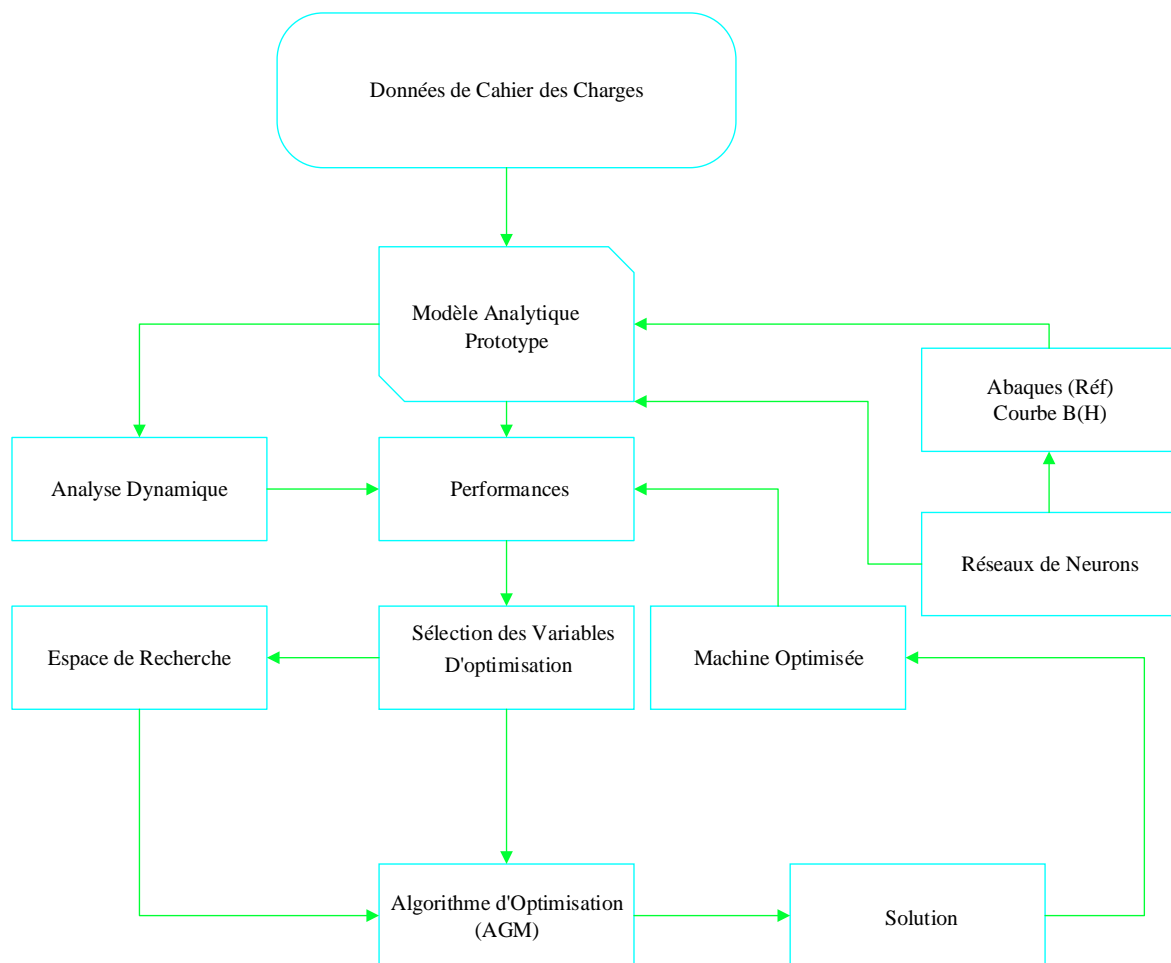
### 3.6 Optimisation de la conception du moteur à induction

Comme nous l'avons mentionné précédemment, afin de concevoir des machines électriques, Marcel JUFER et Jean-Claude proposent un dimensionnement du stator puis le rotor. Une deuxième méthode pédagogique utilisée à l'école polytechnique de Montréal pour la didactique. La troisième procédure combine le calcul et la conception assistée par ordinateur d'une machine à induction suivant un ordre chronologique. Cette approche est basée sur le principe de conception de G. Kouskoff et Liwschitz. Nous imposons les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante, comme contraintes auxquelles nous devons nous soumettre. Les résultats numériques du calcul sont comparés à ceux donnés par la méthode d'essai classique puis traités par une analyse dynamique simulée des comportements de la machine afin de développer la corrélation et la

concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur [34.40].

Enfin il existe une autre méthode appelée méthode de Liwshitz, cette dernière elle est appliquée sur une machine à induction à rotor fermé de: 5kW, 4 pôles, 1440trs / min, 380V, couplage triangle. En plus, cette machine a une spécificité concernant la profondeur d'encoche statorique.

On outre, dans cette thèse on propose d'optimiser la conception de la machine énumérée précédemment utilisant les AGM suivant l'organigramme de la **Figure 3.6**.



**Figure 3.6.** Démarches de la conception optimisée d'une machine asynchrone, [40,45]

Pour déterminer les principales dimensions de cette machine, utilisant les équations empiriques et les données du cahier des charges. En effet, un programme de conception a été développé, [46.51].

A travers les résultats obtenus. Nous définissons l'espace de recherche des cinq variables d'optimisation. Ces variables sont géométriques, magnétiques et générales avec

une contrainte telle que le couple de démarrage qui ne dépasse pas 90Nm. En plus, le rendement de la machine (Rend) est la fonction objective. Pour les cinq exécutions, nous avons regroupé les résultats dans le tableau suivant.

		Résultats des AGC								
		Vecteur variables X et leurs limites					Pc	Pm	Rend (X)	
		x1	x2	x3	x4	x5				
Première génération	Exécution	149e-3	1.1	17e-3	0.59	0.5e-3	0.85	0.01	0.873	
		÷	÷	÷	÷	÷				
		153e-3	1.3]	21e-3	0.6	0.9e-3				
		1	0.1506	1.2968	0.0175	0.6236				0.000626
		2	0.1521	1.1984	0.0197	0.6249				0.0008492
	3	0.15096	1.2619	0.0175	0.6090	0.0006904				
	4	0.153	1.19206	0.021	0.63	0.0009				
	5	0.1505	1.2619	0.017063	0.6261	0.0006587				
	Résultats des AGM									
	Vecteur variables X					Pc	Pm	Rend (X)		
	x1	x2	x3	x4	x5					
1	0.1522	1.2492	0.017	0.61476	0.000607	0.741	0.2	0.874		
2	0.15173	1.1317	0.0176	0.59	0.0005	0.752	0.2	0.874		
3	0.15109	1.1571	0.017	0.6103	0.0005	0.752	0.2	0.874		
4	0.1506	1.1222	0.0208	0.62809	0.000569	0.752	0.2	0.874		
5	0.1501	1.3	0.017	0.62301	0.000531	0.696	0.2	0.874		

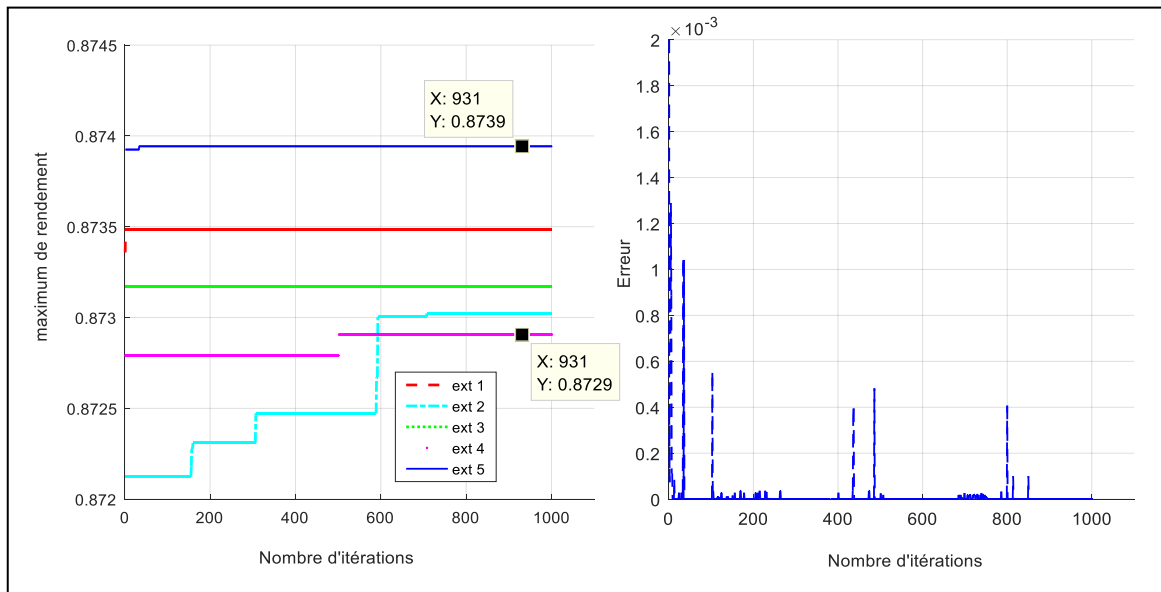
**Tableau 3.2.** Résultats de la conception optimisée

Tel que:

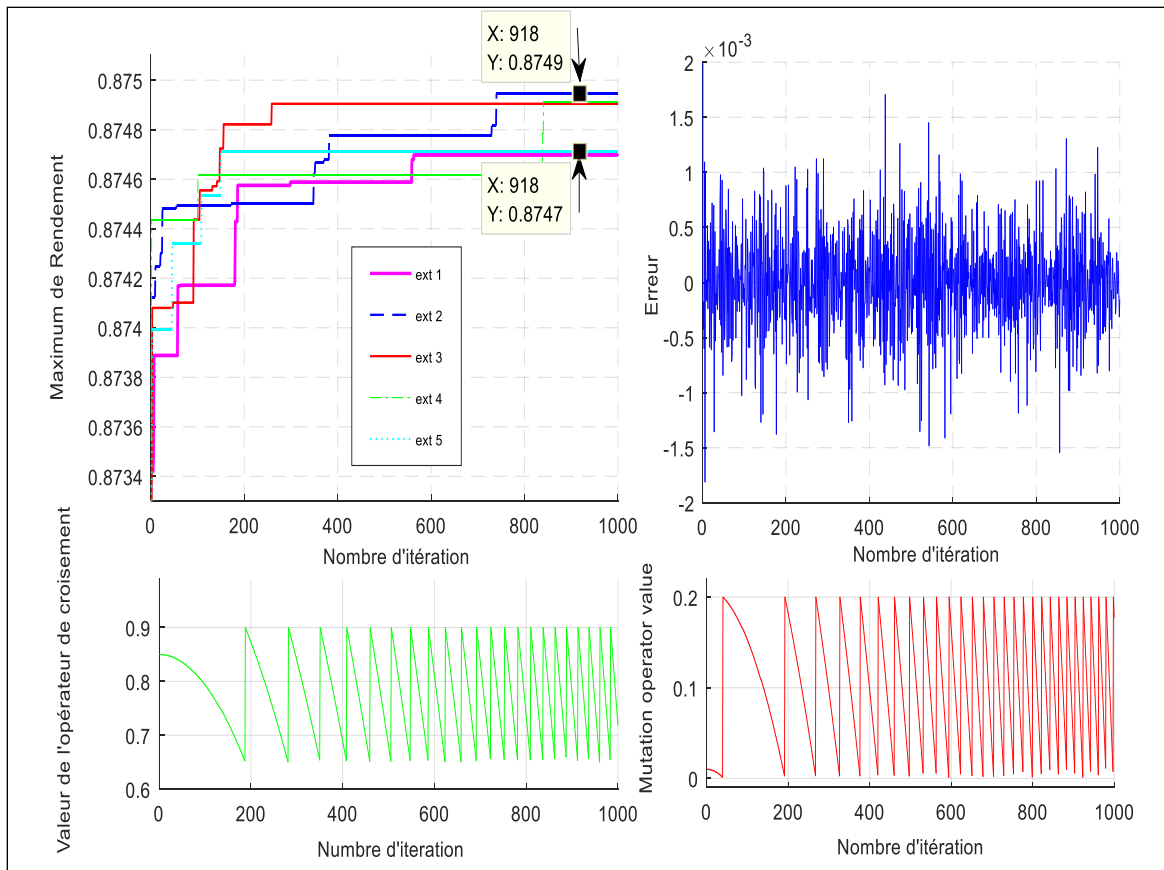
- x1 : Diamètre interne du stator;
- x2 : Rapport géométrique ;
- x3 : Hauteur de l'encoche;
- x4 : Induction dans l'entrefer;
- x5 : Ouverture de l'encoche de rotor.

Étant donné que dans cette étude, la fonction objective est le rendement de la machine, malgré cette amélioration (0,874) par rapport au rendement de la machine existante (MC) (0,85) avec un Pc inférieur et un Pm plus élevé comme nous le montre les résultats regroupés dans le **Tableau 3.2**. On note pour la version proposée que 200 générations

suffisent pour l'algorithme pour converger, contrairement à la version classique qui nécessite un plus grand nombre. En revanche sur la Figure 3.7, l'erreur est minimale. Elle reste toujours inférieure de  $10^{-3}$  et Pc diminue à 0,69 en fonction des critères d'arrêts.



a. Evolution de la fonction objective obtenue avec les AGC



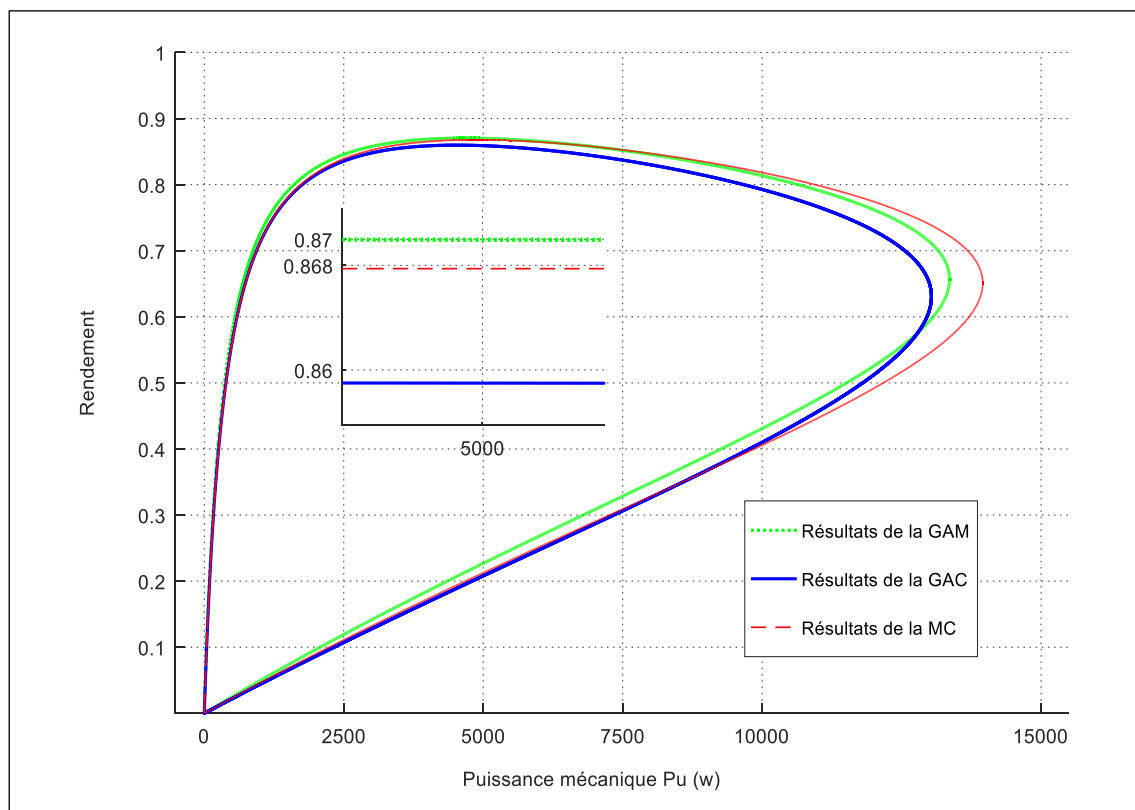
b. Evolution de la fonction objective obtenue avec les AGM

**Figure 3.7.** Résultats de la conception optimisée

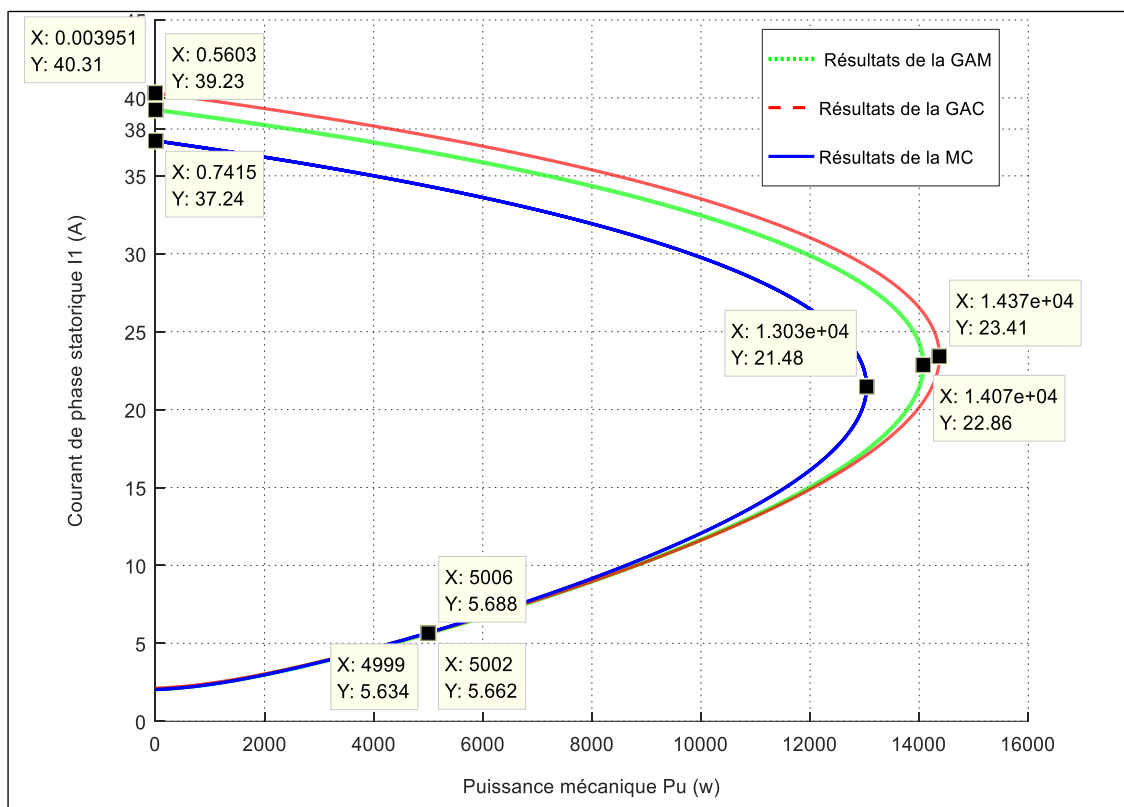
Enfin, nous pouvons déclarer que l'algorithme développé est efficace pour des problèmes complexes et multi variables. Mais le seul inconvénient est le temps de simulation, qui peut être un peu long.

D'autres parts, les résultats obtenus par la combinaison entre le programme de conception et l'algorithme d'optimisation proposé sont utilisés dans un autre programme basé sur la méthode du schéma équivalent. Sur lequel, les différentes caractéristiques de la machine étudiée peuvent être tracées en mode statique. Ceci est illustré par les **Figures 3.8** et **3.9**.

En outre, utilisant le modèle de Park (d, q) pour modéliser et vérifier la capacité de la machine optimisée dans des conditions dynamiques. On appliquera à la machine différents couples: Le couple nominal ( $C_n$ ), le couple de démarrage ( $C_{dem}$ ) à  $t = 1s$ , le couple maximum ( $C_{mx}$ ) pour  $t = 2s$  et un couple supérieur au couple maximum ( $C_{mx}$ ) à  $t = 3s$ . Les résultats de ce test sont les différentes caractéristiques des trois machines: La vitesse, le courant électrique, le couple électromagnétique et tous les résultats sont regroupés dans les **Figures 3.10, 3.11** et **3.12**.

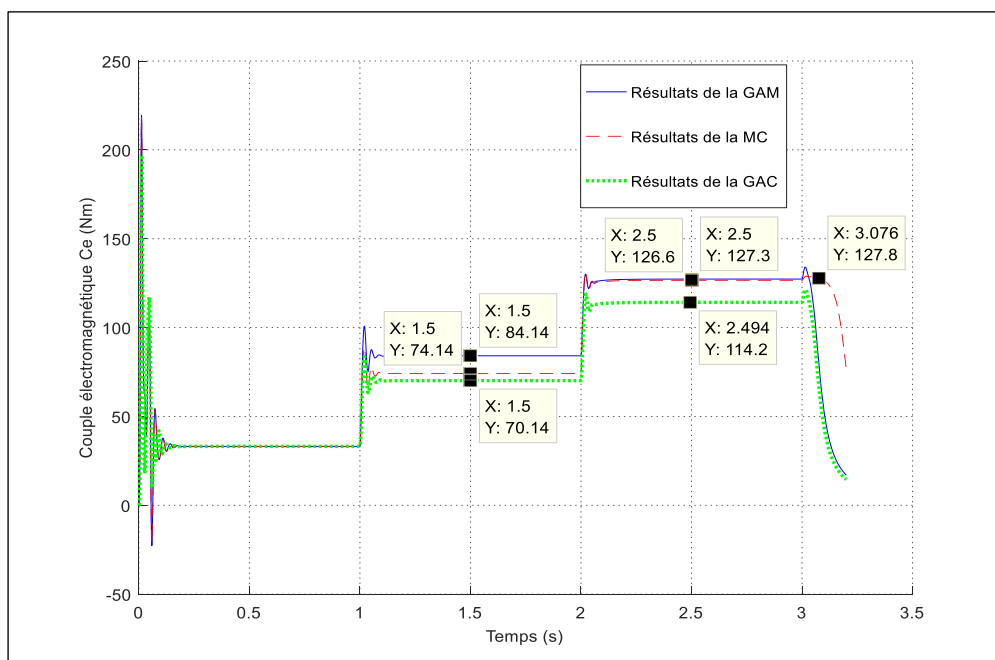


**Figure 3.8.** Rendement en fonction de la puissance utile

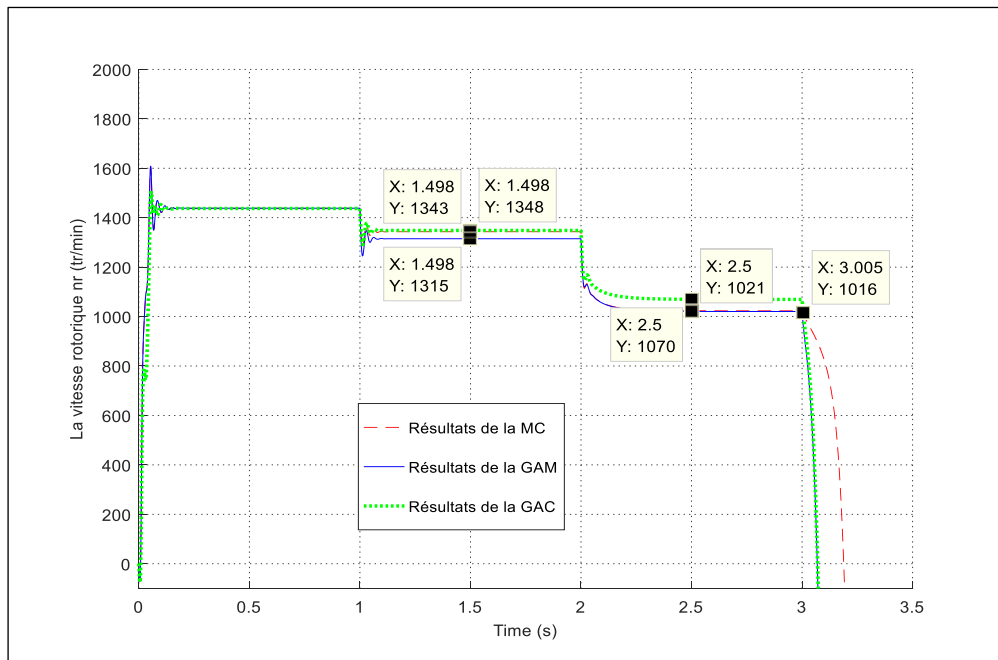


**Figure 3.9.** Courant absorbé en fonction de la puissance utile

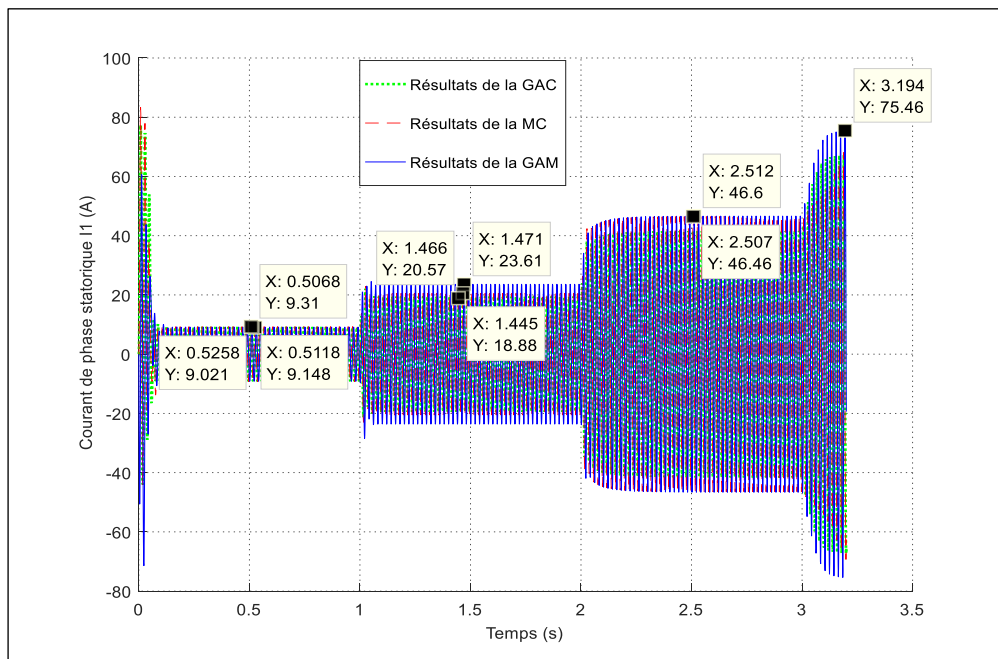
On peut constater sur les deux figures ci-dessus, que l'écart est minimal pour les cinq exécutions en particulier dans le cas du AGM. Cependant, la différence est perceptible pour les résultats de l'AGC. Ceci est encourageant pour leurs applications au future et pour les systèmes plus complexes.



**Figure 3.10.** Couple électromagnétique en fonction du temps



**Figure 3.11.** Vitesse rotorique en fonction du temps



**Figure 3.12.** Courant de phase statorique en fonction du temps

On remarque que la machine optimisée par la nouvelle version AGM (PC Variable), présente de meilleures performances dynamiques du point de vue surcharge (126,6Nm) et capacité de démarrage (84.14Nm). Ces propriétés accompagnées d'une faible variation de vitesse et d'un appel moins de courant vis-à-vis de la machine optimisée par les algorithmes génétiques classiques AGC (PC fixe) et la machine existante (MC), ceci servira comme deuxième méthode de validation.

En revanche, on constate que la vitesse de la machine optimisée par AGM est moins sensible à la variation de la charge par rapport aux deux autres machines. Cette spécificité est accompagnée par une meilleure capacité de démarrage et d'une surcharge ce qui est important pour les applications industrielles.

### **3.7 Conclusion**

*Dans ce chapitre, nous avons essayé de développer et d'appliquer en temps réel une version d'algorithmes génétiques. Certes, selon un critère d'arrêt, une deuxième boucle avec un deuxième croisement a été proposée. Ce dernier est aléatoire basé sur des opérateurs de croisement et de mutation variables.*

*Pour tester la capacité de localiser l'optimum global par cette version d'algorithme, une application à la fonction mathématique est utilisée puis optimisant le problème de conception d'une machine à induction. Les résultats obtenus sont encourageant et ouvre la voie vers d'autres applications.*

## **Chapitre Quatre :**

### **Validation et Analyse de Résultats par les éléments finis**

## 4.1 Introduction

*Le calcul des performances électromagnétiques (induction magnétique, courants induits, pertes couple électromagnétique...etc.) des machines asynchrones par les éléments finis nécessite la connaissance des équations dites de Maxwell qui régissent le problème statique et dynamique du dispositif, [52].*

*Dans ce contexte, ce chapitre, on commencera par une présentation des équations de Maxwell et leurs applications dans les différents modèles ainsi que la résolution d'un problème en électromagnétique qui consiste à déterminer les structures du champ électromagnétique dans une région du domaine d'étude. Cette configuration du champ doit simultanément satisfaire aux équations de Maxwell.*

*Les équations de Maxwell sont considérées comme des équations de base de l'électromagnétisme qui traduisent les lois physiques sous une forme différentielle. La résolution de ces équations se fait en plusieurs méthodes comme la méthode Analytique, Numérique, Semi-Analytique.....*

*En effet, dans notre travail on s'intéressera à la méthode numérique et précisément la méthode des éléments finis qui est basée sur la discrétisation du domaine étudié. Cette méthode des éléments finis valider et vérifier les résultats du deuxième et du troisième chapitre dont nous utilisons le logiciel Flux 2D pour plusieurs variantes de machines à savoir:*

- a. Machine classique;*
- b. Une Machine classique avec ouverture d'encoche rotorique;*
- c. Machine optimisée par la version d'algorithmes génétiques proposée.*

*Ensuite, on va comparer les résultats obtenus en régime permanent puis en régime transitoire pour les cas suivants:*

- 1- La machine classique est une machine classique avec des ouvertures des encoches rotorique;*
- 2- La machine optimisée avec une probabilité de croisement  $P_c$  variable et la machine classique.*

## 4.2 Méthode des éléments finis

L'idée de base de la méthode des éléments finis est de trouver la solution d'un problème compliqué en le remplaçant par un problème plus simple. Puisque le problème réel est remplacé par un problème plus simple dans la recherche de la solution, nous ne pourrions trouver qu'une solution approximative plutôt que la solution exacte.

La résolution d'un problème électromagnétisme consiste à déterminer les structures du champ électromagnétique dans une région de l'espace. Ces configurations du champ doivent satisfaire simultanément les équations de Maxwell, ou les équations des ondes, et des conditions aux limites appropriées des solutions exactes ou analytiques peuvent être obtenus dans un petit nombre de cas selon la géométrie des objets, [54].

Dans la plupart des objets, il faudra approcher numériquement la solution. Les principales méthodes utilisées en électromagnétisme peuvent être classées en deux groupes, la méthode des intégrales de frontière (EIF) et les méthodes des éléments finis (MEF) qui comprennent la méthode des différences finis (MDF) et la méthode des éléments finis (MEF). La première méthode utilise une discrétisation surfacique des objets tandis que les deux dernières nécessitent une discrétisation volumique, [54].

Hormis une étude expérimentale pure, trouver un modèle qui traduit fidèlement un phénomène physique est un préalable à son étude. En ce qui concerne les phénomènes électromagnétiques, James Clark Maxwell les a regroupés, dans quatre équations, en les associant aux équations dites de milieu et de passage, cela permet de modéliser la majorité des systèmes électromagnétiques, [54,58].

Tous les modèles obtenus sont des équations aux dérivées partielles dont la résolution analytique n'est pas souvent évidente, aussi pour s'affranchir de cette difficulté des méthodes numériques ont été développées. Il arrive d'associer une solution analytique à une méthode numérique pour réduire le temps de calcul et augmenter la précision des résultats, [53].

En effet, une solution analytique est plus précise qu'une solution numérique parce que cette dernière est une approximation de la solution réelle, de plus aucun maillage n'est nécessaire dans la région où cette solution analytique est injectée. Nous commençons par décrire brièvement les équations de Maxwell, puis nous posons le problème à résoudre dans le cadre de notre étude et nous en donnerons une présentation détaillée de la méthode des éléments finis, [54].

Cette méthode a été utilisée initialement pour l'analyse des structures (mécanique, génie civile). Elle fût introduite pour la première fois en électromagnétisme par P. Silvester et M.V.K Chari en 1970. Son champ d'application actuelle couvre les domaines suivant, [55]:

- Contraintes et déformations;
- Mécanique des fluides;
- Problèmes thermiques;
- Électromagnétisme;
- Plus récemment les problèmes couplés magnétothermique et magnéto-mécanique.

Dans la plus part des cas cette méthode s'intègre à des logiciels C.A.O (conception assistée par ordinateur), ce qui constitue un avantage de taille pour l'ingénieur appelé à concevoir les systèmes physiques désirés, [54]. La méthode des éléments finis est une méthode numérique de résolution des équations différentielles aux dérivées partielles et de leur condition aux limites, [55].

#### 4.2.1 Les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell aussi appelées « équations générales de l'électromagnétisme » sont au nombre de quatre et qui permettent à elle seules de traduire le comportement de la plupart des phénomènes physiques connus, [53.55].

##### a) L'équation de Maxwell Gauss

Un champ électrique est généré par des charges électriques, le champ électrique est orienté à partir des charges positives vers les charges négatives. Plus précisément, cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée, [54.56].

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (4.1)$$

##### b) L'équation de Maxwell Faraday

Un champ électrique peut induire un champ magnétique. Ce champ induit est utilisé dans des nombreux générateurs électriques. Un aimant en rotation qui créé un champ magnétique en mouvement, généré un champ électrique dans un fil à proximité, [56].

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.2)$$

La variation du champ magnétique crée un champ électrique dont la forme intégral et la loi de faraday.

$$E = -\frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (4.3)$$

E : La FEM induite dans un circuit;

$\Phi$  : Le flux magnétique à travers le circuit.

**c) L'équation de conservation du flux**

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.4)$$

**d) L'équation de Maxwell-Ampère**

Le champ magnétique peut être généré de deux manières : par la variation du champ électrique ou par les courants électriques, [55].

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (4.5)$$

Avec :

$\vec{B}$  : Induction magnétique [T];

$\vec{H}$  : L'excitation magnétique [A/m];

$\vec{j}$  : Vecteur densité de courant [A/m<sup>2</sup>];

$\vec{E}$  : Champ électrique [V/m];

$\vec{D}$  : Induction électrique [C/m<sup>2</sup>];

$\rho$  : Densité de charge volumique [C/m<sup>3</sup>];

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  : Densité du courant de déplacement [A/ m<sup>2</sup>];

$\nabla$  (Nabla) : L'opérateur dérivation  $(\frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial}{\partial z})$ .

En tenant compte des fréquences de travail utilisé en électrotechnique, les courants de déplacement  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  sont négligeables devant les courants de conduction. En outre, il n'existe aucune densité volumique de charge dans le domaine considéré, donc  $\rho=0$ .

Les équations de Maxwell se réduisent alors à, [57]:

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (4.6)$$

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.7)$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{j} \quad (4.8)$$

**e) Lois constitutives des milieux**

Les équations de Maxwell doivent être associées à des équations caractérisant les matériaux:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (4.9)$$

$$\vec{j} = \delta \vec{E} \quad (4.10)$$

Où  $\delta$  représente la conductivité électrique  $[(\Omega.m)^{-1}]$  et  $\mu$  la perméabilité magnétique absolue  $[H / m]$ .

Dans le cas général, la perméabilité magnétique, la permittivité et la conductivité électrique sont des tenseurs. Dans le cas où les matériaux utilisés sont supposés isotropes,  $\delta$  et  $\mu$  sont des fonctions scalaires. Toutefois, les matériaux magnétiques sont saturables et la relation constitutive du milieu magnétique devient, [59].

$$\vec{B} = \mu(H)\vec{H} \quad (4.11)$$

Où :

$$\vec{H} = \nu(B)\vec{B} \quad (4.12)$$

$\nu$  : Représente la réductivité magnétique ( $\nu=1/\mu$ ).

#### 4.2.2 Conditions d'interfaces

Vu que les machines électrique sont constituées de matériaux différents et comme les lignes de champs sont continuées à travers la machine, il est utile de définir les conditions de passage du champ entre les interfaces entre deux domaines différents, [60].

$$\vec{n} \wedge (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{J}_s \quad (4.13)$$

$$\vec{n} * (\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad (4.14)$$

Ces conditions peuvent être expliquées ainsi :

$$\vec{H}_{11} - \vec{H}_{12} = \vec{J}_s \quad (4.15)$$

Cette dernière équation traduit la discontinuité du champ magnétique. L'équation (4.6) devient :

$$B_{n1} = B_{n2} \quad (4.16)$$

L'équation (4.16) traduit la continuité de la composante normale de l'induction au passage d'un milieu à un autre.

#### 4.2.3 Conditions aux limites

##### a. Condition de Dirichlet

Cette condition nous informe sur la valeur de l'inconnue sur la frontière du domaine de résolution. Elle apparaît souvent sur les axes de symétrie du domaine d'étude, [60.62]:

$$A = g_0 \quad (4.17)$$

Où A est la fonction inconnue et  $g_0$  représente une constante.

### b. Condition de Newman

Elle nous renseigne sur la valeur du composant normal de l'inconnue sur la limite du domaine à étudier. Elle apparaît aussi souvent sur les plans de symétrie:

$$\frac{\partial U}{\partial n} = g_0 \quad (4.18)$$

### c. Condition mixte Dirichlet – Newman

C'est une combinaison des deux conditions aux limites de type Dirichlet et Newman qui s'exprime comme suit :

$$a \cdot U + b \cdot \frac{\partial U}{\partial n} = g \quad (4.19)$$

Où  $g$  est la valeur de l'inconnue sur les frontières,  $a$  et  $b$  sont les coefficients définis sur le domaine d'étude et où  $U$  est la fonction inconnue, [60].

### d. Condition de périodicité et d'anti-périodicité

Dans le cas des machines électriques tournantes, on se retrouve non seulement avec une symétrie géométrique mais aussi avec une symétrie dans la distribution du champ magnétique. Cette périodicité du champ peut être utilisée pour définir un autre type de condition aux limites qui permet de réduire la taille du modèle numérique. On parle alors des conditions cycliques (périodicité) ou anti-cyclique (anti-périodicité). Elle s'exprime comme suit, [61].

$$A \Big|_{\Gamma} = K \cdot A \Big|_{\Gamma + d\Gamma} \quad (4.20)$$

Où  $d\Gamma$  désigne la période spatiale (suivant le contour  $\Gamma$ ):

Si :  $K=1$ , condition cyclique;

Si :  $K=-1$ , condition anti-cyclique.

## 4.2.4 Formulation en potentiel vecteur

Afin de réduire le nombre d'inconnues dans les équations précédentes, en présence de sources de courants et plus particulièrement en 2D, la formulation du problème en termes de potentiel vecteur magnétique est fréquemment utilisée. Le potentiel vecteur  $\vec{A}$  est alors la seule inconnue intervenant dans la résolution du problème décrit par les équations ci-dessus. L'équation (1-3) traduit le fait que le flux de l'induction est conservatif;  $\vec{B}$  est alors le rotationnel d'un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ , [61]:

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (4.21)$$

On est donc conduit à:

$$\text{rot}(\text{v}(\text{rot}\vec{A})) = \vec{j} \quad (4.22)$$

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{grad}V} \quad (4.23)$$

Où  $V$  représente le potentiel scalaire électrique.

Dans tous l'espace:

$$\vec{J} = \delta \vec{E} + \vec{J}_0 \quad (4.24)$$

Avec  $\delta=0$  dans les milieux sans courants induits,  $J_0 =0$  dans les milieux sans sources extérieures. Avec cette notation, les courants induits ont la densité  $\delta \vec{E}$ .

Dans le cas général:

$$\vec{J} = -\delta \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \delta \overrightarrow{\text{grad}V} + \vec{J}_0 \quad (4.25)$$

Dans les parties actives de la machine, la densité de courant s'écrit alors :

$$\vec{J} = -\delta \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{J}_0 \quad (4.26)$$

L'étude se ramène alors à la résolution de :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\nu(\overrightarrow{\text{wt}}\vec{A})) = -\delta \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{J}_0 \quad (4.27)$$

#### 4.2.5 Méthode de résolution des équations aux dérivées partielles

Deux types de résolution peuvent être effectués: analytique ou numérique. Si la résolution analytique semble relativement facile et donne des solutions exactes, elle présente l'inconvénient majeur de ne pas prendre en compte le non linéarité et la déformation de la géométrie. Pour cela, et afin de dépasser ce handicap, on fait appel aux méthodes numériques. Parmi ces méthodes, on trouve les méthodes des différences finies (MDF) et la méthode des éléments finis (MEF), sa meilleure adaptation aux géométries complexes, donne l'avantage à la méthode des éléments finis, [61].

Le principe du calcul par élément finis est de diviser la structure de la machine étudiée en un nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état magnétique de la structure complète et d'effectuer des calculs de flux, de couple et de l'inductance, [61].

La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournissent une

solution approchée du problème étudié. Le domaine d'étude est décomposé en un nombre fini d'éléments polygonaux qui forment le maillage, [60].

La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les nœuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolations appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément, [56].

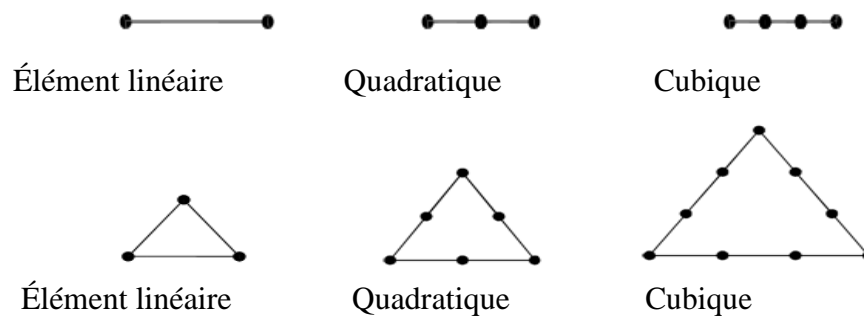
Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode de résidus pondérés et la méthode variationnelle, [54].

Malgré l'importance de son domaine d'application, cette méthode devient imprécise dans deux situations particulières qui sont:

- Lorsque le domaine d'étude devient infini;
- Présence de singularité au niveau du domaine d'étude ou dans certains points qui présentent des dérivées infinies, [56].

#### 4.2.5.1 Types d'éléments finis

Selon que le domaine d'étude, soit à une, deux ou trois dimensions, on rencontre le plus souvent des éléments linéaires, quadratiques ou cubiques, [53.60].



**Figure 4.1.** Éléments classiques en une et deux dimensions, [61].

Dans la majorité des cas bidimensionnels, on préfère utiliser des éléments triangulaires du premier ordre. Pour aboutir à une meilleure exactitude de la solution, on procède à raffiner le maillage, [59].

#### 4.2.5.2 Démarche élément finis

Les principales étapes de construction d'un modèle éléments finis sont les suivantes:

- Discrétisation du milieu continu en sous domaine;
- Construction de l'approximation nodal par sous domaine;
- Calcul des matrices élémentaires correspondants a la forme intégrale du problème;

- Assemblage des matrices élémentaires;
- Prise en compte des conditions aux limites;
- Résolution du system d'équations.

### 4.3 Présentation de logiciel Flux 2D

FLUX 2/3D est un logiciel de simulation multi-physique des systèmes appuyant sur la méthode des éléments finis. Il permet le calcul des états magnétiques, électriques et thermiques des dispositifs en régimes permanents et transitoires ou harmoniques, avec des fonctionnalités d'analyse multiparamétrique étendues, les couplages circuit et cinématique.

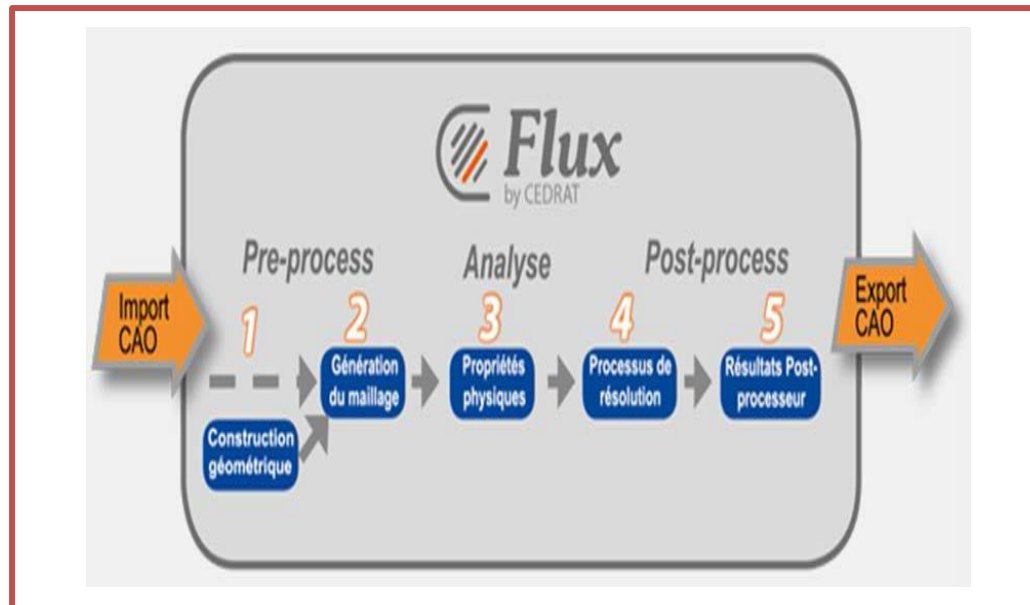
Le Flux 2/3D est développé (en collaboration avec le G2ELab, fusion du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, du Laboratoire d'Électrostatique et Matériaux Diélectrique et du Laboratoire de Magnétisme du Navire) et distribué en France par la société CEDRAT S.A. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits, [54].

Les principaux modules permettant la simulation de tous systèmes physiques à l'aide de FLUX 2D sont présentés :

**a) Module préprocesseur:** Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinie (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

**b) Module processeur:** Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER 2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

**c) Module post-processeur:** c'est une module (Post-Pro 2D) permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfinie. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

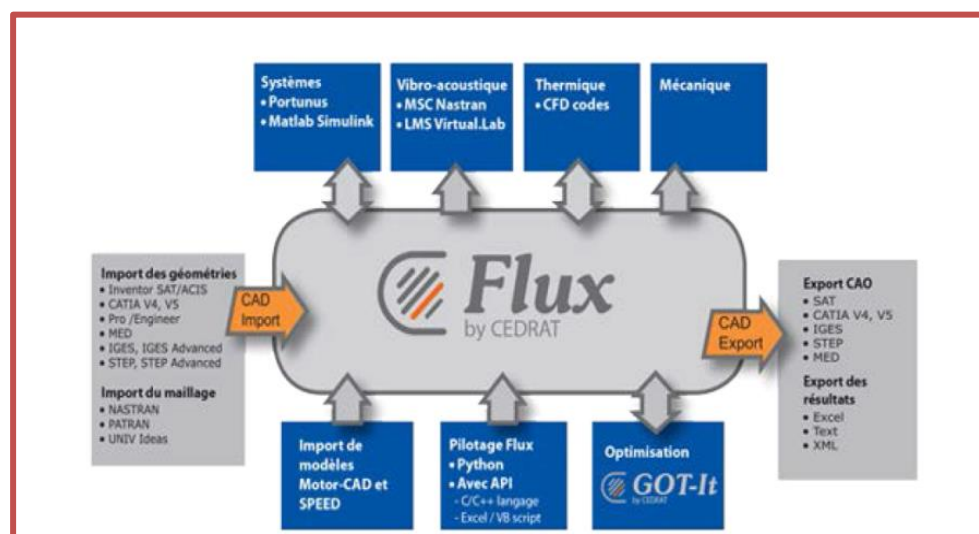


**Figure 4.2.** Processus de prototypage simple en 5 étapes.

La **Figure 4.1**, présente la démarche générale utilisée pour implémenter le modèle éléments finis à l'aide de FLUX 2D. Cette démarche est détaillée dans l'étape suivante.

FLUX est un pionnier dans le développement des formulations EF (Eléments Finis), il représente la solution pour optimiser vos modélisations par les fonctionnalités multiples qu'il offre:

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



**Figure 4.3.** Les synergies logicielles de FLUX 2D.

## 4.4 Application à la machine asynchrone

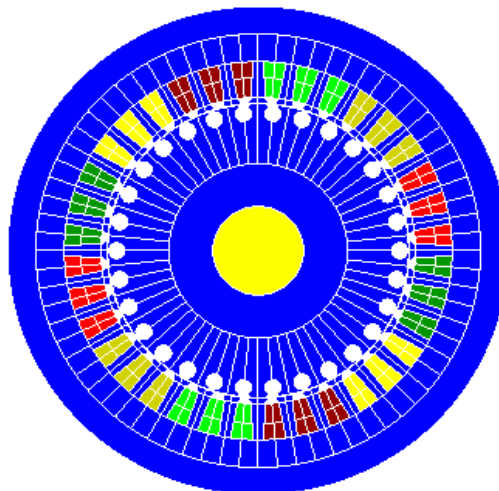
### 4.4.1 Moteur Classique (M. Clas.)

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données au **Tableau 4.1**.

	Paramètres	Valeurs	Unités
<b>Grandeur générales</b>	Puissance nominale	5000	W
	Tension nominale	380	V
	Vitesse nominale	1440	tr/min
	Nombre de pôles	4	
	Fréquence	50	Hz
Stator	Longueur active	141.4	mm
	Nombre de phases	3	
	Nombre de Spires	264	
	Type de connexion	Triangle	
	Nombre d'encoches	36	mm
	Diamètre interne	150	mm
	Diamètre externe	250.4	mm
Rotor	Diamètre externe	149.3	mm
	Diamètre d'arbre	45	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	0.447	mm
	Nombre de barres	30	

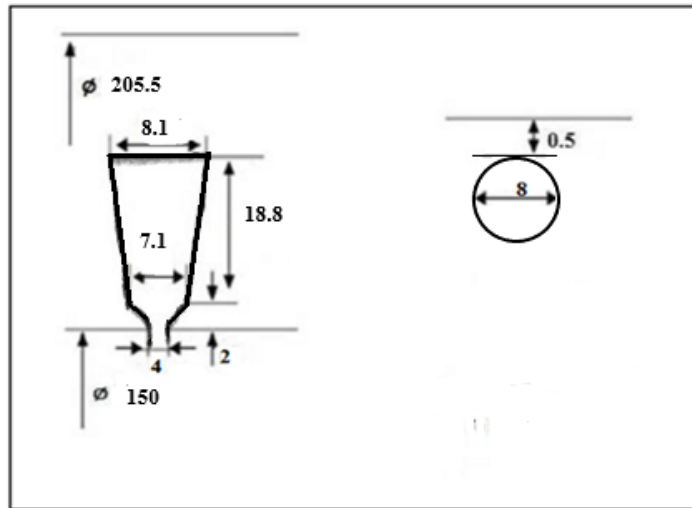
**Tableau 4.1.** Caractéristique de la machine classique.

Utilisant les grandeurs résumées dans le tableau précédent, il s'agit des résultats d'un programme de conception développé. On peut dessiner la géométrie de la machine étudiée dont la configuration principale est donnée par la **Figure 4.4**.



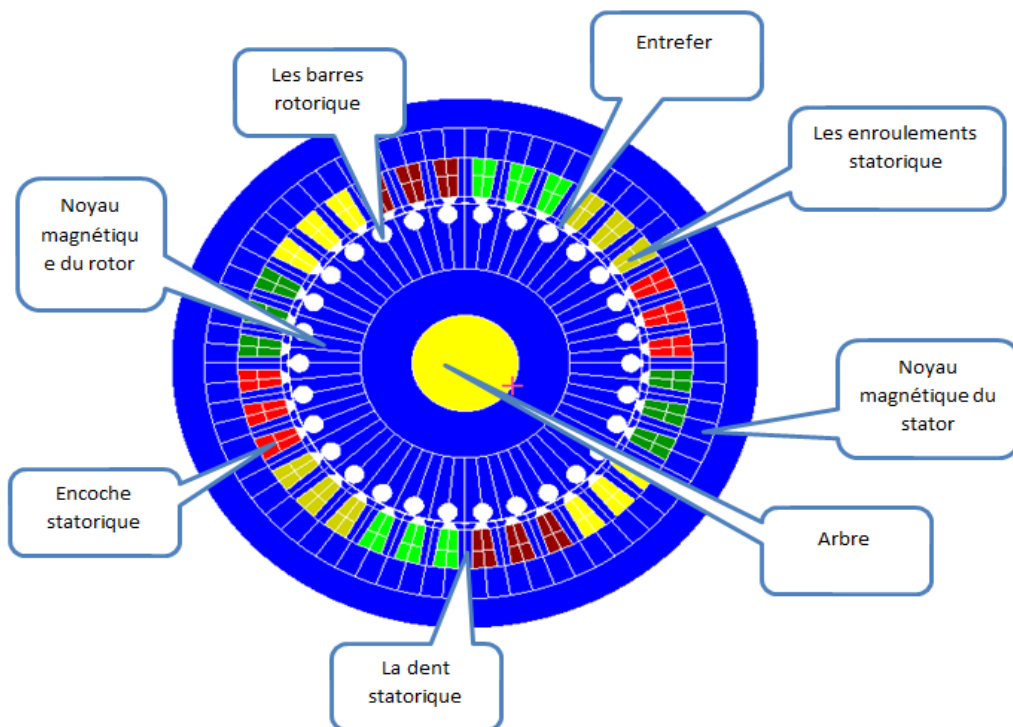
**Figure 4.4.** Géométrie de la machine étudiée

La forme et les dimensions des encoches du stator et du rotor sont montrées sur la **Figure 4.5**. Tel que les encoches statoriques ayant une forme trapézoïdale, alors pour le rotor la forme est ronde.



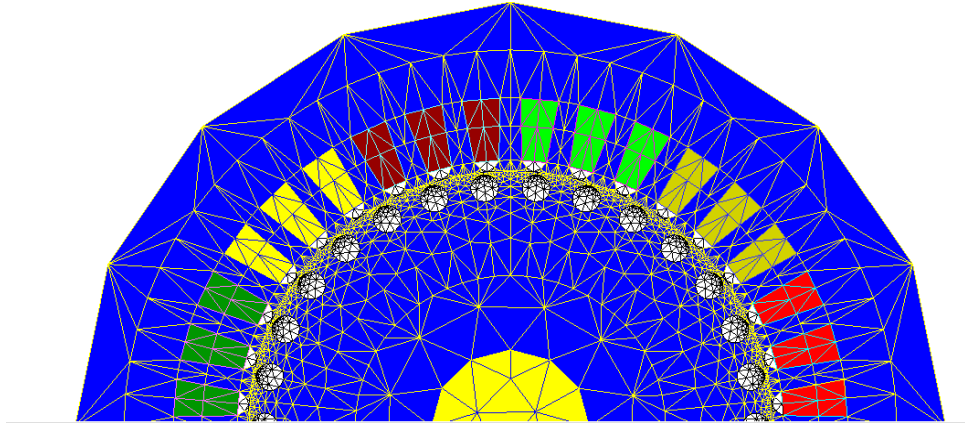
**Figure 4.5.** Dimension des encoches de machine classique.

Par ailleurs, la **Figure 4.6** définit le domaine de calcul du champ électromagnétique dans la machine.



**Figure 4.6.** Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique

La **Figure 4.7**, représente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine.



**Figure 4.7.** Répartition du maillage

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

#### 4.4.1.1 Les matériaux conducteurs

Pour les conducteurs statorique, on supposera qu'ils se répartissent de façon uniforme dans les encoches, on affectera à cette région la résistivité du cuivre pour une température donnée des enroulements, le foisonnement et le nombre de spires par encoche. Au niveau de rotor, nous utiliserons la résistivité de l'aluminium à température fixe, [54.56].

#### 4.4.1.2 Les matériaux magnétiques

Pour ce qui est des propriétés magnétique des matériaux ferreux, on prendra en compte la non-linéarité des caractéristiques  $B(H)$ , comme indiqué par le tableau suivant, [60.62].

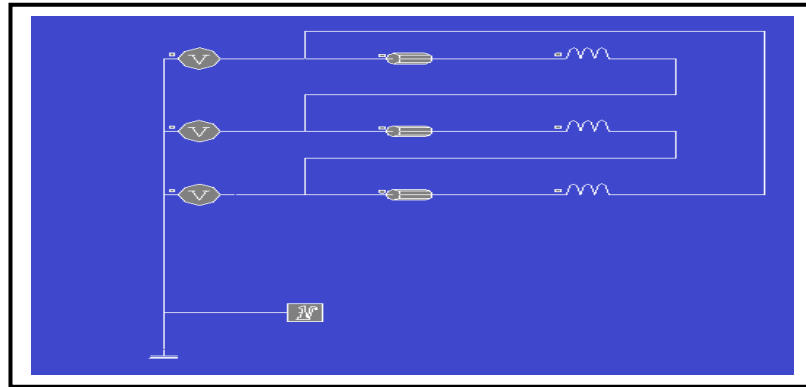
H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)
0	0	400	1.10	3000	1.57	30000	1.98
100	0.20	500	1.18	4000	1.60	40000	2.06
120	0.38	700	1.28	5000	1.63	50000	2.12
160	0.62	900	1.34	7500	1.70	70000	2.20
200	0.78	1000	1.37	10000	1.75	80000	2.23
250	0.92	1400	1.43	15000	1.84	90000	2.28
300	1.01	2000	1.50	20000	1.90	100000	2.30

**Tableau 4.2.**  $B(H)$  du matériau magnétique utilisé

#### 4.4.1.3 Couplage avec les équations du circuit

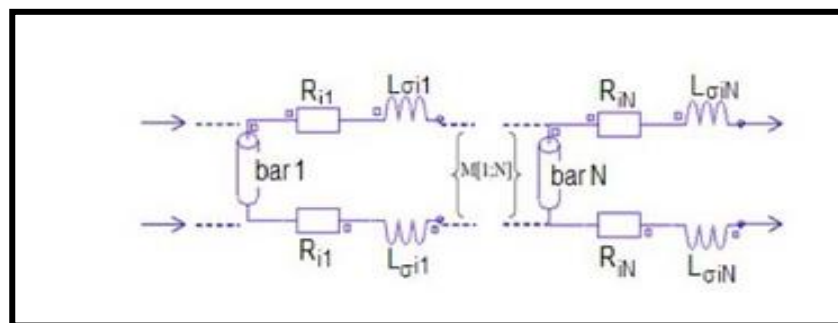
Pour représenter fidèlement le moteur, il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court-circuit). Le circuit électrique de la figure (II.30) représentant :

- ✓ Les sources de tension d'alimentation (V1, V2, V3) ;
- ✓ Le bobinage statorique (B1, B2, B3) ;
- ✓ Les inductances de fuite, (L1, L2, L3) ;



**Figure 4.8.** Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.

La **Figure 4.9** est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D®) utilisé pour modéliser la cage d'écureuil de la machine, c'est un circuit fermé contient des barres rotorique (Barre k), résistances ( $R_{ik}$ ), inductances de fuite ( $L_{\sigma ik}$ ), correspondent aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes).



**Figure 4.9.** Circuit équivalent de la cage rotorique

Ce lien est utilisé car les simulations envisagées visent à reproduire les variations du moteur lors d'un fonctionnement en charge. Les courants induits au rotor ne pourront donc plus être négligés comme c'était le cas à vide, il est donc indispensable de modéliser les court-circuités de la cage. De plus, cette méthode permet d'alimenter directement le moteur en tension et non pas en courant comme il faudrait le faire sans ce couplage, [54].

#### 4.4.1.4 Résultats de simulation en régime magnétodynamique

##### 4.4.1.4.1 Caractéristique de simulation en magnétodynamique

Dans ce mode de fonctionnement, il faut déterminer les valeurs de la fréquence d'alimentation et du glissement. On utilisera le couplage avec les équations du circuit qui permettent de simuler les court-circuités de la cage, [53.57].

On rappelle les avantages et les limites de la magnétodynamique:

##### 1. Avantage

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

##### 2. Inconvénients

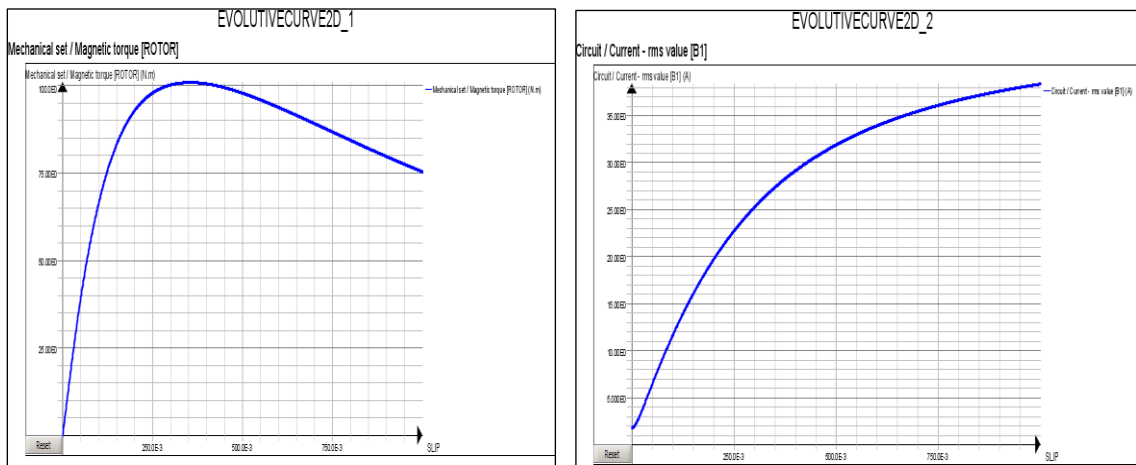
- Utilisation possible uniquement pour le régime permanent;
- Toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à même fréquence;
- Le mouvement du rotor n'est pas «physiquement» prise en compte.

Cela aboutit à des courants statorique parfois déséquilibrés car les harmoniques des espaces ne sont pas prises en compte, [54].

Les simulations magnéto-harmoniques de Flux2D® de la machine asynchrone sont effectuées pour des valeurs constantes de glissement (valeurs constantes de vitesse rotoriques).

Les résultats des simulations magnétodynamiques dépendent de la position relative de rotor stator, prise en compte par la simulation, « la position initiale du rotor ». Ainsi nous avons déterminé la position relative de rotor-stator pour laquelle le couple électromagnétique est égal à la valeur moyenne. "La position initiale" du rotor représente des données d'entrée pour le processeur de SOLVER\_2D de Flux2D®.

Les figures suivantes représentent, les caractéristiques du couple et du courant en fonction de glissement pour la machine étudiée.



**Figure 4.10.** Caractéristiques du fonctionnement de la machine classique en fonction du glissement

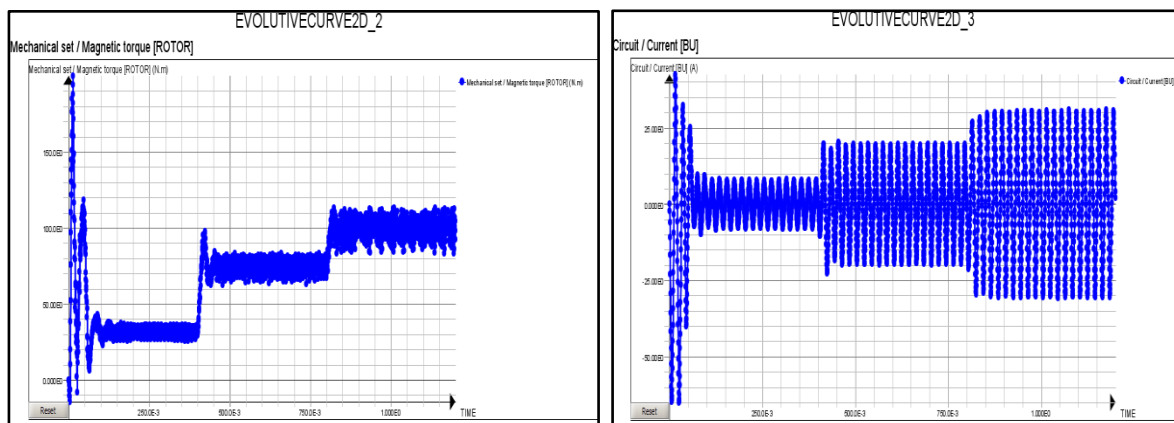
Ce calcul offre également la possibilité d'évaluer les performances de la machine étudiée, ces caractéristiques sont présentées dans le **Tableau 4.3**.

Paramètre	g	I <sub>0</sub>	I <sub>idem</sub>	I <sub>ln</sub>	C <sub>n</sub>	C <sub>dem</sub>	C <sub>max</sub>	C <sub>dem</sub> / C <sub>n</sub>	C <sub>max</sub> / C <sub>n</sub>
Valeur	0.04	1.98	37.6	5.6	33,54	75	100.8	2.27	3.03

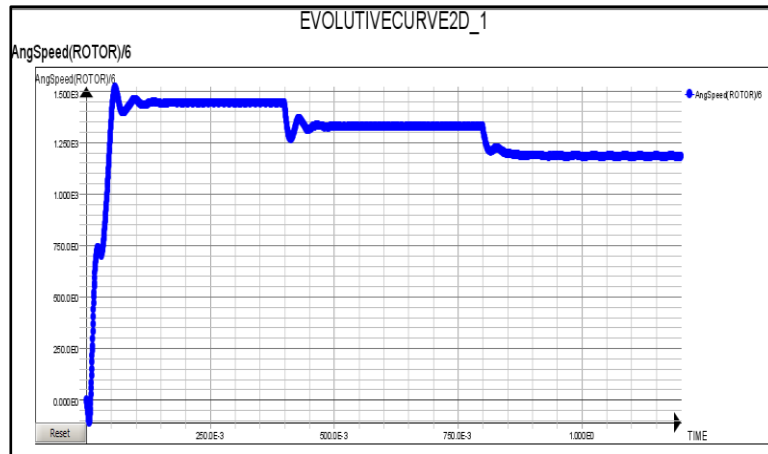
**Tableau 4.3.** Performances de la machine classique

**4.4.1.4.2 Résultats de simulation en régime transitoire**

Pour tirer une conclusion sur le comportement de la machine en régime variationnelle, on appliquera à la machine différent couple résistant. Les résultats ci-dessous représentent une analyse magnéto-transitoire pour le couple, le courant et la vitesse en fonction de temps pour: Couple Nominale Cr =33 Nm; Couple de démarrage C<sub>dmr</sub>=75 Nm; Couple maximale C<sub>max</sub>=100 Nm.



**Figure 4.11.** Caractéristiques du couple et courant absorbé pour la machine classique en régime transitoire



**Figure 4.12.** Caractéristiques de la vitesse pour la machine classique en régime transitoire

**4.4.2 Machine classique à ouverture rotorique (M. OR.)**

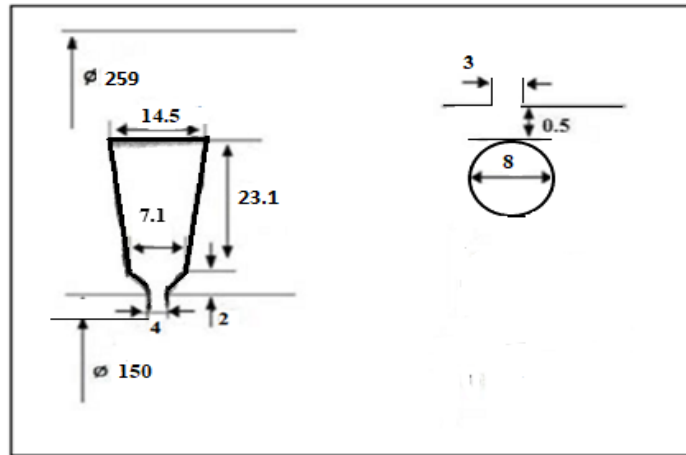
**4.4.2.1 Caractéristiques de la machine asynchrone étudiée**

Dans cette partie, on propose d'étudier l'influence de l'ouverture d'encoche rotorique sur les performances d'une machine asynchrone dont les données sont regroupés dans **Tableau 4.4.**

	<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs</b>	<b>Les unités</b>
<b>Grandeur générales</b>	Puissance nominale	5000	W
	Tension nominale	380	V
	Vitesse nominale	1440	trs/min
	Nombre de pôles	4	
	Fréquence	50	Hz
<b>Stator</b>	Longueur active	141.4	mm
	Nombre de phases	3	
	Nombre de Spires	263	
	Résistance par phase	1.802	$\Omega$
	Type de connexion	Triangle	
	Nombre d'encoche	36	
	Diamètre interne	150	mm
Diamètre externe	259	mm	
<b>Rotor</b>	Diamètre d'arbre	45	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	0.505	mm
	Nombre de barres	30	

**Tableau 4.4.** Caractéristique de la machine à ouverture rotorique

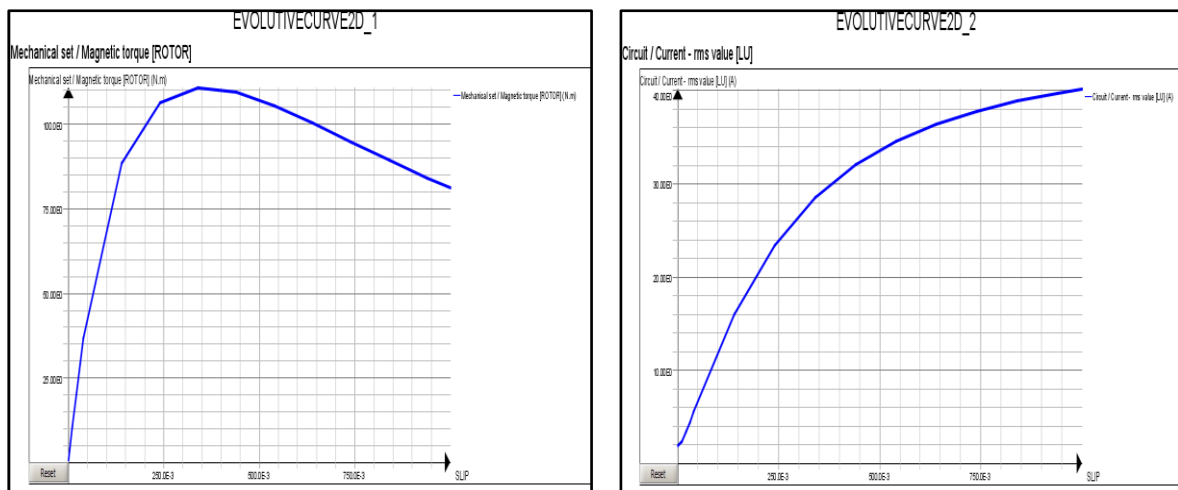
En effet, pour d'améliorer le rendement de cette machine, on propose d'utilisé une encoche statorique profonde donc une faible densité de courant. Alors, la forme et les dimensions des encoches du stator et du rotor utilisés sont également illustrées sur la **Figure 4.13**.



**Figure 4.13.** Dimension des encoches de la machine à ouverture rotorique

#### 4.4.2.1.1 Résultats de simulation en régime magnétodynamique

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



**Figure 4.14.** Caractéristiques du fonctionnement de la machine à encoches ouvertes en fonction du glissement

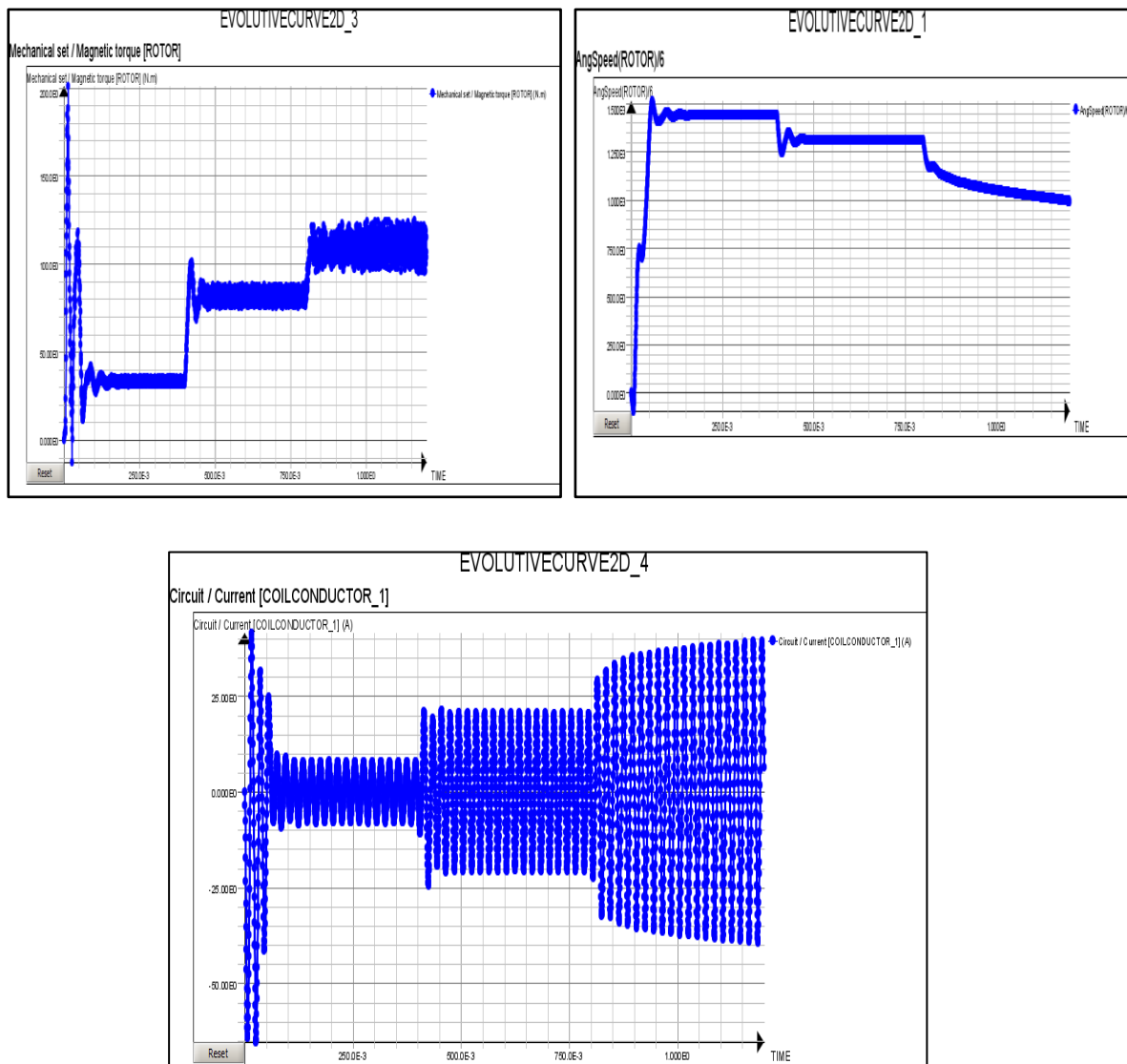
A travers les résultats de la **Figure 4.14**, on constate que cette version de machine (**M. OR.**) possède des performances meilleures par rapport à la machine classique (**M. Clas.**). Chose récapitulée dans le tableau ci-dessous.

Paramètres	g	I <sub>0</sub>	I <sub>Idem</sub>	I <sub>In</sub>	C <sub>n</sub>	C <sub>dem</sub>	C <sub>max</sub>	C <sub>dem</sub> / C <sub>n</sub>	C <sub>max</sub> / C <sub>n</sub>
<b>M. Clas.</b>	0.04	1.98	37.6	5.6	33,54	75	100.8	2.27	3.03
<b>M. OR.</b>	0.04	2	5.4	40	31	81	105.8	2.61	3.41

**Tableau 4.5.** Tableau récapitulatif des deux machines

#### 4.4.2.1.2 Résultats de simulation en régime transitoire

Les résultats ci-dessous représentent une analyse magnéto-transitoire pour le couple le courant et la vitesse en fonction de temps pour un teste appliquerons successivement: un couple nominale  $C_r = 33 \text{ Nm}$ ; un couple de démarrage  $C_{dmr} = 81 \text{ Nm}$ ; un couple maximale de  $C_{max} = 105 \text{ Nm}$ .



**Figure 4.15.** Caractéristiques de fonctionnement pour la machine à encoches rotorique ouvertes en régime transitoire

### 4.4.3 Machine Optimisée

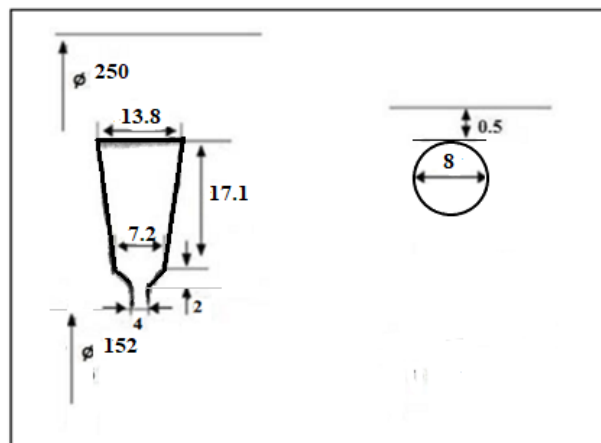
#### 4.4.3.1 Caractéristiques de la machine asynchrone étudiée

Les caractéristiques de la machine asynchrone optimisée ayant abouties par le programme de conception et optimisation développé sont données au **Tableau 4.6**.

	Paramètres	Les valeurs	Les unités
<b>Grandeur générales</b>	Puissance nominale	5000	W
	Tension nominale	380	V
	Vitesse nominale	1440	tr/min
	Nombre de pôles	4	
	Fréquence	50	Hz
<b>Stator</b>	Longueur active	143.7	mm
	Nombre de phases	3	
	Nombre de Spires	252	
	Type de connexion	Triangle	mm
	Nombre d'encoches	36	mm
	Diamètre interne	152.7	
	Diamètre externe	250	
<b>Rotor</b>	Diamètre externe	151.8	mm
	Diamètre d'arbre	45	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	4.4571e-04	mm
	Nombre de barres	30	

**Tableau 4.6.** Caractéristique de la machine optimisée

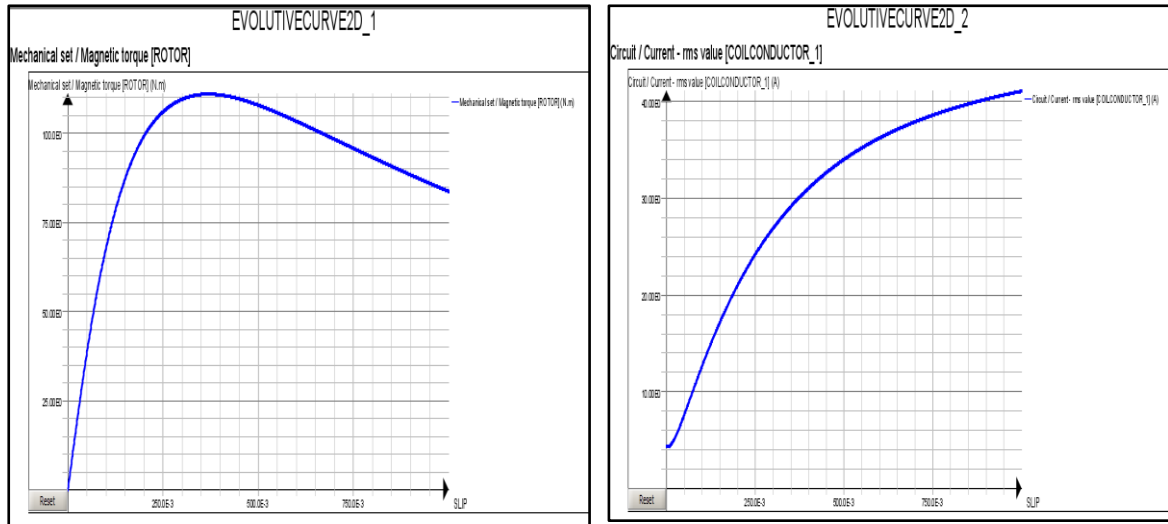
La forme et les dimensions des encoches statorique et du rotorique sont présentées sur la **Figure 4.16**. En effet, on a une machine dont la totalité de ses dimensions sont optimisées. Cependant, nous nous attendons à ce que cette machine soit typique du point de vue plusieurs considérations.



**Figure 4.16.** Dimension des encoches de la machine optimisée

#### 4.4.3.1.1 Résultats de simulation en régime magnétodynamique

Les figures suivantes, représentent les caractéristiques du couple et du courant en fonction de glissement pour la machine optimisée par les algorithmes génétiques modifiés **M.OAGM**.



**Figure 4.17.** Caractéristiques du fonctionnement de la machine optimisée par les AGM en fonction du glissement

A parti de la **Figure 4.17**, on peut regrouper les résultats trouvés dans le tableau ci-dessous.

Paramètre	$g_0$	$I_0$	$I_{In}$	$I_{Idem}$	$C_n$	$C_{dem}$	$C_{max}$	$C_{dem} / C_n$	$C_{max} / C_n$
<b>M.OAGM</b>	0.04	4	6.32	40.67	33	82	116	2.48	3.51
<b>M. Clas.</b>	0.04	1.98	5.6	37.6	33,54	75	100.8	2.27	3.03
<b>M. OR.</b>	0.04	2	5.4	40	31	81	105.8	2.61	3.41

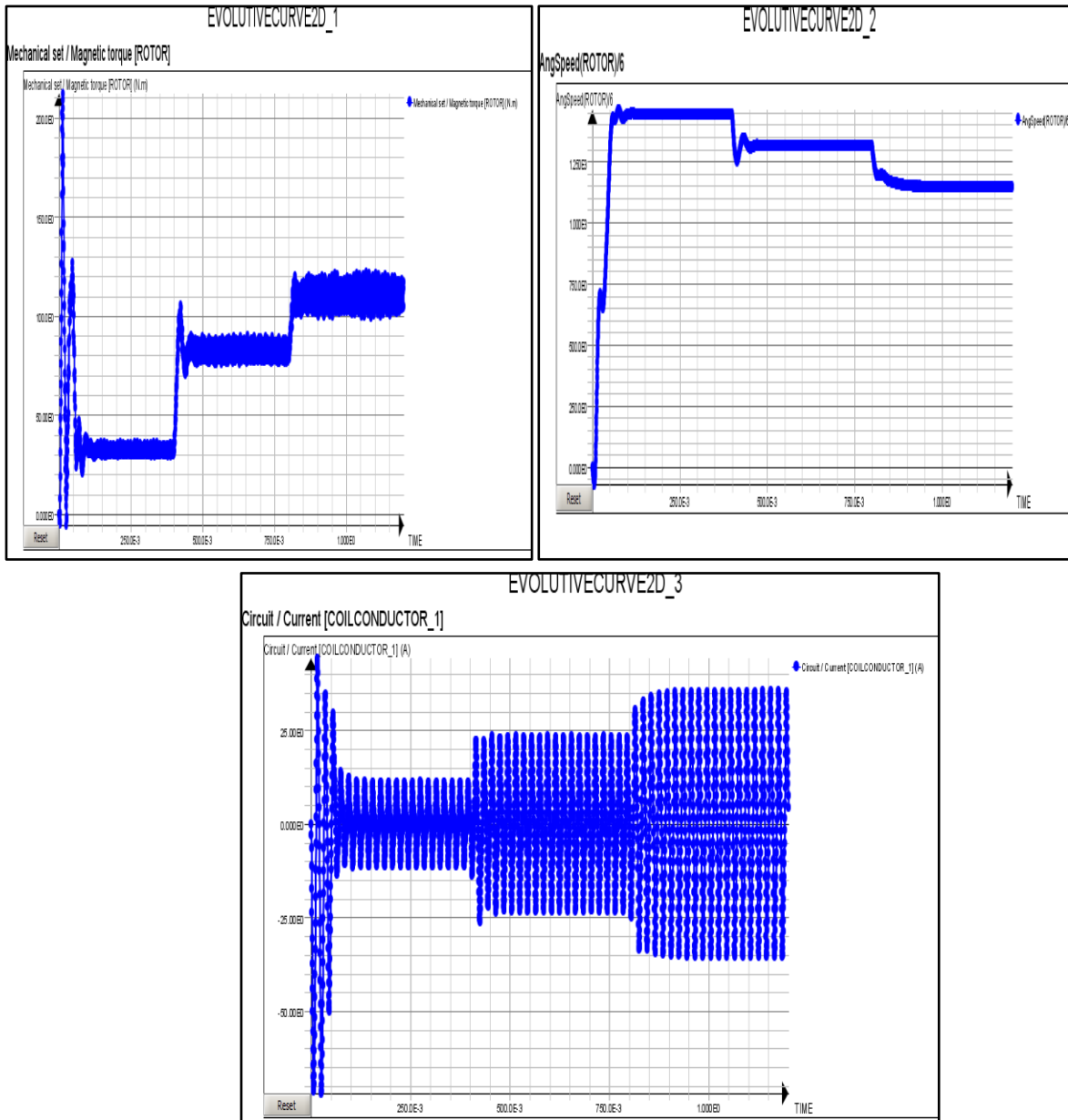
**Tableau 4.7.** Tableau récapitulatif des trois machines

On constate, que le courant à vide devient important à l'égard la machine classique. Cela est dû principalement à la f.m.m dans l'entrefer, c.-à-d. à l'épaisseur de l'entrefer qui garde sa limite supérieure lors de l'optimisation. Autre chose, vue que les paramètres du schéma équivalent sont modifiés, la version machine optimisée elle est caractérisée par un couple maximal supérieur à la machine classique, accompagné par un couple de démarrage important. Finalement on peut déclarer que la version d'algorithme développé donne des résultats encourageants et ouvre la voie vers d'autres applications spécialement pour les machines de moyenne et grande puissance.

#### 4.4.3.1.2 Résultats de simulation en régime transitoire

De même, on procède à l'analyse magnéto-transitoire pour le couple, le courant et la vitesse en fonction de temps pour:

- 1/Couple Nominale  $C_r = 33 \text{ Nm}$ ;
- 2/Couple de démarrage  $C_{dmr} = 82 \text{ Nm}$ ;
- 3/Couple maximale  $C_{max} = 116 \text{ Nm}$ .



**Figure 4.18.** Caractéristiques de fonctionnement pour la machine optimisée en régime transitoire

### 4.4.4 Etude Comparative

#### 4.4.4.1 Comparaison entre la machine classique et la machine à ouverture d'encoche rotorique

Cette comparaison sera avec la même idée que celle du deuxième chapitre, c.-à-d. on comparera les résultats du logiciel Flux 2D tout d'abord en régime statique.

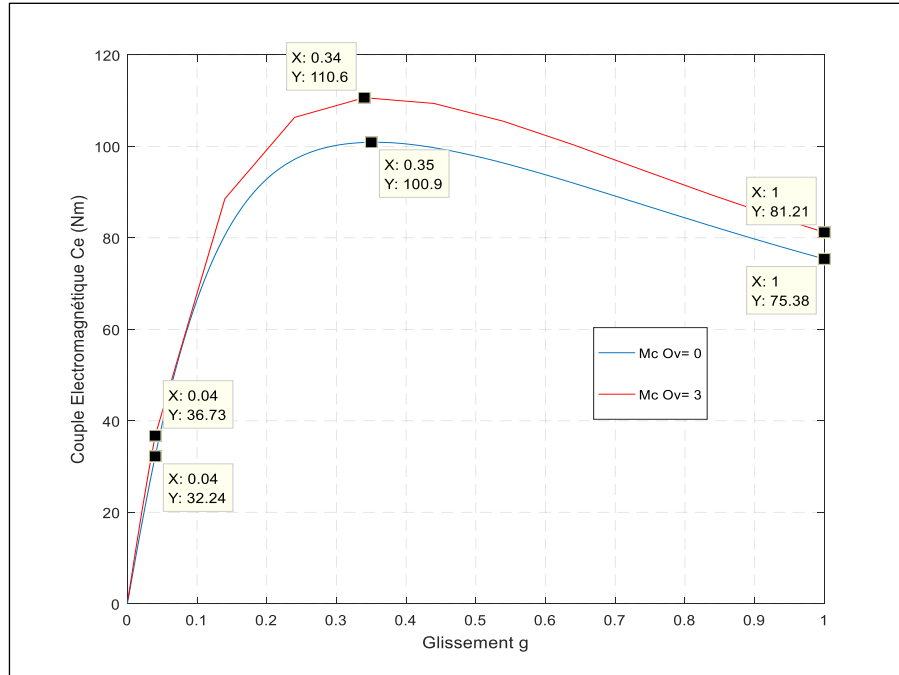


Figure 4.19. Couple électromécanique en fonction de glissement

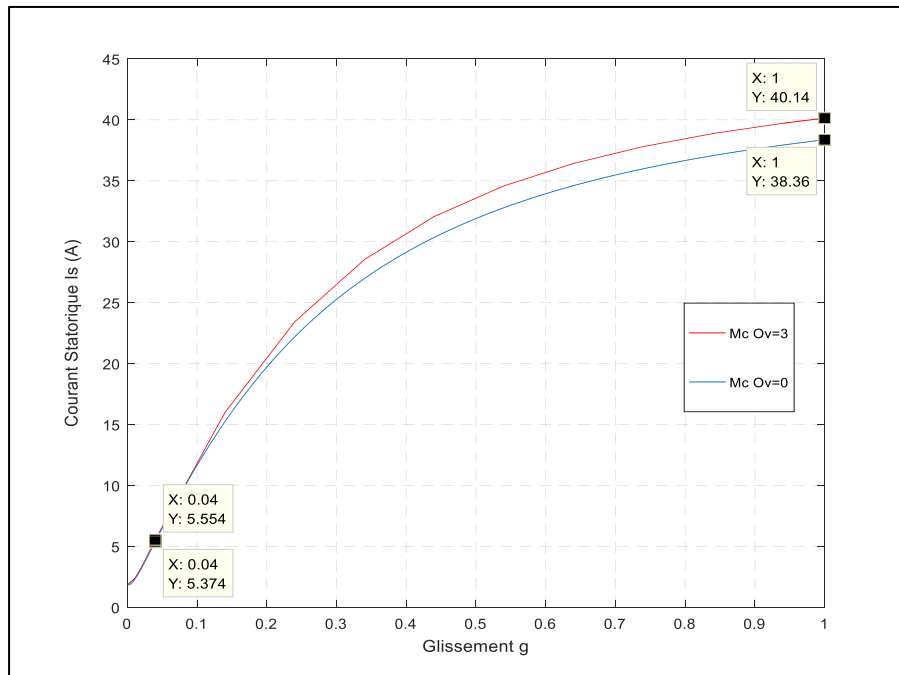


Figure 4.20. Courant statorique en fonction de glissement

#### 4.4.4.2 Comparaison en régime transitoire

Le régime transitoire est considéré comme étant un régime de fonctionnement très important. En effet, la validation des résultats de la conception et l'optimisation en ce régime permet de donner une idée sur la dynamique et le rejet de la perturbation par la machine. Les résultats des deux machines, à encoches ouvertes et classique sont regroupés dans un même graphe.

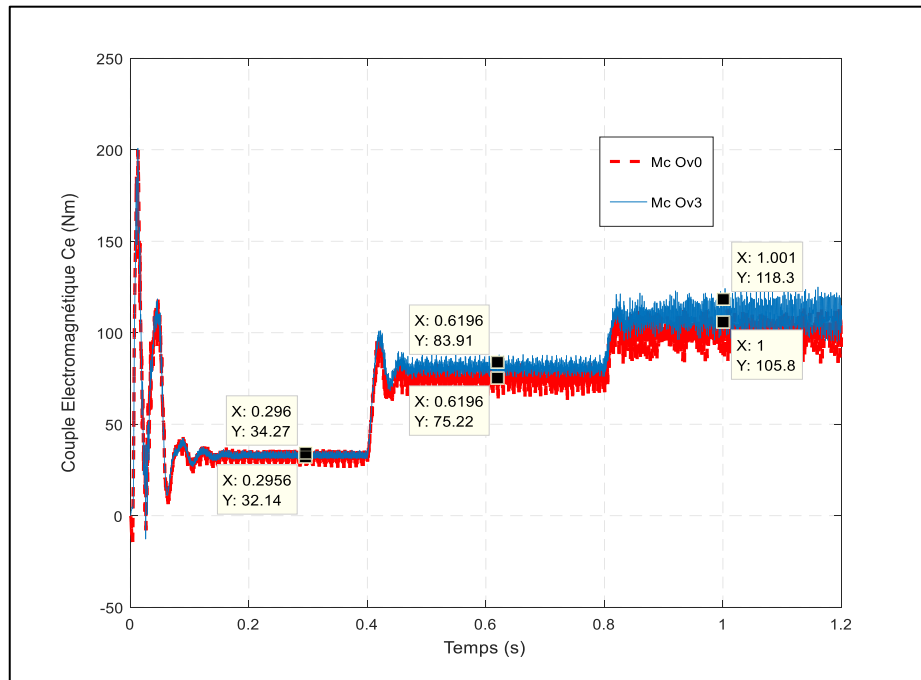


Figure 4.21. Couple électromécanique en fonction de temps

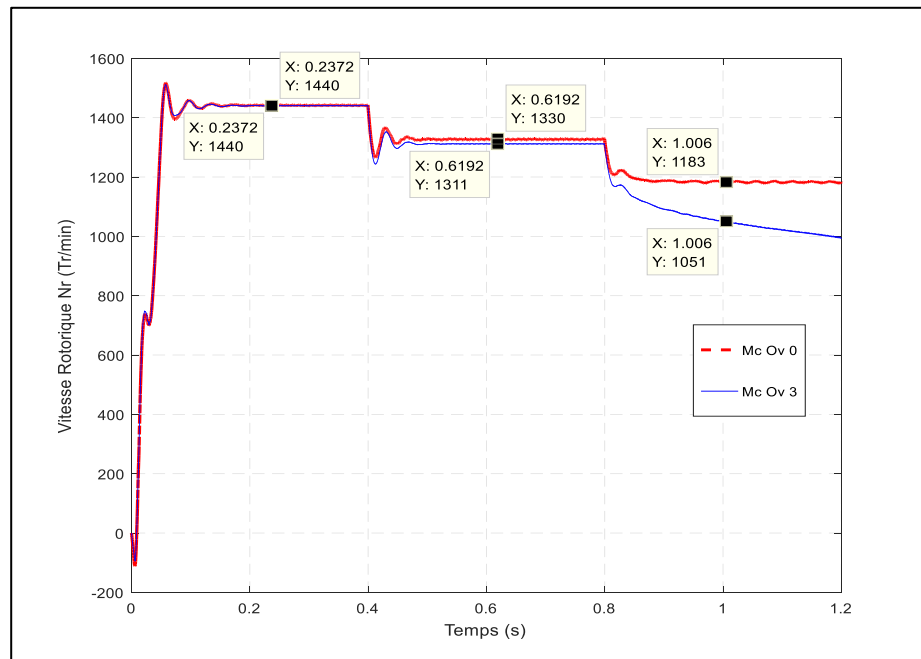


Figure 4.22. Vitesse en fonction de temps

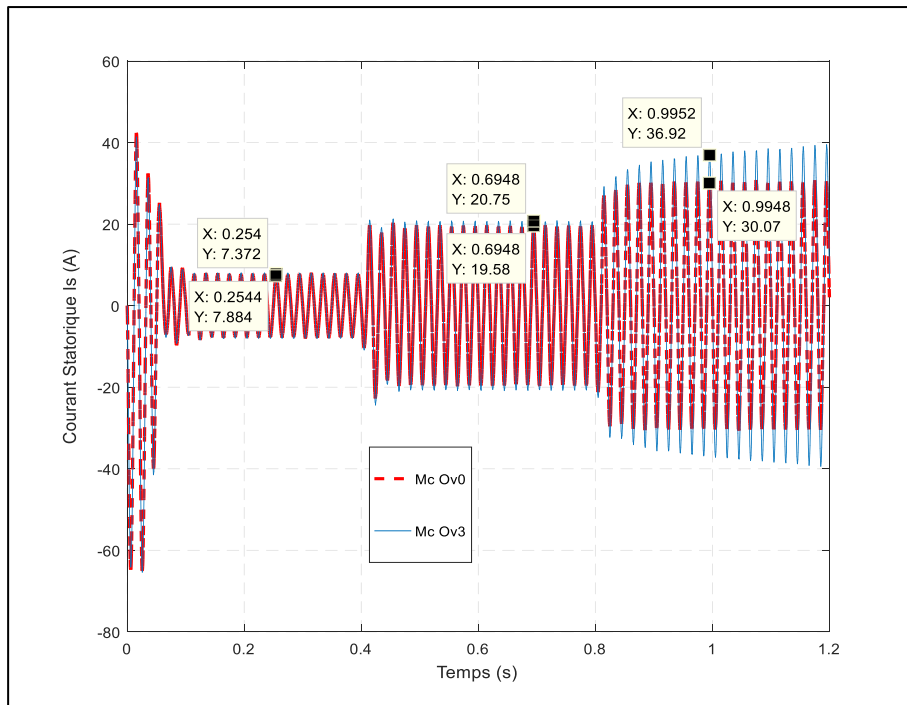


Figure 4.23. Courant primaire en fonction de temps

#### 4.4.4.3 Comparaison entre machine classique et machine optimisée

En procède de la même façon pour les deux machines; classique et optimisée. Alors, sur la figure suivante on constate que la machine optimisée possède de meilleurs performances, soit côté couple maximal ou bien couple de démarrage.

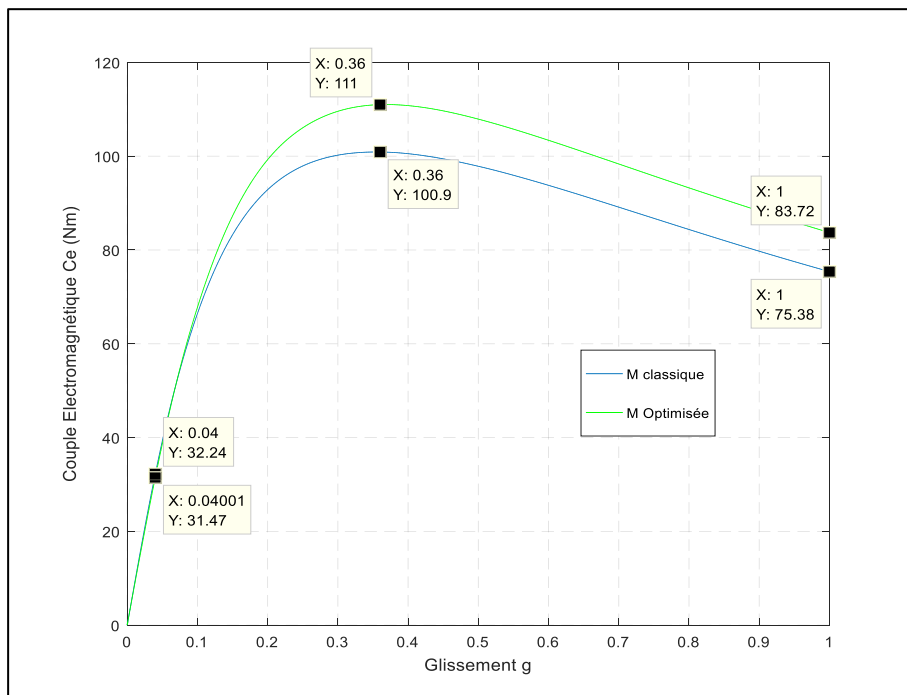


Figure 4.24. Couple électromécanique en fonction de glissement

Les avantages de la machine optimisée sont accompagnés par un fort appel du courant lors de démarrage, donc plus d'échauffement.

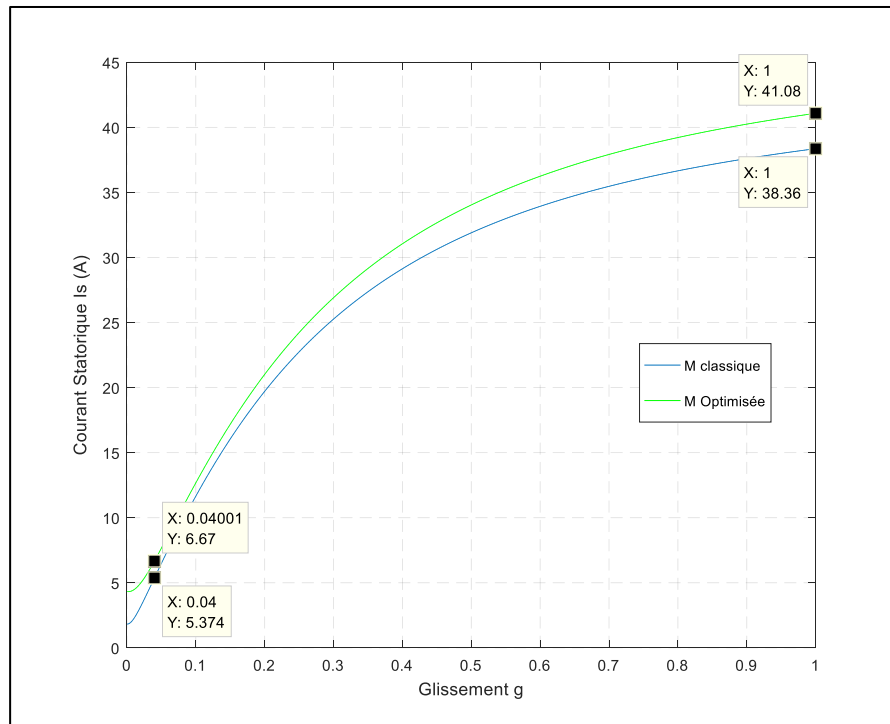


Figure 4.25. Courant statorique en fonction de glissement

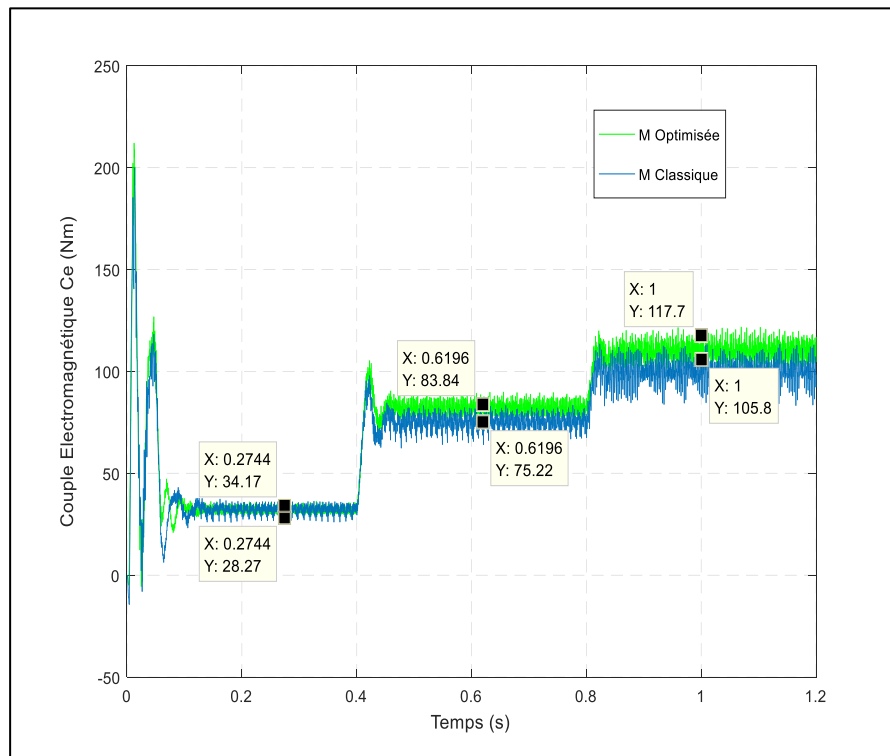


Figure 4.26. Couple en fonction de temps

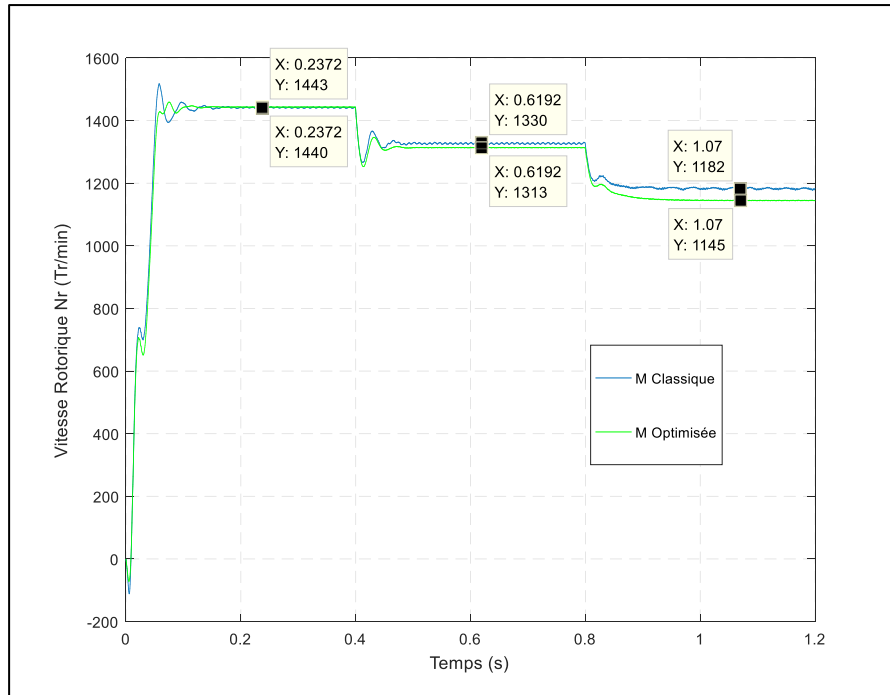


Figure 4.27. Vitesse rotorique en fonction de temps

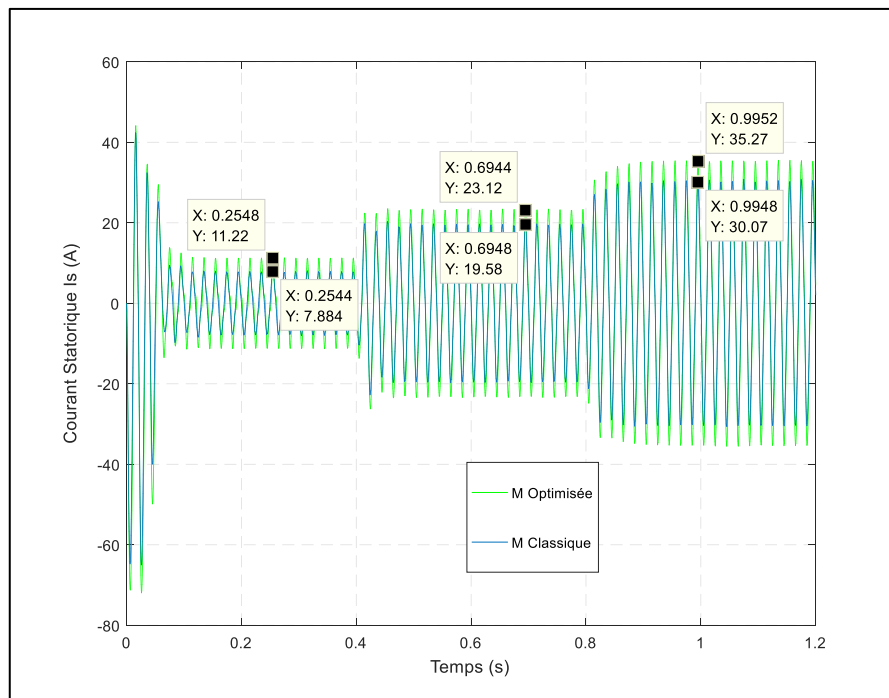


Figure 4.28. Courant statorique en fonction de temps.

D'une manière générale, le courant part d'une valeur faible (courant à vide), pour les différentes machines, sauf pour la machine classique le courant augmente au fur et à mesure que le glissement augmente avec un certain écart par rapport aux différentes machines.

Concernant le couple, les courbes partent d'une valeur nulle puis augmentent progressivement, au fur et à mesure avec  $g$  jusqu'à  $g = 20\%$  ; au-delà toutes les machines convergent. Mais, la machine à encoches ouvertes est relativement proche de la machine classique.

La comparaison des résultats obtenus par l'essai statique à ceux déduits par simulation, montre que dans l'ensemble les résultats d'optimisation sont satisfaisants, ceci ne remet pas en cause leurs validité lors de la réalisation.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse détaillée de la méthode des éléments finis du point de vue des directions de recherche actuelles est présentée. Puis, cette méthode a été appliquée à des machines de différentes géométries, à savoir la machine classique, la machine optimisée, et enfin la machine avec une ouverture d'encoche rotorique.

Les résultats concernaient après l'application des différents couples résistants à chaque machine, le courant (statorique, démarrage ou de court-circuit), le couple (nominal, démarrage et maximale) et la vitesse.

Finalement, une comparaison des résultats trouvés est faite. Premièrement, entre la machine classique et la machine avec ouverture d'encoche rotorique, puis entre la machine classique et la machine optimisée. A travers cette comparaison, il ressort que la machine optimisée possède des meilleurs performances, d'où on peut déclarer que la version d'algorithme développée et appliquée elle a résolu le problème de convergence vers les optimums locaux dans les algorithmes génétiques classiques.

# Conclusion Générale

## *Conclusion Générale*

Vue que, l'industrie et les infrastructures consomment plus de 30% de l'énergie et, à eux seuls, les moteurs électriques représentent plus de 60% de cette consommation. La disparation inéluctable des réserves fossiles et l'augmentation inexorable des coûts qui en résulte obligent les industriels à utiliser au mieux l'énergie électrique. Lors de la prise de décision d'acquérir une nouvelle machine, l'investisseur devrait être conduit à considérer l'énergie qui sera consommée par cette machine pendant sa durée de vie. En effet, on considère que depuis son acquisition jusqu'à son démantèlement, le prix d'achat représente 2 à 3% du coût global, le reste étant, principalement, la consommation d'énergie. Cette énergie est nécessairement imputée au produit fini et impacte la compétitivité de l'entreprise.

Des solutions existent pour utiliser de manière intelligente l'énergie disponible :

- Améliorer le rendement de la machine;
- Choisir un mode de marche permettant de mettre en sommeil les machines peu sollicitées (exemple arrêter les convoyeurs à vide);
- Utiliser la variation de vitesse.

Le travail présenté dans cette thèse, aborde plusieurs problèmes concernant l'étude des machines électriques par CAO, ou on a optimisé le rendement de ces machines par la conception utilisant les algorithmes génétiques modifiés, et aussi on a proposé une stratégie pour améliorer leurs couple de démarrage.

En effet, dans le premier chapitre, nous voulions mettre en évidence l'utilisation des nouvelles technologies de CAO pour les machines électriques en général, aussi d'une vue générale de la machine asynchrone ses caractéristiques telles que le couple, la puissance, le courant, le rendement et la modélisation. Puis, nous avons donné le concept de machines à haute rendement. En on considération les normes de rendement IE1 à IE4 ont été fixées par la commission internationale d'électrotechnique (CEI) dans la norme CEI 60034-30-1 pour classer les moteurs comme un référence, et pris tous les considérations qui contribuent à augmenter et améliorer l'efficacité, par exemple les matériaux et la géométrie.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté les étapes de la méthode LIWSCHITZ pour la conception de machines puis on a appliqué cette méthode sur un moteur de 5 kW.

On a aboutie un rendement de 86% ce qui conforme au standard IE2 et cela par la méthode de schémas équivalent, et un couple de démarrage de 74 N.m. La deuxième application était sur la même machine précédente, mais avec ouverture rotorique pour augmenter le couple de démarrage, et ça donne un couple de démarrage de 82 Nm c -à- dire +10% par rapport au couple de démarrage de la machine classique, accompagné par un mauvais rendement. Afin d'améliorer ce dernier on a proposé d'utiliser l'encoche statorique profonde.

Dans le troisième chapitre on a développé un programme basé sur les algorithmes génétiques modifiés utilisant le logiciel MATLAB. Puisque, l'algorithme génétique classique donne des résultats différents de l'itération à l'autre, nous avons modifié cet algorithme pour que les résultats soient les mêmes dans un espace limité et cela pour chaque itération. En effet, on a ajusté la probabilité de croisement  $P_c$  et la probabilité de mutation  $P_m$ . Un exemple mathématique a été donné pour vérifier la validé de cette version proposée. A la fin on a appliqué cet algorithme aux machines précédentes et après cinq (5) exécutions on a obtenu à un intervalle de variation de rendement plus petit avec une valeur plus élevée. Alors, il est plus grand dans le cas  $P_c$  fixe et un rendement petit. En outre, d'après les résultats d'optimisation obtenues et validés on a constaté qu'on a approché de la classe d'efficacité premium IE3, chose importante dans le domaine de conservation d'énergie.

Dans le dernier chapitre, on a validé et vérifié les résultats obtenus pour tous les machines étudiées par l'application de la méthode des éléments finis en deux dimensions utilisant le logiciel Flux 2D. Ensuite, une analyse des résultats en régime statique et en régime transitoire a été faite. La comparaison entre la machine classique et la machine à ouverture rotorique, et aussi entre la machine optimisée et la machine classique a été également réalisée. Puisque chaque modèle possède ses propres hypothèses, donc des écarts sont visualisés au niveau des allures de courant, de couple et de vitesse.

En effet, la stratégie d'amélioration proposée dans ce travail s'avère efficace et surmonte les inconvénients majeurs par rapport au algorithme génétique classique. Néanmoins, d'autres études peuvent être menées pour encore améliorer cette méthode proposée par l'application des algorithmes modernes.

D' autre part, trop d'itérations cela a besoin de beaucoup de temps et de bonnes spécifications de l'ordinateur. Nous espérons ainsi avoir contribué de notre mieux à l'avancement de ce travail en 2D.

Pour la continuité de ce travail, il est recommandé de faire:

- ✓ Étendre l'étude pour atteindre d'autres améliorations de l'algorithme génétique;
- ✓ Étendre cette étude en problèmes d'optimisation multi-objectifs;
- ✓ Utilisée les éléments finis en 3D;
- ✓ Trouver les meilleurs logiciels de la conception;

Gardons bien à l'esprit que comme pour toute simulation, la validation par l'expérience reste indispensable.

# **Bibliographie**

## Bibliographie

- [1] **E. Faugère**, “L'énergie Dans Le Développement De La Nouvelle-Calédonie”, IRD Éditions, Marseille, 2010.
- [2] **B. Dessus**, “Maîtrise de l'Énergie et Coût de Mise à Disposition d'un Service”, *Revue de l'Énergie*, Vol. 38, N°392, pp. 235-244, Editions Techniques et Économiques, Paris, France, 1987.
- [3] **Décret exécutif n° 16-121 du 06 Avril 2016** Modifiant et complétant le décret exécutif n° 15-319 du Aouel Rabie El Aouel 1437 correspondant au 13 décembre 2015 fixant les modalités de fonctionnement du compte d'affectation spéciale n° 302-131 intitulé "Fonds national pour la maîtrise de l'énergie et pour les énergies renouvelables et de la cogénération", p.7. ( N° JORA : 22 du 10-04-2016 ).
- [4] **M. S. Bouzeriba**, “La Maîtrise de l'Énergie en Algérie”, *Liaison Energie Francophonie*, Edition Institut de l'Energie des Pays Ayant en Commun l'Usage du Français, N° 71, pp. 39-44 , 2006.
- [5] **N. Benalouache**, “L'énergie Solaire pour la Production d'Electricité au Maghreb: Transition Energétique et Jeux d'Echelles”, Thèse de Doctorat, Encadré par S. DAVIET, Université de Sfax, Juin, 2017.
- [6] **S. Salana, K. Singh, T. Singh, Navjeevanjot**, “Saving Energy Using Energy Efficient Motors: A case study ”, *Conference Proceedings on Electric Machines and Drives*, pp.1, 19-21 April, 2010.
- [7] **G. Fouad**, “Ac Electric Motors Control Advanced Design Techniques and Applications”, this edition first published 2013 John Wiley & Sons, Ltd.
- [8] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, “Modélisation des Machines Electriques”, Presse de l'Université de Batna, 1997.
- [9] **N. Khenfer**, “Machine Asynchrone ses Modèles, son Identification et sa Commande ”, Thèse de Doctorat d'Etat, Encadré par A. Rezzoug, Polytechnique d'Alger, 1993.
- [10] **M. Meftah H. Toumi**, “Méthodes d'Identification d'une Machine Asynchrone Triphasée”, Mémoire d'Ingénieur, Encadré par L. Dagha, A. Guettafi, S. Nait. Said, Université de Batna, 1990.
- [11] **J. Caron, J. Hautier**, “Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone ”, Edition Technip, Paris, France, 1995.
- [12] **A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli**, “Induction Motor Efficiency Measurements in Accordance to IEEE 112-B, IEC 34-2 and JEC 37 international standards”, *Conference Proceedings on Electric Machines and Drives*, Vol. 3, pp. 1599-1605, 1- 4 June, 2003.

- [13] **A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli,** "A Critical Analysis of the Stray-Load Loss Determination" International Standards for the Induction Motor Efficiency Evaluation, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 40, NO.5, SEPTEMBER/OCTOBER 2004.
- [14] **110<sup>th</sup> Congress of the United States,** "The energy independence and security act (EISA) of 2007". An official website of the United States government, 2007.
- [15] **A. Boglietti, A. Cavagnino and S. Vaschetto,** "Induction motor EU standards for efficiency evaluation", The scenario after IEC 60034-2-1. IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, Australia: 2786-2791, 2012.
- [16] **C. Saravanan, J. Sathiswar, S. Raja,** "Y-steady-state performance of induction and transfer field motors- a comparison". Nigerian Journal of Technology (NIJOTECH) 34(2): 385-395, 2015.
- [17] **G. Calzada-Lara,** "Energetic consumption improvement in induction motors with possible mechatronics applications", Mechanics Based Design of Structures and Machines an International Journal 44(1- 2): 1-23, 2016.  
<https://doi.org/10.1080/15397734.2015.1104511>
- [18] Normes et réglementations, «<http://www.lafert.com/fra/moteur-electrique-asynchrones-normes-reglementations.php>» .
- [19] **S. Chakroune, A. Benoudjit et B. Abdelhadi,** "Approche Géométrique pour la Conception Assistée par Ordinateur des Machines à Induction ", *Conférence en Génie Electrique, CEE02,* Université de Batna, Algérie, pp.198-201, 10-11 Décembre, 2002.
- [20] **T. Lecomte,** "Conception Assistée par Ordinateur (CAO) ", *Thechnique d'Ingénieur,* D3595, Juin, 1994.
- [21] **G. Grellet,** "Pertes dans les Machines Tournantes", *Technique de l'Ingénieur,* D3450, Décembre, 1989.
- [22] **M. Liwschitz,** "Calcul des Machines Electriques", Tome 1, Tome 2, Edition Dunod, Paris, France, 1967.
- [23] **L. Maret ,** "Calcul des Machines Electriques", Tome 1 et Tome 2, Edition Dunod, Paris, France, 1969.
- [24] **Zeghba O, S. Chakroune et S. Belhamdi,** "A New Strategy Design of High Efficiency Induction Motor With Closed Rotor Slot, Second International Conference on Electrical Engineering "ICEEB'18 " Biskra University - Algeria -December 2-3 – 2018.

- [25] **S. Chakroune, A. Benoudjit, B. Abdelhadi et N. Nait Said**, “Quantification des Pertes Fer par Caractérisation du Matériau Magnétique des Machines à Induction ”, *Conférence en Génie Electrique*, CEE02, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 10-11 Décembre, 2002.
- [26] **S. Chakroune, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Increasing the Efficiency of Induction Motors A Critical Analysis of the Algerian Motors ”, *Conférence en Génie Electrique*, CEE06, Université de Batna, Algérie, pp.238-243, 07-08 Novembre, 2006.
- [27] **S. Chakroune, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Particle Swarm Optimizer Algorithm and its Application in Optimal Design of Induction Motor Problem”, *Conférence en Génie Electrique*, CEE2010, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 11-13 Octobre, 2010. ISBN: 978-9961-9973-0-7, DEP. LEGAL: 3411- 2010 .
- [28] **S. Chakroune, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Comparaison de Deux Méthodes d’Evaluation du Rendement d’une Machine Asynchrone ”, *Conférence en Génie Electrique*, CEE2012, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 8-10 Octobre, 2012. ISBN: 978-9961-9973-4-5, DEP. LEGAL: 4462- 2012
- [29] **M. Kostenko, L. Piotrovski** , “Machine Electrique ”, Tome 2, Edition Mir Moscou, 1969.
- [26] **O. Zeghba, S. Chakroune, S. Belhmdi**, “Multi Objective Design of High Efficiency Induction Motor Using an Analytical Method's “, *Modelling, Measurement and Control A, Facteur d’impact Scopus, SJR 2018: 0.30 Q3* Vol. 91, 4 pp. 202-211. December, 2018; [http://www.iieta.org/sites/default/files/Journals/MMC/MMC\\_A/91.04\\_06.pdf](http://www.iieta.org/sites/default/files/Journals/MMC/MMC_A/91.04_06.pdf).
- [27] **G. Segulier**, “Electrotechnique Industrielle”, Lavoisier, 2<sup>ème</sup> edition, Paris, France, 1985.
- [28] **A.Andreas, L.Wu-sheng**, “practical optimization algorithms and engineering applications”, Springer, 2007.
- [29] **O. Kramer**, “Genetic Algorithm Essentials”, Springer, 2017.
- [30] **Peter Kall and S.W. Wallace**, “Stochastic Programming, John Wiley & Sons, Chichester”, 1994”.February 4, 2003.
- [31] **S. Chakroune, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Application of Genetic Algorithms to Optimization of Induction Motor Design”, *Conférence en Génie Electrique*, CEE08, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 27-29 Octobre, 2008.
- [32] **S. Sivanandam, S. Deepa**, “Introduction to Genetic Algorithms”, Springer, 2017.
- [33] **D. Goldberg**, “Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning”, Computer Science,1989.

- [34] **S. Chakroune, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Plateforme de Conception des Systèmes de Propulsion Electrique à Haut Rendement dans les Véhicules Electriques”, *Conférence en Génie Electrique, CEE2014*, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 16-17 Novembre, 2014. ISBN: 978-9961-9973-4-5, DEP. LEGAL: 4462- 2012.
- [35] **E. Osaba1, F. Diaz, E. Onieva1, R. Carballedo1, and A. Perallos**, “An Adaptive Multi-Crossover Population Algorithm for Solving Routing Problems”, *The VI International Workshop on Nature Inspired Cooperative Strategies for Optimization (NICSO 2013)* (Osaba, Onieva, Carballedo, Diaz and Perallos, 2014).
- [36] **S. Sivaraju, N. Devarajan**, “ Novel Design of Three Phase Induction Motor Enhancing Efficiency, Maximizing Power Factor and Minimizing Losses”, *European Journal of Scientific Research*, Vol. 58, N°. 3, pp. 423-432, 2011.
- [37] **S. Chakroune, S. Belhamdi et D. Khoudja**, “ Design Optimization of Induction Motor Using Hybrid Genetic Algorithm " A Critical Analyze , *The 9th International Electrical Engineering Conference CEE’2016*, October 2-4, 2016, Batna, Algeria.
- [38] **L. Vuichard, P. Schouwey, M. Lakhal, M. Ghribi et A.Kaddouri**, “Optimisation Energétique par Logique Floue Dans un Moteur a Induction Triphasé”, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 1082 - 1085, May, 2006.
- [39] **C. Delforge, B. Lemaire-Smail**, “Induction Machine Modelling Using Finite Elements And Permeance Network Methods,”*IEEE Trans. Magn.*, Vol. 31, No. 3, Pp. 2092–2095, May 1995.
- [40] **S. Chakroune, B. Abdelhadi and A. Benoudjit**, “Design Optimization of Induction Motor Efficiency by Genetic Algorithms”, *AMSE. Journal, Modelling. A*, Vol. 81, N°. 2, pp. 14-29, January/February, 2008. *Article à Facteur d’impact reconnu Scopus, "ScimagoRank"*, ISSN 12595985.
- [41] **S. Chakroune, B. Abdelhadi and A. Benoudjit**, “A New Approach Design Optimizer of Induction Motor Using Particle Swarm Algorithm ”, *AMSE. Journal, Modelling. A*, Vol. 87, N°. 2, pp. 89-108, 2014. *Article à Facteur d’impact reconnu Scopus, "ScimagoRank"*, ISSN 12595985.
- [42] **S. Chakroune, A. Zorig and A. Benoudjit**, “Hybrid Method Using Genetic Algorithm for Induction Motor Design Problem”, *The mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 11, N°. 2, pp. 394 - 404, 2015. *Article à Facteur d’impact reconnu Scopus, "ScimagoRank"*, ISSN 1743-9310.
- [43] **C. Ibrahim, K. Djaleddine, S. Chakroune**, “[Continuous Wavelet Technique for Detection of Broken Bar Faults in Induction Machine](#)“, *SCIImago Journal Rank (SJR) 2019: 0.279 Traitement du Signal (TS)* ; Clarivate Analytics (ex. Thomson Reuters) Impact Factor 2019: **1.541** 5-Year

- Impact Factor: **0.678**, pp. 171-176, 2019, Vol. 36, 2,  
<http://www.iieta.org/journals/ts/paper/10.18280/ts.360207>
- [44] **H. Chaabane, K. Djaleddine, S. Chakroune**, “Robust Adaptive Control of Dual Star Asynchronous Machine by Reference Model Based on Landau Stability Theorem“, *Advances in Modelling and Analysis C*, **Facteur d’impact reconnu Scopus SJR 2019: 0.12**, Vol. 74, 2-4, pp. 56-62; December, 2019.
- [45] **C. Ibrahim, K. Djaleddine, S. Chakroune**, “Fuzzy Logic Based Broken Bar Fault Diagnosis and Behavior Study of Induction Machine“, *Journal Européen des Systèmes Automatisés*; **Facteur d’impact reconnu Scopus SJR 2019: 0.18 Q3**; Vol. 53, 2, pp. 233-242 April, 2020.
- [46] **S. Mabrek, K. Djaleddine, S. Chakroune**, “Analytical Model of Slotted Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors with Non-magnetic Rotor Core“, *Modelling, Measurement and Control A*, **Facteur d’impact reconnu Scopus; SJR 2019: 0.11**; Vol. 92, 2-4, pp. 60-66 December, 2019.
- [47] **M. Boubakri, S. Chakroune, S. Belhmdi**, “Reliability Comparison Between Standard and High Efficiency Induction Motor Using Vector Control Method“, *Modelling, Measurement and Control A*, **Facteur d’impact reconnu Scopus, SJR 2019: 0.11**, Vol. 92, 2-4, pp. 67-72 December, 2019.
- [48] **A. Zabardast, H. Mokhtari**, “Effect of high-efficient electric motors on efficiency improvement and electric energy saving”. *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*: 533-538. <https://doi.org/10.1109/DRPT.2008.4523464>, (2008).
- [49] **R. Figura, E. Szycha, L. Szycha**, “In-service efficiency estimation with the use modified air-gap torque method for squirrel-cage induction motor”. *Electronics and Electrical Engineering Journal* 8: 51-56, 2011.
- [50] **S. Sivaraju, N. Devarajan**, “Novel design of three phase induction motor enhancing efficiency”, maximizing power factor and minimizing losses. *European Journal of Scientific Research* 58(3): 423-432, 2011.
- [51] **C. Zhengshi, H. P. Beck, L. Zhen and W. Zhiyong**, “A High Efficiency and Economical Energy, AC Speed- Governing Experiment System with Analogue Load”, *3<sup>rd</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference Proceedings*, Beijing, China, Vol. 3, pp. 1386-1389, 15-18 August, 2000.

- [52] **L. Montier**, “Application De Méthodes De Reduction De Modeles Aux Problemes D'electromagnetisme Basse Frequence”, Thèse Pour Obtenir Le Grade De Docteur De L'école Nationale Supérieure D'arts Et Métiers, Paris Tech, Juillet 2018.
- [53] **J.C. Cuillère**, “Introduction A La Méthode Des Eléments Finis”, 2e Edition , Dunod, Paris, 2011, 2016.
- [54] **C. Golovanov**, " Développement De Formulations Eléments Finis 3D En Potentiel Vecteur Magnétique: Application A La Simulation De Dispositifs Electromagnétiques En Mouvement, ” Thèse Pour Obtenir Le Grade De Docteur, Institut National Polytechnique De Grenoble - INPG, 1997. France.
- [55] **E. Alexandre**, “Aide-mémoire Éléments finis”, Dunod, Paris, 2005.
- [56] **Nicola Bianchi**, “Electrical Machine Analysis Using Finite Elements”, by Taylor & Francis Group, LLC, 2005, France.
- [57] **N. Bianchi, S. Bolognani, G. Comelato**, “Finite Element Analysis Of Three-Phase Induction Motors: Comparison Of Two Different Approaches”, Ieee Trans. On Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, December 1999, Pp. 1523–1528.
- [58] **S. J. Salon**, “Finite Element Analysis Of Electrical Machines”, LLC, *Rensselaer Polytechnic Institute Troy*, Springer Science+Business Media, *New York*, 1<sup>st</sup> edition 1995.
- [59] **M. Rachek And T. Merzouki**, “Finite Element Method Applied To The Modelling And Analysis Of Induction Motors”, Numerical Modelling, Dr. Peep Miidla, March, 2012.
- [60] **D. Marcsa**, “Parallel finite element methods to solve coupled electrodynamic problems”, PhD dissertation, Széchenyi István University, 2017.
- [61] **B. Silwal**, “Computation of eddy currents in a solid rotor induction machine with 2-D and 3-D FEM”, MSc Thesis, Aalto University. Helsinki, 2012.
- [62] **J. F. Gieras, J. Saari**, “Performance Calculation for a High Speed Solid-Rotor Induction Motor”. In Proc. *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1748-1753, Glendale, AZ, USA.

## **Les Annexes**

## Annexe A : fichier des résultats

PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT				
FICHE DES RESULTATS				
DONNEES DU CAHIER DES CHARGES	MACHINE ASYNCHRONE Classique	Machine à encoche rotorique ouvert	MACHINE ASYNCHRONE A Optimisée	UNITS
	RESULTAT 02	RESULTAT 02	RESULTAT 03	
Puissance Utile (W)	5000.00	5000.00	5000.00	Pu
Tension Simple de Phase (V)	380.00	380.00	380.00	V1
Nombre de Phases de la Machine m1	3.00	3.00	3.00	m1
Fréquence Alimentation (Hz)	50.00	50.00	50.00	fs
Nombre de Paires de Pôles	2.00	2.00	2.00	p
Vitesse du Champ Tournant (trs/s)	25.00	25.00	25.00	ns
Rendement Estime	0.86	0.86	0.86	Eta
Facteur de Puissance Estime	0.86	0.86	0.86	Cosfie
Coefficient de Dispersion Estime	0.98	0.98	0.98	Kdisp
Puissance Absorbée par la Machine (W)	5814	5814	5814	Pabs
Courant de Phase de la Machine (A)	5.930	5.930	5.930	I1
Puissance Interne Apparente (VA)	6611.7	6611.7	6611.7	Si
Const.Forme Induction Non Sinusoïdale	4.000	4.000	4.000	Kfind
Facteur Forme induction dans Entrefer	1.098	1.098	1.098	Kf
Facteur Forme induction dans Entrefer	1.095	1.097	1.097	Kf
Facteur Forme induction dans Entrefer	1.094	1.096	1.096	Kf
Facteur Forme induction dans Entrefer	1.094	1.095	1.096	Kf
Facteur Forme induction dans Entrefer	1.094	-	-	Kf
Facteur Forme induction dans Entrefer	1.093	-	-	Kf
Coefficient de Réouverture du Pole	0.670	0.670	0.670	Kfnp
Coefficient de Recouverture du Pole	0.678	0.673	0.672	Kfnp
Coefficient de Recouverture du Pole	0.680	0.675	0.673	Kfnp
Coefficient de Recouverture du Pole	0.681	0.676	0.674	Kfnp
Coefficient de Recouverture du Pole	0.681	-	-	Kfnp
Coefficient de Recouverture du Pole	0.682	-	-	Kfnp
Facteur de Geometrie Estime Machine	1.200	1.200	1.198	Landae1
Densite Courant Lineaire Estimee(A/m)	22000	22000	22000	A1
Induction magnet.Estimee Entrefer(T)	0.630	0.630	0.627	Bd
Longueur virtuelle estimee (m)	0.141	0.141	0.144	lie
Pas Polaire estime (m)	0.118	0.118	0.120	Taue
Coef.Utilisation estime minimum	1.386	1.386	1.315	Cest1
Entrefer Estime (m)	0.00035	0.00035	0.00035	Deltae
Effort Tangentiel Apparent Estime(N/mÂ²)	8424.2	8424.2	7995.8	Sigmae
Nombre Encoche/Pole et /Phase	3	3	3	q1
Fact.distribution Onde fondamentale	0.960	0.960	0.960	Kd1
Coefficient de raccourcissement	0.940	0.940	0.94	Kp1
<b>PARTIE UNE</b>				
<b>01-CALCULS PRELIMINAIRES</b>				
Coefficient de Enroulement	0.902	0.902	0.902	Kw1
Nombre Encoches de la machine	36	36	36	Z1
<b>02-DIMENSIONS GEOMETRIQUES</b>				
Determination du Diametre(m)	0.15000	0.15000	0.15270	D1
Calcul Pas Polaire (m)	0.11781	0.12000	0.11993	Tauc1
Longueur virtuelle (m)	0.14137	0.14100	0.14372	lic
Calcul du Facteur de Geometrie	1.200	1.200	1.198	Landac1
Calcul du Coefficient de Utilisation	1.386	1.386	1.315	Ccal1

<b>PARTIE DEUX</b>				
<b>DIMENSIONNEMENT DU STATOR</b>				
<b>01-Nombre de Spires Par Phase</b>				
Surface du Pas Polaire(m <sup>Â²</sup> )	0.01665	0.01692	0.01724	Spp1
Nombre de Spires Par Phase	266.9	262.7	259.2	Nsph11
Nombre de Spires choisies Par Phase	264	264	258	NsphCh11
Nombre total de Conducteurs du stator	1601	1576	1555	z1
Nombre Conducteurs/encoche du stator	44	44	43	Nz1
Induction Recalculée dans Entrefer(T)	0.637	0.627	0.630	Bdr
Induction Recalculée dans Entrefer(T)	0.631	0.625	0.628	Bdr
Induction Recalculée dans Entrefer(T)	0.630	0.623	0.627	Bdr
Induction Recalculée dans Entrefer(T)	0.629	0.623	0.627	Bdr
Induction Recalculée dans Entrefer(T)	0.629	-		Bdr
Induction Recalculée dans Entrefer(T)	0.629	-		Bdr
Entrefer Delta--Machines Asynchrone(m)	0.00035	0.00035	0.00035	Deltac1
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	0.00711	0.00711	0.00727	FluxU
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	0.00713	0.00712	0.00728	FluxU
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	0.00713	0.00712	0.00728	FluxU
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	0.00714	0.00712	0.00728	FluxU
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	0.00714	-		FluxU
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	0.00714	-		FluxU
Coefficient de Dispersion	0.02249	0.02249	0.02249	SigH1
Flux Total (Wb)	0.00711	0.00711	0.00727	FluxT
Densite lineaire (A/m)	20745	21075	19915	A1c
<b>02-Dimensionnement Enroulement Statorique</b>				
Densite du Courant Statorique (A/mm <sup>Â²</sup> )	4000000	3000000	3000000	Jcond1
Epaisseur isolant du Conducteur (mm)	0.00020	0.00020	0.00020	Episcd
Epaisseur Gaine Protection Bobine Fer(m)	0.00050	0.00050	0.00050	EpG
Jeu entre conducteurs gaine isolation(m)	0.00050	0.00050	0.00050	Jeu
Epaisseur des Calles (m)	0.00200	0.00200	0.00200	EpCal
Largeur Encoche (m)	0.00910	0.00797	0.01051	LEnc
Profondeur Encoche (m)	0.02327	0.02755	0.02160	PEnc
Epaisseur Gorge Encoche (m)	0.00200	0.00200	0.00200	EpgorZd1
Resistivite Enroulement Stator(Ohm.m)	2.16e-08	2.16e-08	2.16e-08	Rho1
Densite Volumique du Cuivre (kg/m3)	8890	8890	8890	GamaCu1
Densite Volumique du Fer (kg/m3)	7600	7600	7600	GamaFe1
Induction Estimee dans Culasse(T)	1.200	1.200	1.200	BCul1
Coefficient Remplissage(Foisonnement)	0.900	0.900	0.90	Kr
<b>03-Dimensionnement des encoches statorique</b>				
Section Enroulement Statorique (mm <sup>Â²</sup> )	1.48e-06	1.98e-06	1.98e-06	Scond1
Diametre Conducteur (mm)	0.00137391	0.00158646	0.00158646	Dcond1
Diametre Normalise Choisi (mm)	0.00157391	0.00178646	0.00178646	Dnorcd1
Largeur Normalisee Choisi (mm)	0.00121760	0.00140596	0.00140596	Lnorcd1
Hauteur Normalisee Choisi (mm)	0.00121760	0.00140596	0.00140596	Hnorcd1
Section NormalisÃ©e (m <sup>Â²</sup> )	1.48e-06	1.98e-06	1.98e-06	Snorcd1m
Largeur Conducteur isole (mm)	0.001	0.002	0.002	Lcdis
Hauteur Conducteur isole (mm)	0.001	0.002	0.002	Hcdis
Section Conducteur isole (m <sup>Â²</sup> )	2.01e-06	2.58e-06	2.58e-06	Scdism
Pas dentaire Statorique (m)	0.013	0.013	0.013	Pdz1
Profondeur Encoche CalculÃ©e (m)	0.023	0.028	0.022	PEnc
Facteur de Remplissage Encoche	0.600	0.739	0.700	FREncm

<b>04-Resistance par Phase du Stator</b>				
Coefficient Tete de Bobine	1.300	1.300	1.300	KTB
Largeur Moyenne Tete de Bobine (m)	0.169	0.171	0.171	If
Long.Moy.(demi-Spire) Conduct.(m)	0.310	0.312	0.315	LmoyCond
long.Totale Enroulement Stator (m)	491.817	494.736	487.600	LTCond1
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	2.389	1.802	1.776	Rph1m
<b>05-Reactance de Fuite Totale Par Phase du stator</b>				
Permeance Zone Dent.Stator(Unite???)	8.06e-08	8.86e-08	7.77e-08	PermZ1
Permeance Flux diff.Stator(Unite???)	1.07e-07	9.73e-08	1.13e-07	PermD1
Permeance Tete Bobine Stator(Unite???)	4.94e-08	4.99e-08	4.99e-08	PermB1
React.Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)	5.178	5.161	5.038	Xf1
<b>PARTIE TROIS</b>				
<b>DIMENSIONNEMENT DU ROTOR</b>				
Nombre de Conducteurs Par Phase du Rotor	0.5	0.5	0.5	Nsph2
Nombre Encoches du Rotor	30	30	30	Z2
Nombre Encoches par Phase	1	1	1	Kq
Coefficient de Racourcissement	1	1	1	Ks
Coef Pertes Ventil.-Frottement (pcent)	0.0	0.0	0.0	KPVF
Coef Pertes Superf.-Pulsat.Dents (pcent)	0.0	0.0	0.0	KPSup
Glissement EstimÃ© (pcent)	0.040	0.040	0.040	Glise
Densite de Courant dans Anneau (A/mm <sup>2</sup> )	5000000	5000000	5000000	JAn
Resistivite Al. Enroul.Rotor(Ohm.m)	3.43e-08	3.43e-08	3.43e-08	RhoAl2
Densite de Courant Barre (A/mm <sup>2</sup> )	5000000	5000000	5000000	JBar
Densite Volumique Aluminium (kg/m <sup>3</sup> )	2700	2700	2700	GamaAl2
Densite Volumique Fer Rotor (kg/m <sup>3</sup> )	7600	7600	7600	GamaFe2
Induction Culasse Rotorique (T)	0.644	0.637	0.619	BCul2
<b>01 -- Dimensionnement de la Cage du Rotor</b>				
Pas Dentaire Rotorique (m)	0.014	0.014	0.014	TauZ2
FEM a Vide de chaque Barre Rotorique (V)	0.780	0.780	0.799	E2Bar
Pertes Vent. et Frottement (W)	80.000	80.000	80.000	PVF
Pertes Supplementaires (W)	25.000	25.000	25.000	PSup
Courant de Barre Rotorique (A)	227.132	227.132	221.970	IBar
Courant dans Anneau Rotorique (A)	546.223	546.223	533.809	IAn
Epaisseur Anneau Cage (mm)	0.010	0.010	0.010	EpAn
Profondeur Anneau Cage (mm)	0.012	0.012	0.012	ProfAn
<b>02 -- Calcul Resistance Equivalente par Phase du rotor</b>				
Resistance Anneau a 75 <sup>o</sup> C (Ohm)	2.53e-06	2.53e-06	2.69e-06	RAn
Epaisseur Barre Cage (mm)	0.008	0.008	0.008	EpBar
Profondeur Barre Cage (mm)	0.008	0.008	0.008	ProfBar
Longeur Barre Cage (mm)	0.162	0.162	0.164	LBar
Resistance de la Barre a 75 <sup>o</sup> C (Ohm)	0.000122	0.000122	0.000127	RBar
Resist.Equival./Phase Rotor 75 <sup>o</sup> C(Ohm)	0.000134	0.000134	0.00014	Rph2
<b>03-Calcul Reactance de Fuites Totale du Rotor</b>				
Permeance Zone Dentaire Rotorique	1.2e-07	1.2e-07	1.2e-07	PermZ2
Permeance Flux differentiel Rotorique	7.6e-07	6.9e-07	8,00E-07	PermD2
Permeance Tete de Bobine Rotorique	1.2e-07	1.2e-07	1.2e-07	PermB2
Reactance Totale du Rotor (Ohm)	0.00015	0.0001	0.000164	Xf2
<b>PARTIE QUATRE</b>				
<b>CALMUL DU POIDS TOTAL DU MOTEUR</b>				
<b>01-Calcul du Poids Total du Stator</b>				
Epaisseur Culasse Stator (m)	0.024	0.024	0.024	EpCul1
Diametre Exterieur Culasse Stator (m)	0.250	0.259	0.250	DExCul1
Poids Fer Culasse du Stator (kg)	16.445	17.040	16.736	PFeCul1
Poids Fer Zone dentaire du Stator(kg)	5.138	6.097	4.928	PFeZd1

Pas de encoche (m)	0.013	0.013	0.013	TauEnc
Facteur de Raccourcissement 11Enc/12Enc	0.778	0.778	0.778	FRac
Poids de Cuivre du Stator (kG)	6.482	8.694	8.569	PCu1m
Poids Total du Stator (kG)	28.06	31.832	30.233	PT1
<b>02-Calcul du Poids Total du Rotor</b>				
Poids des Barres (kG)	0.596	0.595	0.591	PBar
Poids des Anneaux Radiaux (kG)	0.258	0.260	0.260	PAn
Poids du Fer Zone Dentaire Rotorique(kG)	2.355	2.216	2.252	PFeZd2
Epaisseur de la Culasse Rotorique (m)	0.044	0.044	0.045	EpCul2
Poids de la Culasse Rotorique (kG)	11.675	11.820	12.670	PCul2
Diametre de Arbre (m)	0.045	0.045	0.045	Darbre
Poids du Fer arbre (kG)	2.951	2.951	2.951	PfeAr
Poids Total du Rotor Cage Radiale (kG)	17.835	17.842	18.723	PT2
<b>03 -- POIDS TOTAL DU MOTEUR</b>				
POIDS TOTAL DU MOTEUR (kG)	49.390	53.163	52.446	PTM
PUISSANCE MASSIQUE DU MOTEUR (kW/kG)	0.101	0.094	0.09	PMASM
<b>04-INERTIE TOTALE DU MOTEUR</b>				
FQASYRA7 FACTEUR de QUALITE ET RENDEMENT MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL				
<b>01-Resistance Totale Ramenee au Stator</b>				
Permeabilite du vide	1.3e-06	1.3e-06	1.3e-06	Mu0
Coef.de Reduction de la machine	22677.6	22677.6	21658.5	Kred
Resist. Rotor Ramenee au Stator(Ohm)	3.04913	3.04279	3.03054	Rr21
Resist. Totale Ramenee au Stator(Ohm)	5.52339	4.93791	4.88896	RTot
<b>02-Reactance Totale Ramenee au Stator</b>				
Reactance Rotor Ramenee au Stator (Ohm)	3.99648	3.53581	3.78144	Xf21
Reactance Totale Ramenee au Stator (Ohm)	9.28670	8.80473	8.92223	XfTot
<b>03-FORCES MAGNETO-MOTRICES DANS LA MACHINE</b>				
FMM dans la Zone Entrefer (At)	444.7	501.3	444.7	FmmDelta
Induction B a 1/3 tete dent stator (T)	1.418	1.405	1.414	BdZ13
FMM Zone Dentaire Statorique (At)	61.7	65.6	54.9	FmmZ1
Induction recaluculee Culasse Stator (T)	1.200	1.200	1.200	BCulr1
FMM dans la Zone Culasse Statorique (At)	96.1	99.7	95.8	FmmCul1
Induction B 2/3 tete dent Rotor (T)	1.498	1.463	1.427	BdZ23
FMM dans la Zone Dentaire Rotorique (At)	31.3	24.6	20.4	FmmZ2
Induction recaluculee Culasse Rotor (T)	0.644	0.637	0.619	BCulr2
FMM dans la Zone Culasse Rotorique (At)	11.5	11.5	11.4	FmmCul2
FMM Totale/Paire de Poles (At)	645.3	702.7	627.1	FmmTot
Coefficient de Saturation Calcule	1.150	1.150	1.150	KSAT
Coefficient de Saturation Calcule	1.192	1.168	1.162	KSAT
Coefficient de Saturation Calcule	1.200	1.178	1.169	KSAT
Coefficient de Saturation Calcule	1.205			KSAT
Coefficient de Saturation Calcule	1.207			KSAT
Coefficient de Saturation Calcule	1.209	1.181	1.172	KSAT
Coefficient de Saturation Total	1.209	1.181	1.172	KSATot
Courant Magnetisant du Stator Im (A)	2.008	2.186	1.996	Im
Courant de Court Circuit Stator (A)	35.932	38.432	38.113	I1cc
Angle Dephasage Courant Court-Circuit	59.257	60.715	61.279	fiCC
Couple de Demarrage Tstart (Nm)	73.4	84.5	82.6	Tstart
Couple Nominal Tn (Nm)	33.2	33.2	33.2	Tn

**PARTIE SIX**

<b>CALCUL DU RENDEMENT</b>				
<b>01-PERTES TOTALES DANS LE FER</b>				
Pertes Dans le Fer du Stator (W)	166.0	177.4	165.6	PFerStat
Pertes Dans le Fer du Rotor (W)	32.0	29.5	28.9	PFerRot
PERTES TOTALES DANS LE FER (W)	198.0	206.9	194.4	PFerTot
<b>02-PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX</b>				
Pertes Pulsation/Flux Fer du Stator(W)	0	0	0	Ppuls1
Pertes Pulsation/Flux Fer du Rotor (W)	50.000	50.000	50.000	Ppuls2
PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX (W)	50.000	50.000	50.000	PpulsTot

<b>03-PERTES TOTALES -- CUIVRE DANS MACHINE</b>				
Pertes Cuivre Enroul. du Stator (W)	252.0	190.1	187.4	PCuivre1
Pertes Cuivre Cage du Rotor (W)	208.1	207.7	206.8	PCuivre2
PERTES TOTALES-CUIVRE DANS MACHINE (W)	460.1	397.8	394	PCuivreTot
<b>04 -- PERTES TOTALES -- FROTTEMENT/VENTILLation</b>				
Pertes Frottement/Ventil.(W)	80.0	80.0	80.0	PFrotVent
<b>05-SOMME DES PERTES DANS MACHINE</b>				
Somme des Pertes dans la Machine (W)	788.059	734.709	718.61	SumPer .
<b>06-RENDEMENT DE LA MACHINE</b>				
Rendement de la Machine en (pcent)	0.864	0.872	0.874	RendM

**PARTIE SEPT**

**PARAMETRES POUR ELABORATION DU DIAGRAMME Du cercle**

Courant actif a vide (A)	0.216	0.226	0.215	lact0
Courant a vide (A)	2.019	2.198	2.008	IO
Angle de Dephasage a vide (Degre)	83.830	84.071	83.806	fi0
Glissement Nominal 1 (pcent)	3.893	3.887	3.873	GliseN
Facteur de Puissance Nominal	0.856	0.848	0.846	Cosfi
Angle de Dephasage Nominal (Degre)	31.111	31.975	32.232	fi1
Facteur de Puissance Maximal	0.894	0.892	0.900	CosfiMax
Coef. de Surchage au Demarrage	6.7	7.2	7.2	CSurch

**PARTIE HUIT**

**CALCUL DE VERIFICATION DES PROPORTIONS**

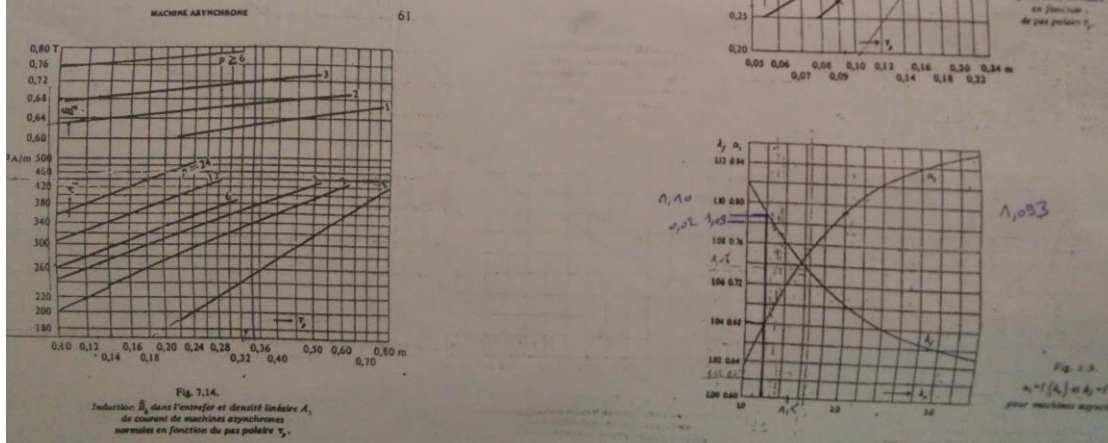
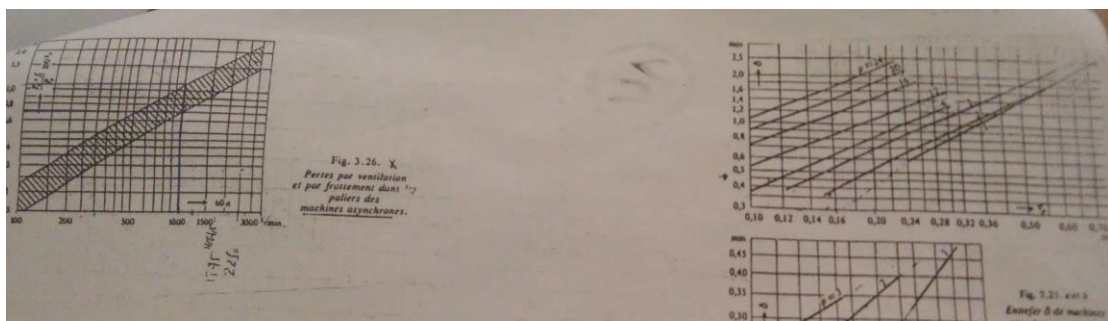
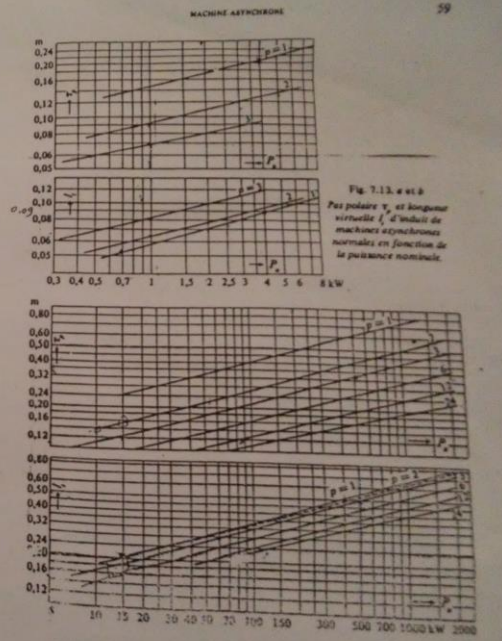
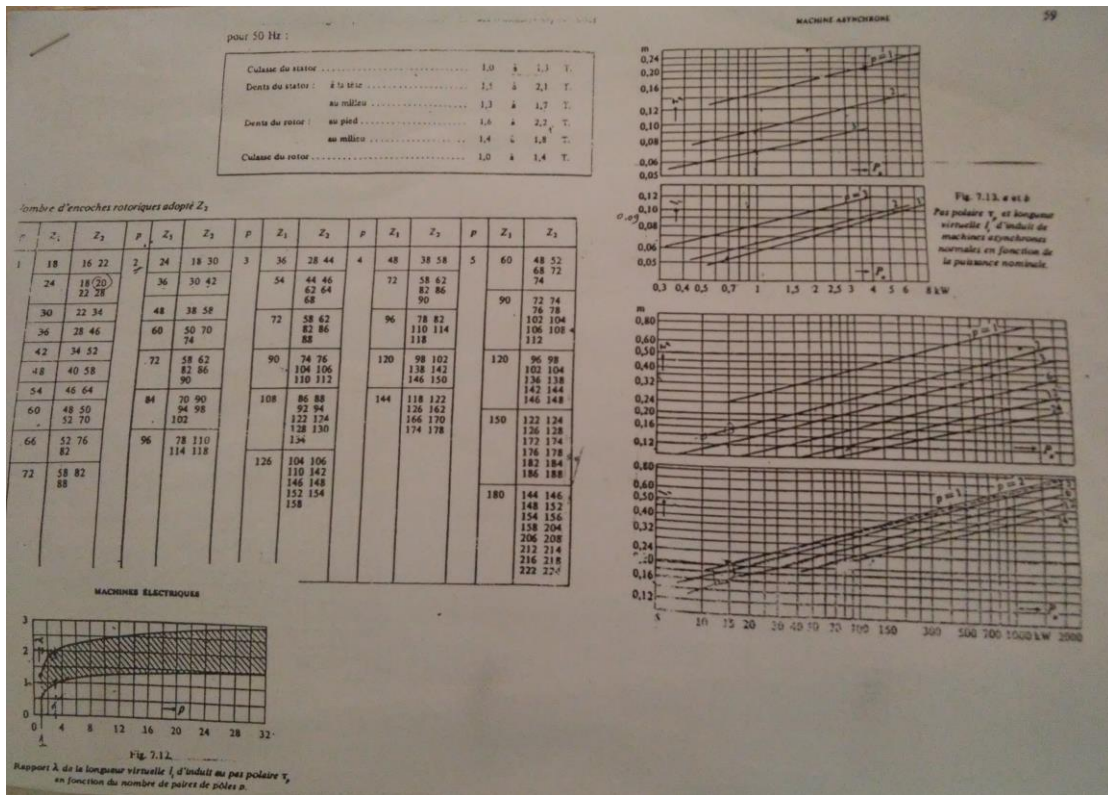
Produit Rendement Facteur de Puissance	0.740	0.740	0.740	PETAFP
Rapport Courant a vide/Courant Nominal	0.34048	0.37061	0.33861	RT1
Section Totale Conducteurs Stator (mÂ²)	0.00234835	0.00313114	0.00305998	STotCond1
Section Totale Conducteurs Stator (mÂ²)	0.00173516	0.00173516	0.00169573	STotCond2

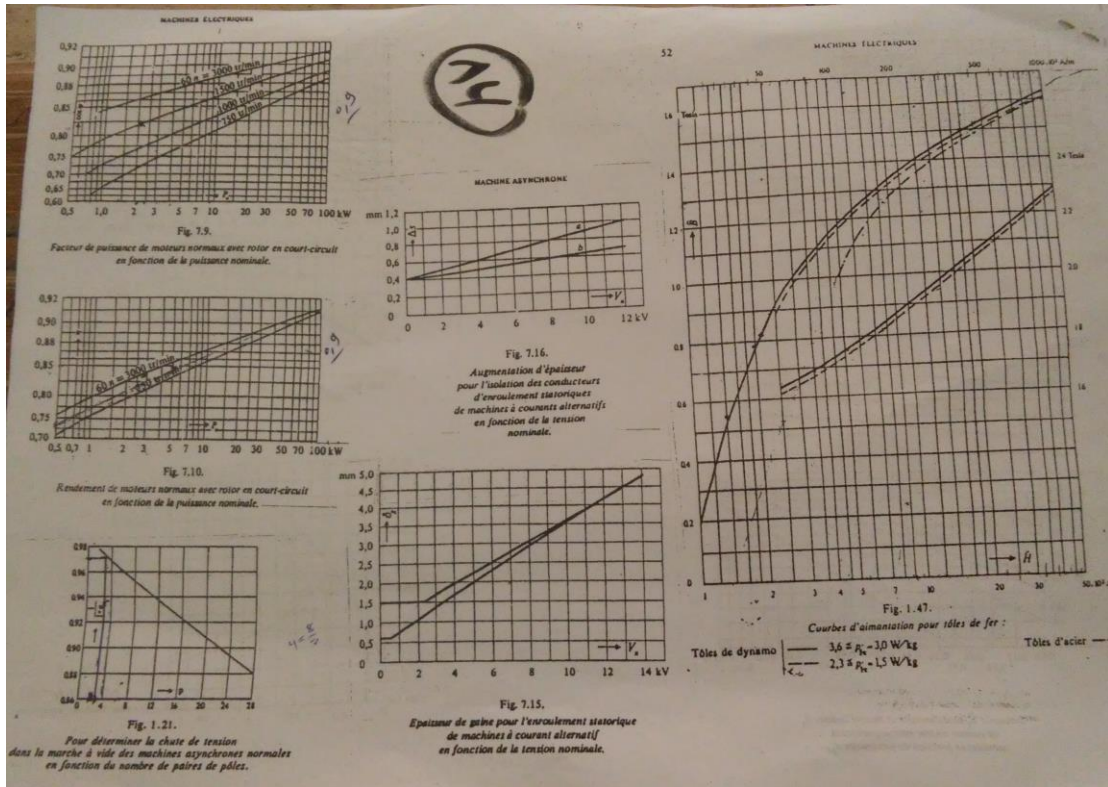
**PARTIE NEUF**

**DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT**

Inductance de Fuite Stator (H)	0.01648	0.01643	0.01604	lSF1
Induct.Fuite Rotor Ramenee au Stator(H)	0.01123	0.01051	0.01130	lFR21
Puissance Reactive a vide (VAR)	2288.4	2492.1	2275.8	Q0
Inductance Propre Phase du Stator (H)	0.60252	0.55329	0.60587	Ls1
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H)	0.58604	0.53687	0.58984	M
Induct.Propriete Rot.Ramenee au Stator (H)	0.59727	0.54738	0.60113	Lr21

# ANNEXE B





---

## Résumé

Cette thèse propose un procédé d'optimisation du rendement utilisant l'algorithme génétique modifié, pour atteindre cet objectif, premièrement on a appliqué la méthode de conception de Liwschitz à un moteur asynchrone de 5kW. Alors, nous avons effectué des tests sur ce moteur pour connaître leurs performances dans diverses conditions.

Pour augmenter le couple de démarrage on a étudié l'effet de l'ouverture d'encoche rotorique, et nous nous sommes appuyés sur la machine précédente en termes de cahier des charges.

Deuxièmement, on a programmé l'algorithme génétique classique en termes de ses étapes de fonctionnement par l'utilisation de logiciel Matlab, et après ça on a appliqué cette méthode à la conception pour la machine précédente. Les résultats obtenus montrent l'amélioration du rendement global et leurs convergences pour chaque exécution.

Enfin, les résultats trouvés pour chaque machine étudiée sont validés par la méthode des éléments finis utilisant le logiciel Flux 2D. En outre une comparaison et analyse de résultats de simulation sont également faites.

**Mots-clés:** Moteur asynchrone, Liwschitz, l'ouverture d'encoche rotorique, l'algorithme génétique modifié, Matlab, les éléments finis, Flux 2D.

## Abstract

This thesis proposes a method of efficiency optimization using the modified genetic algorithm, to achieve this goal; we first applied the Liwschitz design method to a 5kW asynchronous motor. So, we carried out tests on this motor to find out how it performed under various conditions.

To increase the starting torque, we studied the effect of the rotor slot opening, and we relied on the previous machine in terms of specifications.

Second, we programmed the classical genetic algorithm in terms of its working steps through the use of Matlab software, and after that we applied this method to the design for the previous machine. The results obtained show the improvement of the overall performance and their convergences for each execution,

Finally, the results found for each machine studied are validated by the finite element method using the Flux 2D software. In addition a comparison and analysis of simulation results are also made.

**Keywords:** Asynchronous motor, Liwschitz, rotor slot opening, genetic algorithm modifies, Matlab, finite elements, flux2D.

## المخلص

تقترح هذه الرسالة طريقة لتحسين الكفاءة باستخدام الخوارزمية الجينية المعدلة ، لتحقيق هذا الهدف ، قمنا أولاً بتطبيق طريقة تصميم Liwschitz على محرك غير متزامن بقدرة 5 كيلو وات. لذلك ، قمنا بإجراء اختبارات على هذا المحرك لمعرفة كيفية أدائه في ظل ظروف مختلفة.

لزيادة عزم الانطلاق، درسنا تأثير فتحة الشق الدوار، واعتمدنا على الماكينة السابقة من حيث المواصفات. ثانيًا ، قمنا ببرمجة الخوارزمية الجينية الكلاسيكية من حيث خطوات عملها من خلال استخدام برنامج Matlab ، وبعد ذلك قمنا بتطبيق هذه الطريقة على تصميم الجهاز السابق. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها تحسن الأداء العام وتقاربهم لكل تنفيذ. أخيرًا، تم التحقق من صحة النتائج التي تم العثور عليها لكل آلة تمت دراستها باستخدام طريقة العناصر المحدودة باستخدام برنامج Flux 2D. بالإضافة إلى إجراء مقارنة وتحليل لنتائج المحاكاة.

**الكلمات الرئيسية:** محرك غير متزامن، Liwschitz، فتح فتحة الدوار، تعديل الخوارزمية الجينية، Matlab، العناصر المحدودة، flux 2D.