

République Algérienne Démocratique Et Populaire  
Ministère De L'Enseignement Supérieur Et De La Recherche Scientifique  
Université Du 20 Août 1955 – Skikda



D012120002D

Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique

## THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE  
DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electrotechnique  
Option : Machines électriques

Présentée par

**LADAYCIA Hania**

*Thème*

**Conception optimale des machines a induction  
par les techniques stochastiques**

Soutenu publiquement le :.....

Devant le Jury composé de :

Medoued Ammar	Professeur	Université de Skikda	Président
Boukadoum Ahcene	Professeur	Université de Skikda	Rapporteur
Lalalou Rachid	MCA	Université de Skikda	Examineur
Hemsas Kamel Eddine	Professeur	Université de Sétif	Examineur
Rahem Djamel	Professeur	Université d'Oum El Bouaghi	Examineur
Bouzerara Ramdane	Professeur	Université de Constantine	Examineur

Année Universitaire : 2019 - 2020

## Remerciements

*Mes remerciements vont premièrement à Allah tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés.*

*Je tiens à remercier sincèrement toute personne m'a aidée de près ou de loin pour évaluer ce travail et plus particulièrement mon directeur de thèse Monsieur Ahcen Boukadoum, Professeur au département d'électrotechnique de Skikda, de m'avoir confié ce sujet et de l'aide précieuse qui m'a toujours apportée jusqu'à l'achèvement de ce travaille.*

*Je souhaite également remercier Monsieur Mourad Mordjaoui, Professeur au même département pour toutes nos discussions et pour ses nombreux conseils.*

*Je tiens aussi à remercier tous les membres de mon jury. J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur Ammar Medoued, Professeur à l'université de Skikda d'avoir accepté d'examiner et de présider ce jury. Que Monsieur Rachid Lalalou, Maitre de conférences à l'université de Skikda. Que Monsieur Kamel Eddine Hemsas, Professeur à l'université de Sétif. Que Monsieur Ramdane Bouzerara, Professeur à l'université de Constantine pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu accorder à ce travail en acceptant de l'examiner. Leurs précieux commentaires et leurs fructueuses remarques m'ont permis d'améliorer le fond et la forme de ce document.*

*Je suis profondément reconnaissant à Monsieur Lahcen Boukalkoul, Docteur à l'université de Skikda pour sa relecture attentive de mes articles et ses précieux avis. Merci beaucoup.*

*je tiens à témoigner toute ma gratitude à ma collègue Ibtissam Bouloukza, pour les discussions utiles et pertinentes sur les machines électriques.*

*Que ceux qui sentent oublié, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciement pour l'aide et le soutien apporté durant ces années.*

## ملخص

تصميم المحركات الحثية اللامتزامنة معقد بشكل كبير ويحتاج إلى أن يكون أكثر كفاءة في مجموعة من المعايير المتزايدة بشكل واسع. التحدي المعروض على مهندسي التصميم كبير، لذلك من الضروري دمج أدوات ومنهجيات جديدة في عملية التصميم لمواجهة هذا التحدي. يقدم هذا العمل خوارزميات عشوائية جديدة لتحسين تصميم المحرك اللاتزامني باستخدام طريقة المشكلة العكسية بهدف تقليل ضياعات جول و الحديد بالنسبة للجزء الثابت والجزء الدوار و زيادة المردود و يتم التحقق من فعالية وقوة المنهج المقترح من خلال مقارنة مع النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المناهج التقليدية والمباشرة. توضح النتائج التي تم الحصول عليها فعالية خوارزمية اليراع (FA) بالإضافة إلى الأساليب المقترحة المقارنة بتلك التي تم الحصول عليها بواسطة كل من الطريقة المباشرة والطريقة التقليدية.

**الكلمات المفتاحية:** التصميم ، المشكلة العكسية ، المشكلة المباشرة ، التحسين ، الخوارزميات العشوائية ، المحرك اللامتزامن، التصميم الأمثل

## **Abstract**

The design of electromagnetic actuators is increasingly complex and needs to be more efficient on a panel of criteria increasingly wide. The challenge offered to design engineers is great. It is therefore essential to integrate new tools and methodologies in the design process to meet this challenge. This thesis presents new stochastic techniques for optimising the Induction Motor (IM) design by using an inverse problem formulation in order to increase efficiency and minimising rotor Joule, stator Joule losses and iron losses. Effectiveness and robustness of the proposed approach are verified by a comparison with those obtained by conventional and direct approaches. The results obtained show the effectiveness of the Firefly algorithm (FA) the cuckoo search algorithm (CS) as well as the accelerated particle swarm algorithm (APSO) compared to those obtained by both direct problem and conventional methods.

**Keywords:** Design, Inverse Problem, Direct Problem, Optimisation, Stochastic Algorithms.

---

## Résumé

La conception des actionneurs électromagnétiques est de plus en plus complexe et doit être plus efficace dans une gamme de critères de plus en plus large. Le défi proposé aux ingénieurs concepteurs est grand. Il est donc essentiel d'intégrer de nouveaux outils et méthodologies dans le processus de conception pour relever ce défi. Les travaux présentés dans cette thèse apporte de nouvelles techniques stochastiques de résolution du problème de conception du moteur à induction (IM) en utilisant une formulation inverse du problème pour améliorer le rendement et minimiser les pertes Joule du stator, les pertes Joule du rotor et les pertes fer. L'efficacité et la robustesse des approches proposées sont vérifiées par une comparaison avec celles obtenues par les approches conventionnelle et directe. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'algorithme de luciole (FA), l'algorithme d'optimisation par coucou (CS) ainsi que l'algorithme des essaims de particules accéléré (APSO) par rapport à ceux obtenus par le problème direct et par la méthode conventionnelle.

**Mots-clés :** Conception, Problème inverse, Problème direct, Optimisation, Algorithmes stochastiques.

---

## Liste des Symboles

$A_{CO}$	Section du conducteur.	[mm <sup>2</sup> ]
$A_{su}$	Section d'encoche.	[mm <sup>2</sup> ]
$A_b$	Section de la barre rotorique.	[mm <sup>2</sup> ]
$A_{er}$	Section d'anneau de court-circuit.	[mm <sup>2</sup> ]
$a$	Largeur d'anneau.	[mm]
$a_1$	Nombre de branches parallèles de l'enroulement statorique.	
$B_{ts}$	Induction magnétique dans les dents du stator.	[T]
$B_{tr}$	Induction magnétique dans les dents du rotor.	[T]
$B_{cr}$	Induction magnétique dans le dos du rotor.	[T]
$B_{cs}$	Induction magnétique dans le dos du stator.	[T]
$b_{ts}$	Largeur de la dent statorique.	[mm]
$b_{tr}$	Largeur de la dent rotorique.	[mm]
$b_{s1}$	Largeur de la dent minimale.	[mm]
$b_{s2}$	Largeur de la dent maximale.	[mm]
$b_{0s}$	Ouverture de l'encoche statorique.	[mm]
$b_{0r}$	Ouverture de l'encoche rotorique.	[mm]
$b$	Hauteur d'anneau.	[mm]
$C_0$	Coefficient d'Esson.	
$C_m$	Coefficient de correction des paramètres du circuit équivalent.	
$D_{is}$	Diamètre d'alésage « diamètre intérieur du stator ».	[mm]
$D_{out}$	Diamètre extérieur du stator.	[mm]
$D_{re}$	Diamètre externe du rotor	[mm]
$D_{shaft}$	Diamètre d'arbre.	[mm]
$d_{CO}$	Diamètre du conducteur.	[mm]

---

$d_1$	Diamètre maximal de la dent rotorique.	[mm]
$d_2$	Diamètre minimal de la dent rotorique.	[mm]
$F_{mg}$	F.m.m dans l'entrefer.	[At]
$F_{mts}$	F.m.m dans les dents du stator.	[At]
$F_{mtr}$	F.m.m dans les dents du rotor.	[At]
$F_{mcs}$	F.m.m dans le dos du stator.	[At]
$F_{mcr}$	F.m.m dans le dos du rotor.	[At]
$F_{lm}$	F.m.m du circuit magnétique.	[At]
$f_1$	Fréquence des courants statoriques.	[Hz]
$G_{ts}$	Poids des dents statoriques.	[kg]
$G_{tr}$	Poids des dents rotoriques.	[kg]
$G_{yl}$	Poids du dos du noyau rotorique.	[kg]
$g$	Epaisseur d'entrefer.	[mm]
$H_{ts}$	Champ magnétique dans les dents du stator.	[A/m]
$H_{tr}$	Champ magnétique dans les dents du rotor.	[A/m]
$H_{cs}$	Champ magnétique dans le dos du stator.	[A/m]
$H_{cr}$	Champ magnétique dans le dos du rotor.	[A/m]
$h_s$	Hauteur d'encoche statorique.	[mm]
$h_r$	Hauteur d'encoche rotorique.	[mm]
$h_{cs}$	Hauteur du dos statorique.	[mm]
$h_{cr}$	Hauteur du dos rotorique.	[mm]
$h_{os}$	Hauteur de l'ouverture de l'encoche du stator.	[mm]
$I_{1n}$	Courant nominal par phase du stator.	[A]
$I_\mu$	Courant magnétisant.	[A]

---

$I_b$	Courant dans la barre rotorique.	[A]
$I_{er}$	Courant dans l'anneau de court-circuit	[A]
$i_{LR}$	Rapport courant de démarrage / courant nominal.	
$I_{LR}$	Courant de démarrage.	[A]
$I_m$	Courant nominal par phase du rotor.	[A]
$J_b$	Densité de courant dans la barre du rotor.	[A/mm <sup>2</sup> ]
$J_{cos}$	Densité de courant dans l'enroulement statorique.	[A/mm <sup>2</sup> ]
$J_{er}$	Densité de courant dans l'anneau de court-circuit.	[A/mm <sup>2</sup> ]
$K_c$	Coefficient de Carter.	
$K_E$	Coefficient des chutes ohmiques dans l'enroulement du stator.	
$K_f$	Facteur de forme du champ magnétique dans l'entrefer.	
$K_{fill}$	Coefficient de remplissage.	
$K_{q1}$	Coefficient de distribution d'enroulement.	
$K_{st}$	Coefficient de saturation des dents.	
$K_{w1}$	Coefficient de bobinage d'enroulement du stator.	
$K_{y1}$	Coefficient de raccourcissement du pas d'enroulement.	
$L$	Longueur du paquet statorique.	[mm]
$l$	Longueur du chromosome.	
$l_c$	Longueur de l'enroulement du stator.	[mm]
$l_{end}$	Longueur d'extrémités de connexions de l'enroulement du stator.	[mm]
$m$	Nombre de phase du stator.	
$m$	Nombre des contraintes.	
$m_e$	Nombre des contraintes d'égalités	
$N_g$	Nombre de groupe de bobines.	

---

$N_r$	Nombre d'encoches au rotor.	
$N_s$	Nombre d'encoches au stator.	
$n_s$	Nombre de conducteurs par encoche statorique.	
$p_1$	Nombre de paires de pôles.	
$P_{10}$	Pertes spécifiques.	[W/kg]
$P_{Al}$	Pertes aluminium au rotor.	[W]
$P_{Co}$	Pertes cuivre au stator.	[W]
$P_c$	Probabilité de croisement.	
$P_m$	Probabilité de mutation.	
$q$	Nombre d'encoches par pôle & par phase statorique.	
$R_{s,r}$	Résistances électriques.	[ $\Omega$ ]
$S$	Glissement.	
$S_{bk}$	Glissement maximal	
$S_n$	Glissement nominal.	
$t_{bk}$	Rapport couple maximal / couple nominal.	
$T_{bk}$	Couple maximal.	[N.m]
$T_e$	Couple électromagnétique.	[N.m]
$t_{LR}$	Rapport couple de démarrage / couple nominal.	
$T_{LR}$	Couple de démarrage.	[N.m]
$V_{1ph}$	Tension par phase statorique.	[V]
$W_1$	Nombre de spires.	
$X_{s,r}$	Réactances.	[ $\Omega$ ]
$Y$	Pas d'enroulement statorique.	
$\lambda$	Facteur géométrique.	
$\lambda_{ds}$	Permance différentielle du stator.	

---

$\lambda_{dr}$	Permeance différentielle du rotor.	
$\lambda_{ec}$	Permeance de connexions des extrémités de la bobine statorique.	
$\lambda_{er}$	Permeance d'anneau de court-circuit.	
$\lambda_{ins}$	Conductivité thermique.	[W/m <sup>o</sup> K]
$\lambda_r$	Permeance d'encoche rotorique.	
$\lambda_s$	Permeance d'encoche statorique.	
$\alpha_{cond}$	Coefficient de conduction.	
$\alpha_i$	Facteur de recouvrement polaire virtuel.	
$\cos\varphi_n$	Facteur de puissance nominal.	
$\eta$	Rendement.	
$\Phi$	Flux utile par pôle.	[Wb]
$\tau$	Pas polaire statorique.	[mm]
$\tau_{s,r}$	Pas d'encoche statorique & rotorique, respectivement.	[mm]

## **Abréviations**

GA	Genetic algorithm
ACO	Ant colony optimisation
APSO	Accelerated particle swarm optimisation
CA	Courant alternatif
CC	Courant continu
CO	Conception optimale
CS	Cuckoo search
DEA	Differential evolution algorithm
EA	Evolutionary algorithm
ECM	Equivalent circuit method
EDA	Estimation of distribution algorithms
FA	Firefly algorithm
FEA	Finite element analysis
FEM	Finite element method
GFEM	Galerkin finite element method
IEEE	Institution of electrical & electronic engineers.
IM	Induction machine
MAS	Machine asynchrone /Moteur asynchrone
MCA	Moteur à courant alternatif
MCC	Moteur à courant continu
ME	Machine électrique / Moteur électrique
MOGA	Multi-objective genetic algorithm
MPSO	Multi-objective particle swarm optimisation
MWR	Weighted residuals method
NEMA	National electrical manufacturers association
NSGA	Non-dominated sorting genetic algorithm
PSO	Particle swarm optimisation
SQM	Sequential quadratic minimization method

## Liste des figures

<b>Fig. 1.1</b>	Demande global de l'électricité par secteur	1
<b>Fig. 1.2</b>	Moteur de Josef Henry 1831	3
<b>Fig. 1.3</b>	Moteurs de Charles G. PAGE (1835 à 1840)	4
<b>Fig. 1.4</b>	Moteur de GAIFFE (Environ 1840)	4
<b>Fig. 1.5</b>	Moteur à pistons électromagnétiques de Gustave FROMENT	5
<b>Fig. 1.6</b>	Moteur de DAVIDSON ou PATTERSON (1842)	5
<b>Fig. 1.7</b>	Moteur élémentaire de FROMANT (1845)	6
<b>Fig. 1.8</b>	Moteur composé de FROMANT (1848)	7
<b>Fig. 1.9</b>	Moteur de Tesla avec enroulement du stator distribué et rotor bobiné 0-25hp à 1800tr/mn 1889	8
<b>Fig. 1.10</b>	Types de MAS	9
<b>Fig. 1.11</b>	Moteur à induction biphasé de Tesla, 1888	10
<b>Fig. 1.12</b>	Diagramme de la conception générale d'une machine électrique basée sur l'optimisation	12
<b>Fig. 1.13</b>	Processus de conception optimale	14
<b>Fig. 1.14</b>	Front de Pareto des modèles utilisés pour la conception des machines électriques	17
<b>Fig. 1.15</b>	Environnement de l'optimisation	22
<b>Fig. 1.16</b>	Conception conventionnelle versus conception optimale	23
<b>Fig. 1.17</b>	Modèle d'optimisation direct	25
<b>Fig. 1.18</b>	Modèle d'optimisation inverse	26
<b>Fig. 1.19</b>	Moteur à induction à cage	27
<b>Fig. 1.20</b>	Type de noyaux magnétiques	28
<b>Fig. 1.21</b>	Différentes géométries d'encoques pour placer les enroulements	29
<b>Fig. 1.22</b>	Enroulement de la cage	30
<b>Fig. 1.23</b>	Mouvement des molécules en fonction de la température	35

---

<b>Fig. 2.1</b>	Paramètres géométriques du stator	41
<b>Fig. 2.2</b>	Bobine à une seule spire (barre)	44
<b>Fig. 2.3</b>	Type de Bobines	45
<b>Fig. 2.4</b>	Forme d'encoche recommandée	48
<b>Fig. 2.5</b>	Géométrie d'encoche rotorique	52
<b>Fig. 2.6</b>	Encoches typiques des rotors à cage	53
<b>Fig. 2.7</b>	Section de l'anneau d'extrémité	56
<b>Fig. 2.8</b>	Circuit équivalent en T d'une MAS	58
<b>Fig. 2.9</b>	Algorithme de calcul d'une MAS	66
<b>Fig. 2.10</b>	Caractéristiques du MAS calculé	68
<b>Fig. 2.11</b>	Organigramme de calcul de l'algorithme APSO	70
<b>Fig. 2.12</b>	Organigramme de calcul de l'algorithme de recherche coucou	72
<b>Fig. 2.13</b>	Caractéristiques de convergence des algorithmes APSO et CS	74
<b>Fig. 2.14</b>	Caractéristiques courant-vitesse	75
<b>Fig. 2.15</b>	Caractéristiques couple-vitesse	76
<b>Fig. 2.16</b>	Caractéristiques Rendement-vitesse	76
<b>Fig. 3.1</b>	Algorithmes d'optimisation populaire pour la conception des ME	82
<b>Fig. 3.2</b>	Organigramme de calcul de l'algorithme des lucioles (FA)	89
<b>Fig. 3.3</b>	Caractéristiques de convergence de FA pour le modèle direct et inverse	91
<b>Fig. 3.4</b>	Caractéristique Puissance-Vitesse après optimisation	93
<b>Fig. 3.5</b>	Caractéristique Couple-Vitesse après optimisation	93
<b>Fig. 3.6</b>	Caractéristique Courant-Vitesse après optimisation	94
<b>Fig. 3.7</b>	Caractéristique Rendement-Couple d'arbre après optimisation	95
<b>Fig. 3.8</b>	Caractéristique du facteur de puissance - couple d'arbre après optimisation	96
<b>Fig. 3.9</b>	Caractéristiques de convergence des algorithmes APSO, CS et FA	97

---

<b>Fig. 3.10</b>	Caractéristiques Couple-Vitesse des techniques APSO, CS et FA	99
<b>Fig. 3.11</b>	Caractéristiques Couple-Vitesse des techniques APSO, CS et FA	99
<b>Fig. 3.12</b>	Maillage par éléments finis utilisant des triangles	102
<b>Fig. 3.13</b>	Problèmes d'application des équations de Maxwell	103
<b>Fig. 3.14</b>	Tension appliquée à la région des éléments finis	105
<b>Fig. 3.15</b>	Vue du maillage pour la conception préliminaire	107
<b>Fig. 3.16</b>	Représentation de ligne de la densité de flux magnétique	107
<b>Fig. 3.17</b>	Distribution de densité de flux magnétique	108
<b>Fig. 3.18</b>	Représentation de ligne de la densité de flux magnétique	108
<b>Fig. 3.19</b>	Distribution de densité de flux magnétique	109
<b>Fig. 3.20</b>	Représentation de ligne de la densité de flux magnétique	109
<b>Fig. 3.21</b>	Distribution de densité de flux magnétique	110
<b>Fig. 3.22</b>	Caractéristiques couple-temps	111
<b>Fig. 3.23</b>	Caractéristiques des pertes solides-temps	112
<b>Fig. 3.24</b>	Caractéristiques courant-temps de la phase A	112
<b>Fig. 3.25</b>	Caractéristiques flux-temps de la phase A	113

## Liste des tableaux

<b>Tab. 2.1</b>	Données de la MAS.	65
<b>Tab. 2.2</b>	Dimensions de la machine obtenues par le calcul analytique.	67
<b>Tab. 2.3</b>	Contraintes structurelles.	73
<b>Tab. 2.4</b>	Comparaison des résultats obtenus par différentes méthodes pour un MAS.	75
<b>Tab. 3.1</b>	Actions à entreprendre pour réduire les pertes dans une MAS.	84
<b>Tab. 3.2</b>	Comparaison entre la conception optimisée pour les formulations directe et inverse.	92
<b>Tab. 3.3</b>	Contraintes après Optimisation.	95
<b>Tab. 3.4</b>	Paramètres du moteur à induction après optimisation.	96
<b>Tab. 3.5</b>	Comparaison des résultats obtenus par les méthodes APSO, CS et FA pour un MAS 37kW.	98

## *Sommaire*

Introduction générale

<b>1 - REVUE DE LITTÉRATURE SUR LA CONCEPTION OPTIMALE DES MACHINES ELECTRIQUES</b>	
1.1 - INTRODUCTION	1
1.2 - POINT SUR L'ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE	2
1.2.1 - Genèse des machines électriques	2
1.2.2 - Genèse des machines asynchrones	8
1.3 - APERÇU SUR LA CONCEPTION ET L'OPTIMISATION DES MACHINES ELECTRIQUES	11
1.3.1 - Etat de l'art en conception optimale	11
1.3.2 - Procédé général pour concevoir une machine électrique	13
1.4 - MODELES MATHEMATIQUES D'OPTIMISATION DES MACHINES ELECTRIQUES	15
1.4.1 - Modèle analytique	16
1.4.2 - Modèle numérique	17
1.5 - TRAVAUX ANTÉRIEURS SUR LES OPTIMISATIONS DE LA CONCEPTION DES MACHINES ELECTRIQUES	18
1.6 - DIMENSIONNEMENT ET CONCEPTION D'UNE MACHINE ELECTRIQUE	20
1.7 - CONCEPTION CONVENTIONNELLE VERSUS CONCEPTION OPTIMALE DES MACHINES ELECTRIQUES	22
1.8 - METHODOLOGIE DE CONCEPTION DES MACHINES ELECTRIQUES	24
1.8.1 - Optimisation direct	24
1.8.2 - Optimisation inverse	25
1.9 - CONCEPTION DES MACHINES A INDUCTIONS	26
1.9.1 - Noyaux magnétiques	28
1.9.2 - Types d'encoches	28
1.9.3 - Types d'enroulement	29
1.10 - RESOLUTION DU PROBLEME DE CONCEPTION DE LA MACHINE A INDUCTION	30
1.10.1 - Formulation du problème	30
1.10.2 - Sélection des variables de conception	31
1.10.3 - Définition de la fonction objective	32
1.10.4 - Définition des contraintes	32
1.11 - METHODES DE RESOLUTION	33
1.11.1 - Méthodes déterministes	33
1.11.2 - Méthodes stochastiques	34
1.12 - CONCLUSION	37
<b>2 - METHAHEURISTIQUES POUR L'OPTIMISATION DE LA CONCEPTION D'UNE MAS DE 37 KW</b>	
2.1 - INTRODUCTION	38
2.2 - METHODOLOGIE	39
2.3 - METHODE CONVENTIONNELLE & VALIDATION DU MODELE	40

---

2.4 - DETERMINATION DES DIMENSIONS PRINCIPALES	41
2.4.1 - Diamètre d'alésage « diamètre interne du stator »	41
2.4.2 - Pas polaire	42
2.4.3 - Longueur de la machine	42
2.4.3 - Rapport dimensionnel	42
2.4.5 - Pas d'encoche	42
2.4.6 - Diamètre externe du stator	43
2.4.7 - Epaisseur d'entrefer	43
2.5 - DIMENSIONNEMENT DE L'ENROULEMENT STATORIQUE	43
2.5.1 - Nombre d'encoches du stator	45
2.5.2 - Coefficients de distribution et de raccourcissement	46
2.5.3 - Coefficient de bobinage	46
2.5.4 - Nombre de spires par phase	46
2.5.5 - Nombre de conducteurs par encoche	47
2.5.6 - Section du conducteur magnétique	47
2.6 - DIMENSIONNEMENT DE L'ENCOCHE STATORIQUE	48
2.6.1 - Section utile de l'encoche	48
2.6.2 - Largeur de la dent statorique	49
2.6.3 - Largeur de l'encoche statorique coté entrefer	49
2.6.4 - Largeur de la dent statorique coté dos	49
2.6.5 - Section utile de l'encoche	50
2.6.6 - Hauteur de l'encoche	50
2.6.7 - F.m.m d'entrefer	50
2.6.8 - F.m.m dans la dent du stator	51
2.6.9 - F.m.m dans la dent du rotor	51
2.6.10 - Hauteur du dos statorique	51
2.7 - DIMENSIONNEMENT DE L'ENCOCHE ROTORIQUE	52
2.7.1 - Courant dans la barre rotorique	53
2.7.2 - Section d'encoche rotorique	53
2.7.3 - Section d'anneau de court-circuit	53
2.7.4 - Pas d'encoche du rotor	54
2.7.5 - Largeur de la dent	54
2.7.6 - Diamètre d'encoche du rotor maximal « coté entrefer »	54
2.7.7 - Hauteur d'encoche rotorique	54
2.7.8 - Hauteur du dos du noyau rotorique	55
2.7.9 - Diamètres maximum de l'arbre	55
2.7.10 - Dimension de l'anneau de court-circuit	55
2.8 - COURANT MAGNETISANT	56
2.8.1 - F.m.m totale	56
2.8.2 - F.m.m dans le dos du stator	57
2.8.3 - F.m.m dans le dos du rotor	57
2.8.4 - Facteur de saturation total	57
2.9 - CALCUL DES PARAMETRES DE LA MAS	58
2.9.1 - Calcul des résistances	58
2.9.2 - Calcul des réactances	59
2.10 - CALCUL DES PERTES & RENDEMENT	61
2.11 - CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT	63
2.11.1 - Couple électromagnétique	63
2.11.2 - Couple maximal	63
2.11.3 - Courant de démarrage	63
2.11.4 - Couple de démarrage	63

---

---

---

2.12 - CALCUL THERMIQUE	64
2.13 - APPLICATION A UN MAS À CAGE 5.5 [kW]	65
2.13.1 - Données de la MAS	65
2.13.2 - Résultats obtenus par les formules analytiques de dimensionnement	67
2.14 - RESOLUTION DU PROBLEME D'OPTIMISATION DE LA MAS PAR APSO & CS	68
2.14.1 - Optimisation de la conception de la MAS par la méthode APSO	69
2.14.2 - Optimisation de la conception de la MAS par la méthode CS	71
2.15 - RESULTATS DE SIMULATION	73
2.16 - CONCLUSION	76

### **3 - OPTIMISATION INVERSE DE LA MAS PAR L'ALGORITHME DES LUCIOLES**

3.1 - INTRODUCTION	78
3.2 - OPTIMISATION INVERSE DES MACINES ELECTRIQUES	79
3.3 - FORMULATION DU PROBLEME INVERSE	80
3.4 - ALGORITHMES DE RESOLUTION D'UN PROBLEME INVERSE	80
3.5 - RESOLUTION DU PROBLEME INVERSE DE LA MAS	82
3.5.1 - Pertes de la MAS	82
3.5.2 - Actions de réduction des pertes dans la MAS	84
3.6 - MISE EN EQUATION DU PROBLEME INVERSE DE LA MAS	85
3.7 - LESLUCIOLES ET L'ALGORITHME FIREFLY	86
3.7.1 - Les lucioles naturelles	87
3.7.2 - Algorithme des lucioles (Firefly Algorithm)	87
3.7.3 - Pourquoi l'algorithme des luciole FA est efficace	90
3.8 - RESULTATS DE SIMULATION	91
3.9 - COMPARAISON DES TECHNIQUES FA, APSO ET CS POUR L'OPTIMISATION DU RENDEMENT DU MAS	97
3.10 - MODELISATION DU MAS PAR LA METHODE DES EEMENTS FINIS	100
3.10.1 - Principe de la méthode des éléments finis	101
3.10.2 - Equations de Maxwell	102
3.10.3 - Modèle d'analyse par éléments finis de Galerkin (GFEM)	104
3.10.4 - Résultats de simulation	107
3.11 - CONCLUSION	113
Conclusion Générale	115
Bibliographie	117

---

## *Introduction générale*

Le niveau de la prospérité d'une communauté est lié à ses possibilités aux produits, marchandises et services. Mais, la production des marchandises et des services est, fortement, liée à l'utilisation d'énergie d'une manière intelligente.

L'énergie électrique, mesurée en [kWh], représente plus de 30 % de l'utilisation totale de l'énergie et elle est surélevée. Une partie de l'énergie électrique est employée, directement, pour produire la chaleur ou la lumière (dans l'électrolyte, fours métallurgiques de voûte, chauffage dans l'espace industriel, éclairage... etc.). L'utilisation intelligente de l'énergie signifie une productivité plus élevée avec une énergie active, des coûts modérés et des pertes minimales [1].

Les moteurs électriques (ME) consomment plus de la moitié de l'énergie produite par les centrales électriques. Ceci représente, presque, les trois quarts de la consommation industrielle et presque la moitié de la consommation des secteurs commerciaux dans les pays industrialisés. Les moteurs représentent, donc, les charges électriques les plus importantes et constituent, ainsi, les principales cibles permettant de réaliser des économies d'énergie conséquentes [2].

Le moteur électrique constitue l'élément structurel fondamental d'un système d'entraînement. Les entraînements à moteur à courant alternatif (MCA) sont, aujourd'hui, d'utilisation courante. Ils peuvent, désormais, fournir des performances dynamiques aussi bonnes que celles des entraînements classiques à moteur à courant continu (MCC), tout en étant plus robustes et de moindre entretien. Parmi les machines à courant alternatif (MCA), le moteur asynchrone (MAS) à cage se distingue par sa simplicité et sa robustesse. Ce moteur est, aujourd'hui, utilisé dans toutes les gammes de puissance tant pour les entraînements de hautes performances que pour les applications industrielles et domestiques courantes.

Ce travail est basé sur la construction optimisée des machines à induction (IM) et plus particulièrement les machines asynchrones à cage. Ces machines ont été, intensivement, étudiées et décrites dans la littérature pendant plusieurs décennies. Ils sont employés en grande quantité dans des applications différentes et ont un impact significatif sur la consommation de l'électricité. Par conséquent, leur conception prend une grande importance.

Compte tenu du contexte et du besoin continu d'amélioration des machines électriques (ME), notre recherche porte sur les stratégies de conception des machines à induction basée sur l'optimisation, on s'intéresse principalement à la conception optimale (CO) qui est basée sur la combinaison d'un modèle d'approximation et une méthode d'optimisation globale, appliquée aux machines à induction.

Cette thèse de doctorat est pour but de traiter le problème de conception optimale des machines à induction afin de minimiser les pertes électriques et les pertes fer de ce dernier, en utilisant les méthodes d'optimisation stochastiques.

- Une étude comparative entre deux méthodes globales associées à une méthode de calcul analytique de la MAS est réalisée à savoir : l'algorithme de recherche coucou CS (Cuckoo Search) et l'algorithme des essaims de particules accéléré APSO (Accelerated Particle Swarm Optimisation).
- Proposition d'un modèle de conception de la machine à induction, en utilisant la théorie des problèmes inverses associés à un algorithme d'optimisation globale : l'algorithme des lucioles FA (Firefly Algorithm).
- Étude de l'impact des formulations directe et inverse sur les performances de la machine à induction.

Cette thèse est organisée en trois chapitres qui sont structurés selon la manière suivante :

Il s'agira dans un premier temps de faire le point sur la conception des ME en général et les innovations obtenues dans ce domaine. Cette première étape sera essentiellement bibliographique et mettra en évidence les dernières études d'optimisation des ME. Ainsi que nos problématiques et motivations dans le domaine de CO des ME et plus particulièrement les machines asynchrones MAS. Un état d'art de la méthodologie de CO des ME aura été

mis en évidence. Chacune des méthodologies pourra associer des modèles analytiques ou numériques avec des méthodes d'optimisation locales ou globales, déterministes. Il est consacré aussi à la formalisation du problème d'optimisation du dimensionnement et de conception de la ME. Les formulations les plus adaptées pour l'optimisation des ME sont mises en évidence à savoir la formulation directe et la formulation inverse. Le premier chapitre fournit aussi au lecteur une vue d'ensemble des techniques d'optimisation utilisées pour résoudre ce type de problèmes qui seront passées en revue. Celles que nous avons retenues seront définies en détail dans les chapitres suivants.

Dans le deuxième chapitre, la méthodologie de dimensionnement et de conception abordée sera exploitée dans le cas d'une machine à induction de 37 [kW] combinée avec deux méthodes d'optimisation stochastiques. Un modèle semi-analytique est utilisé dans l'étude comparative des deux techniques d'optimisation.

Dans le troisième chapitre, le problème d'optimisation de la machine à induction est traité comme un problème d'optimisation inverse en utilisant la technique des lucioles FA (Firefly Algorithm). Au début, on expose quelques définitions sur son architecture et l'algorithme d'apprentissage. Des résultats d'optimisation seront ensuite présentés et discutés.

Finalement, une conclusion générale sur les résultats des chapitres précédents sera présentée et des perspectives seront abordées.

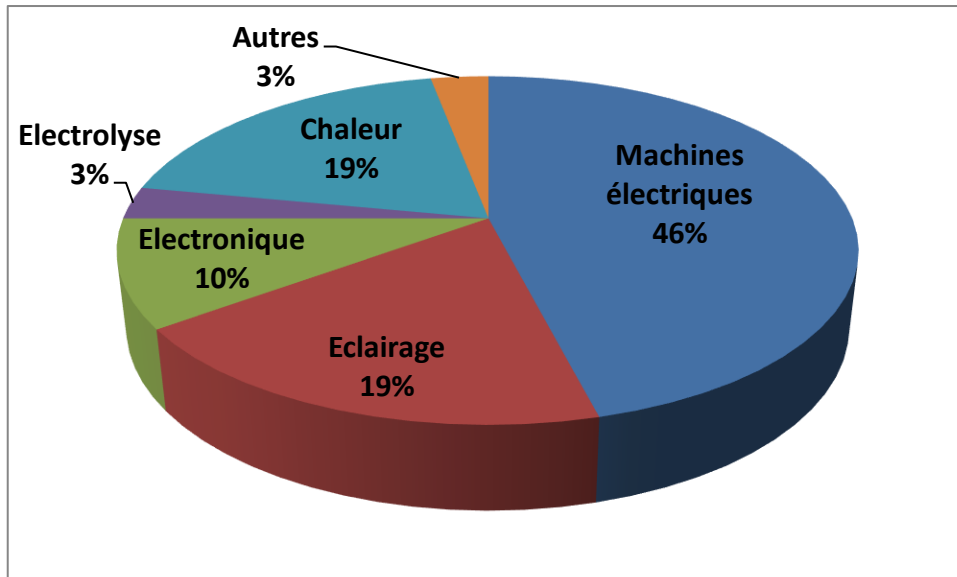
# Chapitre 1

*Revue de littérature sur la conception  
optimale des machines électriques*

## 1.1- INTRODUCTION

Les machines électriques (ME), en tant que sources principales de nombreux appareils, équipements industriels et systèmes ont été largement utilisées dans l'industrie et l'agriculture, dans les appareils électroménagers et produits électroniques consomment environ 46 [%] de l'électricité totale produite dans le monde. C'est la plus grande partie de la consommation d'électricité à ce jour, comme le montre la figure 1.1 [3].

Depuis son invention en 1820, la méthodologie de conception de la machine électrique est passée par différentes étapes afin de développer une méthode adaptée pour rechercher des paramètres de conception idéaux. Jusqu'au 1979, la conception des ME était mise en œuvre selon une méthode de conception ancienne et traditionnelle, dominée par la règle empirique et les courbes empiriques historiques [4]. Les développements récents en électronique de puissance, la génération de nouveaux matériaux magnétiques, les applications de ME et les processus de fabrication ont stimulé la nécessité de trouver une méthodologie de conception plus efficace pour transmettre ces améliorations.



**Fig.1.1** - demande globale de l'électricité par secteur [3].

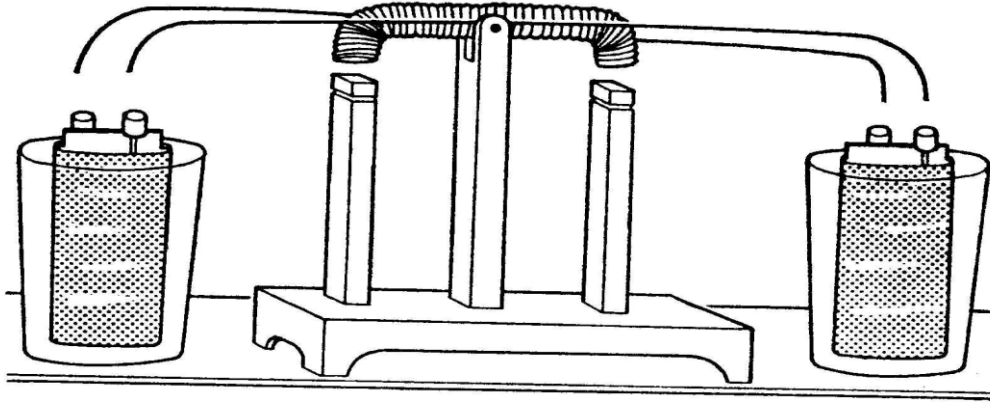
## 1.2 - POINTS SUR L'ÉTUDE BIBLIOGRAPHIQUE

La conception en génie électrique est une application de la science, de la technologie et de l'invention permettant de produire des machines permettant d'exécuter des tâches spécifiques avec une rentabilité et une efficacité optimales. Les recherches qui s'opèrent actuellement témoignent d'une évolution continue. Dans le domaine de conception des ME, les progrès ont été considérables du fait des nouveaux matériaux, de l'utilisation croissante de l'électronique de puissance, à cause de l'augmentation de la puissance de calcul des ordinateurs [5].

### 1.2.1 - Genèse des machines électriques

Selon Multon [6], l'histoire des machines électromagnétiques a en fait commencé par une démonstration, à Copenhague, à la fin de 1819 par la mise en évidence de l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée. Cependant, les très nombreuses expériences réalisées un peu partout en Europe et en Amérique au XVIIIe siècle ont constitué les germes de la révolution de l'électricité du XIXe siècle. Ainsi dès septembre 1820, le français André-Marie Ampère énonce la « règle du bonhomme d'Ampère », en novembre 1820, Dominique François Arago annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde, c'est aussi à cette époque qu'en Angleterre, Humphrey Davy fait la même découverte : le principe de l'électro-aimant était établi.

Désormais, en raison de cette évolution rapide, il sera de plus en plus difficile d'attribuer à tel ou tel, toute découverte ou invention nouvelle. En 1821, l'anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, en 1822, Peter Barlow lui adjoint une roue dentée. Cette machine est connue sous le nom de « roue de Barlow » en France (les Anglo-Saxons la nomment « moteur de FARADAY »). Ce premier moteur était inapte à toute application industrielle et n'a jamais tourné que sur les tables de démonstration des laboratoires et des salles de cours. En 1831, FARADAY énonce les principes de l'induction électromagnétique ; pendant cette période, le russe Friedrich Emil LENZ et l'américain Joseph HENRY ont, de leur côté, effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.



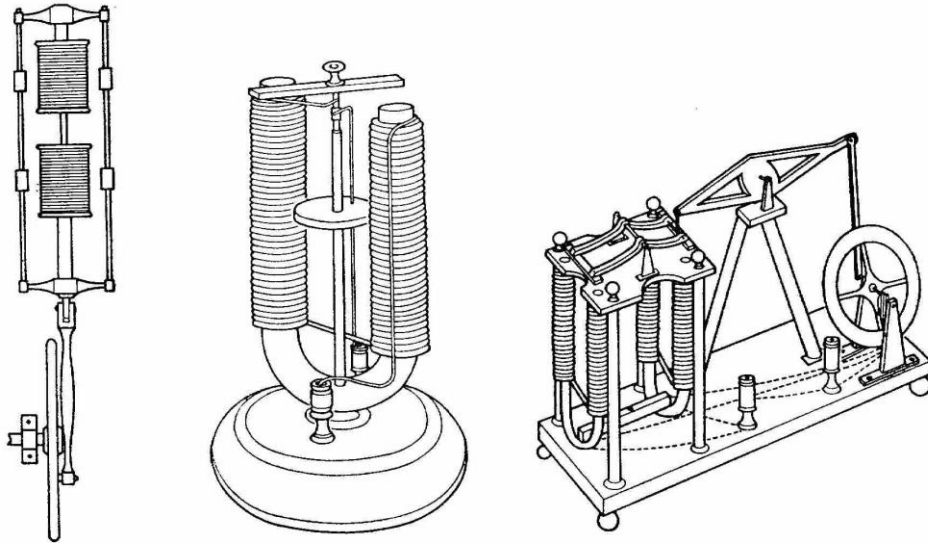
**Fig.1.2** - moteur de Josef Henry 1831

En 1831, Henry a conçu un électro-aimant alimenté par une pile qui pouvait soulever 50 fois son propre poids. Il construisit aussi un « actionneur » de laboratoire qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable.

En 1832, Ampère fait réaliser, par le constructeur français Hippolyte Pixil, la première génératrice à courant continu : il s'agit en fait d'une machine comprenant un aimant tournant entraîné par une manivelle et deux bobines fixes dans lesquelles sont induites des tensions alternatives, celles-ci devant être redressées pour délivrer un courant continu. Un redresseur mécanique est inventé pour l'occasion. De son côté, en 1836, l'anglais Hyde Clarke conçoit une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixil/Ampère ; ceci permet d'avoir un commutateur redresseur entraîné directement par l'arbre. L'allemand Werner Siemens construit peu avant 1856 une magnéto (ce terme est employé lorsque le champ inducteur est généré par un aimant permanent) dans laquelle le rotor est un cylindre en fer doux comportant un bobinage en forme de navette en 1856, l'inducteur devient un électro-aimant. En 1865, l'italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré. En 1869, James-Clark Maxwell, élève et continuateur de Faraday, publie sa théorie unifiée des phénomènes électromagnétiques.

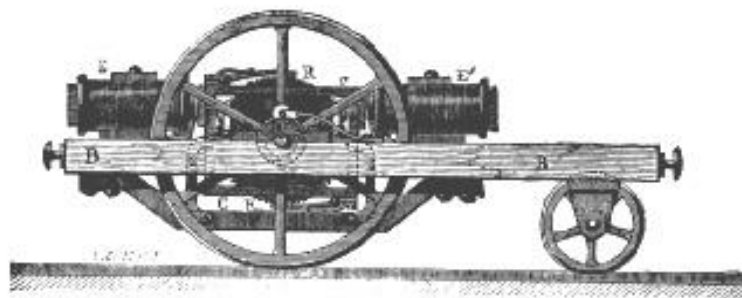
De nombreuses machines que nous dirions aujourd'hui à réluctance variable furent proposées. Parmi les inventeurs, citons le savant physicien russe de Jacobi qui dans un rapport qu'il présenta à l'académie des sciences de Saint-Petersbourg en 1834, proposa d'appliquer l'électromagnétisme aux machines et décrit une structure tournante à

réductance variable. Citons aussi le professeur et le physicien américain Charles Grafton Page qui réalisa plusieurs dispositions originales à fer tournant entre 1835 et 1840. La figure 1.3 montre trois moteurs de Page.



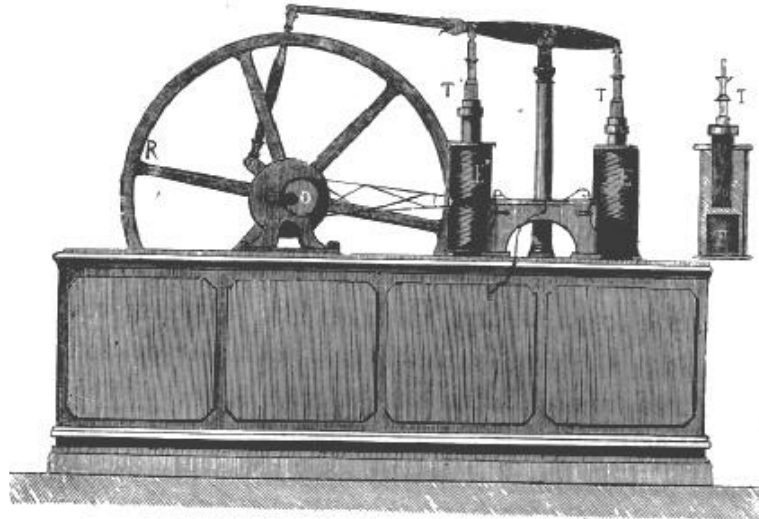
**Fig.1.3** - moteurs de Charles G. PAGE (1835 à 1840)

En France, vers 1840 l'ingénieur Gaiffe construit un moteur de démonstration, lui aussi autopiloté mécaniquement (figure 1.4). Il comportait, des électro-aimants attirant des noyaux plongeurs et reproduisant ainsi le fonctionnement des moteurs à vapeur à pistons, le mouvement linéaire étant transformé en rotation par un système mécanique.



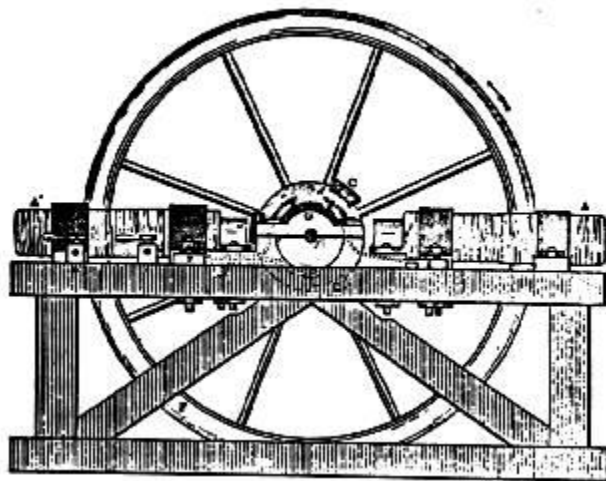
**Fig.1.4** - moteur de GAIFFE (environ 1840)

D'autres moteurs similaires furent conçus en 1837 par l'américain Davenport et par l'Écossais Robert Davidson en 1839 pour l'entraînement d'un tour. À cette époque, le français Gustave Froment, ancien élève de l'École Polytechnique, réalise un moteur de grandes dimensions constitué de deux électro-aimants. Ce moteur reprenait la disposition des machines à vapeur, la figure en montre la structure.



**Fig.1.5** - moteur à pistons électromagnétiques de Gustave FROMENT

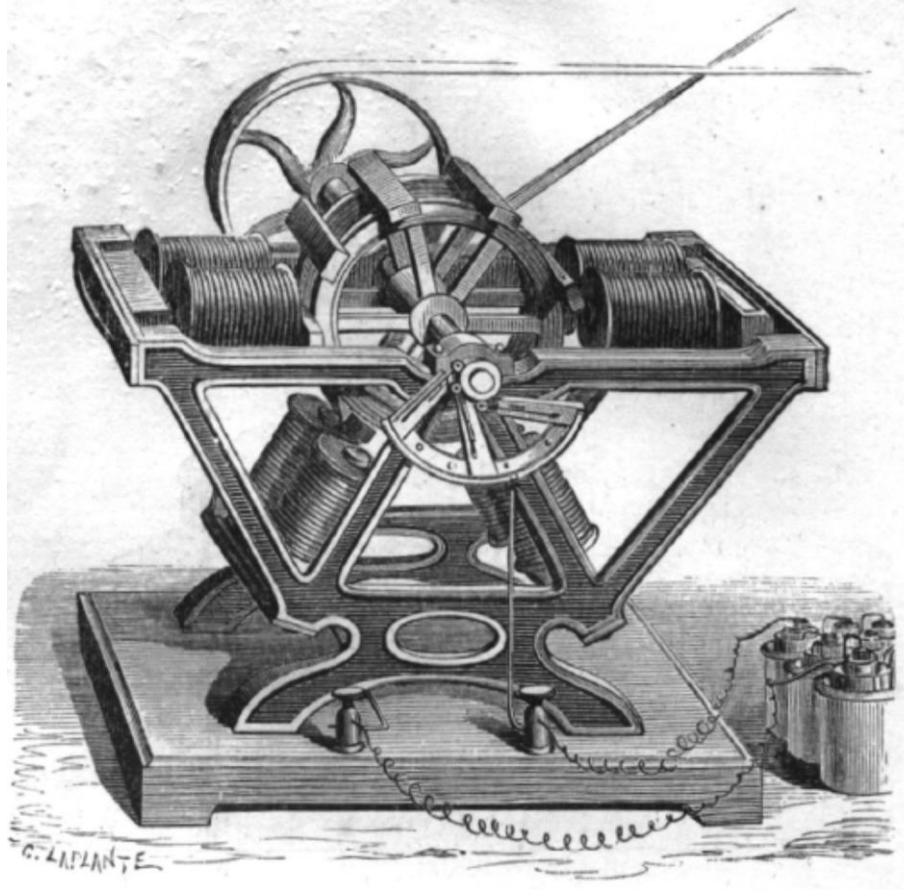
En 1842 Davidson, utilise un des premiers moteurs tournants, figure 1.6 à réluctance variable pour entraîner à 4 miles/heure (soit environ 6 km/h) un véhicule ferroviaire de six tonnes entre Edinburgh et Glasgow ; il s'agit sans doute de la première locomotive électrique. Davidson a équipé une locomotive d'un moteur Patterson conçu à Paris en 1840. Le stator de ce moteur est constitué de deux électro-aimants en forme d'U qui attirent à tour de rôle, 3 barres situées sur le rotor. Un commutateur mécanique entraîné par l'axe réalise la connexion successive des bobines aux batteries.



**Fig.1.6** - moteur de DAVIDSON ou PATTERSON (1842)

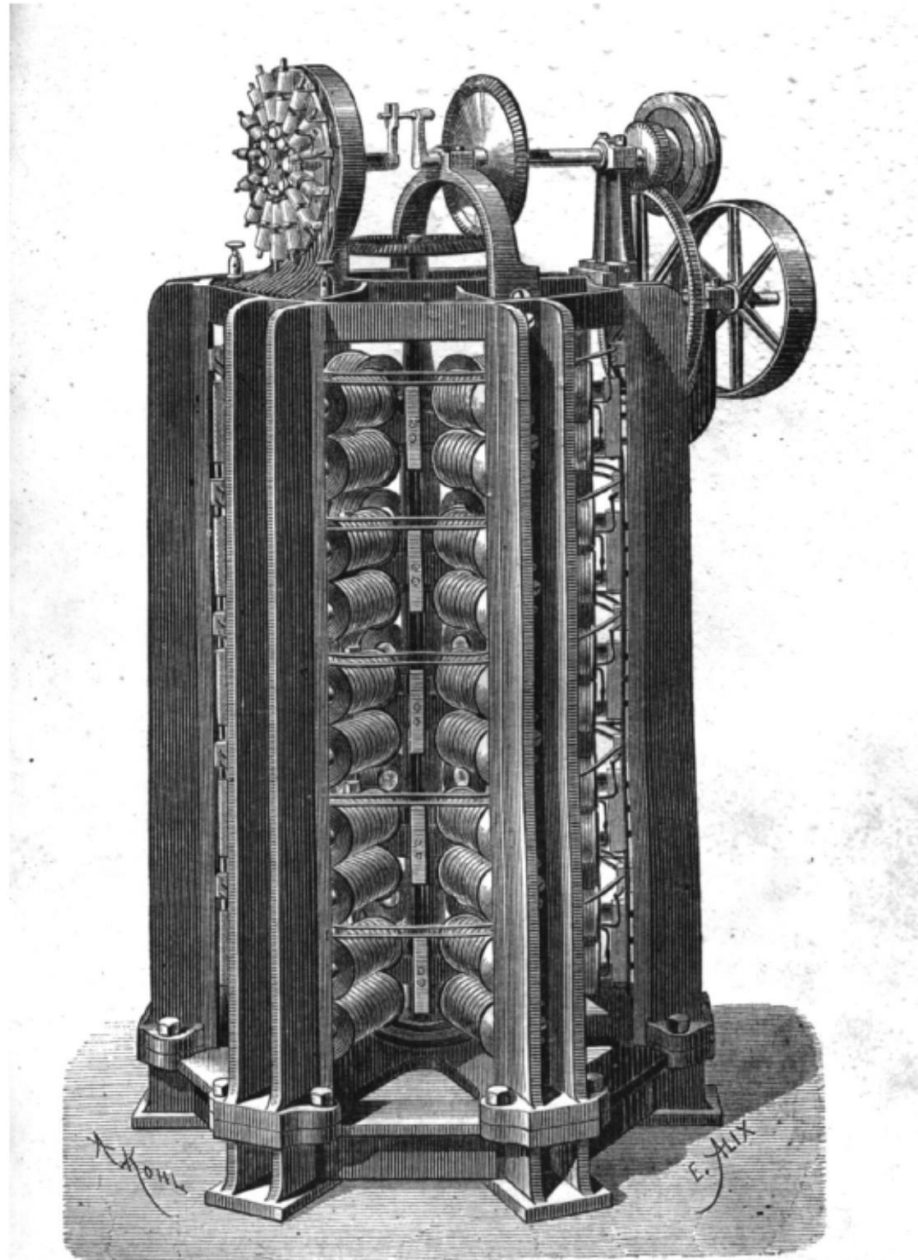
En 1845, Gustave Froment réalise un moteur tournant performant, ancêtre des moteurs à réluctance variable à double saillance. Ce moteur servait à entraîner des machines à tracer des divisions sur des règles, cadrans, etc. La figure 1.7 montre un moteur à 4 phases : on

observera la disposition des bobines d'une même phase qui permet de minimiser la longueur des trajets du flux dans les circuits de retour, ce moteur fut utilisé entre autres applications pour remonter des poids d'horloge et pour entraîner une meule à chanvre.



**Fig.1.7** - moteur élémentaire de FROMENT (1845)

Un autre dispositif plus puissant constitué d'un empilage de 5 structures élémentaires (figure 1.8) comprenant chacune 4 électro-aimants à deux pôles bobinés ; on remarquera, en haut, le commutateur mécanique permettant l'autopilotage. Le couple de ce moteur atteignait 500 N·m environ. Les moteurs de FROMENT furent probablement les premiers à être utilisés pour des applications industrielles. Toutes ces machines à réluctance variable n'ont, semble-t-il, été utilisées que pour des fonctionnements en moteur. Leur apparence « passive » n'a pas laissé immédiatement entrevoir leur réversibilité.



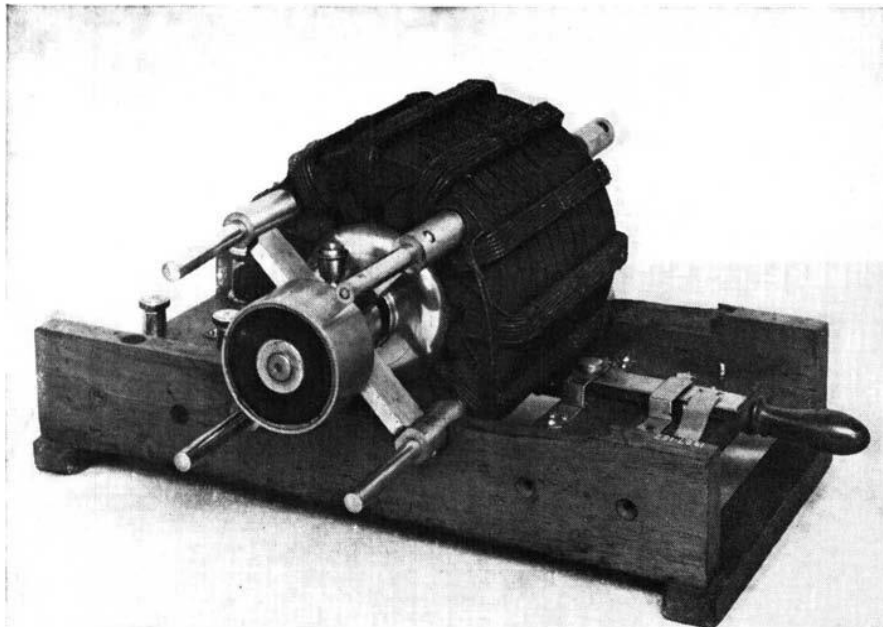
**Fig.1.8** - moteur composé de FROMENT (1848)

D'autres types de machines furent fabriqués pour constituer des générateurs. À partir de 1860, la compagnie « l'Alliance » fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes qui comprenaient, au stator, un grand nombre d'aimants inducteurs en fer à cheval (jusqu'à 80 sur un même bâti) et, au rotor, le même nombre d'électro-aimants induits ; il y avait un nombre double de coquilles redresseuses. Ces engins étaient complexes, bruyants, peu fiables et générateurs d'étincelles. Ce sont, entre autres, ces raisons qui ont poussé GRAMME, employé de la société, à réaliser une meilleure génératrice à courant continu.

## 1.2.2 - Genèse des machines asynchrones

Au début des années 1880, de nombreux moteurs à courants alternatifs avaient été mis au point en partant du principe de réversibilité des générateurs précédemment inventés ; l'obstacle majeur résidait dans la difficulté de leur démarrage ou dans la fragilité de leur commutateur mécanique qui s'usait très rapidement à cause des coupures inductives.

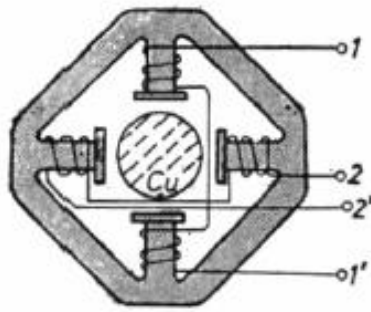
Ce fut en 1878, alors qu'il était étudiant à l'école polytechnique de Graz en Autriche, que le Yougoslave Nikola suggéra, pour la première fois, à ses enseignants que l'on pouvait fabriquer un moteur sans aucun commutateur, ceci pendant qu'il observait une dynamo de GRAMME étincelante ! En 1883, alors employé par Continental Edison (à Paris) et séjournant à Strasbourg, il construisit le « premier » prototype grossier de machine asynchrone. Parallèlement, entre 1879 et 1883 en Italie, Galileo FERRARIS réalisait des expériences sur le sujet et établissait la théorie du champ tournant. Il publia la théorie du moteur asynchrone en 1888 et montra, en particulier, que le couple était proportionnel au glissement. Pendant ce temps, TESLA partait aux USA pour tirer un meilleur parti de son invention. Là-bas, il rencontra Thomas EDISON qui, quant à lui, était un partisan convaincu du courant continu. Aussi, ce dernier embaucha TESLA pour améliorer la commutation des machines à courant continu.



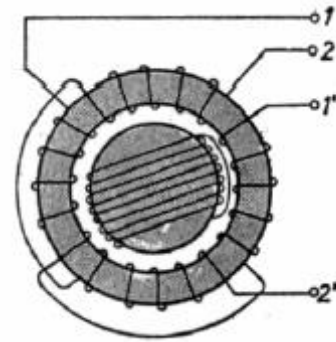
**Fig.1.9** - moteur de Tesla avec enroulement de stator distribué et rotor bobiné 0-25 hp

à 1800 tr/min 1889 [7]

Faraday a découvert la loi de l'induction électromagnétique durant l'année 1831 et Maxwell a formulé les lois de l'électricité (ou les équations de Maxwell) autour de l'année 1860. La connaissance était mûre pour l'invention de la MAS qu'elle a 2 inventeurs Galileo FERRARIS (1885) et Nicola Tesla (1886) [1]. Leurs MAS sont montrées sur la figure 1.10 a et 1,10 b.



a - MAS de Ferraris (1885).



b - MAS de Tesla (1886).

**Fig.1.10** - types de MAS [1].

Les 2 moteurs sont constitués de 2 enroulements biphasés concentrés 1-1' et 2-2' placés sur le noyau ferromagnétique du stator. Ils ont été alimentés à partir d'une source d'énergie biphasée de CA.

Dans le patent de Ferrari, le rotor a été fait d'un cylindre de cuivre, alors que dans le modèle de Tesla le rotor a été fait d'un cylindre ferromagnétique équipé d'un enroulement court-circuité. Bien que les MAS contemporains aient des topologies plus élaborées (Figure. 1.19) et leurs performances sont meilleures, le principe est resté le même. Un enroulement statorique polyphasé alimenté par un CA produit un champ déplaçant qui à son tour induit les tensions qui produisent des courants dans les enroulements du rotor court-circuité (ou fermé).

L'interaction entre le champ du stator induit et les courants induits du rotor produit le couple et actionne ainsi le MAS.

Le rotor à double cage. Ainsi, autour de l'année 1900, le MAS était prêt pour l'usage industriel large [1].

En 1888, TESLA déposa quantité de brevets pour tout son système polyphasé (générateurs, transformateurs, moteurs synchrones et asynchrones...), en particulier pour un moteur asynchrone à induit en anneau. Ces brevets furent aussitôt achetés par la société Westinghouse. La même année, la société Westinghouse acheta aussi à FERRARIS sa découverte pour breveter des dispositifs la mettant à profit. À la fin du XIXe siècle, de nombreuses « usines » de production d'électricité en courant continu étaient déjà implantées, en particulier aux USA. Ce fut alors le début de la célèbre lutte entre EDISON et TESLA au sujet du choix courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique. L'issue de cette polémique est bien connue aujourd'hui ! Le premier moteur asynchrone triphasé fut réalisé par l'allemand Michael DOLIVO-DOBROWOLSKI en 1889 et, en 1893, il concevait, en même temps que le français BOUCHEROT, le moteur à double cage.



**Fig.1.11** - moteur à induction biphasé de Tesla, 1888 [8].

## **1.3 - APERÇU SUR LA CONCEPTION ET L'OPTIMISATION DES MACHINES ÉLECTRIQUES**

### **1.3.1 - État de l'art en conception optimale**

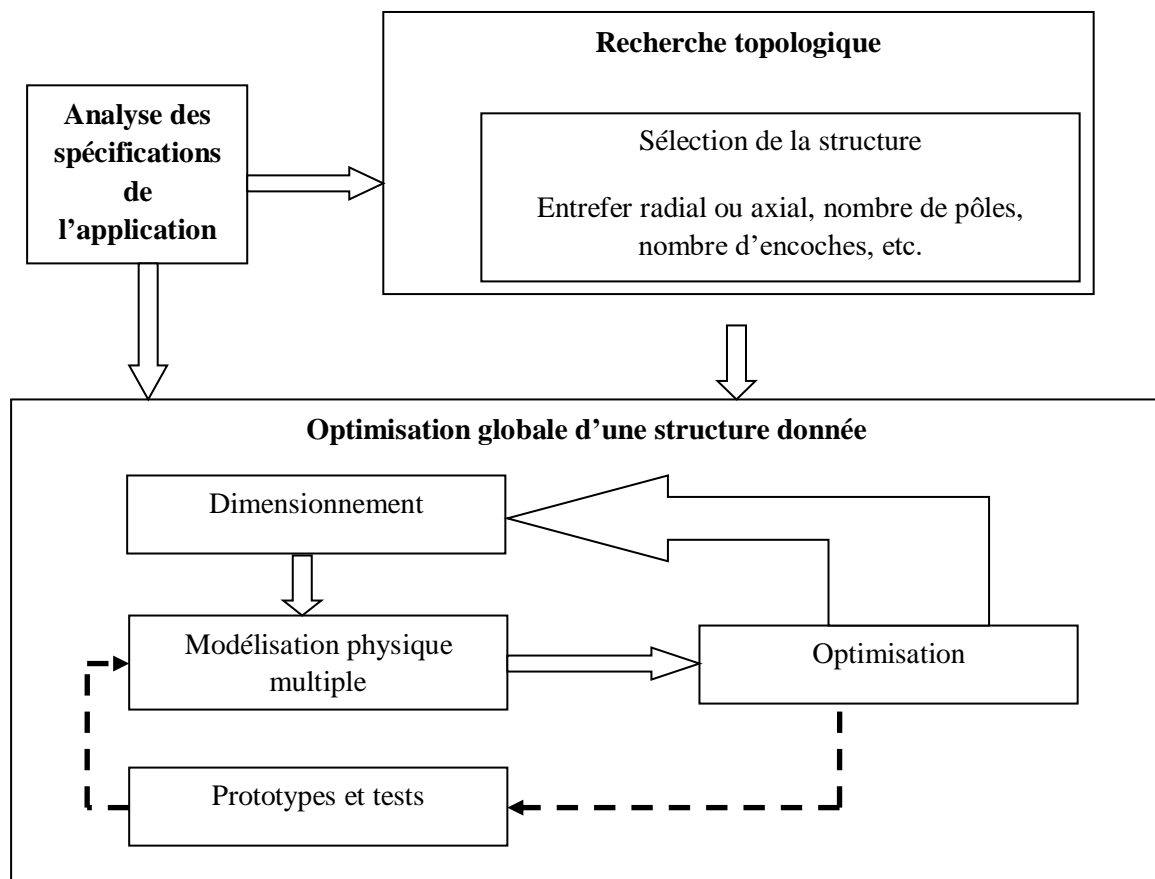
La conception des machines électriques est en pleine évolution. Les progrès ont été considérables et se traduisent par une qualité et une quantité de services rendus importantes dans un encombrement réduit. Les outils de modélisation et les méthodologies d'optimisation du processus de conception sont liés au développement de l'informatique. Les moyens et les outils évoluent, les méthodologies de conception évoluent simultanément. De plus, la complexité des modèles mis en œuvre impacte sur le choix et les possibilités des stratégies de conception à utiliser. L'instrumentation scientifique de la démarche de conception est une activité de recherche importante. Son objectif principal est de permettre l'exploration systématique de l'espace des solutions envisageables par l'emploi d'outils et de méthodologies adaptés [5].

L'objectif du processus de conception est de développer et de formuler la compréhension de la fonctionnalité d'un appareil électrique. Il est plus important d'établir une bonne compréhension du processus de conversion énergétique lié à certaines géométries que de trouver un modèle mathématique qui décrit de manière incorrecte le convertisseur d'énergie. Il y a un compromis entre l'exhaustivité et le temps passé à créer le modèle et la modélisation elle-même. L'objectif est que le modèle soit suffisamment précis et rapide. Si quelque chose pouvait aller de travers avec la conception informatisée.

En termes de conception, la complexité de ces dispositifs a, toujours, constitué un obstacle pour les concepteurs. Comment choisir et dimensionner les éléments d'une ME pour, d'une part, assurer la mission pour laquelle elle doit être conçue et, d'autre part, garantir des performances globales intéressantes, tout en intégrant les couplages qui conditionnent grandement le comportement de la machine ? Cette problématique fait l'objet de ce premier chapitre, au cours duquel nous présenterons les principales difficultés inhérentes à la conception de telles machines.

L'optimisation de la conception des ME comprend deux étapes principales, la conception et l'optimisation. L'objectif principal de la conception est de trouver un schéma

réalisable (ou plusieurs schémas) pour une application donnée en étudiant différents matériaux et dimensions, types de moteurs et topologies, une analyse multidisciplinaire incluant une analyse électromagnétique et/ou une expérience de conception. L'analyse de cette étape fournira des informations, y compris le calcul des paramètres moteurs et l'évaluation des performances pour le développement du modèle d'optimisation. L'objectif principal de la phase d'optimisation est d'améliorer les performances du moteur proposé au stade de la conception à l'aide des algorithmes et méthodes d'optimisation. La figure 1.12 illustre un cadre succinct des principaux aspects de la conception et de l'optimisation des machines électriques [4].



**Fig. 1.12** - diagramme de la conception générale d'une machine électrique basée sur l'optimisation [4]

Fondamentalement, une conception implique le calcul des dimensions de divers composants et pièces de la machine, des poids, des spécifications de matériaux, des paramètres de sortie et des performances conformément aux normes internationales

spécifiées. Ainsi, le but de conception d'une ME est de déterminer ses dimensions qui satisfont un ensemble indiqué de caractéristiques sous certaines contraintes et doit être économique pour réaliser certaines exécutions désirées. Les contraintes sont, généralement, déterminées par les consommateurs ou par certaines autorités de normes [5].

Les contraintes exigées par les consommateurs sont, par exemple, la puissance, le rendement, le facteur de puissance et la vitesse en pleine charge. Tandis que celles exigées par certaines normes sont, par exemple, le courant de démarrage, l'élévation de la température et le couple de démarrage.

Le concepteur essaye de satisfaire toutes ces exigences, simultanément, en essayant de réduire au minimum le matériel, la production et les coûts d'exploitation, en général [9].

### **1.3.2 - Procédé général pour concevoir une machine électrique**

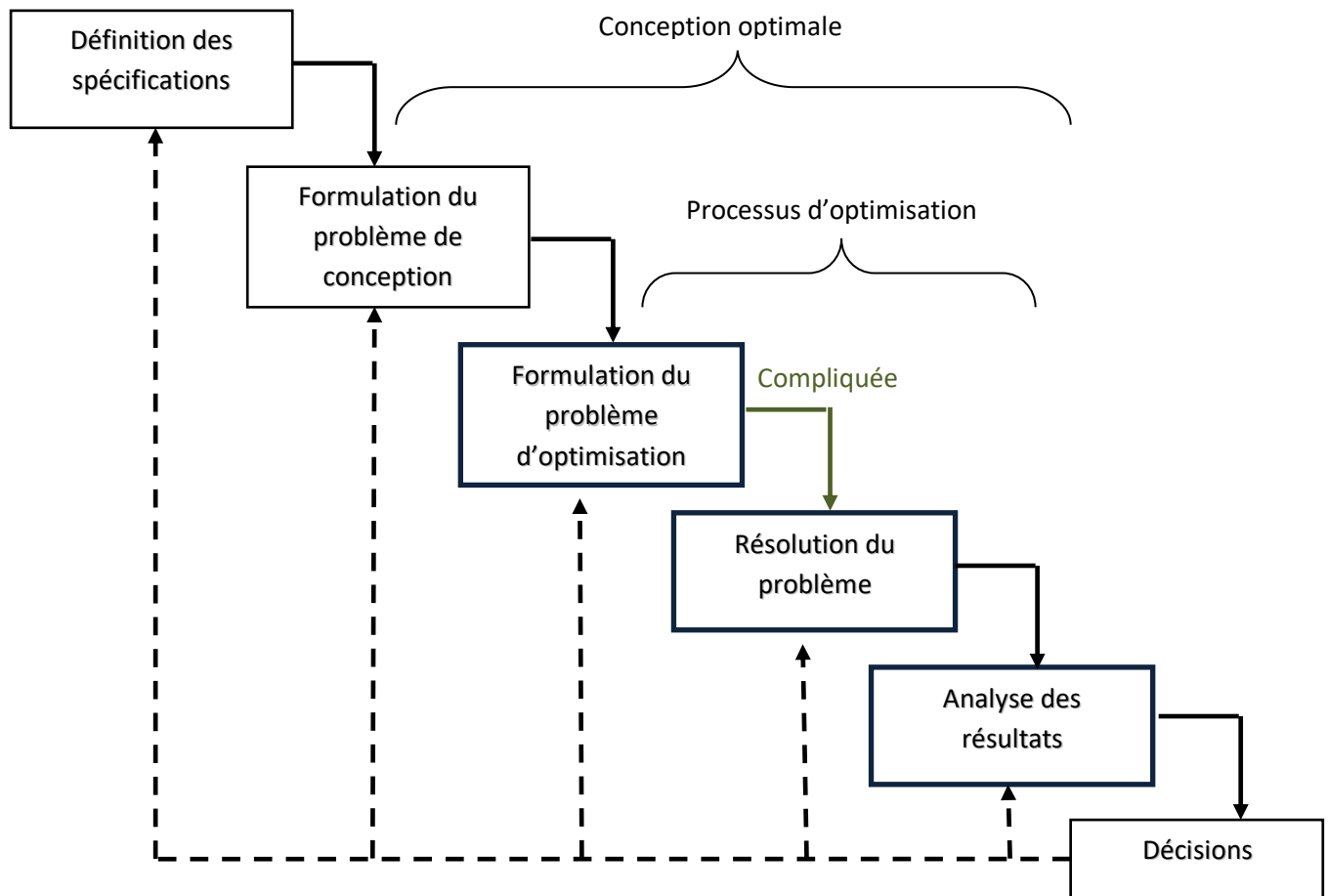
La conception d'une machine électrique est un processus itératif pouvant être réalisé manuellement par le concepteur ou automatisé partiellement en utilisant une méthode d'optimisation. La figure 1.13 présente le processus de conception optimale qui se décompose en 6 étapes séquentielles. Cinq sont des activités complexes gérées par le concepteur et une est de type compliqué concernant la résolution du problème. Chaque étape peut être modifiée, si le résultat de la suivante n'est pas satisfaisant [10].

Dans le contexte de la durabilité globale, les ME doivent répondre à diverses exigences, non seulement physiques et technologiques, mais aussi environnementales.

Par conséquent, leur processus d'optimisation de la conception devient de plus en plus complexe à mesure que de nouvelles disciplines/domaines et contraintes d'ingénierie interviennent, tel que l'électromagnétisme, la mécanique des structures et le transfert de chaleur.

D'une manière très générale, la démarche de conception d'une ME peut être traitée en quelques étapes. Ces étapes sont brièvement décrites comme suit [3].

**Étape 1** : Sélectionner/déterminer les types de la machine et les topologies, matériaux et dimensions possibles en fonction des exigences des applications et des utilisateurs.



**Fig.1.13** - processus de conception optimale

Les exigences incluent des performances dynamiques et constantes telles que le rendement, le couple, les coûts de matériaux et de fabrication, le volume et autres. L'objectif principal de cette étape est d'obtenir un certain nombre d'options de moteur pouvant convenir à des applications spécifiques.

- **Étape 2** : Mettre en œuvre une conception multiphysique et une analyse pour chaque option de moteur. En raison de la nature multiphysique, de nombreuses disciplines doivent être étudiées dans cette étape, telles que l'électromagnétisme, la mécanique des structures et le transfert de chaleur. De plus, l'électronique de puissance et le contrôle doivent être inclus, car ils sont pertinents pour les réponses dynamiques des machines, telles que le dépassement et le temps de stabilisation. Cette étape vise à calculer certains paramètres pour l'évaluation des performances du moteur, y compris les paramètres électromagnétiques tels que les pertes fer, l'inductance et la force électromotrice (Fem), ainsi que les paramètres thermiques tels que l'élévation de température et sa distribution.

- **Étape 3** : Évaluer les performances du moteur pour chaque option, y compris la puissance de sortie ou le couple, le rendement et le coût. Sur la base de l'évaluation et de la comparaison, une ou plusieurs conceptions réalisables peuvent être obtenues.
- **Étape 4** : Développer des modèles d'optimisation basés sur ces conceptions réalisables. Pour chaque conception, des objectifs d'optimisation détaillés, des contraintes, des paramètres et leurs types, tels que discrets ou continus, doivent être définis dans le modèle d'optimisation. Compte tenu de la qualité de fabrication des machines électriques en production pratique.
- **Étape 5** : Optimisez ces modèles d'optimisation et obtenez une solution optimale ou des solutions optimales. L'implémentation couvre les algorithmes et les méthodes d'optimisation. Après l'optimisation, comparez toutes les conceptions optimales et produisez la meilleure avec un schéma de conception détaillé et les performances simulées.
- **Étape 6** : Validez la conception avec un prototype et les résultats de l'expérience. Si les résultats expérimentaux sont bien alignés avec les résultats simulés, les modèles et les méthodes employées comme le modèle par éléments finis (FEM) utilisé dans l'étape de conception ont une bonne précision. Sinon, des modifications devraient être apportées à ces modèles d'analyse de conception. Ensuite, une autre optimisation devrait être effectuée, et un nouveau prototype devrait être construit pour vérifier la conception proposée.

## 1.4 - MODÈLES MATHÉMATIQUES D'OPTIMISATION DES MACHINES ÉLECTRIQUES

En génie électrique et dans les domaines connexes, trois techniques principales sont fréquemment utilisées ; modélisation analytique, numérique et semi-numérique. Chaque technique a ses avantages et ses inconvénients. Il n'y a pas de technique meilleure qu'une autre. Cela dépend de la manière dont il est utilisé et de l'application qui en est faite. Par exemple, un modèle analytique de moteur convient parfaitement au prédimensionnement et un modèle numérique tel que l'analyse par éléments finis (FEA) est utilisé pour la phase de conception détaillée [9].

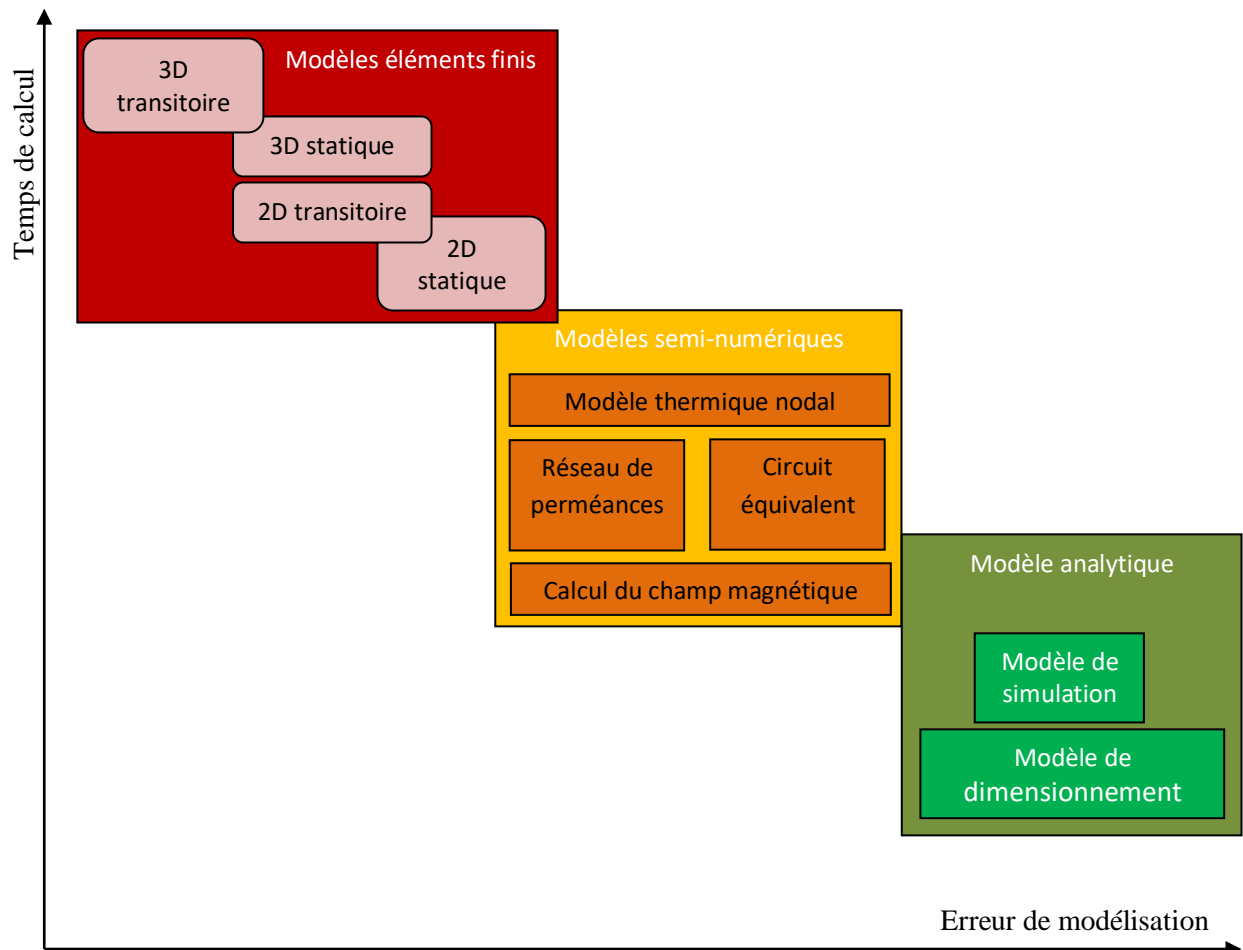
Les modèles pour la conception des ME sont souvent construits par une démarche rationnelle qui se propose de décrire chaque phénomène (électrique, magnétique, thermique, mécanique, etc.) par des équations spécifiques. Parfois, des modèles ou équations empiriques sont utilisés là où la physique est trop complexe à décrire [5].

Brisset [5] a illustré les modèles de conception pour les ME présentant chacun des compromis différents entre le temps de calcul et l'erreur de modélisation (figure 1.4). Ce qui est notable à saisir, c'est qu'il se trouve une complémentarité entre les modèles et qu'aucun ne s'impose comme étant à la fois plus rapide et plus précis. Alors c'est au concepteur de choisir le modèle le plus approprié à son problème pour arriver au plus vite et de la manière la plus précise au résultat. Ainsi, la disposition de plusieurs modèles à la fois peut faciliter grandement la tâche en termes de rapidité et de précision [11].

### **1.4.1- Modèle analytique**

Un modèle analytique est un ensemble d'équations permettant de calculer des paramètres de sortie connaissant la valeur des paramètres d'entrée. Parmi les paramètres d'entrée, certains ont des valeurs connues. Ce sont par exemple les propriétés des matériaux ou encore les données du cahier des charges. D'autres ne sont pas connus a priori et leur valeur sera fixée par le concepteur, nous les appellerons paramètres de conception. Le choix des paramètres de conception n'est pas unique. Il est défini par les phénomènes physiques pris en considération et reflète les intentions du concepteur [5].

Les modèles analytiques sont exprimés explicitement en termes d'équations analytiques. Ces équations analytiques peuvent être résolues sans aucune difficulté. Le modèle analytique peut représenter un système à différents niveaux de détail. Cela dépend des applications et des besoins. Encore une fois, il n'y a pas de modèle meilleur qu'un autre. Un modèle est plus ou moins approprié dans un contexte. Par exemple, un moteur peut être très détaillé avec un modèle de circuit utilisé dans une application de contrôle et plus détaillé avec un modèle électromagnétique lié à des géométries dans une application de dimensionnement.



**Fig.1.14** - front de Pareto des modèles utilisés pour la conception des machines électriques [5]

En raison de leur nature, les modèles explicites sont très économiques en ce qui concerne leur temps de calcul. Par conséquent, ils peuvent être intégrés avec succès dans un processus de conception optimal [9].

### 1.4.2 - Modèle numérique

Dans une procédure de conception classique des machines électriques, on utilise généralement un modèle analytique pour le dimensionnement. Ensuite, pour valider et caractériser la solution obtenue, on utilise un modèle numérique qui nécessite un peu moins d'hypothèses que le modèle précédent [12].

Un code de calcul par éléments finis sert généralement à effectuer cette étape de validation et de caractérisation. Or, l'utilisation d'un tel code implique plusieurs tâches qui s'avèrent fastidieuses et répétitives dans une procédure de conception où des retours en arrière sont souvent nécessaires [12].

La méthode des éléments finis (FEM) est la plus utilisée des méthodes numériques dans le domaine des applications électromagnétiques. Son apparition a commencé dès la naissance des premiers ordinateurs de bureau. Cette méthode permet d'obtenir des résultats relativement précis et proches de la réalité. De plus, la FEM est générique, facilement adaptable et permet aussi la prise en compte de phénomènes physiques différents et fortement couplés (magnétique, électrique, thermique, mécanique et vibratoire). Toutefois, cette méthode peut-être gourmande en temps de calcul, surtout si l'on souhaite augmenter la précision des résultats et optimiser la machine. Ils sont donc d'avantage destinés aux étapes fines du dimensionnement qui correspondent aussi aux phases finales du design [11].

## **1.5 - TRAVAUX ANTÉRIEURS SUR LES OPTIMISATIONS DE LA CONCEPTION DES MACHINES ÉLECTRIQUES**

Bien que les machines à induction triphasées notamment les moteurs à cage d'écureuil soient généralement considérées comme une technologie mature, leur conception a toujours été un défi pour l'ingénieur, par conséquent, de nouvelles techniques et méthodologies sont continuellement proposées. L'accroissement de la pertinence de l'efficacité l'a intégrée dans les objectifs de conception. Cependant, l'efficacité accrue entre en conflit avec le coût de fabrication, non seulement à cause du coût des matériaux améliorés, mais également à cause des modifications dimensionnelles.

Au cours des dernières années, les chercheurs se sont continuellement attachés à la meilleure manière de traiter le problème d'optimisation d'une machine électrique. Les activités de recherche ont été intensifiées pour améliorer le rendement des machines à induction. Le remplacement de ces dernières avec celles ayant un rendement plus élevé peut être une ressource importante pour l'optimisation de la consommation énergétique [13] - [16]. C'est l'objectif principal des utilisateurs afin de réduire le coût de consommation. Toutefois, du point de vue des fabricants, l'objectif est de réduire les coûts des matériaux ou de production et les coûts d'exploitation du moteur [15], [17].

[18] - [19] ont travaillé sur le même problème en utilisant une formulation multiobjective et une méthode lagrangienne augmentée pour obtenir une caractéristique vitesse-couple souhaitée. Les résultats d'optimisation obtenus ont donné des performances

satisfaisantes. [20] a présenté une méthode de conception optimale pour optimiser un MAS à cage d'écureuil au cours du processus de conception en utilisant des algorithmes génétiques (AG). L'auteur a utilisé trois fonctions objectives, à savoir le couple, le rendement et les coûts de fabrication. Les résultats concernant la conception optimale basée sur l'utilisation du coût comme fonction objective ont été les meilleurs. Le coût du moteur est réduit de 25 %.

Plusieurs études ont utilisé un algorithme d'optimisation pour optimiser le type d'encoche de stator, le type d'encoche de rotor et les dimensions du rotor du moteur à induction. Cependant, Williamson et coll. ont présenté une procédure d'optimisation permettant de déterminer la conception optimale d'encoche du rotor d'un IM afin d'obtenir un rendement élevé [21]. Un modèle de circuit équivalent de la machine couplé à la méthode des éléments finis a été utilisé pour calculer ses performances. Dans leur travail, les auteurs ont tenté de montrer les conséquences de la variation de la forme d'encoche sur les performances du MAS. Un algorithme de conception optimale de l'encoche du rotor dans un moteur à induction triphasé a été développé par Zhang et coll. pour obtenir la caractéristique vitesse-couple [22]. L'algorithme proposé comporte trois étapes : une conception analytique basée sur le circuit équivalent, suivie d'une sélection du paramètre de conception fortement influent de l'encoche rotorique et enfin une utilisation d'une CO basée sur des éléments finis. Les résultats obtenus prouvent que la méthode proposée donne un profil optimal et que l'algorithme d'optimisation multiobjectif basé sur l'ECM est précieux pour la conception d'encoche du rotor pour une caractéristique vitesse-couple requise.

Certaines applications utilisant les approches de programmation non linéaire standard incluent l'optimisation de la conception du moteur à induction ont été présentées dans la littérature. Cependant, la routine de recherche de Hooke-Jeeves est utilisée afin d'optimiser la conception du moteur à induction triphasé en considérant le rendement, le coût et le rapport coût-rendement comme une fonction objective [23]. Les auteurs ont conclu que pour concevoir un moteur à rendement élevé, l'optimisation du rendement serait la fonction objective et certaines contraintes devaient être imposées. Par contre, si l'amélioration du rendement et du coût de la machine est l'objectif du travail, un compromis entre ces deux objectifs est nécessaire. La même approche a été modifiée et adaptée pour résoudre

l'optimisation non linéaire contrainte pour une conception optimale du moteur à induction en considérant les pertes et le volume du moteur comme fonction objective des véhicules électriques [24]. [25] a présenté une comparaison en termes de performances et de temps de calcul pour la conception d'entraînements de moteurs à induction ou de climatisation dans les applications automobiles entre les algorithmes Hooke-Jeeves et génétiques. Wieczorek et coll. ont développé un algorithme évolutif basé sur une sélection de roues de roulette pour la conception et l'optimisation de moteurs à induction [26]. L'algorithme proposé utilise une représentation binaire en utilisant onze paramètres de conception et une fonction de pénalité non stationnaire pour gérer les contraintes. Les résultats obtenus justifient l'utilité et le potentiel des méthodes d'optimisation évolutive dans la conception de dispositifs électromagnétiques. Il a été démontré que l'utilisation d'un algorithme évolutif présente plus d'avantages que d'autres techniques. Koechli et coll. ont présenté une application des techniques Range et Filter et SQP pour la conception de pompes hydrauliques entraînant des moteurs à induction sur aéronefs [27]. La minimisation du poids est considérée comme une fonction objective. Parmi les algorithmes stochastiques développés récemment et classés pour la résolution de l'optimisation non linéaire de problèmes difficiles, l'algorithme Firefly est de plus en plus populaire [28] - [29], [30] - [32].

## **1.6 - DIMENSIONNEMENT ET CONCEPTION D'UNE MACHINE ÉLECTRIQUE**

La conception d'un produit consiste à créer, à inventer, le dispositif souhaité. La conception inclut la phase initiale d'invention, d'imagination, et de créativité. Ensuite viennent la phase de description, puis la phase de dimensionnement permettant la réalisation pratique du dispositif. L'objectif est donc de partir du besoin attendu vers la définition détaillée du produit [10].

En termes de conception, la complexité de ces dispositifs a, toujours, constitué un obstacle pour les concepteurs. Comment choisir et dimensionner les éléments d'une machine électrique pour, d'une part, assurer la mission pour laquelle elle doit être conçue et, d'autre part, garantir des performances globales intéressantes, tout en intégrant les couplages qui conditionnent grandement le comportement de la machine ? [33].

D'une manière très générale, la conception d'une ME correspond à la détermination de toutes ses caractéristiques répondant à un besoin défini. Une démarche de conception se compose, essentiellement, de deux niveaux successifs et complémentaires. Ces deux niveaux problématiques sont intrinsèques à tout problème physique et peuvent être introduits par les deux interrogations suivantes [34] :

- ✓ Comment poser (ou formuler) le problème ?
- ✓ Comment le résoudre ?

Ces deux questions, n'ayant, certainement, pas la même incidence sur tout type de problème, se traitent dans le cas particulier d'un ingénieur (ou chercheur) électrotechnicien qui se trouve confronté à la difficulté de concevoir une machine qui répond au mieux aux spécifications du besoin défini. Plusieurs raisons sont à l'origine de la difficulté de ce problème. En effet, les ME sont des systèmes :

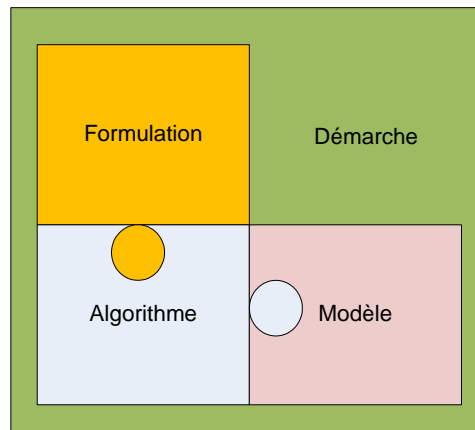
- ✓ à géométrie souvent complexe,
- ✓ à phénomènes physiques non linéaires et fortement couplés (électriques, magnétiques, thermiques, mécaniques...),
- ✓ devant répondre à un besoin défini induisant des contraintes d'égalité ou d'intervalle sur les paramètres,
- ✓ devant encore, si possible, représenter un optimum.

Chacune de ces quatre constatations se traduit par une difficulté dans l'une des phases du processus de conception et fait appel à des compétences différentes. Les deux premières s'intègrent bien dans le volet « comment poser le problème ? » puisqu'il s'agit de comment **choisir la structure** et de comment la **modéliser**. En d'autres termes, quelles sont les hypothèses que l'on pourrait faire lors de la modélisation d'une structure donnée tout en restant représentative de la réalité physique ? Les deux dernières relèvent plutôt du « comment résoudre le problème ? », par quels moyens peut-on trouver une solution qui respecte les spécifications du besoin défini ? Cette solution (trouvée) est-elle la meilleure ? La recherche de réponses à ces questions nous conduit à étudier la section suivante.

## 1.7 - CONCEPTION CONVENTIONNELLE VERSUS CONCEPTION OPTIMALE DES MACHINES ÉLECTRIQUES

Selon [5] une optimisation réussie d'une telle machine sera la conséquence d'une bonne adéquation entre ces quatre éléments (figure 1.15) :

1. les modèles capables d'apporter des informations ou critères sur les ME,
2. les algorithmes d'optimisation pouvant maximiser ou minimiser ces critères,
3. les formulations mathématiques dans lesquelles peuvent se traduire les problèmes de conception de machine électrique, et
4. les démarches de résolution des problèmes de conception.

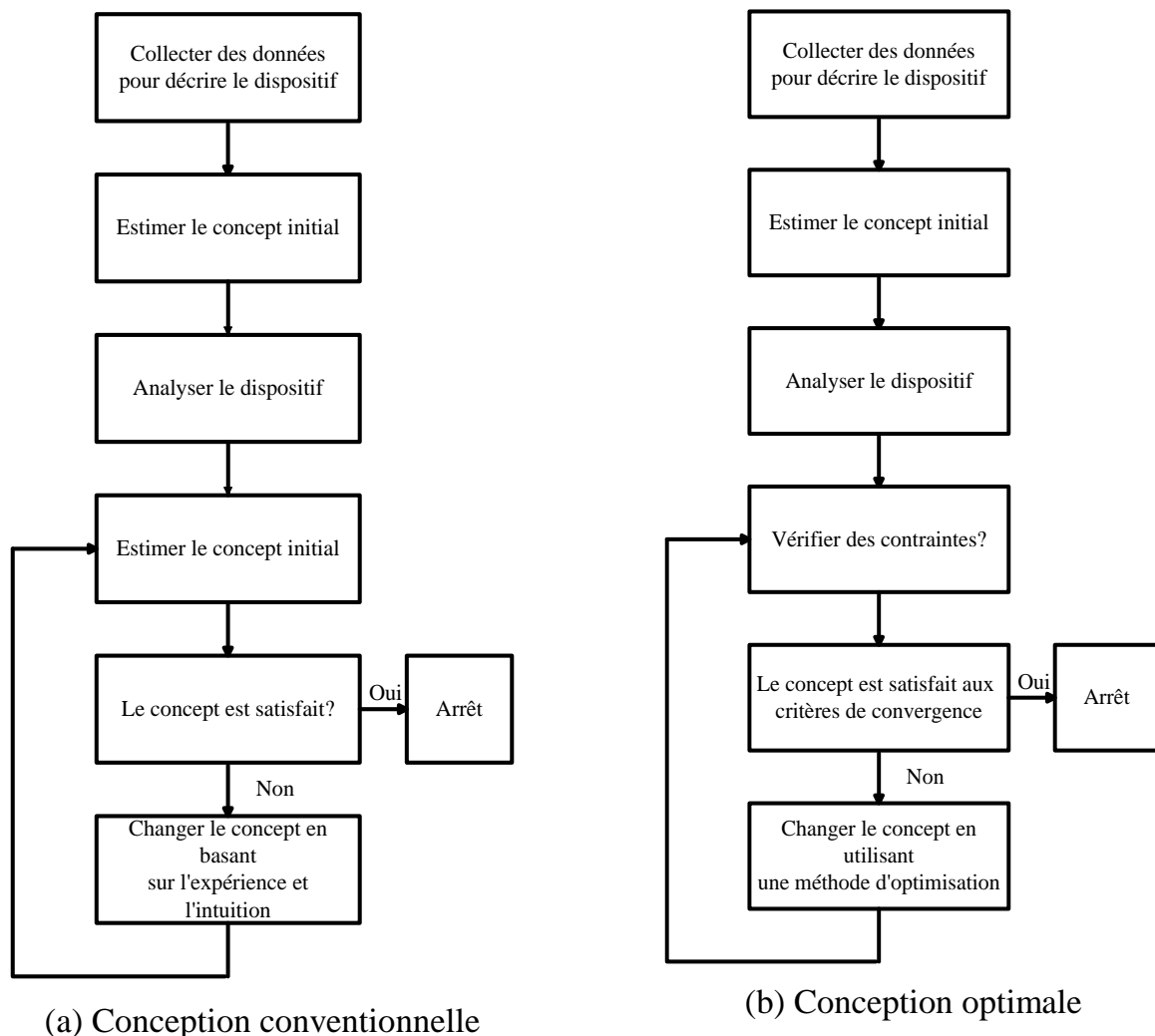


**Fig.1.15** - Environnement de l'optimisation [5]

Pour se lancer dans une optimisation le choix est fait de les présenter dans l'ordre suivant : démarches, formalismes, modèles puis algorithmes [5].

La figure 1.16.a présente un organigramme de la conception conventionnelle. Elle nécessite l'utilisation de données de prédimensionnement issues de l'expérience et de l'intuition du concepteur. Cette procédure peut mener à un concept non économique et peut nécessiter beaucoup de temps [35]. La figure 1.16.b montre le processus de conception optimale. Le concepteur doit définir explicitement les variables de conception, une fonction objectif à optimiser et les contraintes du système. Cette formulation rigoureuse du problème de conception les aide à mieux comprendre et appréhender le problème. Une formulation mathématique exacte est un atout pour atteindre une bonne solution. La conception et le

dimensionnement conventionnel dépend toujours de l'expérience, l'intuition et le savoir-faire des concepteurs [35].



**Fig.1.16** - conception conventionnelle versus conception optimale [35]

La distinction entre ces deux approches montre que la conception conventionnelle est moins formelle. Une fonction objectif mesurant la performance du dispositif n'est pas encore identifiée. L'information itérative du dispositif n'est pas calculée pour prendre la décision d'amélioration de ce dernier. La majorité des décisions est prise en se basant sur l'expérience et l'intuition du concepteur. Contrairement à la conception conventionnelle, la conception optimale est meilleure et plus formelle qui utilise un algorithme pour prendre une décision.

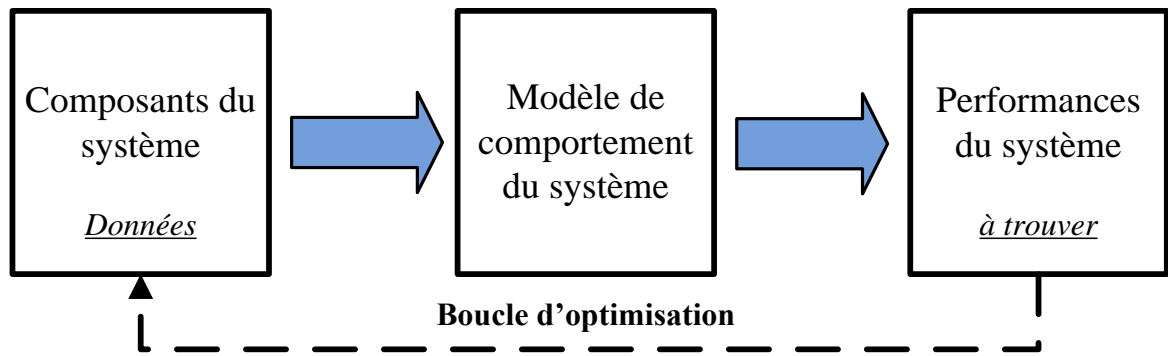
## 1.8 - MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION DES MACHINES ÉLECTRIQUES

Le problème de conception de la machine électrique contient plusieurs paramètres à optimiser, différentes contraintes non linéaires et fonctions objectifs non linéaires. Cependant, de nombreux problèmes de conception ont plusieurs objectifs contradictoires qui ne peuvent pas être réduits à un seul objectif. Ainsi, les changements dans la formulation des problèmes d'optimisation sont liés aux difficultés de résolution de certaines formulations ou à la non-disponibilité d'algorithmes efficaces pour les résoudre. Donc, pour éviter un effort de programmation, il est avantageux de changer de formulation.

Pour l'optimisation et la conception de structures et de paramètres de diverses machines électriques, en général, deux classes de méthodes d'optimisation peuvent être utilisées : les méthodes d'optimisation directe et les méthodes d'optimisation inverse. Les méthodes directes prennent généralement beaucoup de temps et nécessitent le traitement d'une variable en tant que paramètre, tandis que d'autres variables sont changeables. D'autre part, les méthodes d'optimisation inverse, bien qu'elles sont plus rapides que les méthodes directes, sont très sensibles et dépendent du problème [36]. Ces deux problèmes sont également appelés problèmes directs et problèmes inverses. Ils font référence au principe de causalité (cause/effet) [37]. Le problème inverse a été utilisé pour concevoir différents dispositifs dans de nombreuses disciplines de l'ingénierie [38] - [39]. Les résultats obtenus ont montré des améliorations remarquables dans [39].

### 1.8.1- Optimisation directe

L'optimisation directe est un outil de simulation permettant de travailler sur un prototype virtuel. À partir d'un actionneur électromagnétique où la structure, les dimensions et la composition sont connues, nous calculons certaines valeurs caractéristiques telles que le rendement, couple, etc. En général, le nombre de variables décrivant la structure, les matériaux et les dimensions d'une machine électrique est supérieur au nombre de variables décrivant les performances. Le problème de conception directe est illustré par la figure 1.17.



**Fig.1.17** - Modèle d'optimisation direct

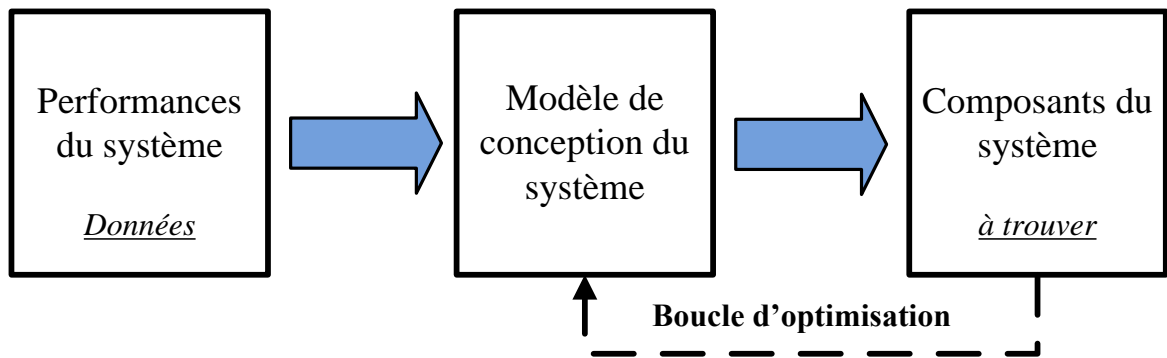
Dans l'approche usuelle de la simulation, les composantes sont modélisées afin de déterminer les performances du système, à savoir les effets. Dans ce cas, le modèle s'appelle le modèle de comportement. Au départ, tous les composants sont connus, ce qui permet de déterminer le comportement du système. Un tel problème est difficile à résoudre et nécessite généralement l'utilisation de méthodes numériques puissantes telles que les éléments finis afin de résoudre les équations de Maxwell. L'objectif de cette approche est de fournir au concepteur des outils numériques facilitant les phases de conception tout en minimisant la phase coûteuse du prototypage [40]. Dans une approche de conception, l'expert utilisera plusieurs dispositifs de résolution successifs qu'il jugera conformes aux spécifications. Donc, la solution finale sera obtenue après une amélioration du processus d'essais et d'erreurs. L'utilisation de ce type de problème est très pratique dans le cas du redimensionnement d'une machine existante, mais peut être fastidieuse à utiliser lorsque nous voulons concevoir une machine totalement nouvelle. Il ne résout donc pas complètement le problème de conception des composants électriques dans lequel le concepteur doit plutôt résoudre le problème inverse associé énoncé dans la section suivante.

## 1.8.2 - Optimisation inverse

Inversement, on parle de modèle inverse s'il est capable de fournir la structure, les dimensions et les matériaux constitutifs de la machine électrique à partir de la seule connaissance de leurs performances. Cette définition donne exactement l'énoncé du problème à résoudre. En effet, nous ne pouvons pas garantir l'existence et surtout l'unicité

de la solution. Nous pouvons même avoir une multitude de solutions ou infinie. La figure 1.8 montre le processus de conception à partir d'un modèle inverse.

Dans le cas d'une conception d'un composant électrique pour des performances souhaitées, le concepteur est confronté à un problème inverse. Le composant et la structure du composant doivent être déterminés conformément aux spécifications imposées. Ce problème inverse peut être résolu de différentes manières. La méthode habituelle consiste à sélectionner les composantes successivement, à les assembler puis à examiner les performances du dispositif. Dans ce modèle, les outils de simulation sont bien adaptés [40]. Le problème de conception inverse est illustré par la figure 1.18.



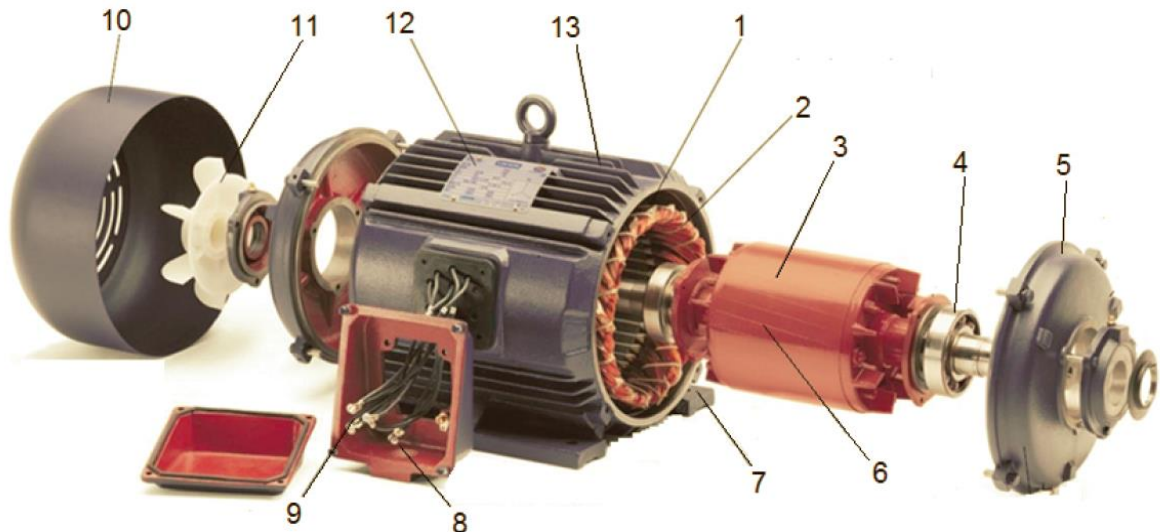
**Fig.1.18** - Modèle d'optimisation inverse

Un modèle de comportement plus ou moins sophistiqué peut représenter et fournir les performances du composant. Si ces performances ne sont pas satisfaisantes, les composantes sont modifiées et le processus est répété jusqu'à l'obtention des performances souhaitées.

## 1.9 - CONCEPTION DES MACHINES À INDUCTIONS

Les MAS comportent 2 armatures qui sont (Figure. 1.19) [41] :

- ✓ Armature fixe dite : stator, qui est une couronne faite de tôles magnétiques munies d'encoches qui referment un bobinage relié au réseau.
- ✓ Armature mobile, dite : rotor, qui n'est lié à aucune source d'énergie. Ceci simplifie sa construction.



**Fig.1.19** - moteur à induction à cage : 1- noyau du stator, 2 - enroulement du stator, 3-rotor à cage, 4- roulement, 5 - plaque d'extrémité (cloche d'extrémité), 6- barre du rotor, 7 - pieds de montage en fonte, 8- boîte à bornes, 9 - bornes, 10- couvercle du ventilateur, 11 - ventilateur, 12- plaque signalétique, 13 - cadre en fonte (boitier).

Les parties principales de n'importe quelle MAS sont :

- ✓ Le noyau magnétique encoché du stator.
- ✓ L'enroulement électrique du stator.
- ✓ Le noyau magnétique encoché du rotor.
- ✓ L'enroulement électrique du rotor.
- ✓ L'arbre du rotor.
- ✓ L'armature du stator avec les roulements.
- ✓ Le système de refroidissement.
- ✓ La boîte à bornes.

Dans la plupart des MAS rotatives, le primaire est le stator et le secondaire est le rotor (machines conventionnelles à flux radial). Dans des cas rares, le primaire est le rotor (machines avec un rotor extérieur à flux axial) et le secondaire est le stator. Pratiquement, tout MAS a un rotor cylindrique et ainsi un entrefer radial entre le stator et le rotor. Bien qu'en principe, la MAS à entrefer axial avec le rotor en forme de disque peut être construite pour réduire le volume et le poids dans certaines applications spéciales [2]. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques.

### 1.9.1 - Noyaux magnétiques

Les noyaux magnétiques du stator et du rotor sont faits d'acier de silicium mince laminé. Les laminages du stator et du rotor sont emballés en un seul paquet (Figure. 1.11 a) ou dans plusieurs paquets (Figure.1.11 b). Les MAS à simple paquet ont été utilisées en dessous de 100 [kW]. Récemment, elles ont été faites pour celles en dessus de 2 [MW] puisque la ventilation axiale a été améliorée, rigoureusement. Les paquets multiples sont nécessaires pour les grandes puissances (couples) avec des paquets longs.



a - Noyau à plusieurs paquets magnétiques.

b - Noyau à simple paquet magnétique.

**Fig.1.20** - type de noyaux magnétiques [1].

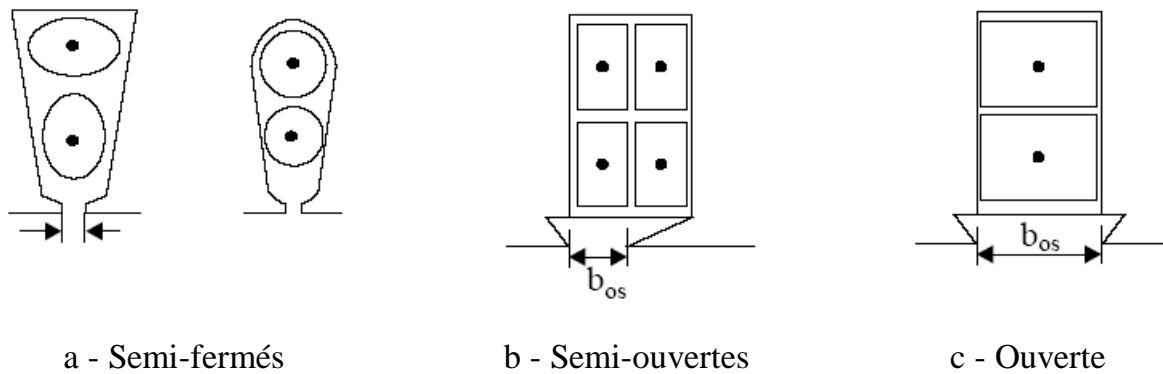
### 1.9.2 - Types d'encoches

La géométrie d'encoches dépend, principalement, de la puissance (couple) de la MAS et ainsi du type du conducteur magnétique avec une section ronde ou rectangulaire pour laquelle les bobines des enroulements sont faites. Les bobines avec le fil rond pour les MAS de petite puissance en général en dessous de 100 [kW] peuvent être placées dans les encoches fil par fil. Ainsi, l'ouverture de l'encoche peut être petite (Figure.1.21 a). Les bobines des MAS de grande puissance sont faites, généralement, avec le fil de section rectangulaire, d'encoche ouverte ou semi-ouverte (Figure.1.21 b & c).

Les encoches de la figure 1.21 sont utilisées pour les stators et les rotors bobinés. La géométrie d'encoche des rotors à cage dépend, principalement, de 3 facteurs :

- ✓ Les contraintes de démarrage et de charge.
- ✓ L'alimentation (V/f) (tension/fréquence) constante ou variable.

✓ La gamme du couple.



**Fig.1.21** - différentes géométries d'encoches pour placer les enroulements [1].

### 1.9.3 - Types d'enroulement

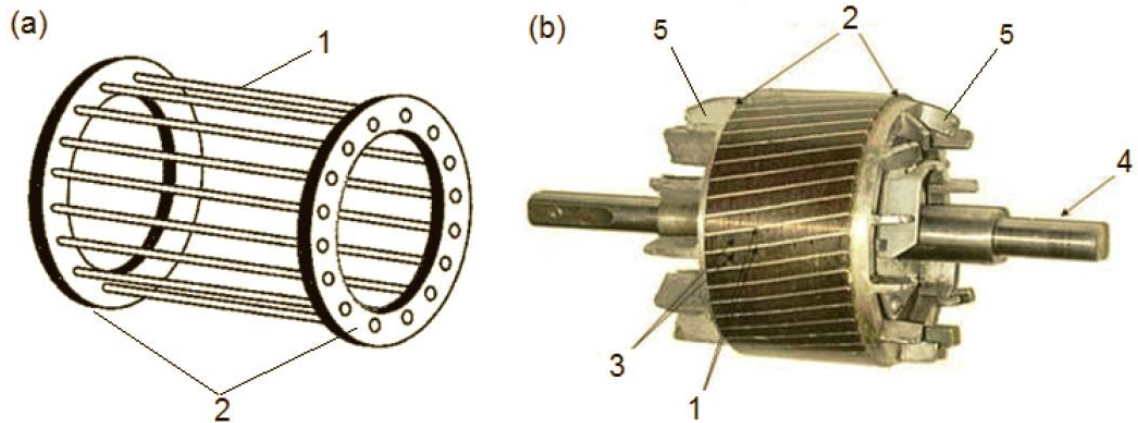
Les enroulements des MAS sont, habituellement, à une ou deux couches. L'élément structural de base est représenté par des bobines. Par contre, l'enroulement en bobines est constitué de plusieurs bobines concentriques. C'est-à-dire sur chaque paire de pôles, on dispose des bobines de différentes formes et de différentes longueurs couplées en groupe de bobines. Les différentes bobines d'une phase, qui se trouve sur un pas polaire, sont couplées en série formant ainsi un groupe de bobines. Ce type d'enroulement a un seul groupe de bobines par pôle et par phase. Dans le cas général, le nombre de groupes de bobines de cet enroulement est :

$$N_g = mp_1 \quad (1.1)$$

Le couplage des groupes de bobines (voies en parallèle) pour les enroulements à une couche à pas diamétrale  $y = \tau$  est utilisé dans les machines de faible puissance  $P = 0,6$  à  $10$  [kW]. Par contre, pour ceux à deux couches à pas raccourci  $y < \tau$  est utilisé dans les machines avec  $P \leq 100$  [kW]. Le raccourcissement permet d'améliorer la courbe du champ dans l'entrefer, d'économiser le cuivre et de réduire la longueur de la machine [6].

Les enroulements des stators des MCA, dont  $P \leq 100$  [kW] sont à fils ronds logés dans des encoches semi-fermées de forme trapézoïdale (figure. 1.21 a). Ils sont constitués de 3 phases identiques ( $m = 3$ ) réparties d'une manière uniforme dans les encoches du stator

(rotor). Les conducteurs des rotors à cage (figure. 1.22) [41] sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium pour les machines de petite et moyenne puissance ou par des barres massives de cuivre pour les grandes puissances préformées et frêtées dans les tôles du rotor.



**Fig.1.22** - enroulement de la cage : (a) cage (b) rotor à cage complet. 1- barres du rotor, 2- bague d'extrémité du rotor, 3 - noyau du rotor, 4- arbre, 5 - pales de ventilateur de refroidissement.

## 1.10 - RÉOLUTION DU PROBLÈME DE CONCEPTION DE LA MACHINE À INDUCTION

L'intérêt de la conception des actionneurs électromagnétiques combinant algorithmes d'optimisation et modèles analytiques a déjà été démontré dans de nombreux travaux [42] -[44]. Le problème de conception peut être résolu de différentes manières, suivant les outils disponibles, le savoir-faire du concepteur et la formulation des modèles [10].

### 1.10.1 - Formulation du problème

Cette étape consiste à traduire le problème de conception, décrit par le cahier des charges, en un problème mathématique équivalent. C'est la phase la plus délicate du processus de conception, car, là aussi, la formulation d'un problème n'est jamais unique, en particulier la définition des fonctions caractérisant les performances de la machine.

Elle consiste à définir de façon précise :

1. la fonction objective.
2. Les variables de conception.
3. Les contraintes liées à la fabrication ou à l'utilisation de la machine.
4. Les contraintes ajoutées par le concepteur.

La CO des machines électriques peut être modélisée mathématiquement comme un problème d'optimisation non linéaire. Les problèmes inverses de la conception des actionneurs électromécaniques sont plus généraux que les problèmes de dimensionnement optimal [44]. La conception des actionneurs électromécaniques est comprise comme un problème inverse [42]. La forme typique de ce type de problème à une seule fonction objective peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{Minimiser} \quad f(x) \\
 & \text{Sous} \quad g_j(x) = 0 \quad \text{avec} \quad j = \dots\dots m_e. \\
 & \quad \quad g(x) \geq 0 \quad \text{avec} \quad j = m_e + 1; \dots\dots m. \\
 & \quad \quad X_{\min} \leq X \leq X_{\max} \quad \text{avec} \quad X = \{x_1, x_2, \dots\dots x_n\}
 \end{aligned} \tag{1.2}$$

$X$  est le vecteur de dimensions (variables).

$f(x)$  est la fonction objective.

$g_j(x)$  sont les contraintes d'égalités et d'inégalités.

Les fonctions  $f$  et  $g$  sont, typiquement, non linéaires.

### 1.10.2 - Sélection des variables de conception

Durant le processus de conception des machines électriques les constructeurs sont amenés à faire varier les paramètres géométriques, magnétiques et de fonctionnement afin d'aboutir à une solution optimale face au cahier des charges.

Les variables de conception dans un problème d'optimisation structurel sont des paramètres contrôlés qui permettent d'influencer les performances. En d'autres termes, ce sont les paramètres qui contrôlent la géométrie de la structure optimisée. Ils peuvent être de diverses natures : dimensions géométriques, propriétés des matériaux, choix structurels, etc.

Ils peuvent être quantitatifs ou qualitatifs, continus ou discrets. Le choix et le nombre des variables conditionnent aussi la définition du problème d'optimisation. Il peut être intéressant de faire varier un grand nombre de paramètres de conception afin d'augmenter l'espace de recherche, mais le processus d'optimisation sera alors plus long.

En général, c'est au constructeur de choisir les variables à optimiser. Il peut y avoir intérêt à faire varier un grand nombre de variables afin d'explorer suffisamment de solutions nouvelles. S'il a une vue, suffisamment, précise de ce qu'il veut avoir, il peut limiter le nombre de variables à l'essentiel.

### **1.10.3 - Définition de la fonction objective**

La notation de l'optimisation implique également qu'il existe une ou plusieurs fonctions qui peuvent être améliorées et peuvent également être utilisées comme une mesure d'efficacité de la conception. Le processus de l'optimisation est effectué pour un ou des objectifs définis. Les fonctions objectives définissent le but principal de l'optimisation qui peut être de deux natures : un coût à minimiser (par exemple, coût de fabrication, perte d'énergie, erreurs, etc.) ou une performance à maximiser (par exemple, profit, qualité, rendement, etc.).

Tout problème d'optimisation doit inclure au moins une fonction objective pour guider le processus d'optimisation. Un problème défini par une fonction objectif est appelé une optimisation mono-objectif. Parce qu'ils n'ont qu'un seul objectif, ces problèmes sont généralement plus faciles à résoudre et peuvent généralement produire une seule solution optimale. Un problème défini par plus d'une fonction objectif est appelé une optimisation multiobjective. Parce qu'ils ont des objectifs multiples, dont certains peuvent se concurrencer, ces problèmes sont généralement plus difficiles à résoudre et peuvent produire une gamme de solutions optimales qui décrivent différentes approches afin de traiter les compromis entre différents objectifs.

### **1.10.4 - Définition des contraintes**

Les contraintes sont imposées pour rendre la conception du moteur réalisable en pratique et commercialement compétitive. Ils comprennent les données de spécification

requis par le client, la norme fixée par les normes de fabrication comme NEMA, ISS, etc. ainsi que les relations entre les éléments de la machine que le concepteur doit les respecter.

Les fonctions des contraintes déterminent la faisabilité de différentes solutions dans l'espace de conception. Tout comme les fonctions objectives, elles décrivent quelque chose sur les performances de chaque conception. Les contraintes peuvent être décrites de trois manières :

- La valeur de la fonction doit être exactement égale à une certaine valeur.
- La valeur de la fonction doit être supérieure à une certaine valeur.
- La valeur de la fonction doit être inférieure à une certaine valeur.

Compte tenu d'un ensemble des fonctions d'objectifs et des contraintes, le but du processus d'optimisation est de produire des conceptions qui maximisent ou minimisent les valeurs des objectifs dans la mesure du possible, tout en travaillant toujours dans les limites des contraintes.

## **1.11 - MÉTHODES DE RÉOLUTION**

Les algorithmes de recherche optimaux peuvent être divisés en deux catégories : méthodes déterministes qui trouvent l'optimum algorithmiquement, et les méthodes stochastiques qui explorent l'espace de la solution arbitrairement.

### **1.11.1 - Les méthodes déterministes**

Comme leur nom l'indique, pour un problème donné et pour un point de départ donné, ces algorithmes convergent toujours vers le même optimum en parcourant de la même manière l'espace des solutions. Il existe une grande variété de méthodes déterministes appliquées à l'optimisation de la conception de machines et la méthode de minimisation séquentielle quadratique (SQM) est l'une d'elles. SQM convertit d'abord un problème d'optimisation sous contrainte en une fonction de type non contraint par pénalité, puis applique une programmation non linéaire séquentielle pour l'optimisation. SQM est capable de trouver l'optimum en quelques itérations seulement, mais nécessite un calcul de gradient. Les exemples d'application de la programmation SQM ou minimisation séquentielle quadratique dans l'optimisation de la conception de machines incluses [45] -

[49]. D'autres méthodes déterministes incluent la recherche d'optimisation basée sur les erreurs [50], la méthode de Hooke-Jeeves [51], la méthode de Branche and Bound d'intervalle [52] -[54], et la méthode de Powell [55].

### **1.11.2 - Les méthodes stochastiques**

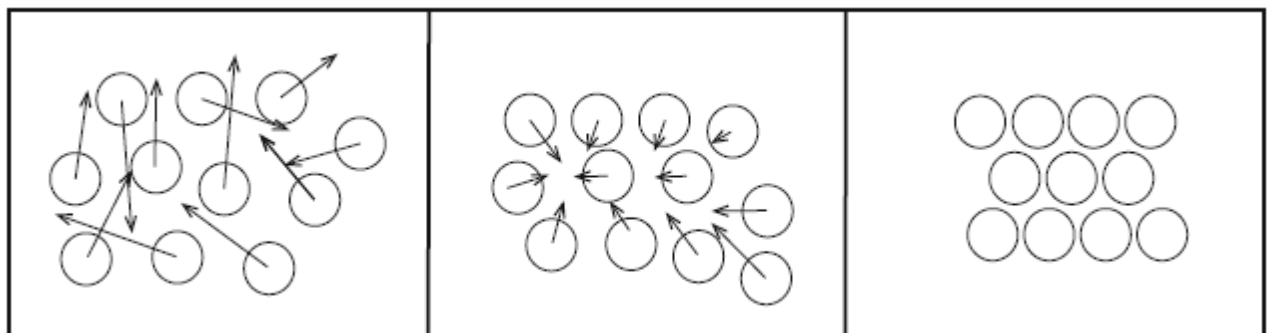
Les algorithmes d'optimisation stochastiques sont de plus en plus populaires au cours des deux dernières décennies, jouant un rôle majeur dans la résolution des problèmes d'optimisation en ingénierie industrielle [56]. Ces algorithmes génèrent des variables aléatoires, peuvent avoir des objectifs, des problèmes et des contraintes aléatoires. Par conséquent, contrairement aux algorithmes déterministes, chaque exécution est différente de l'autre étant le processus de résolution défini de manière aléatoire. De plus, ils n'ont pas besoin d'informations sur le gradient, ne résolvent pas les problèmes sans devoir explorer l'espace de recherche en profondeur et intègrent des fonctions naturellement bruyantes, tandis que les méthodes déterministes standard exigent des informations parfaites sur la fonction objectif, c'est pourquoi ils sont souvent préférés pour résoudre des problèmes de grande dimension malgré l'absence de garanties quant à la convergence vers l'optimum global. Les algorithmes d'optimisation stochastiques sont basés sur une population metaheuristique qui se sont révélés efficaces et robustes pour réduire de manière significative le nombre de calculs requis dans le processus de recherche optimal [56]. Parmi ces algorithmes nous pouvons citer :

#### **✓ Algorithme génétique (AG)**

Les AG sont des algorithmes d'exploration fondés sur le mécanisme de la sélection naturelle et de la génétique [57]. Ils ont été largement appliqués pour l'optimisation de la conception de machines électriques [20], [23], [25], [57] -[63]. Selon [17] le processus de conception présenté utilisant l'AG sera utile pour minimiser le coût des matériaux du moteur électrique avec plusieurs variables de conception. Dans [60], les auteurs indiquent que le couplage de l'AG avec la méthode conventionnelle donnera le meilleur résultat pour la conception étudiée.

### ✓ Le recuit simulé « Simulated Annealing »

Le recuit simulé (SA) est un algorithme d'optimisation globale. Il appartient aux algorithmes d'optimisation stochastique. L'idée de SA a été inspirée par le processus de recuit en métallurgie. Dans ce processus, un matériau est chauffé à une température très élevée afin que les particules du matériau se déplacent librement, puis le matériau est progressivement refroidi dans certaines conditions afin que les particules commencent à emprunter les chemins les plus étroits jusqu'à atteindre collectivement le niveau minimum d'énergie dans le matériau, comme illustré dans la figure 1.23. En d'autres termes, c'est un phénomène physique qui se produit lorsque le métal est chauffé à très haute température, puis refroidi lentement [64] -[66].



Température élevée

Transition

Basse température

**Fig.1.23** - mouvement des molécules en fonction de la température [67]

SA a été appliqué largement pour la conception des machines à induction [66] -[73]

### ✓ Méthode des essais de particules (PSO)

L'optimisation par essaims de particules PSO (Kennedy et Eberhart 1995, Kennedy et coll. 2001, Clerc 2006) est un algorithme évolutif permettant de résoudre des problèmes d'optimisation. Il appartient au domaine de l'intelligence en essaim et de l'intelligence collective et est un sous-domaine de l'intelligence numérique. PSO a été développé par James Kennedy et Russell Eberhart en 1995 (Kennedy & Eberhart, 1995) [74]. L'algorithme du PSO est inspiré par l'interaction sociale des animaux dans la nature qui se déplacent en groupe pour trouver la nourriture. L'algorithme PSO fonctionne en ayant une population (appelée essaim) de solutions candidates (appelées particules). Ces particules sont déplacées

dans l'espace de recherche selon quelques formules simples [74] -[75]. Les mouvements des particules sont guidés par leur position la plus connue dans l'espace de recherche, ainsi que par la position la plus connue de l'essaim. Lorsque des positions améliorées sont découvertes, elles viendront alors guider les mouvements de l'essaim. Les particules ou individus de l'algorithme, pour évoluer, se basent sur l'imitation du comportement du meilleur voisin.

La technique PSO appliquée dans [76] - [78] pour rechercher les valeurs optimales des paramètres de conception d'un moteur à induction. Les résultats de l'approche proposée ont été comparés à ceux rapportés dans la littérature. Les résultats sont prometteurs et montrent l'efficacité et la robustesse de l'approche proposée. Dans [79] une étude comparative entre l'algorithme PSO et l'algorithme génétique (GA), montre que le PSO réussit mieux à trouver l'optimum global et offre également une meilleure efficacité de calcul que l'AG. PSO a attiré beaucoup d'attention depuis son introduction, principalement en raison de son efficacité à converger vers des optima globaux et de son adaptabilité à différents types de problèmes [80].

#### ✓ **Algorithme des lucioles (Firefly Algorithm)**

L'algorithme Firefly (FA) est un nouvel algorithme stochastique proposé par Xin-She Yang fin 2007 et 2008 [81]. Il est basé sur le principe d'attraction entre les lucioles et simule le comportement d'un essaim de lucioles dans la nature [82]. Ce qui lui confère de nombreuses similitudes avec d'autres métaheuristiques basées sur l'intelligence collective du groupe, telles que l'algorithme d'optimisation d'essaims de particules (PSO), l'algorithme de colonies d'abeilles (ABC) et l'algorithme génétique (GA). L'algorithme utilise la différence d'intensité lumineuse proportionnelle à la valeur de la fonction objective. Les performances de l'algorithme Firefly dans la résolution de problèmes d'optimisation dépassent celles d'autres algorithmes, tels que les algorithmes génétiques. Cela a été justifié par des recherches récentes, dans lesquelles les performances de cet algorithme ont été comparées à celles de certains algorithmes connus [83] -[89].

## 1.12 - CONCLUSION

La conception des ME est une tâche complexe qui nécessite des outils, des méthodologies et un savoir-faire. Les outils et méthodologies sont une aide pour faciliter la création et l'innovation. Le choix des modèles à intégrer et leur nature ont un impact important sur les résultats de la machine à concevoir.

Dans le cadre de ce chapitre, nous avons représenté l'état d'art de CO des machines électriques de façon générale. On a présenté surtout deux méthodes permettant le dimensionnement et la recherche d'une machine optimale à savoir la méthode directe et inverse. On a vu aussi les principales étapes permettant la formulation d'un problème de conception donné. Dans la dernière partie du chapitre, on a présenté des techniques d'optimisation qui peuvent être appliquées à la conception des machines électriques.

# Chapitre 2

*Méthahéuristiques pour l'optimisation de la  
conception d'une MAS de 37 kW*

## 2.1 - INTRODUCTION

Ces dernières années, les algorithmes d'inspiration biologique ont été adoptés pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles et ils ont montré un grand potentiel pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes d'ingénierie. De nombreux algorithmes d'inspiration biologique ont été développés, notamment des algorithmes basés sur la population tels que l'algorithme des essaims de particules (PSO), l'algorithme des colonies de fourmis (ACO), l'algorithme de luciole (FA), l'algorithme d'optimisation par coucou (CS) et l'algorithme des essaims de particules accéléré (APSO). Le succès de ces méthodes dépend de leur capacité à maintenir un bon équilibre entre l'exploration et l'exploitation en utilisant un ensemble de solutions candidates et en les améliorant d'une génération à l'autre. L'exploitation fait référence à la capacité de l'algorithme à appliquer les connaissances des bonnes solutions précédemment découvertes pour mieux orienter la recherche vers l'optimum global. D'autre part, l'exploration fait référence à la capacité d'étudier les régions inconnues et les moins prometteuses de l'espace de recherche pour éviter d'être piégées dans des minima locaux. [90].

Des recherches ont été menées ces dernières années pour explorer la manière dont les techniques d'intelligence artificielle, en particulier celles connues sous le nom d'algorithmes évolutifs, sont utilisées pour adopter une nouvelle approche des problèmes d'optimisation lors de la conception de moteurs électriques, car ce processus est, hautement, non linéaire et assez complexe du point de vue des propriétés du matériau et de la géométrie. Le but de ces recherches était de déterminer l'efficacité d'inclure des techniques évolutives dans la phase de conception des ME.

Dans ce chapitre, on présente une méthode de conception optimale pour optimiser le moteur à induction triphasé dans le processus de fabrication. Les algorithmes APSO et CS ont été adaptés en vue d'optimiser sa conception pour améliorer ses performances, en l'occurrence son rendement. La procédure de conception du moteur consiste en un système d'équations non linéaires imposant les caractéristiques du moteur à induction, les performances du moteur, les contraintes magnétiques et les limites thermiques. Les résultats

de la simulation informatique sont donnés pour montrer l'efficacité du processus de conception proposé.

## 2.2 - MÉTHODOLOGIE

Un problème de conception optimisée consiste à concevoir une machine, du point de vue de structure, dimensionnement et condition d'utilisation, pour obtenir de meilleures performances et respecter un ensemble de contraintes. Le choix de la structure de la machine à concevoir est une première étape de la construction optimisée. Elle est, généralement, assez délicate et exige de l'expérience.

Le choix définitif de la machine ne se confirme qu'à la fin de la deuxième étape du CO concernant le dimensionnement de la machine en question. La deuxième étape de la CO est un problème de dimensionnement qui est, généralement, non linéaire et n'a pas une solution unique.

La conception des moteurs se base, généralement, soit sur des relations mathématiques simples, soit sur un programme de simulation comportant un modèle compliqué et surtout sur l'expérience du concepteur. Pour ce faire, nous présenterons une méthode de dimensionnement dite classique basée sur la résolution des équations simplifiées du moteur. Au fur et à mesure du procédé de calcul de dimensionnement, ces dernières seront complétées par d'autres expressions, directement, liées à un aspect particulier de la géométrie du moteur. Cette méthode peut nécessiter un grand nombre d'itérations jusqu'à l'obtention d'un optimum. Pour cette raison, nous lui adjoindrons un algorithme d'optimisation non linéaire avec contraintes qui permet de converger beaucoup plus, rapidement, vers le résultat désiré.

Les entrées du modèle sont, principalement, les performances souhaitées au point de fonctionnement nominal associées aux contraintes d'encombrement (diamètre extérieur  $D_{out}$ , longueur active  $L$ , diamètre intérieur  $D_{is}$ , épaisseur d'entrefer  $g$ , ... etc.) et à l'alimentation. À ceux-là s'ajoutent les données liées aux matériaux (perméabilité magnétique, résistivité électrique, conductivité thermique... etc.). Les sorties sont les dimensions et les caractéristiques électromagnétiques de la machine (inductions, densité de courant dans les bobines, largeur des dents, hauteur de la culasse... etc.). Elles sont reliées

aux entrées via un système d'équations couplées tenant compte des phénomènes électriques, magnétiques et thermiques qui interviennent au sein de la machine.

Les MAS avec la puissance en dessous de 100 [kW] constituent une partie considérable des marchés du moteur électrique du monde. Leur conception pour un rendement standard ou élevé est un mélange de nature d'art et de science, au moins dans l'étape de préoptimisation. Pour la plupart, les méthodologies de conception des MAS sont propriétaires [1]. Dans ce chapitre, nous présentons ce qui peut constituer un échantillon de telles méthodologies.

Un modèle de conception permettant la définition de la structure de la machine à concevoir sera présenté ainsi que son dimensionnement et la détermination de ses performances à partir de ces spécifications géométriques, de construction et de conditions d'utilisation.

### **2.3 - MÉTHODE CONVENTIONNELLE & VALIDATION DU MODÈLE**

La machine à induction représente une grande partie du marché des machines électriques. Des efforts considérables ont été et sont toujours menés pour développer la théorie et les méthodes d'analyses et de conceptions de celle-ci, afin d'améliorer ses performances et d'optimiser son prix.

La procédure de la méthode de conception traditionnelle était régie par des équations de dimensionnement semi-empiriques, une directive générale heuristique et une règle empirique reflétant principalement les expériences des concepteurs. La procédure repose également sur un nombre limité de courbes de matériau qui ne sont pas censées être strictement précises ou fiables pour toutes les situations. Après avoir déterminé les charges électriques et magnétiques de la machine, la procédure est suivie de processus itératifs permettant d'ajuster certains paramètres, comme indiqué dans la figure 3.9.

Ainsi, la conception d'un moteur à induction est fondamentalement une procédure itérative dont la machine résultante dépend des fonctions objectives à minimiser et des contraintes corroborantes liées à l'élévation de température, au courant de démarrage

(couple), au couple de rupture, etc. La fonction objective peut être des matériaux actifs ou des coûts ou (rendement) ou des coûts globaux ou une combinaison pondérée de ceux-ci [2].

## 2.4 - DÉTERMINATION DES DIMENSIONS PRINCIPALES

### 2.4.1 - Diamètre d'alésage « diamètre interne du stator »

Le processus de dimensionnement commence par le calcul des dimensions principales de la MAS, le diamètre d'alésage  $D_{is}$  défini dans l'équation (2,1) et la longueur du paquet statorique  $L$  [1].

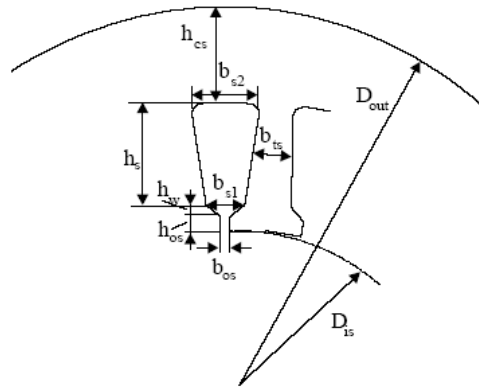
$$D_{is} = \sqrt[3]{\frac{2p p_1 S_{gap}}{\pi \lambda f_1 C_0}} \quad (2.1)$$

$p_1$ : Nombre de paires de pôles.

$f_1$ : Fréquence des courants statoriques.

$C_0$ : Coefficient d'Esson.

$\lambda$  : Facteur géométrique.



**Fig.2.1** - Paramètres géométriques du stator [1].

$S_{gap}$  est déterminé par l'expression suivante :

$$S_{gap} = \frac{K_E P_n}{\eta_n \cos \varphi_n} \quad (2.2)$$

$K_E$ : Coefficient des chutes ohmiques dans l'enroulement du stator.

$P_n$ : Puissance nominale.

$\eta_n$ : Le rendement nominal.

$\cos\varphi_n$ : Le facteur de puissance nominal.

### 2.4.2 - Pas polaire

Il est donné par la relation suivante :

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p_1} \quad (2.3)$$

### 2.4.3 - Longueur de la machine

En utilisant l'équation (2,3), la longueur de la machine est calculée par :

$$L = \lambda \left( \frac{\pi D_{is}}{2p_1} \right) \quad (2.4)$$

### 2.4.4 - Rapport dimensionnel

Il est nécessaire de connaître ce rapport. Ses valeurs sont limitées et données en fonction du nombre de pôles dans un tableau [1]. Elles doivent être dans les limites admissibles, car elles confirment le bon calcul des dimensions principales.

$$\lambda = \frac{L}{\tau} = L \left( \frac{2p_1}{\pi D_{is}} \right) \quad (2.5)$$

### 2.4.5 - Pas d'encoche

En général, les grandes valeurs de q donnent de meilleures performances. Ainsi, les harmoniques de champ de l'espace et les pertes sont plus petites. Le pas d'encoche du stator sera, donc :

$$\tau_s = \frac{\tau}{3q} \quad (2.6)$$

Où q est le nombre d'encoches par pôle et par phase. En général, pour obtenir de meilleures performances, on augmente le nombre d'encoches par pôle et par phase [1]. La

largeur de l'encoche dans le cas de la structure étudiée est comprise entre 5 & 5,3 [mm]. Par contre, celle de la dent varie entre 4,4 à 4,7 [mm] [1]. Ceci est réalisable, du point de vue mécanique.

#### 2.4.6 - Diamètre externe du stator

Pour des expériences déjà faites « ou pour une conception optimale du noyau du stator », le rapport entre le diamètre intérieur et le diamètre extérieur est déterminé par le coefficient qui est donné dans un tableau en fonction du nombre de paires de pôles [1] :

$$K_D = \frac{D_{is}}{D_{out}} \quad (2.7)$$

De cette dernière expression, on peut calculer le diamètre extérieur  $D_{out}$ .

$$D_{out} = \frac{D_{is}}{K_D} \quad (2.8)$$

#### 2.4.7 - Épaisseur d'entrefer

L'entrefer entre le stator et le rotor représente un paramètre important, car les petites valeurs de ce dernier diminuent le courant magnétisant et engendrent des harmoniques d'espaces du champ et des pertes supplémentaires. Par contre, les grandes valeurs réduisent le facteur de puissance et le rendement de la machine. La valeur d'entrefer est calculée suivant 2 relations en fonction du nombre de paires de pôles [1].

$$\begin{aligned} g &= (0,1 + 0,02^3 \sqrt{P_n}) 10^{-3} \quad [\text{m}] \quad \text{Pour} \quad 2p_1 = 2 \\ g &= (0,1 + 0,012^3 \sqrt{P_n}) 10^{-3} \quad [\text{m}] \quad \text{Pour} \quad 2p_1 \geq 2 \end{aligned} \quad (2.9)$$

### 2.5 - DIMENSIONNEMENT DE L'ENROULEMENT STATORIQUE

Le stator des petites et moyennes machines, fonctionnant à basse tension, sont exécutés généralement avec des encoches semi-fermées. Les encoches du noyau statorique sont remplies par des conducteurs électriques isolés et reliés entre eux d'une certaine manière. Cet ensemble constitue les enroulements.

Les encoches du stator contiennent un enroulement triphasé à CA. Concevoir des enroulements, c'est :

- ✓ Assigner des bobines dans les encoches des différentes phases en calculant le nombre de spires des différentes bobines et les dimensions du conducteur,
- ✓ établir, aussi, la direction des courants dans les côtés des bobines ainsi que leurs connexions par phase et entre phases.

Le type d'enroulement préféré est celui à 2 couches. Sa répartition doit être symétrique. Il offre les avantages suivants :

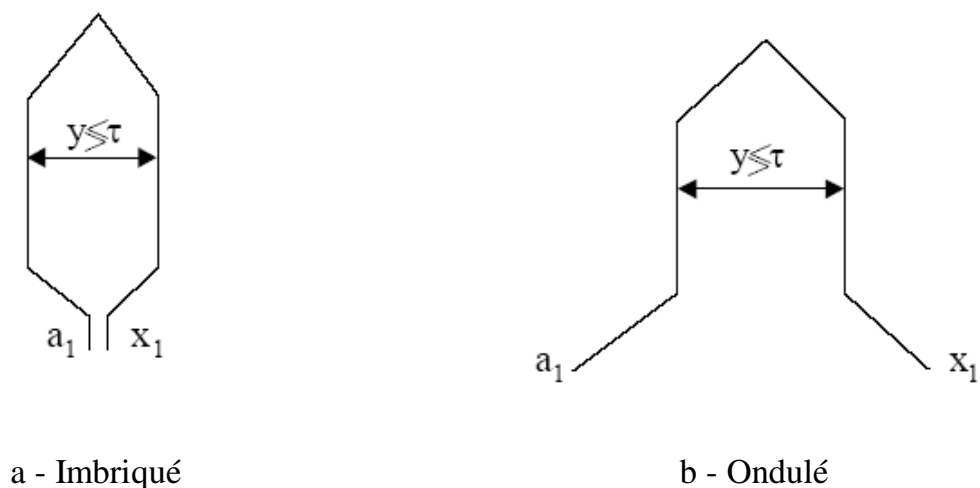
- ✓ Possibilité de raccourcir le pas. Ceci améliore la forme du champ ainsi que la f.é.m.
- ✓ Consommation du cuivre, relativement, faible.
- ✓ Possibilité de former un grand nombre de branches parallèles.
- ✓ Simplicité d'exécution des enroulements.

D'autre part, l'enroulement à 2 couches présente l'inconvénient de :

- ✓ La difficulté de la mise en place des dernières bobines.

Des enroulements imbriqués ou ondulés sont employés pour les MAS (figure. 2,2).

Les bobines peuvent être placées dans une couche (figure.2.3. a) ou dans 2 couches (figure.2.3. b).



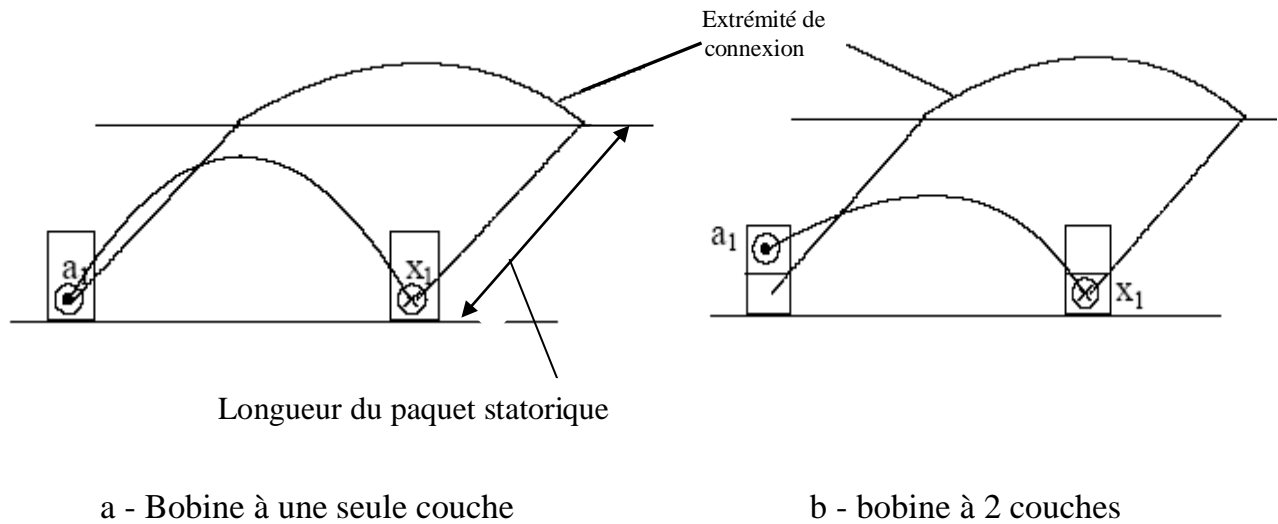
**Fig.2.2** - Bobine à une seule spire (barre) [1].

Les enroulements à 2 couches utilisent, en général, un pas raccourci  $y < \tau$ . Par contre, ceux à une couche exigent un pas complet « pas polaire »  $y = \tau$ . Le terme  $y$  représente le

pas d'enroulement qui caractérise la distance entre 2 côtés actifs. Il est choisi de façon à éliminer le 5<sup>ème</sup> harmonique [1].

$$y = \frac{N_s \beta}{2p_1} ; \quad \tau = \frac{N_s}{2p_1} \quad \& \quad \beta = \frac{y}{\tau} \quad (2.10)$$

$N_s$ : Nombre d'encoches au stator



**Fig.2.3** - type de bobines [1].

### 2.5.1 - Nombre d'encoches du stator

Un nombre élevé d'encoches donne une bonne répartition des bobines suivant la périphérie du stator. Ceci améliore la forme de l'induction dans l'entrefer. Par contre, un nombre faible d'encoches entraîne :

- ✓ L'augmentation du courant par encoche.
- ✓ Une chute supplémentaire dans le cuivre.
- ✓ Une diminution des pertes superficielles
- ✓ Une diminution des pertes par pulsation de flux dans les dents.

Après le choix de  $q$ , on détermine le nombre d'encoches  $N_s$  suivant l'expression (2,11) :

$$N_s = 2p_1 q m_1 \quad (2.11)$$

$m_1$ : Nombre de phases du stator.

### 2.5.2 - Coefficient de distribution & de raccourcissement

Les coefficients de distribution et de raccourcissement de l'harmonique fondamentale sont déterminés, successivement, par les 2 formules suivantes [1] :

$$K_{q1} = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{q \sin \left( \frac{\pi}{6q} \right)} \quad (2.12)$$

$$K_{y1} = \sin \frac{\pi y}{2 \tau} \quad (2.13)$$

### 2.5.3 - Coefficient de bobinage

Dans l'étude de la répartition du champ dans l'entrefer des MAS, il faut tenir compte de la disposition des conducteurs du stator et du rotor et faire intervenir un facteur de correction dit facteur de bobinage. Ce facteur tient compte de la répartition du bobinage et des raccourcissements éventuels du pas d'enroulement. Il est donné, ainsi, par l'expression :

$$K_{w1} = K_{q1} K_{y1} \quad (2.14)$$

### 2.5.4 - Nombre de spires par phase

Il est basé sur le flux par pôle :

$$\Phi = \alpha_i L \tau B_g \quad (2.15)$$

$B_g$ : Induction magnétique dans l'entrefer.

La densité du flux dans l'entrefer est donnée par des intervalles en fonction du nombre de paires de pôles. Le coefficient de forme  $K_f$  et le facteur de couverture idéale des pôles  $\alpha_i$ , sont déterminés d'après une courbe en fonction du coefficient de saturation  $K_{st}$  [1]. Le nombre de spires par phase est :

$$W_1 = \frac{K_E V_{1ph}}{4 K_f K_{w1} f_1 \Phi} \quad (2.16)$$

$K_E$ : Coefficient des chutes ohmiques dans l'enroulement du stator.

$V_{1ph}$ : Tension par phase du stator.

### 2.5.5 - Nombre de conducteurs par encoche

Il est calculé par la formule :

$$n_s = \frac{a_1 W_1}{p_1 q} \quad (2.17)$$

$a_1$ : Nombre de branches parallèles de l'enroulement du stator.

Le nombre de conducteurs par encoche doit être un nombre pair. Ensuite, on recalcule  $W_1$  puis, avec cette nouvelle valeur de  $W_1$ , on doit recalculer la valeur de  $B_g$  et on vérifie si elle est admissible.

### 2.5.6 - Section du conducteur magnétique

Elle est donnée par la formule suivante [1] :

$$A_{c0} = \frac{I_{1n}}{J_{cos} a_1} \quad \text{avec} \quad I_{1n} = \frac{P_n}{\sqrt{3} \eta_n \cos \varphi_n V_{1ph}} \quad (2.18)$$

$I_{1n}$ : Courant nominal par phase du stator.

$J_{cos}$  Représente la densité de courant exprimée en [A/mm<sup>2</sup>]. Sa valeur est choisie afin de réduire les pertes des enroulements pour avoir un bon rendement de la machine. Elle est donnée par des intervalles en fonction du nombre de pôles.

$$J_{cos} = 4 \text{ à } 7 \text{ [A/mm}^2\text{]} \quad \text{pour} \quad 2p_1 = 2 \text{ \& } 4 \quad (2.19)$$

$$J_{cos} = 5 \text{ à } 8 \text{ [A/mm}^2\text{]} \quad \text{pour} \quad 2p_1 = 6 \text{ \& } 8 \quad (2.20)$$

Après, on calcule son diamètre  $d_{c0}$  :

$$d_{c0} = \sqrt{\frac{4A_{c0}}{\pi}} \quad (2.21)$$

En général, si  $d_{c0}$  est supérieur à 1,3 [mm] dans les MAS de petites puissances, il est préférable d'utiliser quelques conducteurs en parallèle  $a_p$ . Par conséquent, l'expression (2,21) devient :

$$d'_{c0} = \sqrt{\frac{4A_{c0}}{\pi a_p}} \quad (2.22)$$

Si le nombre de conducteurs  $a_p > 4$ , le nombre de voies parallèles doit être augmenté. L'augmentation du nombre de conducteurs parallèles entraîne l'augmentation de la section totale du conducteur. Ceci implique l'accroissement du courant. Dans le but de réduire le courant, on doit augmenter le nombre de voies parallèles.

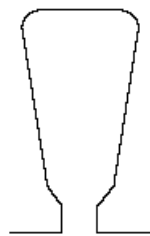
## 2.6 - DIMENSIONNEMENT DE L'ENCOCHE STATORIQUE

### 2.6.1 - Section utile de l'encoche

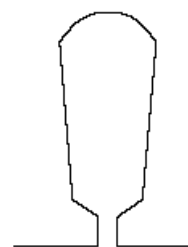
Pour le niveau de puissance indiqué, des encoches de forme trapézoïdale et circulaire (figure. 2.4) sont utilisées. Pour de telles formes, la dent du stator est rectangulaire (Figure. 2,1). Les variables  $b_{0s}$ ,  $h_{0s}$ ,  $h_w$  qui représentent, respectivement, la largeur de l'encoche, son ouverture et la hauteur de l'ouverture de l'encoche sont fixées empiriquement :

$$b_{0s} = 2 \text{ à } 3 \text{ [mm]} ; h_{0s} = 0,5 \text{ à } 1 \text{ [mm]} \quad \& \quad h_w = 1 \div 4 \text{ [mm]}. \quad (2.23)$$

D'après ce que nous avons exprimé jusqu'ici, le nombre de spires par encoche  $n_{1s}$ , le nombre de conducteurs en parallèle  $a_p$  avec le diamètre  $d'_{c0}$ , nous pouvons déterminer la section utile d'encoche  $A_{su}$  en adoptant un coefficient de remplissage des conducteurs dans l'encoche  $K_{fill}$  qui est donné par des intervalles en fonction de la puissance de la machine et du type de conducteur utilisé.



a - Encoche trapézoïdale



b - encoche circulaire

**Fig.2.4** - forme d'encoche recommandée [1].

$K_{fill} \approx 0,35$  à  $0,4$  pour les machines de puissance  $< 10$  [kW].

$K_{fill} \approx 0,4$  à  $0,44$  pour les machines de puissance  $> 10$  [kW]. (2.24)

La section d'encoche se calcule par l'expression (2,25) :

$$A_{su} = \frac{\pi d_{c0}'^2 a_p n_s}{4K_{fill}} \quad (2.25)$$

Supposons que tout le flux d'entrefer passe à travers les dents du stator :

$$B_g \tau_s L \approx B_{ts} b_{ts} L K_{Fe} \quad (2.26)$$

$b_{ts}$ : Largeur de la dent du stator.

Où  $K_{Fe}$  désigne le facteur de remplissage du paquet statorique qui tient compte de l'influence de l'isolation des feuilles d'acier. Pour  $0,5$  [mm] d'épaisseur d'isolation de l'acier,  $K_{Fe} = 0,96$ .  $B_{ts}$  représente l'induction dans les dents statoriques. Elle est donnée par :  $B_{ts} = 1,5$  à  $1,65$  [T].

### 2.6.2 - Largeur de la dent statorique

À partir de l'équation (2,26), la largeur de la dent  $b_{ts}$  peut être déterminée comme suit :

$$b_{ts} = \frac{B_g \tau_s}{B_{ts} K_{Fe}} \quad (2.27)$$

Pour des limitations technologiques, la largeur de la dent ne devrait pas être inférieure à  $3,5 \cdot 10^{-3}$  [m].

### 2.6.3 - Largeur de l'encoche statorique coté entrefer

La largeur de la dent minimale (coté entrefer) est donnée par [1] :

$$b_{s1} = \frac{\pi(D_{is} + 2h_{os} + 2h_w)}{N_s} - b_{ts} \quad (2.28)$$

### 2.6.4 - Largeur de la dent statorique coté dos

L'expression de la largeur maximale est donnée par :

$$b_{s2} \approx b_{s1} + 2h_s \tan \frac{\pi}{N_s} \quad (2.29)$$

$h_s$ : Hauteur d'encoche du stator.

### 2.6.5 - Section utile de l'encoche

La section de l'encoche est déterminée comme suit :

$$A_{su} = h_s \frac{(b_{s1} + b_{s2})}{2} \quad (2.30)$$

À partir de ces deux équations (2,29 - 2,30), les deux inconnues  $h_s$  et  $b_{s2}$  peuvent être déterminées. Pour ce faire, nous tirons  $h_s$  de l'équation (2,29) et on la remplace dans l'équation (2,30) pour avoir :

$$b_{s1}^2 - b_{s2}^2 = 4A_{su} \tan \frac{\pi}{N_s} \quad (2.31)$$

$$b_{s2} = \sqrt{4A_{su} \tan \frac{\pi}{N_s} + b_{s1}^2} \quad (2.32)$$

### 2.6.6 - Hauteur de l'encoche

L'expression de la hauteur utile de l'encoche est :

$$h_s = \frac{2A_{su}}{b_{s1} + b_{s2}} \quad (2.33)$$

$A_{su}$  est la section d'encoche. Ensuite, on calcule le facteur de saturation pour que les dents du stator et du rotor produisent les mêmes effets. À cet égard, on obtient :

$$1 + K_{st} = 1 + \frac{F_{mts} + F_{mtr}}{F_{mg}} \Rightarrow K_{st} = \frac{F_{mts} + F_{mtr}}{F_{mg}} \quad (2.34)$$

$F_{mg}$ : La force magnétomotrice (F.m.m) dans l'entrefer.

$F_{mts}$ : La force magnétomotrice dans les dents du stator.

$F_{mtr}$ : La force magnétomotrice dans les dents du rotor.

### 2.6.7 - F.m.m d'entrefer

La f.m.m  $F_{mg}$  est calculée par l'équation :

$$F_{mg} \approx 1.2 g \frac{Bg}{\mu_0} \quad (2.35)$$

$\mu_0$ : Perméabilité magnétique du vide.

### 2.6.8 - F.m.m dans la dent du stator

D'une courbe de magnétisation donnée dans un tableau [1], on tire la valeur du champ magnétique  $H_{ts}$ . Conséquemment, la f.m.m de la dent du stator est :

$$F_{mts} = H_{ts}(h_s + h_{0s} + h_w) \quad (2.36)$$

### 2.6.9 - F.m.m dans la dent du rotor

D'après le coefficient de saturation donné par l'équation (3.34), on peut calculer  $F_{mr}$  qui correspond à la valeur choisie de ce coefficient :

$$F_{mtr} = K_{st}F_{mg} - F_{mts} \quad (2.37)$$

Si la valeur de  $F_{mtr}$  est, légèrement, plus grande (ou plus petite) que celle du stator, on peut continuer le processus de calcul. Cependant, si  $F_{mtr} \ll F_{mts}$ , pour un  $1 + K_{st}$  donné, une plus petite valeur de densité du flux est exigée. Par conséquent, la procédure redémarre à partir de l'équation (3.15). La procédure itérative s'achève quand  $F_{mtr} \approx F_{mts}$ .

### 2.6.10 - Hauteur du dos statorique

Elle se calcule par l'expression :

$$h_{cs} = \frac{D_{out} - (D_{is} + 2(h_{0s} + h_w + h_s))}{2} \quad (2.38)$$

La densité de flux  $B_{cs}$  dans le dos du stator doit être vérifiée en utilisant l'équation :

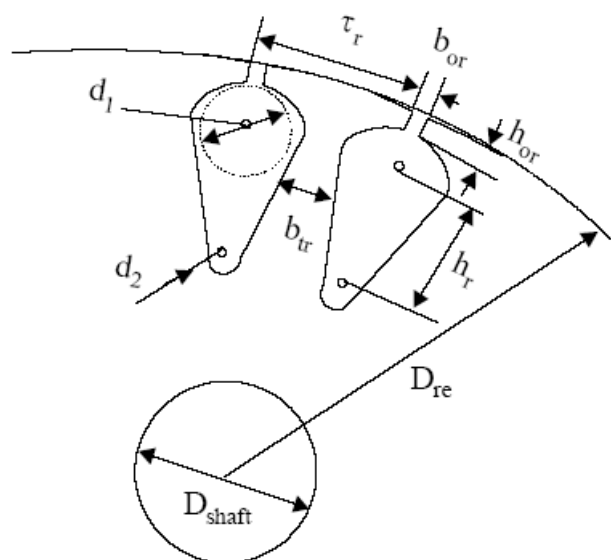
$$B_{cs} = \frac{\Phi}{2Lh_{cs}} \quad (2.39)$$

$B_{cs}$  ne doit pas dépasser certaines limites. Elle est limitée par un intervalle. Si la valeur trouvée est plus importante, il y a trois manières pour résoudre ce problème. Premièrement, on doit, tout simplement, augmenter le diamètre extérieur du stator jusqu'à

ce que  $B_{cs} \approx (1.2 \text{ à } 1.7)$  [T]. La deuxième solution consiste à introduire un plus grand rapport  $\lambda$ . On aura, par la suite, un diamètre intérieur  $D_{is}$  réduit. Par conséquent, on obtient une grande valeur de  $h_{cs}$  et finalement une densité de champ  $B_{cs}$  réduite. La troisième solution est d'augmenter la densité de courant. Ceci entraîne la réduction de la hauteur d'encoche  $h_{cs}$ . Cependant, si le but est d'obtenir un rendement élevé, une telle solution doit être employée, judicieusement.

## 2.7 - DIMENSIONNEMENT DE L'ENCOCHE ROTORIQUE

Nous pouvons procéder, maintenant, au dimensionnement d'encoche du rotor basé sur les variables définies dans la figure 3.5. Pour les rotors à cage, afin d'éviter les couples parasites synchrones et asynchrones, les couples de vibration, le bruit, les pertes supplémentaires et les forces radiales, il est nécessaire de faire un choix judicieux du nombre d'encoches du rotor  $N_r$ . Le nombre  $N_r$  doit satisfaire certaines conditions imposées par l'expérience issue de la construction des MAS. Le choix du nombre d'encoches du rotor est dans l'ensemble un problème, relativement, complexe qui n'est donc résolu que par l'expérimentation. Le nombre le plus adéquat des encoches du stator et du rotor est donné dans un tableau [1]. Des formes d'encoches typiques du rotor sont montrées dans la figure 2.6.



$$h_{or} = 0.5 \text{ [mm]} \ \& \ b_{or} = 1.5 \text{ [mm]}.$$

**Fig.2.5** - géométrie d'encoche rotorique [1].

### 2.7.1 - Courant dans la barre rotorique

Nous avons besoin, d'abord, de la valeur du courant de la barre du rotor

$$I_b = K_I \frac{2mW_1 K_{W1}}{N_r} I_{1n} \quad (2.40)$$

Où  $K_I = 1$  représente le cas où les f.m.m du stator et du rotor sont égaux. En réalité, la f.m.m du stator est, légèrement, grande :

$$K_I = 0.8 \cos \varphi_n + 0.2 \quad (2.41)$$

### 2.7.2 - Section d'encoche rotorique

On peut calculer, maintenant, la section d'encoche du rotor qui est définie par l'équation (2.42).

$$A_b = \frac{I_b}{J_b} \quad (2.42)$$

Pour les machines dont la puissance est inférieure à 100 [kW], la densité de courant dans la barre rotorique, pour un meilleur rendement, est  $J_b = 3.42$  [A/mm<sup>2</sup>].

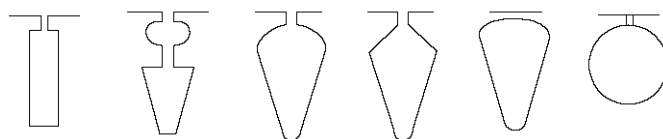
### 2.7.3 - Section d'anneau de court-circuit

D'abord, on détermine la densité de courant dans l'anneau d'extrémité. Elle doit être choisie dans un intervalle bien déterminé :

$$A_{er} = \frac{I_{er}}{J_{er}} \quad \text{avec} \quad J_{er} = (0.75 \text{ à } 0.8) J_b \quad (2.43)$$

$A_{er}$ : Section d'anneau de court-circuit.

$J_{er}$ : La densité de courant dans l'anneau d'extrémité



**Fig.2.6** - encoches typiques des rotors à cage [1].

### 2.7.4 - Pas d'encoche du rotor

Son équation est déterminée par :

$$\tau_r = \frac{\pi(D_{is}-2g)}{N_r} \quad (2.44)$$

### 2.7.5 - Largeur de la dent

En choisissant la valeur de la densité du champ dans la dent qui doit être dans les limites admissibles que celles définies pour  $B_{ts}$ , on calcule :

$$b_{tr} = \frac{B_g}{K_{Fe}B_{tr}} \tau_r \quad (2.45)$$

$B_{tr}$ : Induction magnétique dans les dents du rotor.

### 2.7.6 - Diamètre d'encoche du rotor maximal « coté entrefer »

Le diamètre  $d_1$  est obtenu à partir de l'équation (3.46) :

$$d_1 = \frac{\pi(D_{re}-2h_{or})-N_r b_{tr}}{\pi+N_r} \quad (2.46)$$

$D_{re}$ : Diamètre externe du rotor.

### 2.7.7 - Hauteur d'encoche rotorique

Pour obtenir le diamètre minimal de l'encoche  $d_2$  et sa hauteur  $h_r$ , nous résolvons le système d'équations suivant :

$$A_b = \frac{\pi}{8} (d_1^2 + d_2^2) + \frac{(d_1+d_2)h_r}{2} \quad (2.47)$$

$$d_1 - d_2 = 2h_r \tan \frac{\pi}{N_r} \quad (2.48)$$

Maintenant, nous devons vérifier la f.m.m  $F_{mtr}$  dans les dents du rotor en utilisant l'équation (2.49) :

$$F_{mtr} = H_{tr} \left( h_r + h_{or} + \frac{(d_1+d_2)}{2} \right) \quad (2.49)$$

Si  $F_{mtr} \approx F_{mtr}$  calculée, précédemment, le dimensionnement est acceptable jusqu'ici. Si  $F_{mtr}$  est très grande, nous pouvons réduire la densité du flux  $B_{tr}$  en augmentant la largeur de la dent  $b_{tr}$  et la densité de courant dans la barre. L'augmentation de cette dernière pourra réduire le rendement au-dessous de la valeur à atteindre. Nous pouvons, alternativement, augmenter  $1 + K_s$  et refaire le dimensionnement de (2.15). Pour maintenir le même rendement, le diamètre d'alésage doit être augmenté. Ainsi, le dimensionnement devrait se refaire de l'équation (2.1). Le processus prend fin lorsque la f.m.m  $F_{mtr}$  est dans les limites admissibles. Si  $F_{mtr}$  est trop petite, nous pouvons augmenter  $B_{tr}$  et on retourne à l'expression (2.45) jusqu'à ce que la convergence soit atteinte.

### 2.7.8 - Hauteur du dos du noyau rotorique

La hauteur du dos du noyau du rotor peut être calculée après avoir choisi la densité du flux  $B_{cr}$  qui est donnée par l'intervalle,  $B_{cr} = (1.4 \text{ à } 1.7) [\text{T}]$ .

$$h_{cr} = \frac{\Phi}{2 LB_{cr}} \quad (2.50)$$

$B_{cr}$ : Induction magnétique dans le dos du rotor.

### 2.7.9 - Diamètre maximum de l'arbre

Le diamètre maximal de l'arbre est :

$$(D_{arbre})_{max} \leq D_{is} - 2 \left( g - \left( h_{0r} + \frac{d_1 + d_2}{2} + h_r + h_{cr} \right) \right) \quad (2.51)$$

### 2.7.10 - Dimensions de l'anneau de court-circuit

La section d'anneau de court-circuit est montrée dans la figure 2.7. En général,

$$D_{re} - D_{er} = (3 \text{ à } 4) 10^{-3} [m] \quad (2.52)$$

De plus :

$$b = (1.0 - 1.2) \left( h_r + h_{0r} + \frac{d_1 + d_2}{2} \right) \quad (2.53)$$

$b$ : Hauteur d'anneau.

La largeur de la bague  $a$  est exprimée par :

$$a = \frac{A_{er}}{b} \quad (2.54)$$

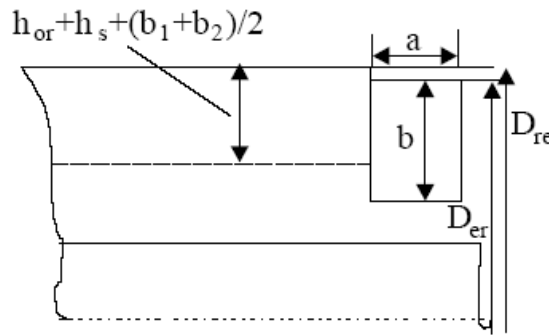


Fig.2.7 - section de l'anneau d'extrémité [1].

## 2.8 - COURANT MAGNÉTISANT

### 2.8.1 - F.m.m de magnétisation totale

La f.m.m de magnétisation sera calculée par :

$$F_{1m} = 2 \left( K_c g \frac{B_g}{\mu_0} + F_{mts} + F_{mtr} + F_{mcs} + F_{mcr} \right) \quad (2.55)$$

$F_{mcs}$ : F.m.m dans le dos du stator.

$F_{mcr}$ : F.m.m dans le dos du rotor.

$K_c$  représente le coefficient de Carter. Il tient compte de la distribution du champ magnétique dans l'entrefer. À cause de l'ouverture des encoches, l'induction augmente au niveau des têtes des dents. C'est pour cette raison que ce facteur est supérieur à l'unité. Maintenant, on va déterminer toutes les variables pour calculer ce coefficient.

$$\gamma_1 = \frac{b_{0s}^2}{5g + b_{0s}} \quad (2.56)$$

$$\gamma_2 = \frac{b_{0r}^2}{5g + b_{0r}} \quad (2.57)$$

$$K_{c1} = \frac{\tau_r}{\tau_r - \gamma_1} \quad (2.58)$$

$$K_{c2} = \frac{\tau_r}{\tau_r - \gamma_2} \quad (2.59)$$

Le coefficient total  $K_C$  est :

$$K_C = K_{c1} K_{c2} \quad (2.60)$$

### 2.8.2 - F.m.m dans le dos du stator

$$F_{mcs} = C_{cs} \pi \frac{(D_{out} - h_{cs})}{2p_1} H_{cs}(B_{cs}) \quad (2.61)$$

$H_{cs}$ : Champ magnétique dans le dos du stator.

### 2.8.3 - F.m.m dans le dos du rotor

$$F_{mcr} = C_{cr} \pi \frac{(D_{shaft} - h_{cr})}{2p_1} H_{cr}(B_{cr}) \quad (2.62)$$

$$C_{cr,s} \approx 0.88 e^{-0.4 B_{cr,s}^2} \quad (2.63)$$

$H_{cr}$ : Champ magnétique dans le dos du rotor.

$D_{shaft}$ : Diamètre d'arbre.

$C_{cs}$  et  $C_{cr}$  sont des coefficients empiriques qui définissent la longueur moyenne de la trajectoire du flux dans le dos du stator et du rotor, successivement. Pour  $B_{cs}$  et  $B_{cr}$  et avec les valeurs des champs qui leur correspondent  $H_{ts}$  et  $H_{tr}$ , on obtient les valeurs de  $F_{mcs}$  et de  $F_{mcr}$ .

### 2.8.4 - Facteur de saturation total

Il est donné par la relation (2.64) :

$$K_s = \frac{F_{1m}}{2F_{mg}} \quad (2.64)$$

Finalement, le courant magnétisant est :

$$I_{\mu} = \frac{\pi p_1 (F_{1m}/2)}{3W_1 K_{W1}} \quad (2.65)$$

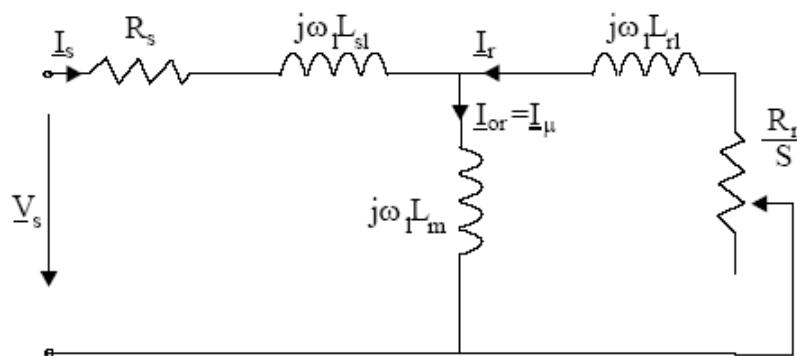
## 2.9 - CALCUL DES PARAMÈTRES DE LA MACHINE

### 2.9.1 - Calcul des résistances

Le calcul des résistances et des réactances est calculé suivant la méthode du circuit électrique monophasé de la machine (Figure. 2.8).

#### 1 - Résistance de la phase statorique

$$R_s = \rho_{c0} \frac{l_c W_s}{A_{c0} a} \quad (2.66)$$



**Fig.2.8** - circuit équivalent en T d'une MAS [1].

La longueur  $l_c$  d'enroulement inclut la partie active et la partie de connexion d'extrémité (partie frontale).

La longueur de connexion d'extrémité  $l_{end}$  dépend du pas d'enroulement  $y$ , du nombre de pôles, de la forme des enroulements et du nombre de couches dans l'enroulement. Les industriels ont développé des formules empiriques [1].

## 2 - Résistance de la cage rotorique réduite au stator

En premier lieu, on calcule la résistance du segment barre/anneau de court-circuit  $R_{be}$  :

$$R_{be} = \rho_{Al} \left[ \frac{L}{A_b} K_R + \frac{l_{er}}{2A_{er} \sin^2\left(\frac{\pi p_1}{N_r}\right)} \right] \quad (2.67)$$

Où  $l_{er}$  est la longueur d'anneau de court-circuit donnée par :

$$l_{er} = \frac{\pi(D_{er}-b)}{N_r} \quad (2.68)$$

$K_R$  est le coefficient relatif à l'effet de peau. Pour la résistance de la barre, il est, approximativement, donné par :

$$(R_r')_{S=1} = \frac{4m_1}{N_r} (W_1 K_{W1})^2 R_{be80^\circ} \quad (2.69)$$

### 2.9.2 - Calcul des réactances

#### 1 - Réactance de fuite de la phase statorique

$$X_{s1} = 2\mu_0 \omega_1 L \frac{W_1^2}{p_1 q} (\lambda_s + \lambda_{ds} + \lambda_{ec}) \quad (2.70)$$

$\omega_1$ : La vitesse angulaire.

$\lambda_s$ : Permeance d'encoche du stator.

$\lambda_{ds}$ : Permeance différentielle du stator.

$\lambda_{ec}$ : Permeance de connexions des extrémités de la bobine du stator.

#### 2 - Réactance de fuite du rotor

On commence, tout d'abord, par le calcul de la réactance du segment barre/anneau de court-circuit  $X_{be}$  :

$$X_{be} = 2\pi\mu_0 f_1 L (\beta \lambda_r K_X + \lambda_{dr} + \lambda_{er}) \quad (2.71)$$

$\lambda_r$ : Permeance d'encoche du rotor.

$\lambda_{dr}$ : Permeance différentielle du rotor.

$\lambda_{er}$ : Permeance d'anneau de court-circuit.

$K_X$  est le coefficient de l'effet de peau pour la réactance de fuite  
on calcule la réactance de fuite du rotor suivant la formule (2.72).

$$X_{r1} = 4m_1 \frac{(W_1 K_{W1})^2}{N_r} X_{be} \quad (2.72)$$

Pour une vitesse nulle « un glissement  $S = 1$  », les réactances de fuite du rotor et du stator sont réduites dues à la saturation du flux de fuite. Pour le niveau de puissance indiqué dans ce travail, avec des encoches statoriques et rotoriques semi-fermées, les réactances se calculent par :

$$\begin{aligned} (X_{s1})_{sat}^{S=1} &= (0.7 \text{ à } 0.8) X_{s1} \\ (X_{r1})_{sat}^{S=1} &= (0.7 \text{ à } 0.8) X_{r1} \end{aligned} \quad (2.73)$$

Pour un glissement nominal « vitesse nominale », les effets de saturation et de peau doivent être éliminés  $K_R = K_X = 1$ . Ainsi, la résistance rotorique  $(R'_r)_{S_n}$  devient :

$$(R'_r)_{S_n} = (R'_r)_{S=1} \frac{R_{be80^0}^{S=S_n}}{R_{be80^0}^{S=1}} \quad (2.74)$$

La réactance de fuite  $X_{r1}^{S=S_n}$  se calcule de façon identique.

### 3 - Réactance de magnétisation

Elle est exprimée par [1] :

$$X_m = \sqrt{\left(\frac{V_{1ph}}{I_\mu}\right)^2 - R_S^2 - X_{S1}} \quad (2.75)$$

Dans ce qui suit, nous allons étudier l'effet des barres obliques sur les réactances. En général, les encoches du rotor sont obliques. Une inclinaison  $c$  d'un pas d'encoche statorique  $c = \tau_s$  est typique. Le changement des paramètres dû à l'inclinaison est approximé par :

$$X_m = X_m K_{skew} \quad (2.76)$$

Aussi, l'inductance de fuite « réactance » du rotor est augmentée par un nouveau terme  $X'_{r1skew}$ .

$$X'_{r1skew} = X_m (1 - K_{skew}^2) \quad (2.77)$$

Ainsi, les valeurs finales des réactances de fuite du rotor à  $S = 1$  et  $S = S_n$ , respectivement, sont :

$$\begin{aligned} (X_{r1})_{skew}^{S=1} &= (X_{r1})_{sat}^{S=1} + X_{r1skew} \\ (X_{r1})_{skew}^{S=S_n} &= X_{r1} + X_{r1skew} \end{aligned} \quad (2.78)$$

Pour un glissement nominal « vitesse nominale », les effets de saturation et de peau doivent être éliminés  $K_R = K_X = 1$ .

## 2.10 - CALCUL DES PERTES & RENDEMENT

Les pertes liées au MAS sont les pertes de cuivre dans le stator ( $P_{c0}$ ) et les pertes de rotor dans le rotor ( $P_{Al}$ ), les pertes de fer ( $P_{iron}$ ), les pertes de ventilation mécanique ( $P_{mv}$ ) et les pertes supplémentaires ( $P_{sup}$ ).

$$\sum Pertes = P_{c0} + P_{Al} + P_{iron} + P_{mv} + P_{sup} \quad (2.79)$$

Où :

$$P_{c0} = 3R_s I_{1n}^2 \quad (2.80)$$

$$P_{Al} = 3(R_r)_{S_n} I_{rn}^2 = 3R_r K_I^2 I_{1n}^2 \quad (2.81)$$

Les pertes dans le noyau  $P_{iron}$  sont composées de pertes fondamentales  $P_{iron}^1$  et de pertes additionnelles (pertes de pulsation du flux dans les dents du noyau ou d'harmoniques)  $P_{iron}^s$ . Les pertes totales dans le noyau du fer sont [1] :

$$P_{iron} = P_{iron}^1 + P_{iron}^s \quad (2.82)$$

$$P_{iron}^1 = P_{t1} + P_{y1} \quad (2.83)$$

Les pertes fondamentales dans les dents du stator sont données par :

$$P_{t1} \approx K_t P_{10} \left( \frac{f_1}{50} \right)^{1.3} B_{ts}^{1.7} G_{ts} \quad (2.84)$$

Les pertes fondamentales dans le dos du stator sont données par :

$$P_{y1} \approx K_y P_{10} \left( \frac{f_1}{50} \right)^{1.3} B_{cs}^{1.7} G_{y1} \quad (2.85)$$

Les pertes de pulsation du flux dans les dents du noyau constituent les composantes principales des pertes supplémentaires.

$$P_{iron}^s \approx 0.5 \cdot 10^{-4} \left[ \left( N_r \frac{f_1}{p_1} K_{ps} B_{ps} \right)^2 G_{ts} + \left( N_s \frac{f_1}{p_1} K_{pr} B_{pr} \right)^2 G_{tr} \right] \quad (2.86)$$

$$K_{ps} = \frac{1}{2.2 - B_{ts}} \quad (2.87)$$

$$K_{pr} = \frac{1}{2.2 - B_{tr}} \quad (2.88)$$

$$B_{ps} \approx (K_{c2} - 1) B_g \quad (2.89)$$

$$B_{pr} \approx (K_{c1} - 1) B_g \quad (2.90)$$

$$P_{mv} = 0.012 P_n \quad \text{pour} \quad p_1 = 2 \quad (2.91)$$

$$P_{sup} = 10^{-2} P_n \quad (2.92)$$

Finalement, le rendement est défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée.

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{abs}} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + \sum Pertes} \quad (2.93)$$

## 2.11 - CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

### 2.11.1 - Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est la suivante :

$$T_e = \frac{3p_1}{\omega_s} \frac{V_{1ph}^2 \frac{R_r}{s}}{\left(R_s + C_m \frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_s + C_m X_r)^2} \quad (2.94)$$

$\omega_s$ : Vitesse de synchronisme.

$C_m$ : Coefficient de correction des paramètres du circuit équivalent.

### 2.11.2 - Couple maximal

Le couple maximal correspond à la valeur maximale de l'équation (2.94) :

$$T_{bk} = \frac{3p_1}{2\omega_s} \frac{V_{1ph}^2}{\left[R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + C_m X_r)^2}\right]} \quad (2.95)$$

### 2.11.3 - Courant de démarrage

Le courant de démarrage est calculé en module par l'expression :

$$I_{LR} = \frac{V_{1ph}}{\sqrt{(R_s + R_r^{S=1})^2 + (X_s^{S=1} + X_r^{S=1})^2}} \quad (2.96)$$

### 2.11.4 - Couple de démarrage

C'est la valeur du couple qui correspond au courant de démarrage :

$$T_{LR} = \frac{3R_r^{S=1} I_{LR}^2}{\omega_s} p_1 \quad (2.97)$$

## 2.12 - CALCUL THERMIQUE

L'objectif du calcul thermique est de déterminer la surélévation de la  $T$  [°C] dans les différentes parties de la machine par rapport à l'air de refroidissement. Dans les machines électriques, les pertes d'énergie électrique « effet Joule », mécaniques « frottement » et magnétiques « pertes par hystérésis et par courants de Foucault » se transforment en énergie thermique sous forme de chaleur. Ceci provoque l'échauffement des parties actives de la machine et notamment au niveau des enroulements qui sont très sensibles à la chaleur.

Pour assurer la fiabilité, l'échauffement des parties actives doit être limité. La tâche la plus difficile et la plus importante est d'assurer la bonne tenue d'isolation des enroulements qui se dégrade pour une température, relativement, peu élevée. C'est pour cette raison que la charge admissible de la machine est déterminée tout d'abord à la  $T$  [°C] admissible de l'isolant utilisé.

Premièrement, on calcule l'accroissement de la température des conducteurs par rapport à la surface d'encoche  $\Delta\theta_{c0}$  :

$$\Delta\theta_{c0} \approx \frac{P_{c0}}{\alpha_{cond}A_{1s}} \quad (2.98)$$

Puis, l'accroissement de la température de l'air du moteur par rapport à la température du milieu ambiant  $\Delta\theta_{frame}$  :

$$\Delta\theta_{frame} = \frac{\sum Pertes}{\alpha_{cond}A_{frame}} \quad (2.99)$$

Pour les MAS avec autoventilation placée en dehors du moteur « au-dessous de 100 [kW] ».

$\alpha_{cond}$  est déterminée par :

$$\alpha_{cond} = \frac{\lambda_{ins}}{h_{ins}} \quad (2.100)$$

$\lambda_{ins}$  est la conductivité thermique d'isolation en [W/m°K] et  $h_{ins}$  est l'épaisseur totale de l'isolation. La section latérale d'encoche statorique  $A_{1s}$  :

$$A_{1s} \approx (h_s + b_{s2})LN_s \quad (2.101)$$

La section d'armature  $A_{frame}$  y compris la section des ailettes :

$$A_{frame} = \pi D_{out}(L + \tau)K_{fin} \quad (2.102)$$

Supposons la température ambiante  $\theta_{amb}$  est 30 [°C]. Dans ce cas, la température d'enroulement est :

$$\theta_{c0} = \theta_{amb} + \Delta\theta_{c0} + \theta_{frame} \quad (2.103)$$

Les principales étapes de la conception du MAS sont illustrées dans la figure 2.9

## 2.13 - APPLICATION A UNE MAS A CAGE DE 37 [kW]

### 2.13.1 - Données de la MAS

À partir des expressions de dimensionnement définies, auparavant, nous développons un programme d'aide au dimensionnement d'une MAS à cage. Le tableau 2.1 montre les spécifications d'un moteur à induction triphasé de 37 kW pour optimiser sa conception. Le diamètre du stator et de l'arbre est fixé respectivement pour l'assemblage du prototype.

**Tableau 2.1** données de la MAS [17]

Dénomination	Symboles	Valeurs	Unités
Tension nominale	$V_{lph}$	380	[V]
Nombre de pôles	$p_l$	4	
Fréquence d'alimentation	$f_l$	60	[Hz]
Nombre de phases	$M$	3	
Facteur de puissance nominale	$\cos\varphi_n$	86.1	%
Rendement nominal	$\eta_n$	93.6	%
Diamètre extérieur du stator	$D_{out}$	343	[mm]
Diamètre d'arbre	$D_{shaft}$	70	[mm]

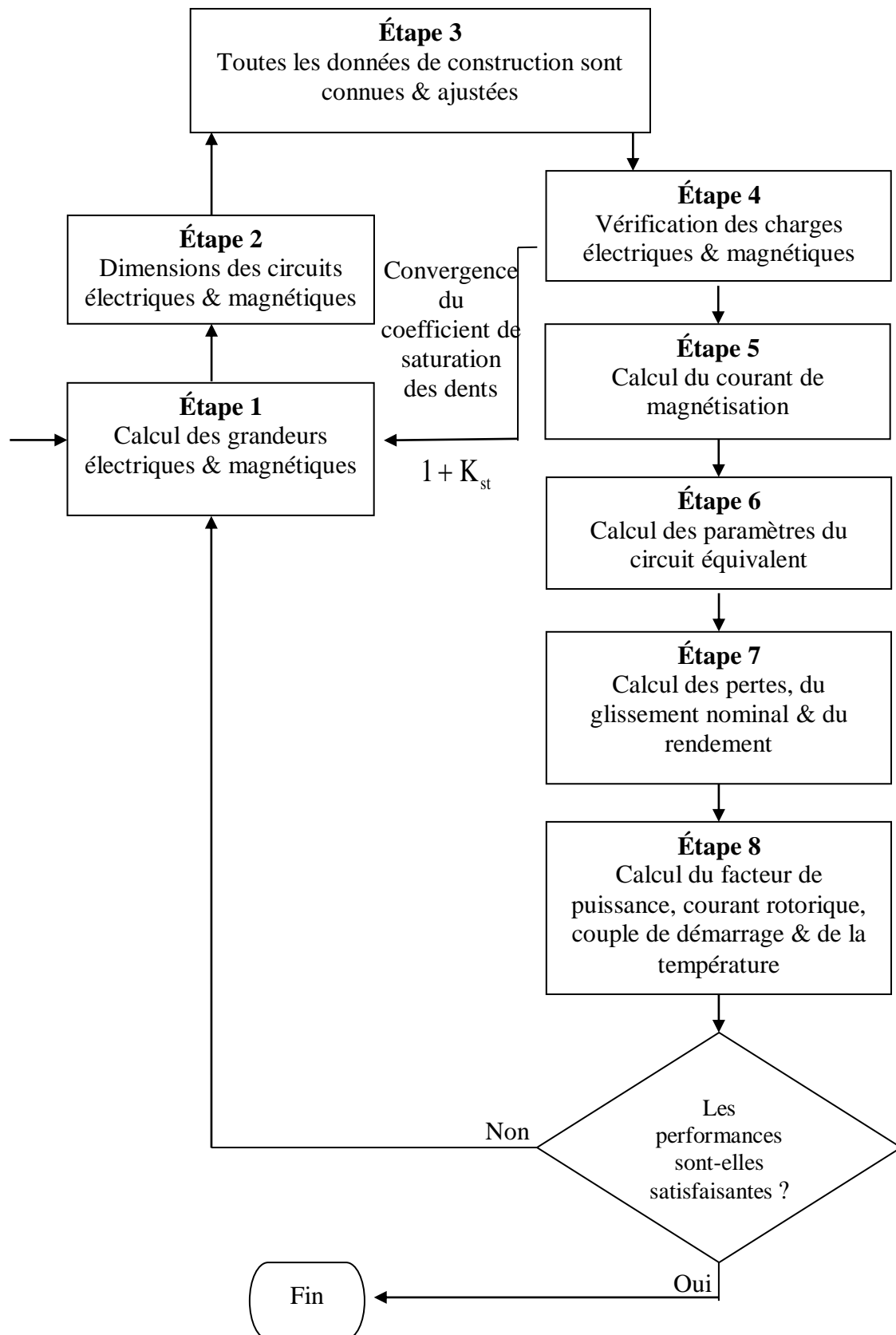


Fig.2.9 - algorithme de calcul d'une MAS [1].

### 2.13.2 - Résultats obtenus par les formules analytiques de dimensionnement

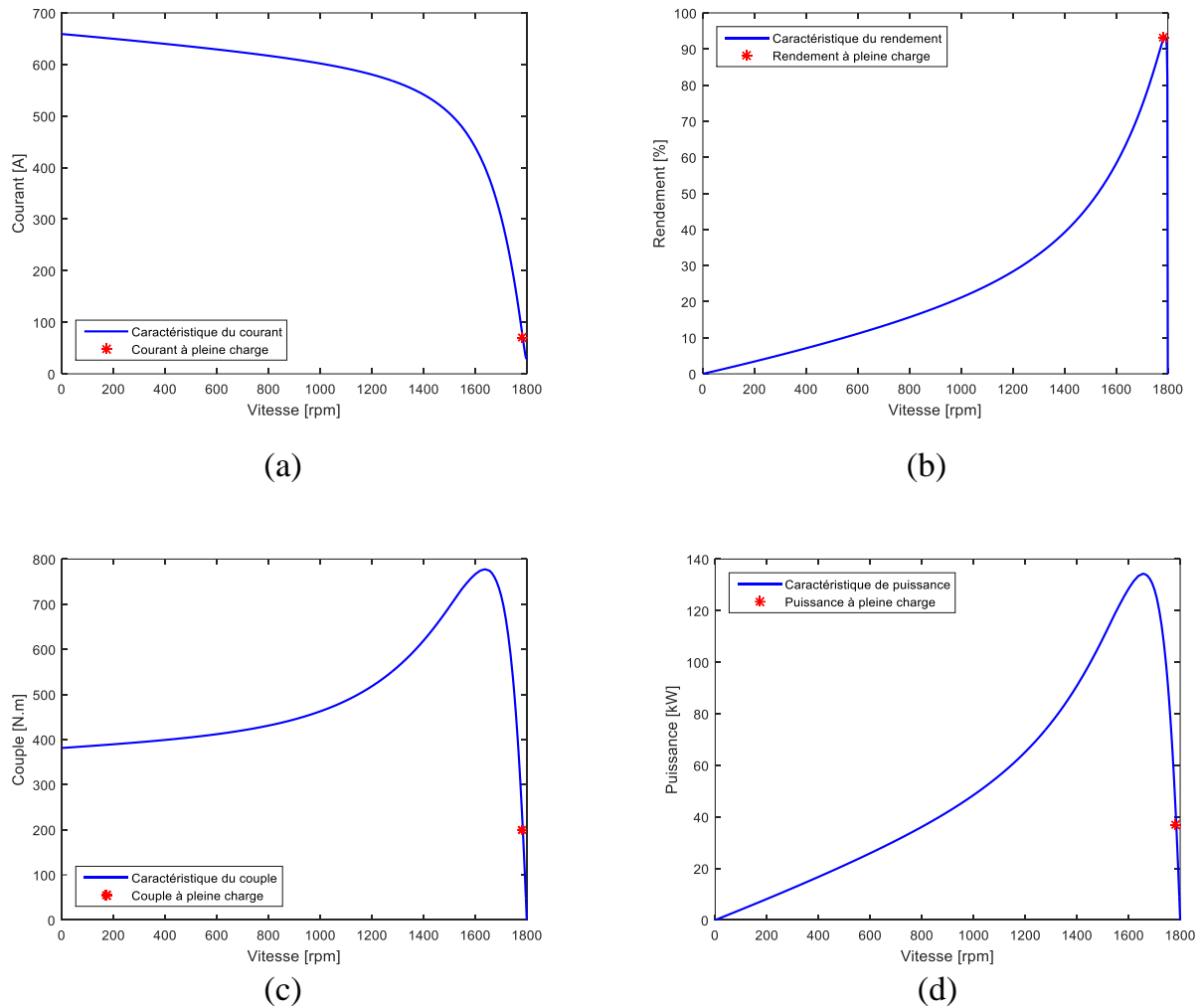
Les caractéristiques de la machine sont analysées par la méthode du circuit équivalent. Les paramètres du circuit de la figure 2.8 sont calculés et les caractéristiques du moteur à induction sont analysées (figure 2.10). Le tableau 2.2 montre un bref résultat de paramètres dimensionnels du moteur calculé. Les paramètres sont calculés par un programme de simulation suivant la théorie des circuits équivalents.

**Tableau 2.2** - dimensions de la machine obtenues par le calcul analytique

Désignation	Symboles	Valeurs	Unités
Diamètre d'alésage	$D_{is}$	221	[mm]
Diamètre extérieur du stator	$D_{out}$	343	[mm]
Longueur du paquet statorique	$L$	200	[mm]
Diamètre de conducteur	$d_{c0}$	3	
Nombre de conducteurs par encoche statorique	$n_s$	24	
Nombre de branches parallèles de l'enroulement statorique	$a_1$	4	
Largeur de dent statorique	$b_{ts}$	8,272 1	[mm]
Largeur de dent statorique minimale	$b_{s1}$	6,519 5	[mm]
Largeur de dent statorique maximale	$b_{s2}$	10,385 6	[mm]
Hauteur d'encoche statorique	$h_s$	29,492 3	[mm]
Hauteur du dos statorique	$h_{cs}$	35,259 1	[mm]
Largeur de la dent rotorique	$b_{tr}$	9,275 4	[mm]
Diamètre maximal de la dent rotorique	$d_1$	7,347 7	[mm]
Diamètre minimal de la dent rotorique	$d_2$	2,841 9	[mm]
Hauteur d'encoche rotorique	$h_r$	28,625 7	[mm]
Hauteur du dos rotorique	$h_{cr}$	33,096 0	[mm]

La figure 2.10 représente des caractéristiques courant - vitesse, rendement-vitesse, couple-vitesse, et puissance-vitesse, respectivement, de la conception du MAS à 4 pôles de

37 kW, y compris le point de fonctionnement nominal prédit par le fabricant. La concordance avec les résultats des calculs est considérée comme bonne.



**Fig.2.10** - caractéristiques du MAS calculé : (a) courant par rapport à la vitesse, (b) rendement par rapport à la vitesse, (c) couple par rapport à la vitesse, (d) puissance par rapport à la vitesse

## 2.14 - RÉOLUTION DU PROBLÈME D'OPTIMISATION DE LA MAS PAR APSO & CS

Les algorithmes métaheuristiques modernes ont été développés dans le but d'effectuer une recherche globale. L'efficacité des algorithmes métaheuristiques peut être attribuée au fait qu'ils imitent les meilleures caractéristiques de la nature, en particulier la

sélection des plus aptes dans les systèmes biologiques qui ont évolué par sélection naturelle au cours de millions d'années.

Une métaheuristique est une procédure qui aide à trouver ou à générer un algorithme pouvant aider à générer des solutions optimales. Les métaheuristiques sont de différents types, basées sur la stratégie de recherche, sur une solution unique, sur la nature, etc.

Nous avons choisi d'appliquer l'algorithme APSO (Accelerated Particle Swarm Optimisation) et l'algorithme CS (Cuckoo search) pour la résolution du problème de conception de la machine à induction. En raison de la popularité de PSO dans la résolution de problèmes pratiques, les études théoriques et l'amélioration des performances de l'algorithme sont devenues attrayantes et importantes [91]. Le deuxième algorithme CS propose un bon compromis entre l'exploitation et l'exploration de l'espace de recherche. Les deux algorithmes ont été implantés sous l'environnement MATLAB.

### 2.14.1 - Optimisation de la conception de la MAS par la méthode APSO

#### 1 - Principe de la méthode APSO

L'optimisation accélérée par essais (APSO) qui a été développée par Xin She Yang en 2008 est une technique d'optimisation stochastique basée sur la population et une version simplifiée qui utilise à la fois le meilleur global actuel et le meilleur individu. L'utilisation de l'individu optimale a pour but d'accroître la diversité des solutions de qualité. APSO pourrait accélérer la convergence de l'algorithme en utilisant seulement, le meilleur global. Ainsi, dans l'APSO chaque particule est attirée par la position du meilleur  $g_{best}$  global actuel et de son meilleur emplacement  $p_{besti}$  de l'histoire, tout en ayant tendance à se déplacer de manière aléatoire. Lorsqu'une particule trouve un emplacement meilleur que tous les emplacements, précédemment trouvés, elle le met à jour comme le meilleur actuel pour la particule  $i$ . Il existe un meilleur actuel pour toutes les  $n$  particules à tout moment  $t$  pendant les itérations. L'objectif est de trouver le meilleur global parmi toutes les meilleures solutions actuelles jusqu'à ce que l'objectif ne s'améliore plus ou après un certain nombre d'itérations [92] -[94].

Ainsi, dans l'APSO [95], le vecteur vitesse est généré par une formule simple donnée par l'équation (2 100) :

$$v_i^{t+1} = v_i^t + \alpha \xi_n + \beta (gbest - x_i^t) \quad (2.104)$$

Où  $\xi_n$  est un vecteur aléatoire dans l'intervalle de  $\{0, 1\}$ . L'équation pour le vecteur de position devient tout simplement :

$$x_i^{t+1} = x_i^t + v_i^{t+1} \quad (2.105)$$

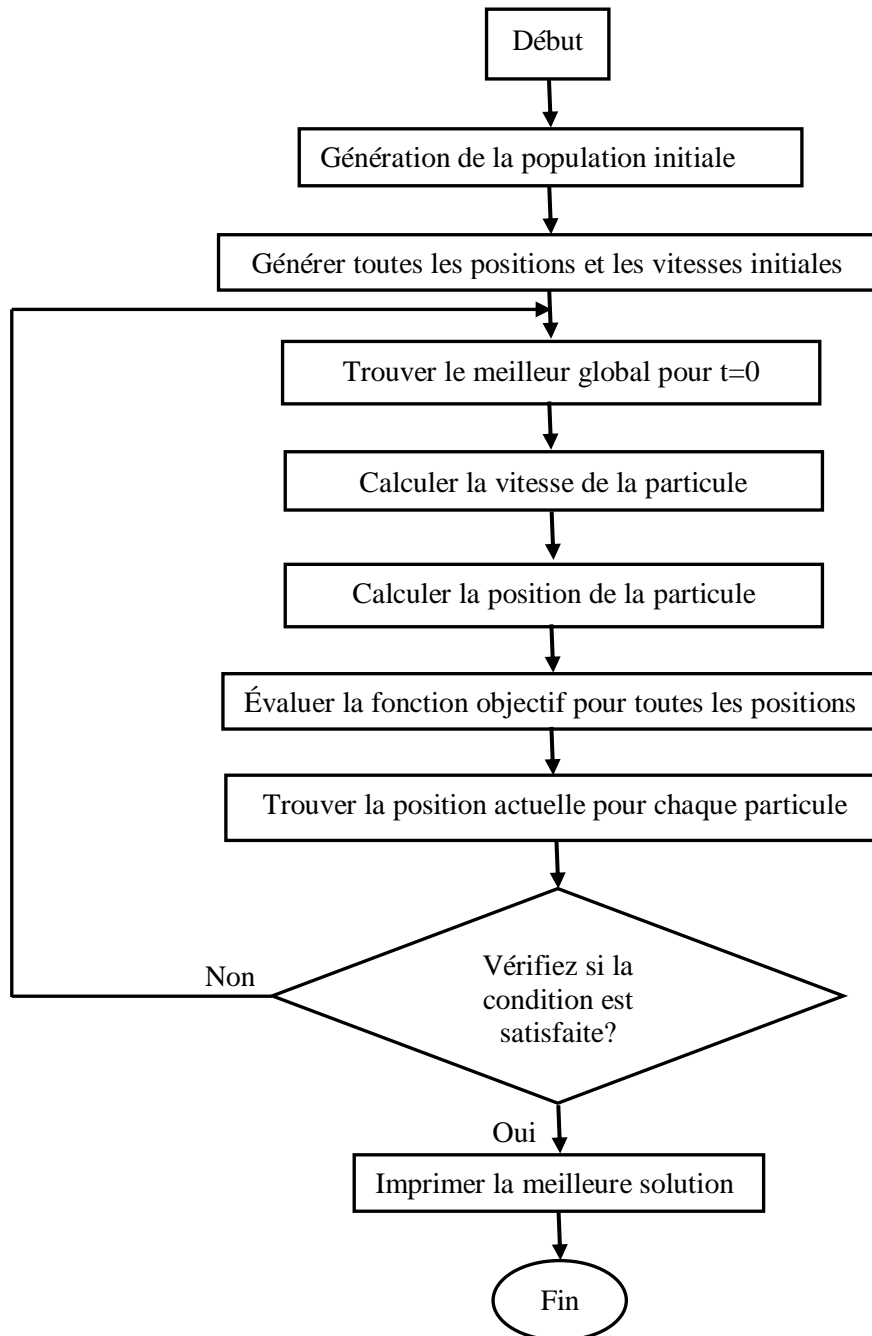


Fig.2. 11 - Organigramme de calcul de l'algorithme APSO [96]

Le taux de convergence de l'algorithme peut encore être augmenté en mettant à jour l'emplacement de la particule en une seule étape comme suit

$$x_i^{t+1} = (1 - \beta)x_i^t + \beta gbest + \alpha \xi_n \quad (2.106)$$

Les valeurs typiques des constantes d'accélération d'APSO sont  $\alpha \approx 0,1 \sim 0,4$  et  $\beta \approx 0,1 \sim 0,7$ . Il convient de noter que les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  devraient être en général liés aux échelles des variables indépendantes  $S_i$  et du domaine de recherche. Une autre amélioration apportée à APSO consiste à réduire le caractère aléatoire au fur et à mesure des itérations [92].

## 2.14.2 - Optimisation de la conception de la MAS par la méthode CS

### 1 - Principe de la méthode CS

L'algorithme de recherche coucou (Cuckoo Search) CS est un algorithme méta-heuristique inspirés du comportement de reproduction parasitaire de quelques espèces de coucous qui pondent leurs œufs dans les nids des autres espèces en confiant la responsabilité d'incubation, de nourriture et d'élevage de leurs poussins aux oiseaux hôtes (Yang et Deb, 2009) [97]. Le comportement de parasitisme de couvées chez les coucous est combiné dans CS avec les vols de Lévy pour chercher, efficacement, un nouveau nid.

Dans la recherche standard sur le coucou, une simplification cruciale est qu'un coucou ne pond qu'un seul œuf qui représente un vecteur de solution et que chaque nid ne peut avoir qu'un seul œuf. Dans ce cas, il n'y a pas de distinction entre un œuf, un nid ou un coucou [97] -[98].

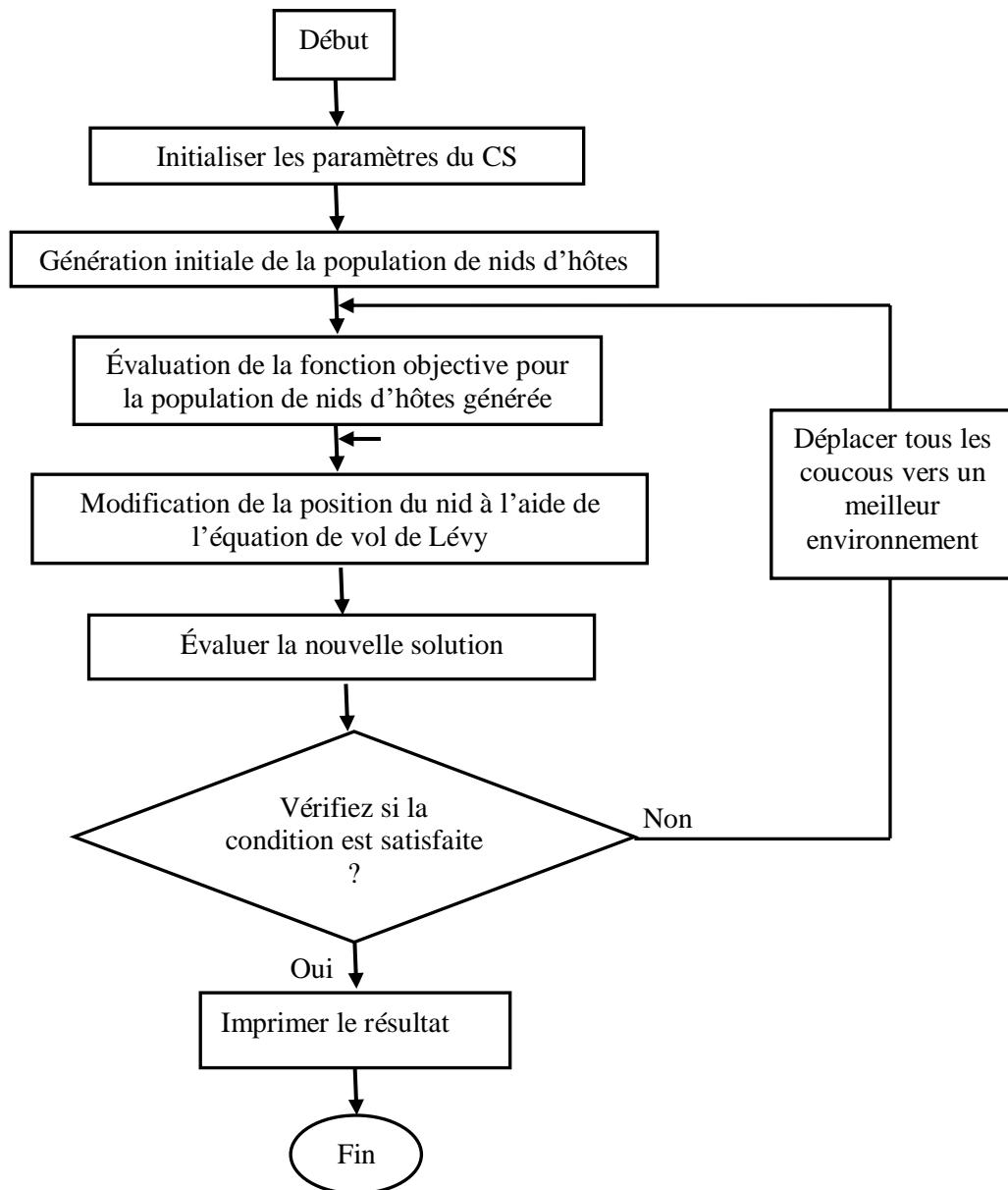
Les vols de Lévy nommé par le mathématicien français Paul Lévy représentent un modèle des marches aléatoires caractérisées par leurs longueurs de pas qui suivent une distribution de loi de puissance qui s'écrit de la forme suivante [99] :

$$N(s) = s^{-t} \quad (2.107)$$

Pour un problème d'optimisation avec une fonction objective  $f(x)$  soumise à diverses contraintes. L'équation principale dans CS pour simuler le comportement de ponte et la similarité des solutions (œufs) via les vols de Lévy peut être écrite [98] -[99] :

$$x_i^{t+1} = x_i^t + \alpha \otimes Lévy(s, \lambda) \quad (2.108)$$

$\alpha$  est la longueur du pas suivant la distribution des vols de Lévy donnée par l'équation :



**Fig.2. 12** - Organigramme de calcul de l'algorithme de recherche coucou (CS)

$$Lévy(s, \lambda) \sim s^{-\lambda}, \quad (1 < \lambda \leq 3) \quad (2.109)$$

$s$  est la taille du pas tirée de la distribution Lévy.

Yang et Deb [98] ont décrit le CS en trois manières simples : chaque coucou pond un seul œuf à un moment aléatoire dans un nid choisi. Lors du processus de sélection de la meilleure génération de nid choisie au hasard, l'hôte peut découvrir la quantité garantie de nids d'hôte disponible, avec une probabilité  $p_a \in [0,1]$ .

L'organigramme de l'algorithme de recherche coucou est illustré dans la figure 2. 12 [100].

## 2.15 - RÉSULTATS DE SIMULATION

Les techniques d'optimisation stochastique APSO et CS proposées ont été appliquées pour optimiser la conception du moteur de 37 [kW]. Les spécifications du moteur sont données dans le tableau 2.1. Une seule fonction objective a été considérée lors de la conception de la machine à l'aide d'algorithmes d'optimisation. La fonction objective est la minimisation des pertes de la MAS. Les variables considérées sont présentées dans le tableau 2.3.

**Tableau 2.3** - contraintes structurelles

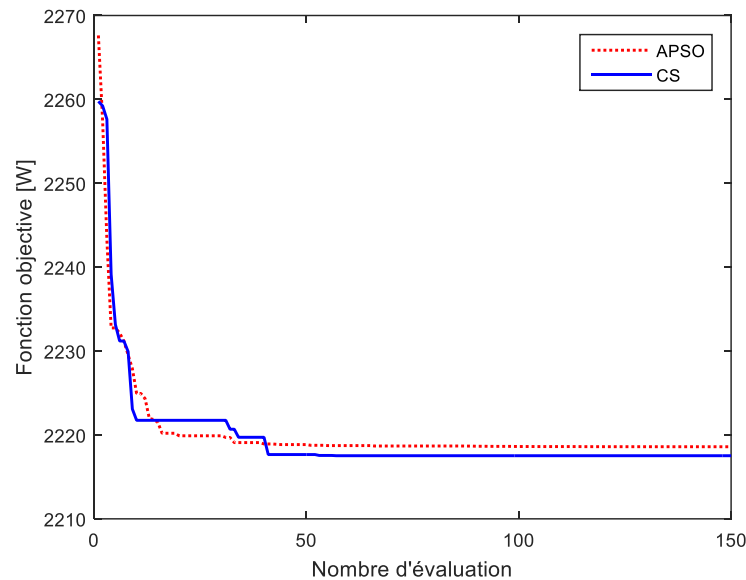
Désignation	Domaines de définition	Unités
Diamètre d'alésage	$215 \leq D_{is} \leq 221$	[mm]
Diamètre maximal de la dent rotorique	$5 \leq d_1 \leq 7.5$	[mm]
Diamètre minimal de la dent rotorique	$1 \leq d_2 \leq 2.5$	[mm]
Hauteur d'encoche rotorique	$28 \leq h_r \leq 30$	[mm]
Largeur de la dent rotorique	$5 \leq b_{tr} \leq 8$	[mm]
Hauteur d'encoche statorique	$28 \leq h_s \leq 30$	[mm]
Largeur de la dent statorique	$4.4 \leq b_{ts} \leq 7$	[mm]

Les six indices de performance importants sont choisis comme contraintes de conception. Ce sont : Le rapport couple de freinage/couple nominal spécifié, le rapport couple de démarrage/couple nominal préétabli, le rapport courant de démarrage/courant nominal limité, le rendement nominal, le facteur de puissance nominal et élévation maximale de la température. Une comparaison des résultats de méthodes proposées avec la conception conventionnelle est présentée dans le tableau 2.4. On a pris les paramètres de l'algorithme APSO respectivement,  $\alpha = 0.2$  et  $\beta = 0.5$ . Ainsi, la population de départ est composée de 40 individus. Nous avons aussi fixé un nombre maximum d'évaluations de la fonction objective comme critère d'arrêt des deux algorithmes (NbMaxEvals=150). Pour

l'algorithme CS, nous avons utilisé  $n = 40$  nids le taux de découverte d'œufs exotiques (de solutions)  $p_a = 0,25$ .

La figure 2.13 montre la nature des caractéristiques de convergence des algorithmes APSO et CS. Il ressort, clairement de la figure 2.13 que l'algorithme CS peut éviter le rapprochement prématuré de la convergence et permettre d'obtenir une meilleure qualité de solution. Le tableau 2.4 résume les performances des approches CS et APSO obtenues en quelques essais. Les résultats montrent que les algorithmes APSO et CS proposés génèrent un rendement et un facteur de puissance satisfaisant les contraintes imposées au début.

L'algorithme APSO prend moins de temps CPU que la méthode CS. L'augmentation de la température est plus faible en CS. Les dimensions principales obtenues par la technique APSO sont supérieures à celles des autres conceptions, de sorte que le volume sera plus élevé.

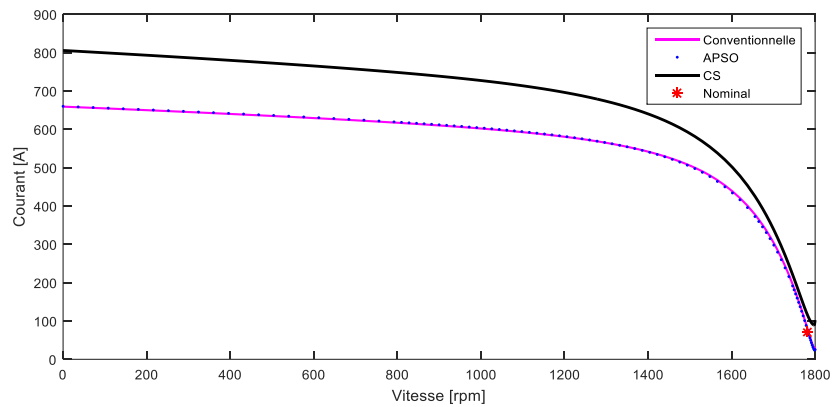


**Fig.2.13** - caractéristiques de convergence des algorithmes APSO et CS.

Selon les résultats du tableau 2.4, on observe que les méthodes d'optimisation proposées APSO et CS offrent un rendement de 93.42 et 93.52 respectivement supérieur à celle de l'approche conventionnelle. Ce tableau inclut également les valeurs des contraintes telles que le rapport du courant de démarrage, le rapport de couple de démarrage et le facteur de puissance à pleine charge qui se situent dans les limites admissibles.

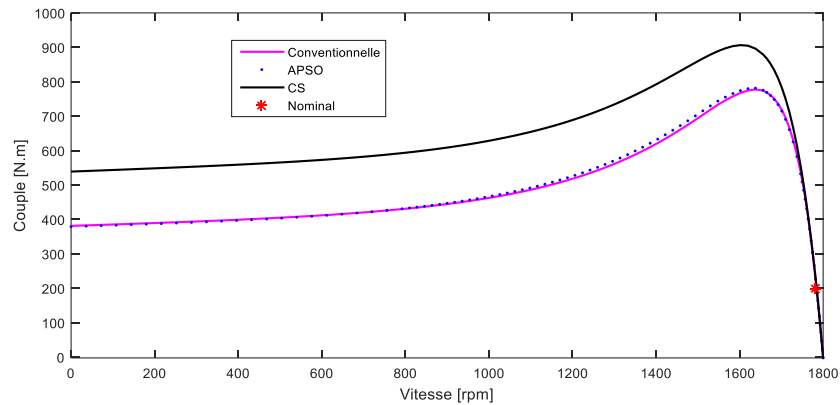
**Tableau 2.4** - comparaison des résultats obtenus par différentes méthodes pour un MAS 37 kW

Désignation	Conception conventionnelle	APSO	CS
$D_{is}$ [mm]	221	219.5866	215
$d_1$ [mm]	7,347 7	7 382 159	7,5
$d_2$ [mm]	2,841 9	2 466 243	2,5
$h_r$ [mm]	28,625 7	28,183 06	30
$b_{tr}$ [mm]	9,275 4	6,469 8	5
$b_{ts}$ [mm]	8,272 1	5 201 464	4,4
$h_s$ [mm]	29,492 3	28,019 2	28
$i_{LR}$	5,963 8	6,124 5	6,252 8
$t_{LR}$	0,992 8	1,025 8	1,120 5
$G_{ts}$ [kg]	19,023 9	11,411 3	9,646 9
$G_{tr}$ [kg]	18,736 3	12,831 3	10,483 2
Facteur de puissance [%]	86,44	86,27	86,18
Rendement [%]	93,23	93,42	93,52
T° d'enroulement [°C]	112.2971	110.0371	109.1674



**Fig.2.14** - caractéristiques courant-vitesse

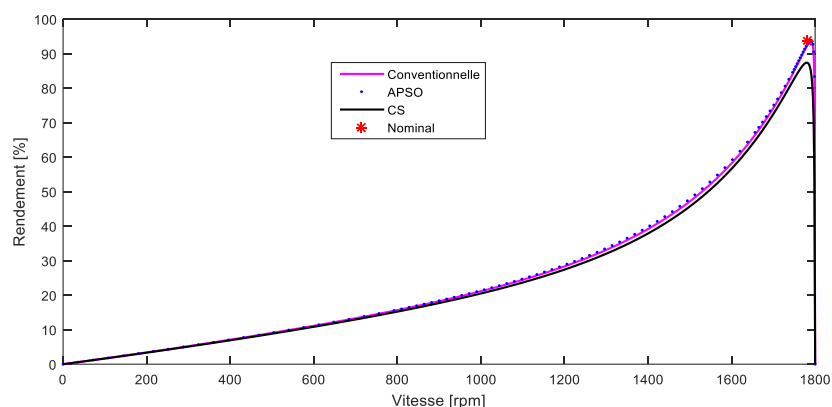
Bien qu'il existe une différence de paramètres entre le modèle de dimensionnement conventionnel et les méthodes APSO et CS, leurs performances montrent une assez bonne corrélation. L'approche proposée peut donc être utilisée avec succès lors de la conception du MAS.



**Fig.2.15** - caractéristiques couple-vitesse

Selon les figures 2.14 et 2.15, les caractéristiques du moteur tracées sont relativement proches les unes des autres, en particulier dans la plage de vitesses de fonctionnement nominale du moteur à induction. Lorsque la vitesse passe de 4 % au point nominal, la courbe de CS a tendance à perdre cette proximité bien que la courbe d'APSO soit maintenue par la méthode conventionnelle.

Les courbes de la figure 2.16 montrent qu'elles suivent le même comportement ainsi qu'une forte concordance au tous points de fonctionnement sauf au point nominal l'APSO donne une valeur élevée du rendement.



**Fig.2.16** - Caractéristiques Rendement-vitesse

## 2.16 - CONCLUSION

Dans ce chapitre, la démarche d'optimisation du dimensionnement et de la conception proposée a été illustrée dans le cas d'un dimensionnement d'une MAS de

37 kW. Les algorithmes APSO et CS que nous avons choisi d'appliquer à notre problème ont été expliqués en détail. Ils ont été choisis pour le fait qu'ils ne nécessitent pas de point de départ. Nous avons pu constater que l'approche CS est la plus intéressante si nous considérons le rendement qu'elle peut offrir avec un volume réduit, une température réduite par rapport aux autres conceptions. Ainsi, les algorithmes APSO et CS proposés peuvent être utilisés comme un outil efficace pour concevoir les moteurs triphasés à induction.

# Chapitre 3

*Optimisation inverse de la MAS par  
l'algorithme des lucioles*

### 3.1 - INTRODUCTION

La plus grande partie de l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique dans les moteurs électriques. Parmi les moteurs électriques, le moteur à induction est sans aucun doute le moteur électrique le plus utilisé et consomme beaucoup d'énergie. Environ 70 % de toutes les charges industrielles d'un service public spécifique sont représentées par des moteurs à induction. La grande majorité des entraînements par moteur à induction sont utilisés pour le chauffage, la ventilation et la climatisation [91].

La construction des moteurs à induction recouvre un domaine d'activité très vaste qui va de la machine de quelques watts de puissance destinée à des applications informatiques jusqu'aux machines de quelques mégawatts installés dans des procédés industriels lourds. Ce type de moteur représente une grande partie du marché des machines électriques. Des efforts considérables ont été et sont toujours menés pour perfectionner la théorie et les méthodes d'analyses et de conceptions de celle-ci, afin d'améliorer ses performances et d'optimiser son prix.

L'intérêt porté aux moyens d'optimisation de la conception des machines électriques est élevé en raison du coût élevé de l'énergie électrique et des pressions exercées pour sa conservation, ainsi que de la concurrence accrue sur les marchés mondiaux. Le processus d'optimisation a généralement pour objectif de minimiser le coût de la machine ou de maximiser son rendement. Ce chapitre présente une méthodologie de conception basée sur l'optimisation par l'algorithme des lucioles (FA) pour améliorer le rendement du moteur à induction en minimisant les pertes de ce dernier.

Les spécialistes ont utilisé diverses stratégies d'optimisation pour rechercher les paramètres optimaux de la machine. Les plus utilisés sont les algorithmes génétiques et l'optimisation par essaims de particules, ainsi FA est un algorithme récemment développé à l'Université de Cardiff, au Royaume-Uni [30]. L'algorithme a fait l'objet de nombreuses améliorations et est maintenant largement appliqué à la résolution de nombreux problèmes d'optimisation complexes en ingénierie et en fabrication.

Pour réduire le temps de calcul et augmenter la probabilité d'atteindre un optimum global, il convient mieux de faire une recherche dans un sous-espace de variables. Le

processus va être simplifié si le nombre de variables est réduit. Ceci peut être fait en employant, intelligemment, les contraintes dans le processus. En outre, le modèle d'analyse doit être manipulé, sagement, pour avoir un nombre de variables réduit.

Ce travail représente une nouvelle application de l'algorithme des lucioles dans la conception de machines à induction.

### **3.2 - OPTIMISATION INVERSE DES MACHINES ÉLECTRIQUES**

L'application de l'optimisation mathématique moderne est devenue un outil important pour la conception des machines électriques. Des méthodes d'optimisation des machines électriques et des autres appareils électriques ont été développées depuis le début des années soixante, au moment où l'utilisation de l'ordinateur pourrait aider à résoudre des problèmes complexes de la science et la technologie, ces méthodes devenaient très importantes.

Les problèmes inverses sont omniprésents dans divers domaines de la science et de l'ingénierie et se sont développés rapidement au cours des dernières décennies. Ils ont, traditionnellement, été considérés comme des problèmes mathématiques complexes et ont donc été étudiés principalement par des mathématiciens. Puisqu'il existe de nombreux problèmes inverses pratiques dans diverses disciplines qui nécessitent des outils mathématiques pour leur solution, ce sont des scientifiques et des ingénieurs qui ont récemment mis au point plusieurs de ces méthodes par nécessité pour obtenir des résultats pratiques [102]. Des problèmes inverses ont été découverts dans de nombreux domaines de recherche, tels que l'imagerie médicale, les essais non destructifs et la surveillance géophysique [103].

Le problème d'optimisation de la machine à induction et des autres appareils électriques est caractérisé par une fonction non linéaire multivariable que l'on appelle fonction objectif. Cette fonction peut représenter soit le prix ou le poids, soit l'une des performances de la machine, la complexité du problème nécessite l'aide de l'ordinateur pour la résoudre. Le problème de la conception des machines électriques est compris et formulé comme un problème inverse [104] -[105].

### 3.3 - FORMULATION DU PROBLÈME INVERSE

Pour résoudre le problème inverse considéré, on a les deux possibilités suivantes.

- Utilisation des modèles numériques : Le concepteur expérimenté propose une solution (structure et dimensions) et résout numériquement le problème direct. Ensuite, le concepteur modifie itérativement la solution trouvée jusqu'à ce que celle-ci satisfasse le cahier des charges. Ce processus pourrait être automatisé en joignant des algorithmes métaheuristiques, tels que des algorithmes génétiques, des algorithmes de recuit simulé ou des algorithmes évolutifs, etc.

- Utilisation des modèles analytiques : Le problème inverse peut être formulé comme un problème d'optimisation global afin d'écartier l'infini de toutes les solutions possibles, une solution qui minimise ou maximise un critère donné, est choisi dans cet ensemble infini qui correspond à la résolution du problème inverse [106].

### 3.4 - ALGORITHMES DE RÉOLUTION D'UN PROBLÈME INVERSE

La conception optimale des structures électromagnétiques utilisant des techniques d'optimisation globale a attiré un grand nombre de chercheurs ces dernières années. Cela est dû au fait que les fonctions objectives pour ce type de problème sont généralement non linéaires, mal conditionnées et les algorithmes d'optimisation « classiques » peuvent conduire à de mauvais résultats.

Antérieurement, la recherche s'est principalement concentrée sur l'analyse des champs électromagnétiques. Récemment, l'intérêt s'est porté sur les problèmes de synthèse et sur le développement des méthodes d'optimisation. Les études sur les algorithmes d'optimisation se concentrent principalement sur deux aspects, l'amélioration de la construction et des paramètres de l'algorithme lui-même et la combinaison avec d'autres algorithmes d'optimisation.

La figure 4 montre quelques algorithmes d'optimisation populaires pour l'optimisation de la conception des machines électriques ainsi que d'autres dispositifs électromagnétiques. Comme indiqué, il existe deux types principaux, les algorithmes basés sur le gradient et les algorithmes d'optimisation intelligents. Les algorithmes basés sur le gradient, tels que les

algorithmes de gradient conjugué et leurs versions non linéaires, sont simples à mettre en œuvre. Cependant, de nos jours, de nombreux modèles d'analyse pour les machines électriques sont basés sur la FEM au lieu du modèle analytique et du modèle de circuit équivalent. Par conséquent, des algorithmes d'optimisation intelligents ont été utilisés pour l'optimisation des machines électriques au cours des dernières décennies, tels que les algorithmes évolutifs (EA), les algorithmes d'optimisation par essaim de particules (PSO), algorithmes à estimation de distribution (EDA), l'algorithme immunitaire et l'algorithme de colonies de fourmis. Pour l'algorithme génétique (GA) largement utilisé et les algorithmes d'évolution différentielle (DEA), il s'agit de deux ou quatre principales sous-classes d'EA. Les deux autres sous-classes sont la programmation d'évolution et la stratégie d'évolution.

L'optimisation multiobjective est devenue populaire dans ce domaine de nos jours, car l'optimisation de la conception des machines électriques est de nature multiobjective, comme maximiser le couple et minimiser l'ondulation du couple, ainsi que maximiser la densité de puissance et minimiser le coût du matériau actif. Pour résoudre ce type de problème d'optimisation, des algorithmes d'optimisation multiobjective sont nécessaires. Ils peuvent fournir un ensemble de solutions Pareto en une seule exécution. Cet ensemble de solutions se compose de nombreuses solutions de conception optimales non dominées que le concepteur peut sélectionner en fonction d'une application spécifique (c'est-à-dire des facteurs de pondération spécifiques). Certains algorithmes d'optimisation multiobjective populaires sont créés de GA et PSO, tels que GA multiobjective, GA de tri non dominé (NSGA) et ses améliorations (NSGA II), et l'algorithme PSO multiobjectifs (MPSO).

De nos jours, il existe de nombreux algorithmes d'optimisation globale pour résoudre le problème inverse des actionnaires électromagnétiques [107] -[113], tel que la stratégie d'évolution, le recuit simulé, l'algorithme de recherche tabou et l'algorithme de recherche coucou, etc. Pour comparer avec les méthodes déterministes, les méthodes de recherche stochastique peuvent arriver à la solution d'optimisation globale, mais la vitesse de convergence est très lente. Par conséquent, dans une application réelle, comment améliorer la vitesse de convergence de ces algorithmes est devenu la tâche importante dans la résolution des problèmes électromagnétiques inverses [111].

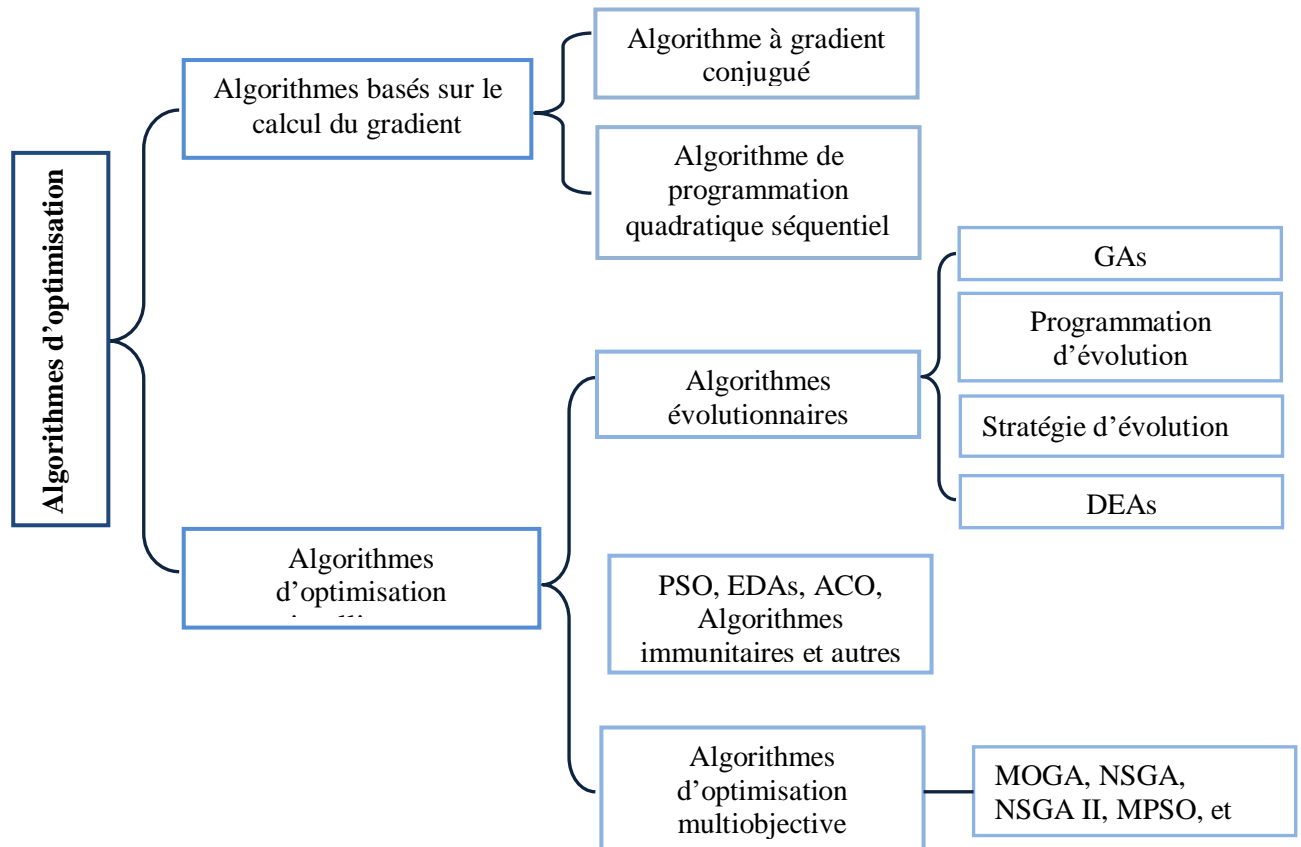


Fig.3.1 - algorithmes d'optimisation populaire pour la conception des ME [3]

### 3.5 - RÉOLUTION DU PROBLÈME INVERSE DE LA MAS

Le problème de conception optimal est introduit pour minimiser les pertes d'un MAS à rendement élevé, notamment les pertes de cuivre dans le stator et le rotor et les pertes dans le fer. Afin d'évaluer les performances de l'approche FA proposée avec le processus du modèle inverse.

#### 3.5.1 - Pertes de la MAS

Il existe principalement quatre composantes des pertes dans les moteurs : pertes électriques, pertes magnétiques, pertes mécaniques et pertes supplémentaires.

**Les pertes électriques** ou **les pertes Joule** sont provoquées par la circulation du courant à travers les conducteurs d'enroulement. La réduction de ces pertes signifie l'accroissement de conductivité d'enroulement, qui signifie également l'augmentation de la section du conducteur. La section augmentée du conducteur, naturellement, veut dire un coût additionnel dans la production du moteur.

**Les pertes magnétiques** se produisent comme effet de combinaison d'hystérésis et de pertes des courants parasites dans les noyaux d'acier laminé du stator et du rotor. Ces pertes sont, également, connues comme pertes fer ou pertes du noyau. La perte d'hystérésis est le résultat de la magnétisation cyclique dans le noyau produit par le courant alternatif. Le champ magnétique résultant induira des courants, connus sous le nom de courants de Foucault. La réduction de ces pertes implique la réduction de la fréquence et de la densité magnétique du flux. Quelques autres moyens efficaces sont obtenus en augmentant la section transversale du fer, en employant des paquets feuilletés (stator, rotor) plus minces et en employant des matériaux magnétiques améliorés. L'addition du silicium au matériau magnétique, par exemple, peut améliorer la stabilité des caractéristiques magnétiques avec le temps. D'autre part, la résistivité du matériau augmente. L'ajout du silicium à taux inférieur à 3 % apporte outre des performances magnétiques accrues, une dureté et une rigidité au produit final qui facilite l'usinage et la manutention des tôles. L'objectif des alliages développés est avant tout d'accroître, par addition de composés, la faible résistivité du fer. L'alliage fer-silicium est le plus répandu dans le domaine de la conversion de l'énergie [114] -[116]. On sait, aussi bien, que le silicium est un semi-conducteur. Il se caractérise par une grande résistivité dans une température normale. L'augmentation de la température fait accroître les électrons libres du semi-conducteur. Ceci lui donne une faible résistivité. Par contre, la résistivité des alliages est plus grande que celle du matériau pur et sa variation avec la température est plus faible. L'influence des éléments d'alliage sur les performances magnétiques de l'acier électrique est liée à plusieurs caractéristiques (voir [116] -[117]).

**Les pertes mécaniques** sont associées à la rotation. Ces pertes sont dues au frottement dans les roulements, aussi bien que des pertes de ventilation. Le faible frottement des roulements et la conception améliorée de ventilateur sont, généralement, utilisés pour les réduire.

**Les pertes supplémentaires** comportent ceux qui ne sont pas inclus dans l'explication précédente. Ces pertes deviennent les plus difficiles à décrire et à définir, puisqu'elles sont provoquées par divers facteurs. Elles sont attribuées au flux de fuite, à la distribution non uniforme du courant, à l'imperfection mécanique dans l'entrefer et aux irrégularités de la densité du flux dans l'entrefer.

### 3.5.2 - Actions de réduction des pertes dans la MAS

Le tableau 5.1 récapitule des actions qui peuvent être prises pour réduire les pertes dans une MAS pour un noyau à volume constant [118].

<b>Tableau. 3.1 - Actions à entreprendre pour réduire les pertes dans une MAS [118].</b>			
<b>Pertes</b>	<b>Changements possibles de dimensions</b>	<b>Effet positif sur les pertes</b>	<b>Effets nuisibles</b>
Pertes Joule du stator	<ul style="list-style-type: none"> <li>Augmenter le nombre de conducteurs dans l'encoche.</li> <li>Augmenter les dimensions d'encoche et le nombre de conducteurs dans l'encoche.</li> <li>Diminuer la longueur des extensions des bobines.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Diminution de la résistance du stator.</li> <li>Diminution de la résistance du stator.</li> <li>Diminution de la résistance du stator.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Coût élevé &amp; difficile à construire.</li> <li>Coût élevé et difficile à construire.</li> <li>Augmentation possible du courant d'irruption &amp; difficile à construire.</li> </ul>
Pertes dans le fer	<ul style="list-style-type: none"> <li>Changement de l'acier laminé avec pertes minimales.</li> <li>Diminuer l'épaisseur d'acier laminé.</li> <li>Améliorer le placage du noyau et le recuit.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Diminution des pertes d'hystérésis.</li> <li>Diminution des pertes de courant de Foucault</li> <li>Diminution des pertes de courant de Foucault</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Coût élevé et disponibilité des matériaux.</li> <li>Coût élevé et disponibilité des matériaux.</li> <li>Coût élevé et utilisation d'énergie.</li> </ul>
Pertes Joule du rotor	<ul style="list-style-type: none"> <li>Augmenter la densité du flux dans l'entrefer.</li> <li>Augmenter les dimensions de la barre du rotor.</li> <li>Augmenter les dimensions d'anneau de court-circuit.</li> <li>Augmenter la conductivité de la barre et de l'anneau de court-circuit.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Diminution du glissement, par conséquent, les pertes du rotor.</li> <li>Diminution des pertes du rotor.</li> <li>Diminution des pertes du rotor.</li> <li>Diminution des pertes du rotor.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Augmentation du courant d'irruption.</li> <li>Peut être un courant d'irruption élevé et un faible couple de démarrage.</li> <li>Peut être un courant d'irruption élevé et un faible couple de démarrage.</li> <li>Peut être un courant d'irruption élevé et un faible couple de démarrage.</li> </ul>

**Tableau. 3.1** - Actions à entreprendre pour réduire les pertes dans une MAS [118]... (Suite)

Pertes	Changements possibles de dimensions	Effet positif sur les pertes	Effets nuisibles
Pertes mécaniques de frottement et de ventilation	<ul style="list-style-type: none"> <li>Optimiser les dimensions du ventilateur.</li> <li>Optimiser le choix des roulements</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Réduire la température de fonctionnement.</li> <li>Pertes de frottement réduites</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Peut causer l'augmentation des niveaux de bruit</li> <li>Peut affecter le niveau de bruit ou imposer la vitesse ou la restriction de chargement de roulement.</li> </ul>
Pertes supplémentaires	<ul style="list-style-type: none"> <li>Isoler la barre du rotor.</li> <li>Augmenter l'entrefer.</li> <li>Éliminer le rotor oblique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Barre réduite pour le laminage actuel.</li> <li>Pertes de surface de haute fréquence réduites.</li> <li>Réduction des pertes Al du rotor</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Coût élevé.</li> <li>Facteur de puissance réduit.</li> <li>Peut augmenter les niveaux de bruit et affecter la courbe couple-vitesse.</li> </ul>

### 3.6 - MISE EN ÉQUATION DU PROBLÈME INVERSE DE LA MAS

Nous considérons deux cas différents pour l'optimisation de la conception d'un moteur de 37 kW.

**Cas 1 :** (modèle direct). Le diamètre d'alésage du stator, la hauteur d'encoche du stator, la hauteur d'encoche du rotor, la largeur de la dent du stator, la largeur de la dent du rotor, la largeur de la dent maximale du stator, la largeur de la dent minimale du stator, le diamètre maximal de la dent du rotor, le diamètre minimal de la dent du rotor sont choisis comme variables de conception. Six indices importants des performances du moteur sont choisis comme contraintes de conception d'inégalité. Ce sont : le rapport de couple maximal à pleine charge  $t_{bk}$ , le rapport de couple de démarrage à pleine charge  $t_{LR}$ , le rapport de courant de démarrage à pleine charge  $i_{LR}$ , le rendement nominal, le facteur de puissance nominale et l'élévation de température maximale. Le diamètre extérieur du stator et le diamètre d'arbre comme contraintes d'égalité.

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \sum \text{Pertes}(D_{is}, d_1, d_2, h_r, b_{tr}, b_{ts}, b_{s1}, b_{s2}, h_s) \\ \text{s. t.} \quad \cos\varphi \geq 0.861 \\ \quad \eta \geq 0.936 \\ \quad T_{c0} \leq 101 \\ \quad i_{LR} \leq 6 \\ \quad t_{LR} \geq 1.75 \\ \quad t_{bk} \leq 2.5 \\ \quad D_{out} = 343 \\ \quad D_{shaft} = 70 \end{array} \right. \quad (3.1)$$

**Cas 2 :** (modèle inverse). La dimension de l'espace de conception est réduite à sept variables. Mathématiquement, ces deux formulations sont équivalentes, car la seule différence est la réduction du nombre de variables dans la formulation 2 (modèle inverse) et la transformation de deux contraintes d'inégalité en deux contraintes d'égalité.

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \sum \text{Pertes}(D_{is}, d_1, d_2, h_r, b_{tr}, b_{ts}, h_s) \\ \text{s. t.} \quad \cos\varphi \geq 0.861 \\ \quad \eta \geq 0.936 \\ \quad T_{c0} \leq 101 \\ \quad i_{LR} \leq 6 \\ \quad t_{LR} \geq 1.75 \\ \quad t_{bk} \leq 2.5 \\ \quad D_{out} = 343 \\ \quad D_{shaft} = 70 \end{array} \right. \quad (3.2)$$

### 3.7 - LES LUCIOLES ET L'ALGORITHME FIREFLY

Ces dernières années, les techniques d'optimisation bio-inspirées ont été largement utilisées pour résoudre divers problèmes d'optimisation d'ingénierie. Ils ont également été développés et mis en œuvre pour résoudre divers problèmes d'économie et d'autres applications. Les classes d'algorithmes métaheuristiques les plus prédominantes sont les algorithmes évolutifs (EA) et les algorithmes basés sur l'intelligence en essaim qui sont basés sur l'évolution naturelle et le comportement collectif des espèces vivantes.

L'algorithme Firefly (FA) est un algorithme métaheuristique inspiré du comportement social d'un groupe de lucioles. Il a été introduit par Yang (2010). Au cours

du processus d'optimisation, l'algorithme tente de déplacer les particules ou les lucioles en s'inspirant de l'interaction de vraies lucioles. Comme chaque luciole produit de la lumière sur la base du phénomène de bioluminescence, l'algorithme propose certaines suggestions. En principe, chaque luciole explorera et recherchera d'autres lucioles et proies au hasard. Yang (2010a) suggère que chaque luciole produira sa propre intensité lumineuse en fonction de son schéma de clignotement corporel, qui détermine également la luminosité de la luciole. La luciole a tendance à être toujours attirée par les plus brillants. La luminosité de chaque luciole est déterminée par le paysage de la fonction objectif [119].

### 3.7.1 - Les lucioles naturelles

Les lucioles (Lampyridae) ou en anglais Fireflies sont de petits coléoptères ailés capables de produire une lumière clignotante froide pour une attraction mutuelle. Cette lumière chimique est produite dans un organe spécifique situé à l'extrémité de l'abdomen de ces coléoptères grâce à une molécule, la luciférine, qu'ils produisent.

Il existe plus de 2000 espèces de lucioles dans la région tropicale. La majorité dans les zones humides couvertes de bois ou les larves de ces insectes trouvent des sources de nourriture. Ces larves (Glowworms) sont aussi capables d'émettre de la lumière. La génération de cette lumière dans ces insectes est due à un type de réaction chimique appelé bioluminescence. Chaque espèce de luciole produit son propre flash de lumière et, bien que la fonction complète de ces flashes ne soit pas connue, leur but principal est d'attirer un partenaire. Pour plusieurs espèces, le mâle est attiré par une femelle sédentaire. Chez d'autres espèces, la femelle peut copier le signal d'une espèce différente, de sorte que les mâles de cette espèce soient attirés. La femelle s'attaque alors à ces mâles. Le clignotement peut également être utilisé pour envoyer des informations entre des lucioles. L'idée de cette attractivité et de cette transmission d'informations est ce qui a inspiré l'algorithme des lucioles FA [120].

### 3.7.2 - Algorithme des lucioles (Firefly Algorithm)

L'algorithme des lucioles est relativement simple en théorie et en implémentation. Et l'avantage le plus important est l'utilisation du mouvement aléatoire d'individus, en tenant compte de l'influence réciproque des individus en même temps [121]. La plupart des

lucioles ont produit des flaches courtes et rythmées et ont un comportement différent. Les lucioles utilisent ces flaches pour communiquer et attirer les proies potentielles. Yang a utilisé ce comportement des lucioles et a introduit l'algorithme Firefly en 2008.

L'algorithme prend en compte les trois points suivants :

- Toutes les lucioles sont unisexes, ce qui rend l'attraction qui les unit n'est pas en fonction de leur sexe.
- L'attraction est proportionnelle à leurs luminosités. Ainsi, pour deux lucioles, les moins lumineuses se déplaceront vers les plus brillantes. Si aucune luciole n'est lumineuse qu'une luciole en particulier, elle se déplacera de manière aléatoire.
- La luminosité des lucioles est déterminée en fonction d'une fonction objective (optimiser)

L'algorithme Firefly (FA) est formulé avec deux points importants : la variation de l'intensité de la lumière et la formulation de l'attraction. Pour simplifier, l'attraction des lucioles est déterminée par la luminosité, la luminosité étant déterminée avec la fonction objective. Dans le cas d'un problème de minimisation, la luminosité  $I$  d'une luciole en une position  $x$  peut être définie comme  $I(x) \propto f(x)^{-1}$ .

Cependant, l'attraction  $\beta$  est relative à la position des autres lucioles. Par conséquent, il varie en fonction de la distance  $r_{ij}$  entre la luciole  $i$  et la luciole  $j$ . Cela fait varier l'attraction en fonction du degré d'absorption. Pour simplifier, l'intensité de la lumière  $I(r)$  varie en fonction de la loi  $I(r) = I_s/r^2$  où  $I_s$  est l'intensité à la source. Pour une valeur constante de  $\gamma$ , l'intensité varie en fonction de la distance  $r$ , ce qui donne  $I = I_0 e^{-\gamma r}$ , où  $I_0$  est l'intensité de la lumière provenant de la source. La combinaison des deux effets de la loi carrée inverse et de l'absorption peut être approximée avec la formule gaussienne suivante [78] :

$$I(r) = I_0 e^{-\gamma r} \quad (3.3)$$

Parfois, il est nécessaire d'utiliser une fonction décroissante monotone. Dans ce cas, nous pouvons utiliser l'approximation :

$$I(r) = \frac{I_0}{1+\gamma r^2} \quad (3.4)$$

Sachant que l'attraction d'une luciole est proportionnelle à l'intensité des lucioles adjacentes, la formule de cet attrait d'une luciole peut être définie comme suit :

$$\beta(r) = \beta_0 e^{-\gamma r^2} \quad (3.5)$$

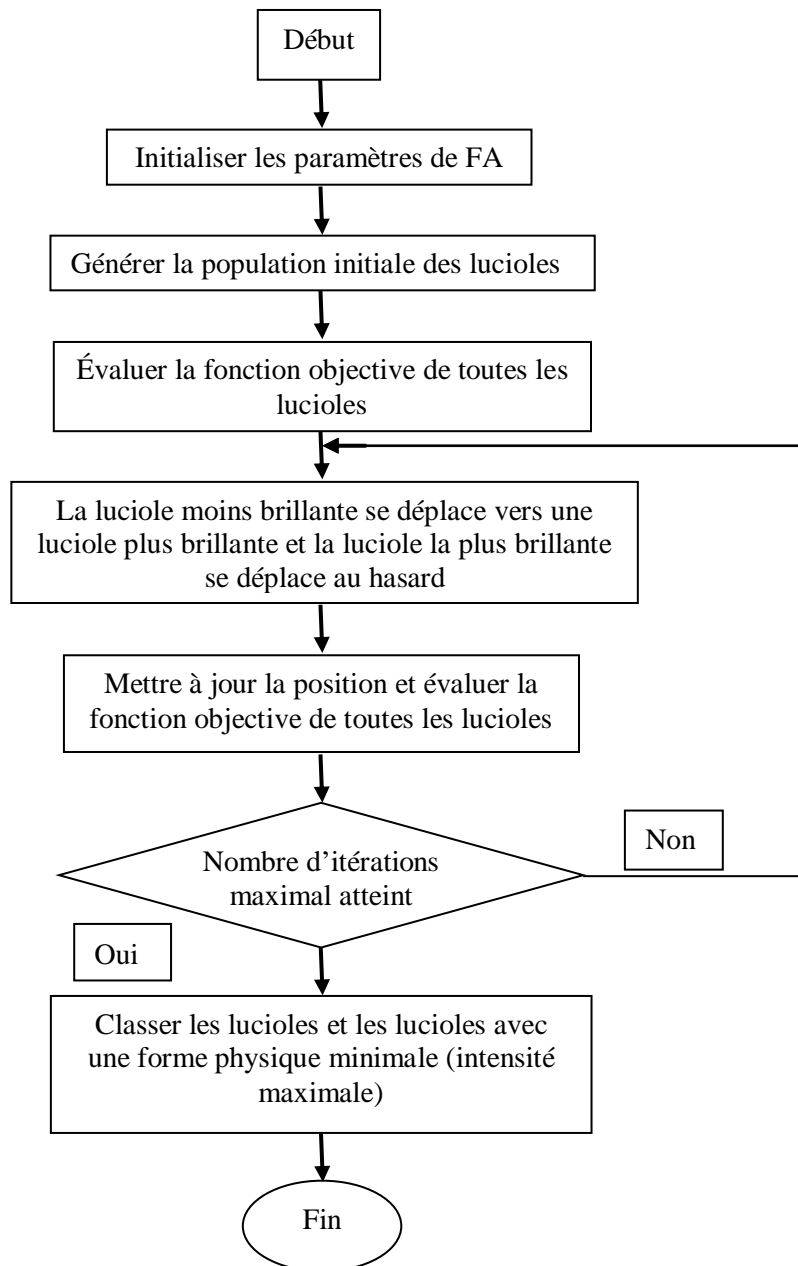


Fig.3.2 - organigramme de calcul de l'algorithme des lucioles (FA) [122]

D'autre part, la distance entre deux lucioles  $i$  et  $j$  aux positions  $x_i$  et  $x_j$  est définie par la distance cartésienne suivante :

$$r_{ij} = \sqrt{\sum_{k=1}^d (x_{i,k} - x_{j,k})^2} \quad (3.6)$$

Où  $x_{i,k}$  représente le  $k$ -ème composante spatiale de la coordonnée  $x_i$  de la luciole  $i$ . Le mouvement d'une luciole  $i$  attiré par une autre luciole  $j$  (plus brillant que  $i$ ) est déterminé par :

$$x_i = x_i + \beta_0 e^{-\gamma r_{ij}^2} (x_j - x_i) + \alpha \left( rand - \frac{1}{2} \right) \quad (3.7)$$

Le deuxième terme de l'équation est dû à l'attraction. Alors que le troisième terme ajoute un caractère aléatoire à l'équation, où  $\alpha$  est aléatoire,  $rand$  est une fonction de génération d'un nombre aléatoire uniforme dans l'intervalle  $[0, 1]$ . Le paramètre  $\gamma$  caractérise la variation de l'attractivité, sa valeur est cruciale pour déterminer la vitesse de convergence et comportement de l'algorithme. Les étapes de la technique FA proposée sont illustrées dans la figure 3.2.

### 3.7.3 - Pourquoi l'algorithme des Lucioles FA est efficace ?

FA est basé sur l'intelligence en essaim, il présente donc des avantages similaires à ceux d'autres algorithmes basés sur l'intelligence en essaim. Cependant, FA présente deux avantages majeurs par rapport aux autres algorithmes : la subdivision automatique et la capacité à gérer la multimodalité. Premièrement, FA est basée sur l'attraction et l'attractivité. Cela conduit au fait que l'ensemble de la population peut automatiquement se subdiviser en sous-groupes, et que chaque groupe peut pulluler autour de chaque mode ou optimum local. Parmi tous ces modes, la meilleure solution globale peut être trouvée. Deuxièmement, cette subdivision permet aux lucioles de pouvoir trouver tous les optimaux simultanément si la taille de la population est suffisamment supérieure au nombre de modes [123].

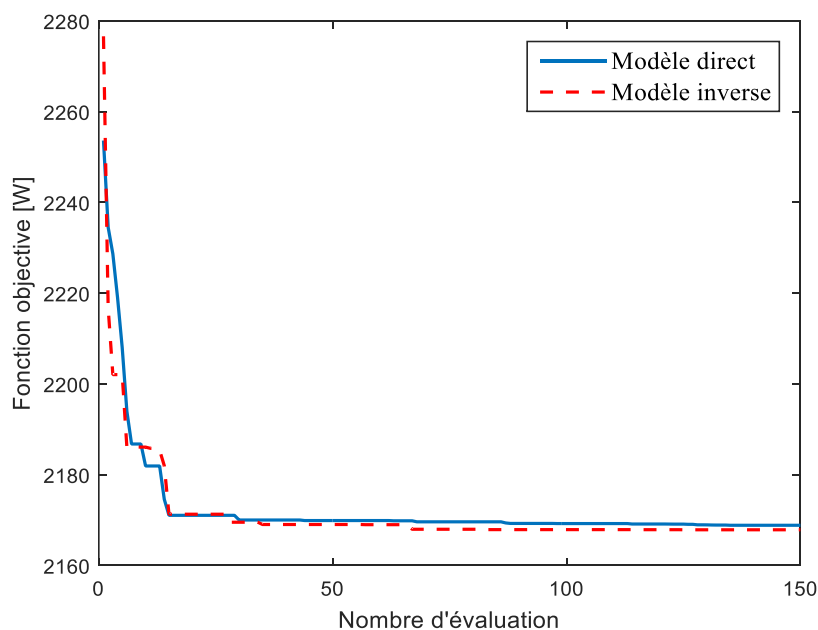
FA présente de nombreuses caractéristiques telles que [124] :

- FA peut traiter efficacement des problèmes d'optimisation non linéaires et non convexes.

- La convergence de FA est rapide par rapport aux autres méthodes classiques pour atteindre les optimums globaux.
- Des outils hybrides peuvent être formulés en combinant FA avec d'autres algorithmes d'optimisations.
- Une bonne solution initiale n'est pas nécessaire pour démarrer le processus d'optimisation, c'est-à-dire qu'elle conduit aux mêmes optimums, quelle que soit la solution initiale.

### 3.8 - RÉSULTATS DE SIMULATION

Dans cette expérience, les paramètres du FA a été pris respectivement  $\alpha = 0,5$ ,  $\beta = 0,2$  et  $\gamma = 1$ . Chaque formulation a été exécutée avec la même taille de population  $m = 10$ , le nombre d'itérations  $N = 50$ . L'algorithme s'arrête après l'évolution de 500 fonctions. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau 3.1. Il ressort clairement du tableau que les valeurs de conception optimisées de la formulation inverse (équation 3.2) donnent de meilleurs résultats que la formulation directe (équation 3.1) et l'approche conventionnelle concernant le facteur de puissance, le rendement et la température de l'enroulement.



**Fig.3.3** - caractéristiques de convergence de FA pour le modèle direct et inverse

Le changement des valeurs de la fonction objective en fonction du nombre d'itérations est représenté sur la figure 3.3 pour les deux modèles direct et inverse. Lorsque la figure est

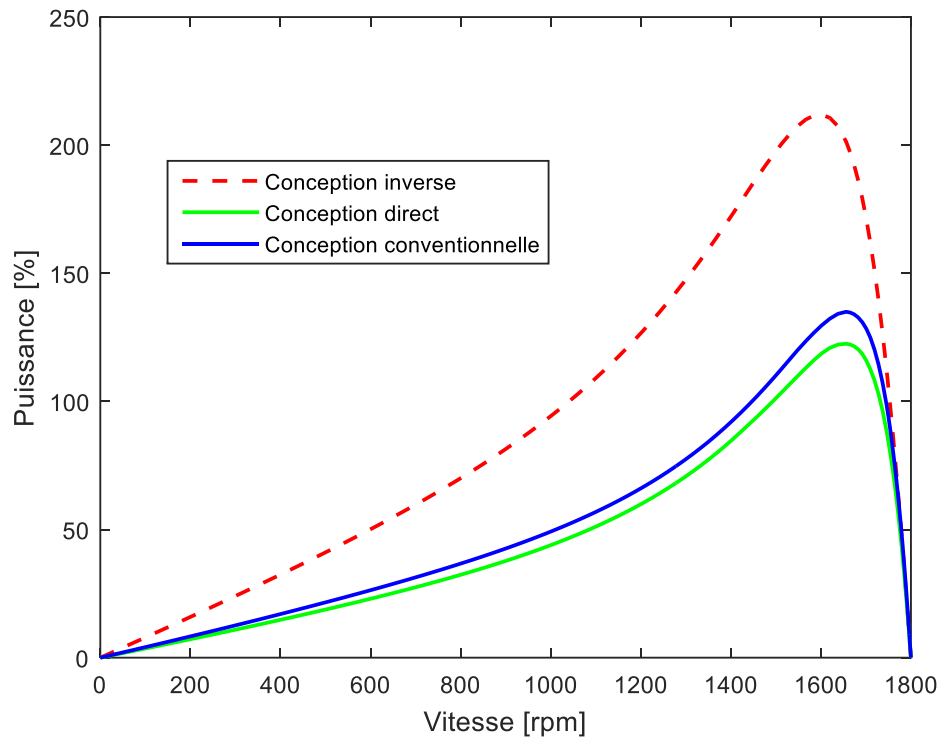
examinée, on voit que l'algorithme FA converge à la 67<sup>-ème</sup> itération et a la meilleure valeur de convergence pour la méthode inverse. Cependant que pour le modèle direct l'algorithme converge à la 88<sup>-ème</sup> itération.

**Tableau. 3.2** Comparaison entre la conception optimisée pour les formulations directe et inverse

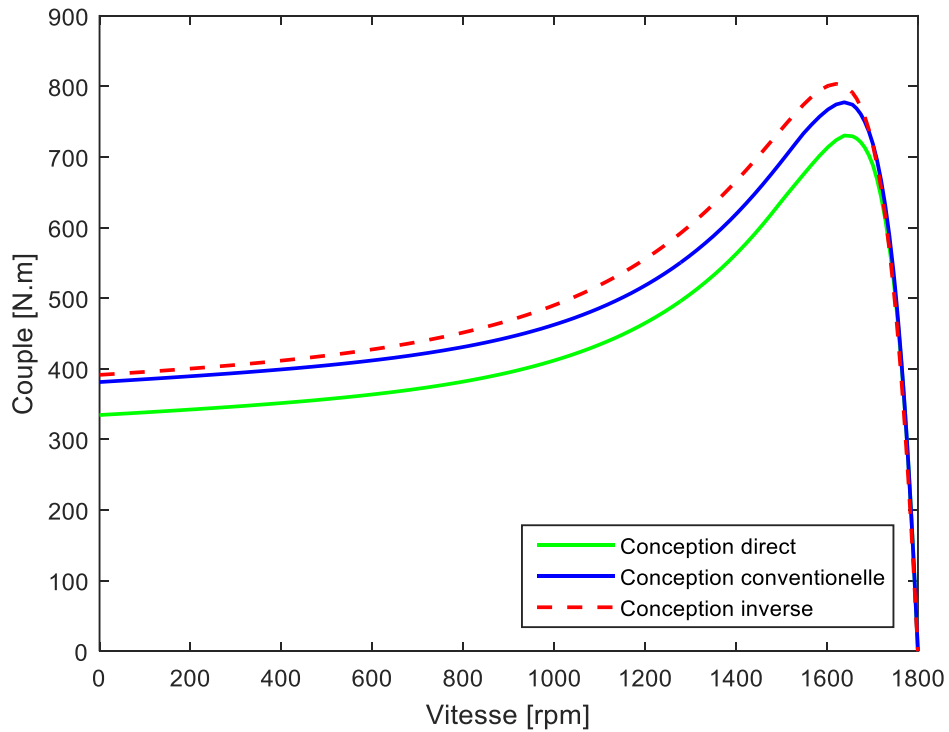
Désignation	Formulation inverse	Formulation directe	Conception conventionnelle
$D_{is}$ [mm]	218.8209	215.7248	221
$d_l$ [mm]	7,486 4	7,5	7,347 7
$d_2$ [mm]	2,179 6	2,235 4	2,841 9
$h_r$ [mm]	27,829 6	29,995 2	28,625 7
$b_{tr}$ [mm]	6,060 8	6,114 4	9,275 4
$b_{ts}$ [mm]	4,922 3	4,563 0	8,272 1
$h_s$ [mm]	28	28	29,492 3
$b_{s1}$ [mm]	9,869 4	5,283 5	6,519 5
$b_{s2}$ [mm]	12,757 8	8,683 1	10,38
$G_{tr}$	11,858 7	12,769 5	18,736 3
$G_{tl}$	10,792 1	10,004 3	19,023 9
Facteur de puissance [%]	86,26	86,2	86,44
Rendement [%]	94,304 6	93,029 9	93,23
T° d'enroulement [°C]	110.3512	114.5936	112.2971

Selon la figure 3.4, nous observons que la puissance fournie au rotor est plus élevée dans le cas de la formulation inverse que dans le cas de la formulation directe, ce qui justifie la réduction significative des pertes dans la machine en utilisant la conception du problème inverse. Nous pouvons noter que la deuxième formulation semble être plus efficace en ce qui concerne le rendement élevé.

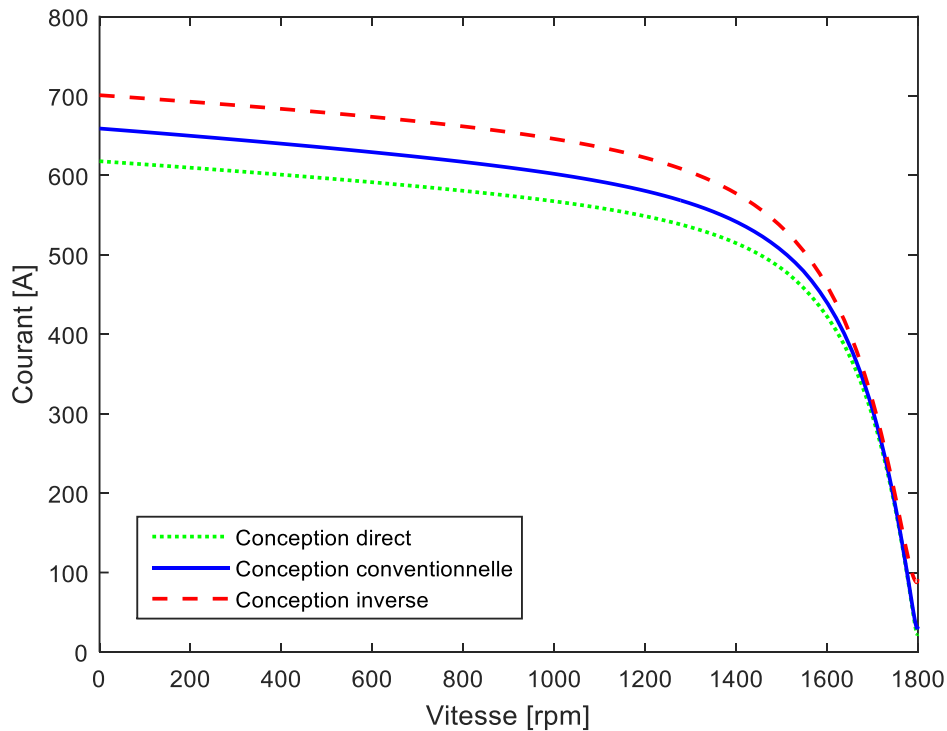
La figure 3.5 montre les performances des couples de conception, direct, conventionnelle et inverse. Les contraintes de performance pour toutes les conceptions sont clairement remplies. L'algorithme d'optimisation FA proposé a clairement amélioré la conception originale, augmentant considérablement le couple de démarrage tout en améliorant les performances du couple maximal. Par conséquent, la figure 3.6 qui illustre les performances des courants indique une augmentation importante du courant de démarrage qui est dans les limites admissibles.



**Fig.3.4** - caractéristique Puissance-Vitesse après optimisation



**Fig.3.5** - caractéristique Couple-Vitesse après optimisation



**Fig.3.6** - Caractéristique Courant-Vitesse après optimisation

Le tableau 3.2 présente les performances des contraintes imposées ci-dessus dans les formules inverses et directes obtenues et indique une solution acceptable. On observe également que les valeurs du rendement répondent à un niveau du rendement élevé (classe IE 2 > 93,0 %) avec une bonne valeur dans le modèle inverse.

Les figures 3.7 et 3.8 représentent respectivement la variation du rendement et du facteur de puissance en fonction du couple de l'arbre pour trois conceptions différentes, à formulation directe et à formulation inverse. On peut voir que la valeur du rendement dans la formulation inverse à la vitesse nominale est supérieure à celle des autres conceptions. Considérant que le facteur de puissance est amélioré pour les deux formulations.

Le tableau 3.3 montre un ensemble de valeurs de paramètres obtenues par la méthode du circuit équivalent du moteur à induction triphasé pour les modèles conventionnel, inverse et direct. Il est démontré que les trois modèles satisfont le niveau d'un rendement élevé. Le facteur de puissance dans la simulation directe du modèle est inférieur à celui de la simulation inverse. La température d'enroulement en est préférable pour la formulation inverse.

Tableau 3.3 - contraintes après optimisation

Désignation	Unité	Conception conventionnelle	Modèle inverse	Modèle direct
Fonction objective	[W]	2688,2	2595,9	2575,1
Rendement	%	93,23	94,304	93,0299
Facteur de puissance	%	86,44	86,24	86,2
Courant de démarrage ( $i_{LR}$ )	pu	5,963 8	6,142 7	5,963 5
Couple de démarrage ( $t_{LR}$ )	pu	0,992 8	1,019 5	1,030 1
Couple maximal ( $t_{bk}$ )	pu	2,913 5	2,961 1	2,922 9

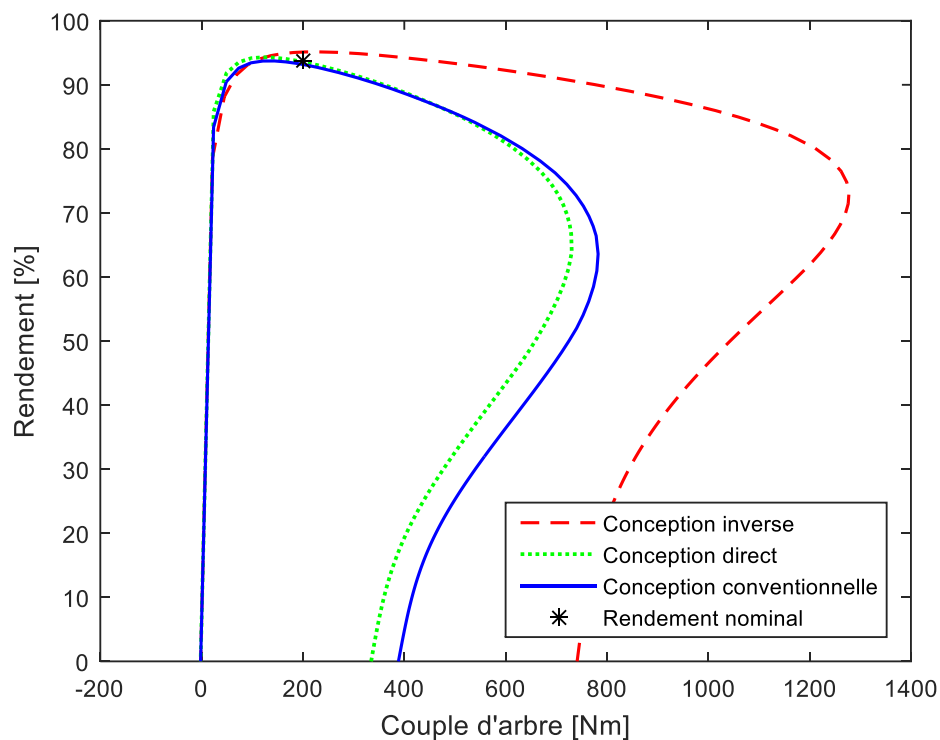


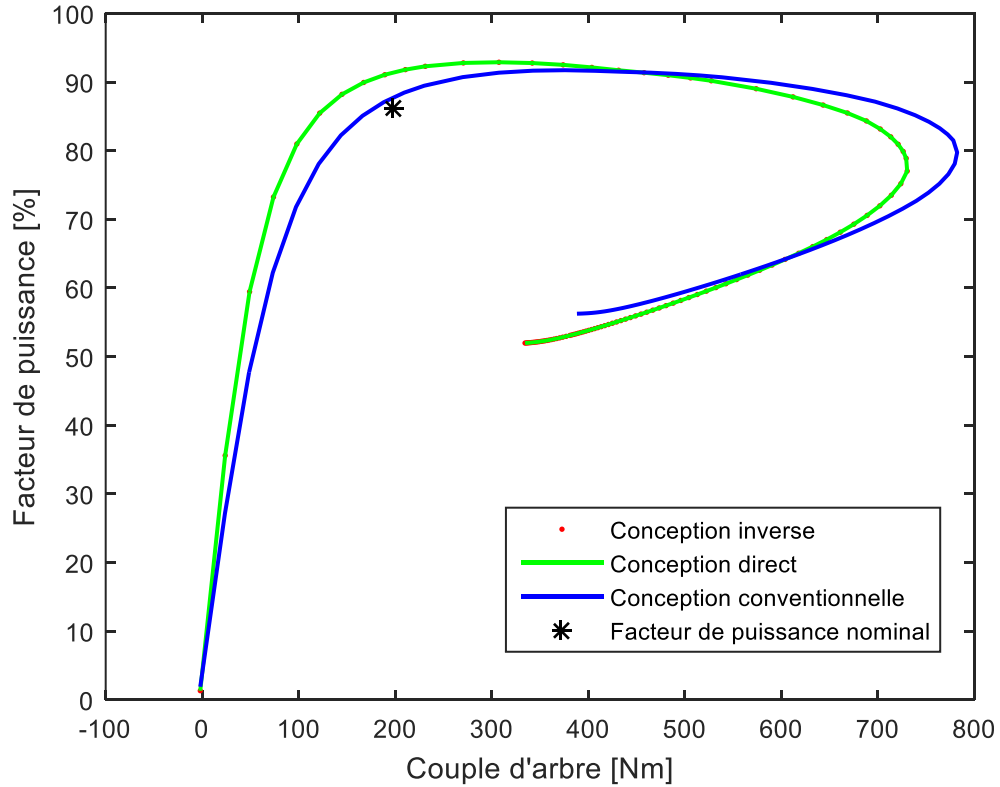
Fig.3.7 - caractéristique rendement-couple d'arbre après optimisation

Si elle est utilisée correctement, l'optimisation inverse de la conception conduira à une conception qui satisfasse à toutes les exigences imposées, mais est également optimale dans un certain sens, en fonction de la caractéristique sur laquelle le concepteur de la machine met l'accent (masse, volume, rendement, coût ou leur combinaison).

Il a été prouvé qu'en définissant de manière appropriée les contraintes ainsi que les fonctions de coût, on obtenait des géométries satisfaisantes, qui montraient les valeurs maximales du rendement puisque c'était le but initial de la présente étude. Le

dimensionnement et l'optimisation de la machine à induction à l'aide de l'approche inverse ont été étudiés. De plus, la technique choisie a fourni des preuves d'exactitude, de rapidité et de convergence.

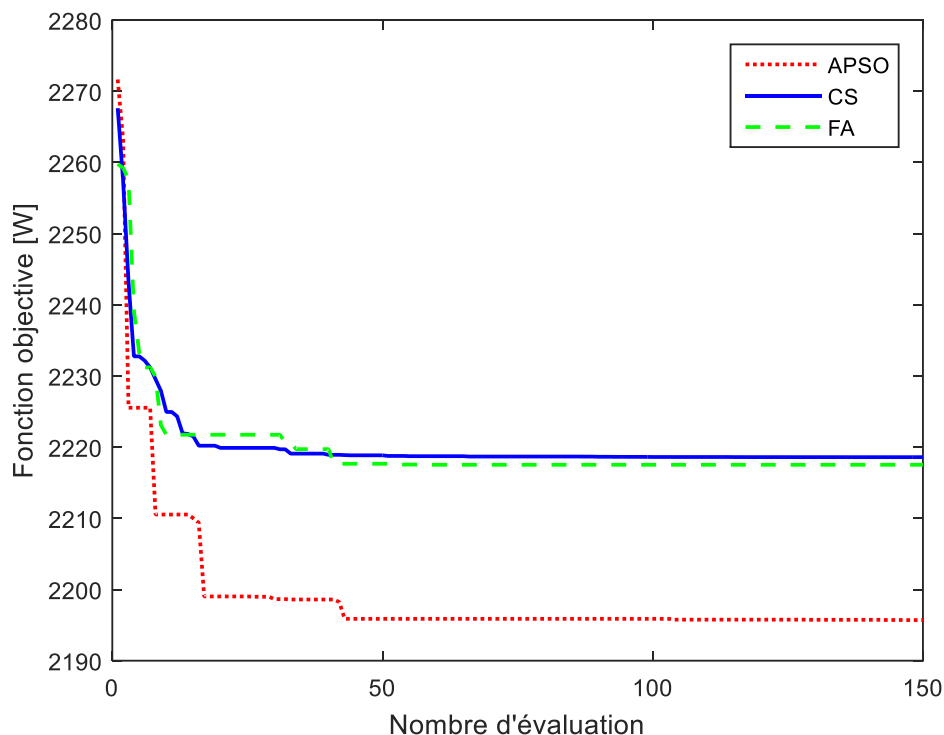
<b>Tableau 3.4 - paramètres du moteur à induction après optimisation.</b>				
<b>Désignation</b>	<b>Unité</b>	<b>Conception conventionnelle</b>	<b>Modèle inverse</b>	<b>Modèle direct</b>
Rendement	W	93,23	94,304 6	93,029 9
Facteur de puissance	%	86,44	86,24	86,2
Résistance du stator ( $R_s$ ) à 25°C	%	0,059 4	0,059 1	0,058 6
Résistance du rotor ( $R_r$ ) à 25°C	[ $\Omega$ ]	0,033 3	0,033 2	0,033 0
Réactance de fuite du stator ( $X_s$ )	[ $\Omega$ ]	0,312 5	0,295 4	0,313 7
Réactance de fuite du rotor ( $X_r$ )	[ $\Omega$ ]	0,281 2	0,283 9	0,278 7
Réactance magnétisante ( $X_m$ )	[ $\Omega$ ]	7,897 0	7,910 6	7,887 4



**Fig.3.8** - caractéristique du facteur de puissance - couple d'arbre après optimisation

### 3.9 - COMPARAISON DES TECHNIQUES FA, APSO et CS POUR L'OPTIMISATION DU RENDEMENT DU MAS

APSO, CS et FA sont implémentés avec le modèle de conception inverse décrit dans la section 3.3.3 et l'équation 3.2. Il en résulte une évaluation de 150 conceptions pour les trois techniques en une seule exécution. Un résultat typique de l'exécution du APSO, CS et FA pour ce problème de conception de machine est illustré sur la figure 3.9, où le meilleur objectif signifie la valeur la plus basse de la fonction objectif trouvée par APSO, CS ou FA du début à la fin d'itération. Le résultat montre qu'au fur et à mesure que le nombre d'itérations ou de générations augmente, le FA et l'APSO trouvent les meilleures solutions et atteignent finalement les bons optimums. La figure montre que l'algorithme FA converge vers la solution optimale globale après 41 évaluations, tandis que l'APSO et le CS convergent vers une solution optimale globale après 43 évaluations et 55 évaluations, respectivement.



**Fig.3.9** - caractéristiques de convergence des algorithmes APSO, CS et FA

Le tableau 3.4 donne les valeurs de l'ensemble des sept variables de conception de manière comparative obtenu par le modèle inverse en utilisant les différentes techniques

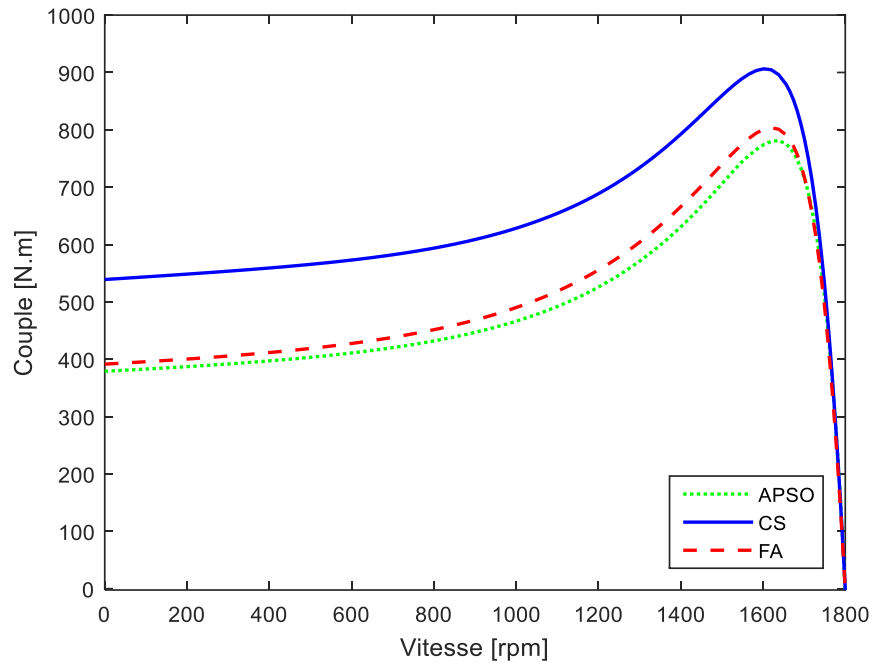
stochastiques proposées, par exemple, la valeur de  $D_{is}$  est donnée pour la conception conventionnelle, puis elle est comparée aux valeurs obtenues, après avoir utilisé les trois techniques d'optimisation une par une. La valeur du rendement obtenue par la technique FA et la meilleure comparées à celles obtenues par APSO et CS et cela avec un bon facteur de puissance. D'autres paramètres de performances sont également présentés de manière comparative tels que le facteur de puissance, le courant de démarrage et le couple de démarrage.

La conception obtenue après l'utilisation de CS donne un couple de démarrage plus élevé parmi les trois conceptions (figure 3.10) et un courant de démarrage élevé également (figure 3.11).

Les résultats démontrent clairement la capacité du FA à produire les meilleurs paramètres de conception globaux qui maximisent également le rendement du moteur.

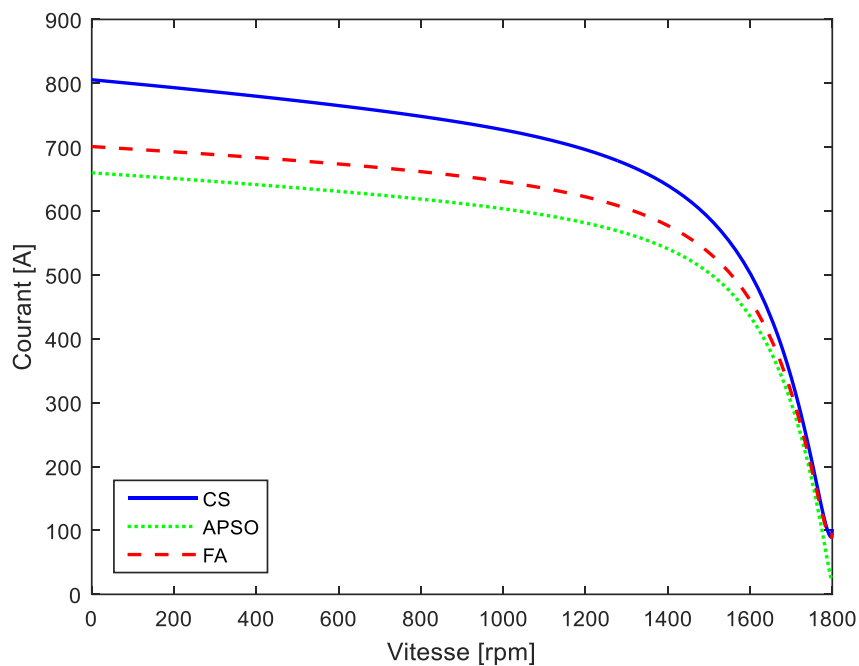
**Tableau 3.5** - comparaison des résultats obtenus par les méthodes APSO, CS et FA pour un MAS 37 kW

Désignation	Conception conventionnelle	APSO	CS	FA
$D_{is}$ [mm]	221	219.5866	215	218.8209
$d_l$ [mm]	7,347 7	7 382 159	7,5	7,486 4
$d_2$ [mm]	2,841 9	2 466 243	2,5	2,179 6
$h_r$ [mm]	28,625 7	28,183 06	30	27,829 6
$b_{tr}$ [mm]	9,275 4	6,469 8	5	6,060 8
$b_{ts}$ [mm]	8,272 1	5 201 464	4,4	4,922 3
$h_s$ [mm]	29,492 3	28,019 2	28	28
$i_{LR}$	5,963 8	6,124 5	6,252 8	6,142 7
$t_{LR}$	0,992 8	1,025 8	1,120 5	1,019 5
$G_{tl}$ [kg]	19,023 9	11,411 3	9,646 9	10,792 1
$G_{tr}$ [kg]	18,736 3	12,831 3	10,483 2	11,858 7
Facteur de puissance [%]	86,44	86,27	86,18	86,24
Rendement [%]	93,23	93,42	93,52	94,304 6
T° d'enroulement [°C]	112.2971	110.0371	109.1674	110.3512



**Fig.3.10** - caractéristique Couple-Vitesse des techniques APSO, CS et FA

Il a été démontré que la nouvelle approche encourage l'utilisation continue de FA et contribuera grandement à servir d'outil utile dans les problèmes de conception.



**Fig.3.11** - caractéristique Courant-Vitesse des techniques APSO, CS et FA

### 3.10 - MODÉLISATION DU MAS PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

Le calcul du champ magnétique est le problème principal dans la conception des machines électriques. La précision de l'analyse des machines électriques dépend de la connaissance du champ électromagnétique. Bien que les équations de Maxwell offrent une description très précise du champ magnétique dans les machines électriques, il n'y a toujours pas une méthode analytique universelle qui puisse être utilisée pour résoudre les équations de champ en raison de la géométrie compliquée et du matériau non linéaire. Comme pour la méthode d'analyse classique, le champ magnétique d'une machine électrique est calculé approximativement avec les modèles des circuits équivalents. Tous ces modèles sont normalement basés sur l'estimation rugueuse du champ magnétique et sont dérivés avec certaines hypothèses données : par exemple, alimenté par une tension sinusoïdale, en ignorant la saturation du noyau de fer et l'effet des harmoniques. Une fois que ces hypothèses ne sont pas satisfaites, les résultats du modèle seront bien en dehors de ce qui est acceptable. Pour différents types de moteur à induction ou différents environnements opérationnels, différents modèles doivent être appliqués. Par conséquent, de nombreux modèles des circuits équivalents ont été développés pour l'analyse des performances des moteurs asynchrones en régime permanent ou transitoire.

La méthode des éléments finis a été appliquée pour la première fois pour résoudre des problèmes d'analyse structurelle dès les années 1950, ainsi que pour les problèmes de transfert de chaleur et d'écoulement de fluide. Elle est introduite par Chari et Silvester (1971) [125] pour la résolution de l'équation de champ et devenue l'outil le plus important dans l'analyse des champs électromagnétiques complexes des machines électriques. Cette méthode s'est avérée la plus efficace pour analyser avec précision les performances de différents types des dispositifs électriques à géométrie complexe. Bien que beaucoup plus d'attention ait été accordée aux modèles d'éléments finis 3D en raison de la croissance de la capacité informatique, le temps de calcul pour résoudre le modèle 3D avec la méthode de pas de temps est encore trop coûteux.

En 1970, un article de Silvester et Chari intitulé (Finite element solution of saturable magnet field problems), dans lequel ils proposaient une formulation capable de traiter la

géométrie complexe et le problème de la non-linéarité magnétique, signalait le début d'une nouvelle ère dans le domaine de l'électromagnétisme appliqué [126]. Ils ont apporté une contribution majeure au développement de la méthode qui est si largement appliquée aujourd'hui en génie électrique.

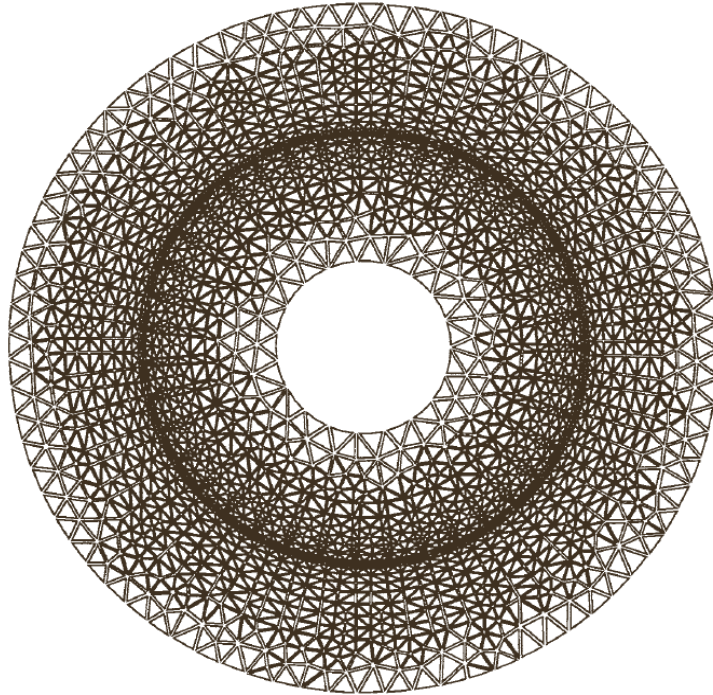
Ces dernières années, l'analyse par éléments finis (FEM) a été largement utilisée dans l'analyse et la conception de machines électriques. Cela dépend de la potentialité et de la polyvalence de la méthode numérique en plus de l'augmentation des performances des ordinateurs modernes. De plus, la FEM permet de considérer simultanément les effets de la distribution des enroulements du stator, la saturation magnétique et les distributions de courant non uniformes [127].

La détermination plus précise des paramètres des machines électriques durant la phase de conception implique l'utilisation de méthodes appropriées. Ainsi, les méthodes numériques utilisées pour analyser le champ électromagnétique produit par les machines et les appareils électriques permettent de déterminer leurs paramètres avec une grande précision. Parmi ceux-ci, la méthode des éléments finis. La plupart des entreprises produisant des logiciels dédiés à l'analyse numérique utilisent cette méthode numérique. Parmi les avantages qu'elle impose la méthode, on peut en citer quelques-uns, tel que : elle peut être appliquée aux domaines de forme complexes, homogènes ou non homogènes, des conditions aux limites peuvent être établies relativement facilement et le modèle mathématique est relativement simple.

### **3.10.1 - Principe de la méthode des éléments finis**

La méthode des éléments finis est une méthode numérique qui permet de résoudre les équations aux dérivées partielles. Elle consiste à rechercher une fonction globale représentant les phénomènes étudiés, sur un domaine de résolution préalablement subdivisé en parties finies adjacentes appelées éléments finis [128]. Dans chaque partie la fonction physique inconnue qui modélise le phénomène, est approchée par une interpolation polynomiale. Selon l'application, cette interprétation peut être linéaire ou d'un degré plus élevé.

Les éléments finis peuvent être des points, des segments, des triangles, des quadrilatères... etc. Ils réalisent une discrétisation du domaine d'étude, ils sont disjoints et leurs unions recouvrent le domaine tout entier, cette répartition est aussi appelée découpage ou maillage. Le principe de la FEM consiste à trouver la répartition des valeurs qui vérifie l'équation aux dérivées partielles du phénomène étudié et qui vérifie ses conditions aux limites (Dirichlet, Neumann, conditions cycliques...).



**Fig.3.12** - maillage par éléments finis utilisant des triangles [129]

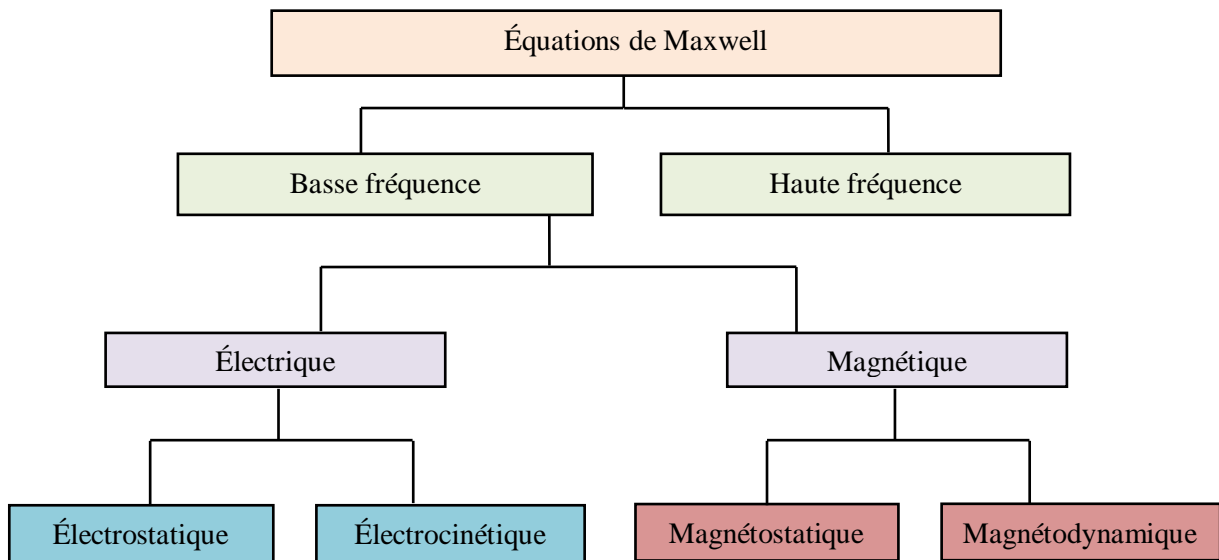
### 3.10.2 - Équations de Maxwell

Pour les phénomènes à basse fréquence, les équations de champ électromagnétique (équations de Maxwell) peuvent être découplées en trois cas d'applications différents : électrostatique, magnétostatique et magnétodynamique, comme présenté dans la figure 3.13 [130].

L'analyse des problèmes du champ électromagnétique est basée sur les équations de Maxwell (Maxwell, 1864) [131]. Ce sont des équations différentielles partielles indiquant les relations entre les vecteurs de champ  $E$  (intensité du champ électrique),  $D$  (densité de flux électrique),  $H$  (intensité du champ magnétique),  $B$  (densité de flux magnétique) et  $J$  (densité de courant électrique) ainsi que le scalaire  $\rho$  (densité de charge électrique). La

forme générale des équations de Maxwell sous leur forme différentielle est la suivante [132]-[133] :

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (3.8)$$



**Fig.3.13** - problèmes d'application des équations de Maxwell

$$\nabla \cdot D = \rho$$

(3.9)

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} + \nabla \times (v \times B) \quad (3.10)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3.11)$$

$v$  : La vitesse du conducteur par rapport à  $B$

Dans l'analyse des machines électriques, le courant de déplacement  $\frac{\partial D}{\partial t}$ , dans l'équation (3,8), sont négligeables, car les fréquences utilisées sont généralement suffisamment faibles.

En plus des équations de Maxwell, il existe des relations constitutives, qui décrivent les propriétés du matériau sur lequel le champ électromagnétique doit être résolu. Ces relations sont :

$$B = \mu H \quad (3.12)$$

$$D = \varepsilon E \quad (3.13)$$

$$J = \sigma E \quad (3.14)$$

Le calcul de la distribution des champs électriques dans les dispositifs électromagnétiques implique la résolution des équations de Maxwell. Notre application ne nécessite pas la résolution des équations de Maxwell sous leur forme générale, certaines simplifications peuvent être apportées.

### 3.10.3 - Modèle d'analyse par éléments finis de Galerkin (GFEM)

Les deux méthodes les plus populaires pour dériver les équations aux éléments finis sont l'approche variationnelle et l'approche de Galerkin, qui est un cas particulier de la méthode des résidus pondérés (MWR). La méthode variationnelle a été la première appliquée aux problèmes de magnétisme et occupe une grande partie de la littérature. En raison de la plus grande généralité de l'approche Galerkin, cette méthode est la plus couramment utilisée dans la méthode des éléments finis [129], [134].

L'équation de diffusion magnétique bidimensionnelle dépendant du temps est exprimée comme suit :

$$\nabla \times v \nabla \times A = J \quad (3.15)$$

Où  $J$  et  $A$  sont supposés orientés vers  $z$  et indépendants de  $z$ . étant donné que ces vecteurs n'ont qu'un seul composant, ils peuvent être traités comme des scalaires.

Salon [129] ainsi que Toliyat et coll. [135] ont parlé de la densité de courant  $J$  comme ayant trois parties : une due à la tension appliquée, une autre due au champ électrique induit produit par un flux magnétique variable dans le temps, et la troisième due à une tension induite par le mouvement ou « vitesse ».

$$J = \sigma \frac{V}{l} - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + \sigma v \times B \quad (3.16)$$

Ou :

$l$  : Longueur du problème dans la direction  $z$  (pour les problèmes 2D)

$V$  : Tension appliquée à la région des éléments finis

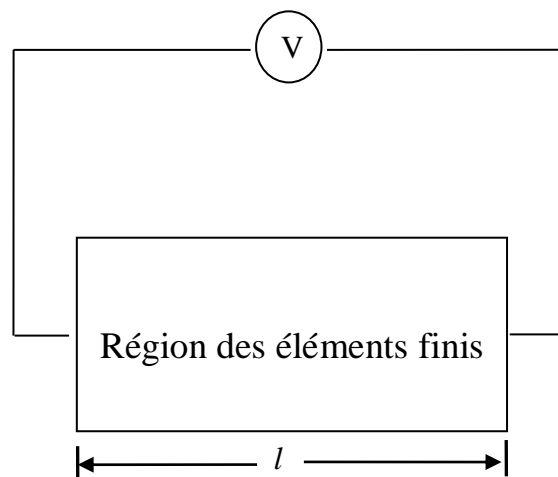
Il est supposé ici que le gradient de  $V$  est orienté vers  $z$  et a une grandeur de  $V/l$ . (la figure 3.14 illustre la signification physique du terme  $V$ ).

Le premier terme à droite de l'équation 3.17 représente la densité de courant due à la source appliquée, le deuxième terme représente la densité de courant induit et le troisième terme représente la densité de courant produite par la tension de vitesse. Notez que la distinction entre les trois parties est purement mathématique ; les différents composants ne peuvent pas être séparés par l'expérience.

L'équation de diffusion magnétique dépendant du temps est alors :

$$\nabla \times v \nabla \times A = \sigma \frac{V}{l} - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} + \sigma v \times \nabla \times A \quad (3.17)$$

L'emploi d'une référence fixe par rapport à la composante considérée, la vitesse relative  $v$  devient nulle et l'équation de diffusion se simplifie en :



**Fig.3.14** - tension appliquée à la région des éléments finis

$$\nabla \times v \nabla \times A = \sigma \frac{V}{l} - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} \quad (3.18)$$

Pour le cas 2D, la densité de courant, J, et le potentiel vectoriel, A, sont supposés être invariants dans la direction z, donc l'équation 3.17 devient [125], [129] :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( v \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \sigma \frac{V}{l} - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = 0 \quad (3.19)$$

Où :

v : Réductivité magnétique

A : Vecteur de potentiel magnétique

J : densité de courant

$\sigma$  : conductivité électrique

Pour la résolution de l'équation (3,8), on doit prendre les conditions aux limites suivantes :

- Condition de Dirichlet

$$A=A_0 \quad \text{représentant } B=0 \quad (3.20)$$

Dans ce cas, le vecteur magnétique A est constant a la frontière et l'induction magnétique B est parallèle a ce contour qui présente alors un équipotentiel.

- Condition de Neumann

$$\frac{\partial A}{\partial t} = q_0 \quad (3.21)$$

On utilise aussi des conditions de périodicité ou d'anti-périodicité selon qu'on modélise une paire de pôles ou un pôle.

Pour calculer avec précision les performances du MAS étudié, la conception par la FEM est présentée en utilisant le logiciel de maxwell. La figure 3.15 montre la génération de mailles de la MAS cage d'écureuil étudiée. Dans ce qui suit, on va présenter quelques résultats de simulation obtenus par cet outil d'analyse numérique pour les trois conceptions conventionnelle, directe et inverse.

### 3.10.4 - Résultats de simulation

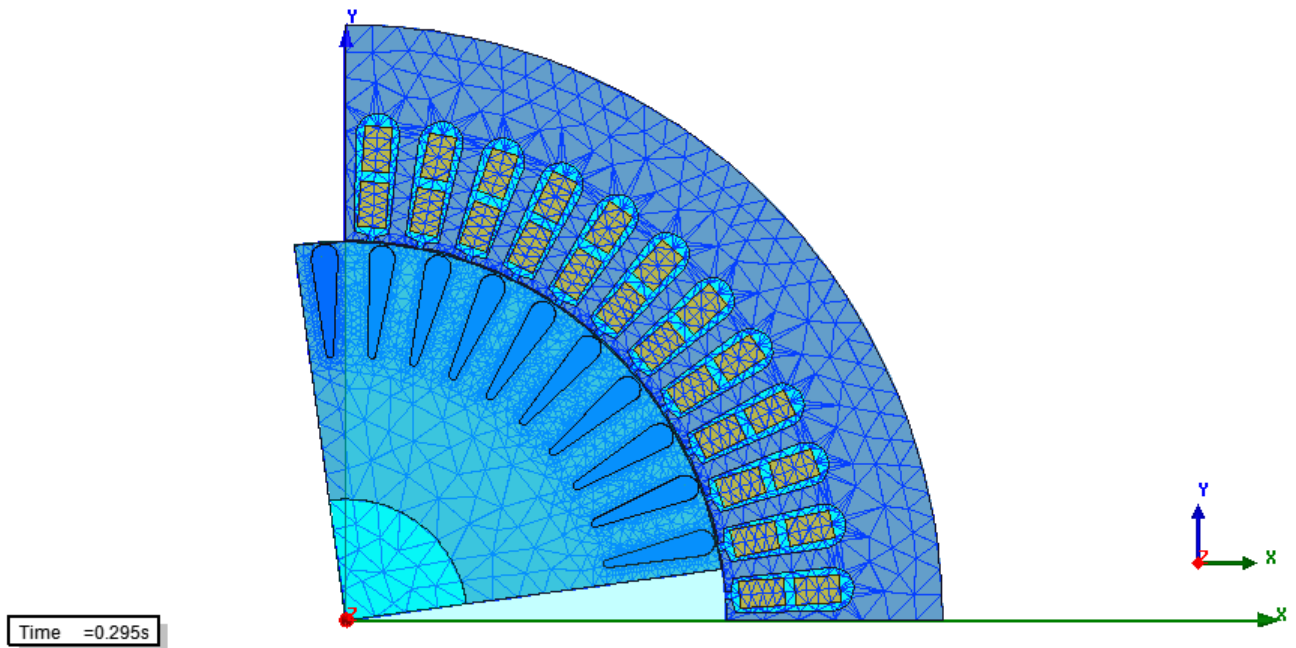


Fig.3.15 - vue du maillage pour la conception préliminaire

### 1 - Résultats de la conception conventionnelle

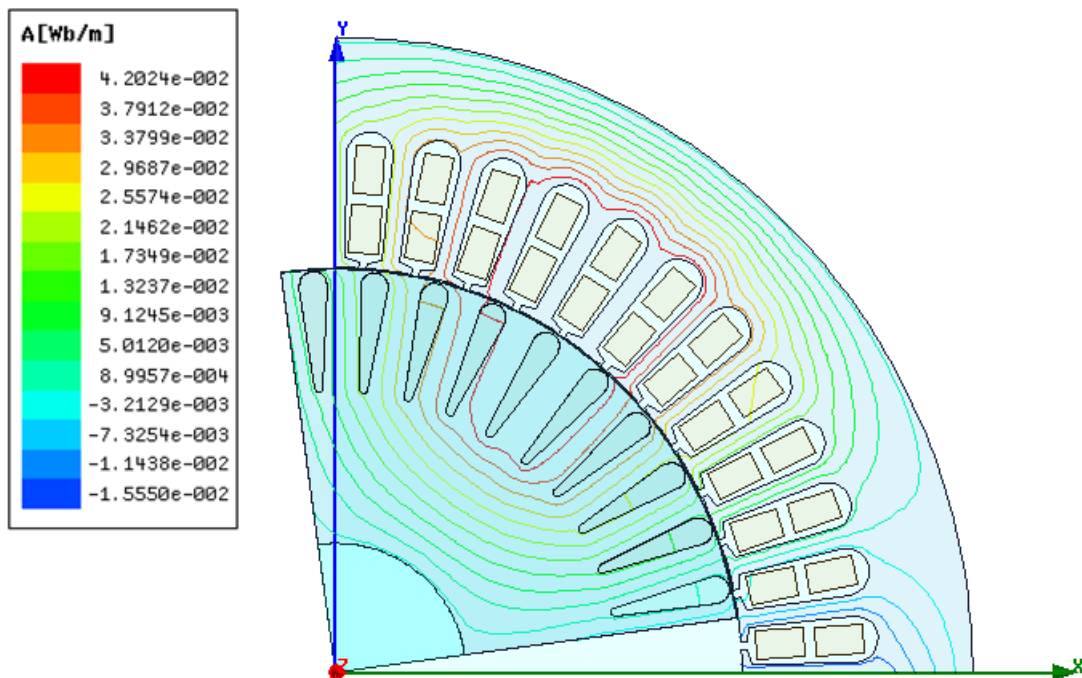


Fig.3.16 - représentation de ligne de la densité de flux magnétique

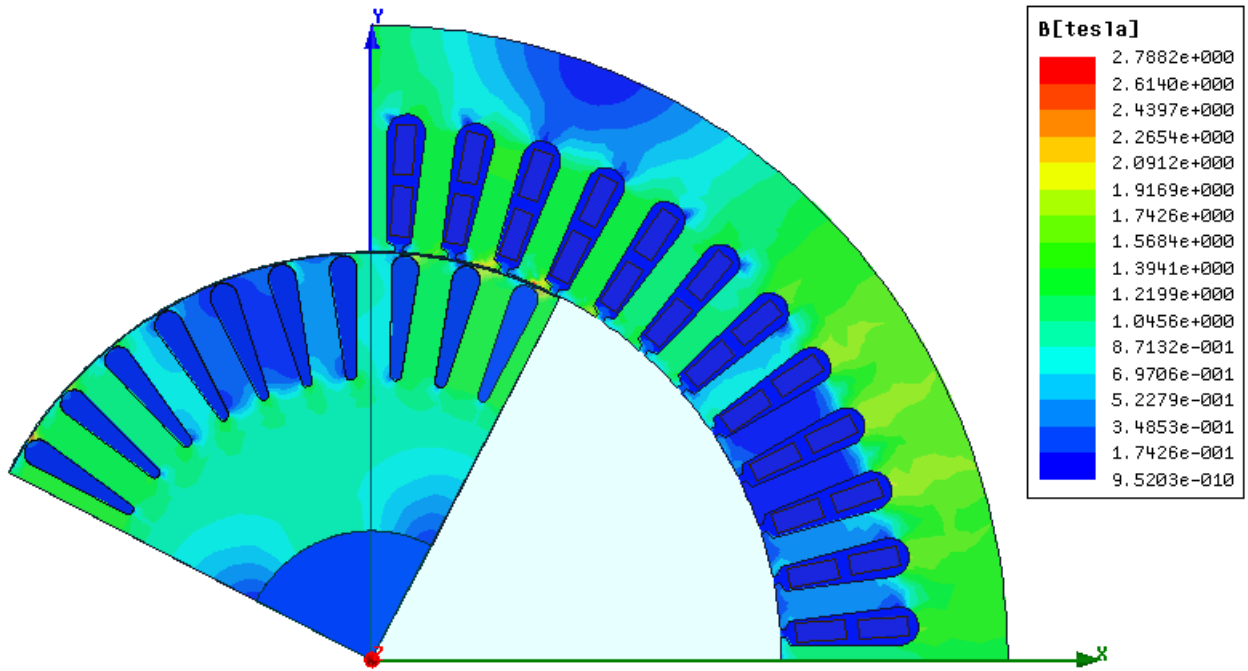


Fig 3.17 - distribution de densité de flux magnétique

## 2 - Résultats de la conception directe

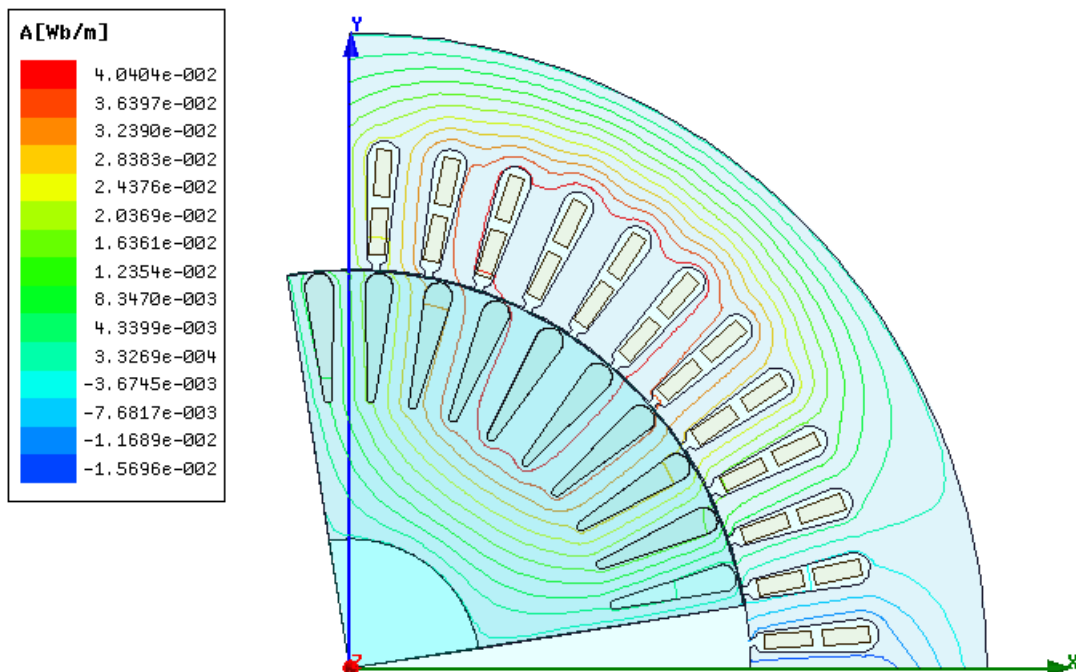


Fig.3.18 - représentation de ligne de la densité de flux magnétique

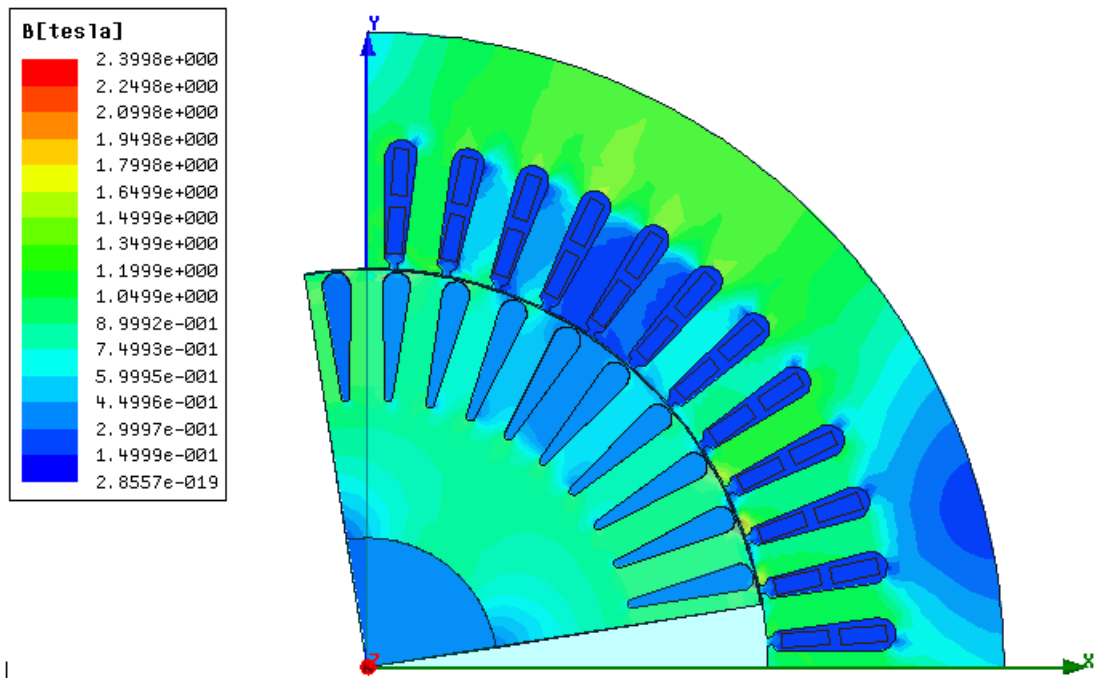


Fig.3.19 - distribution de densité de flux magnétique

### 3 - Conception inverse

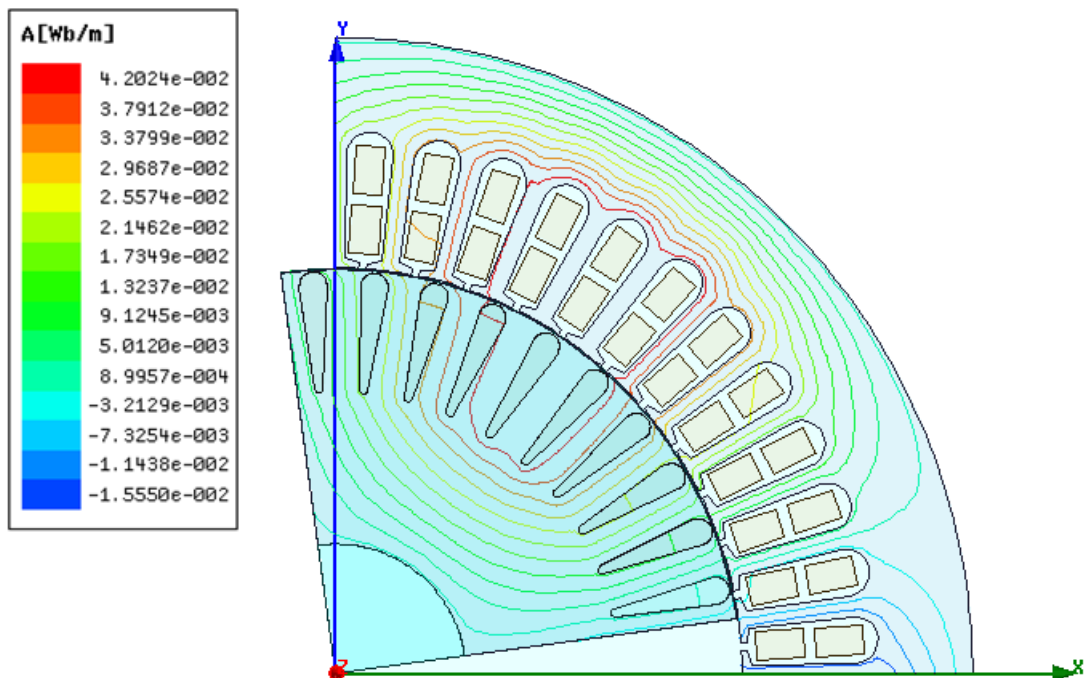
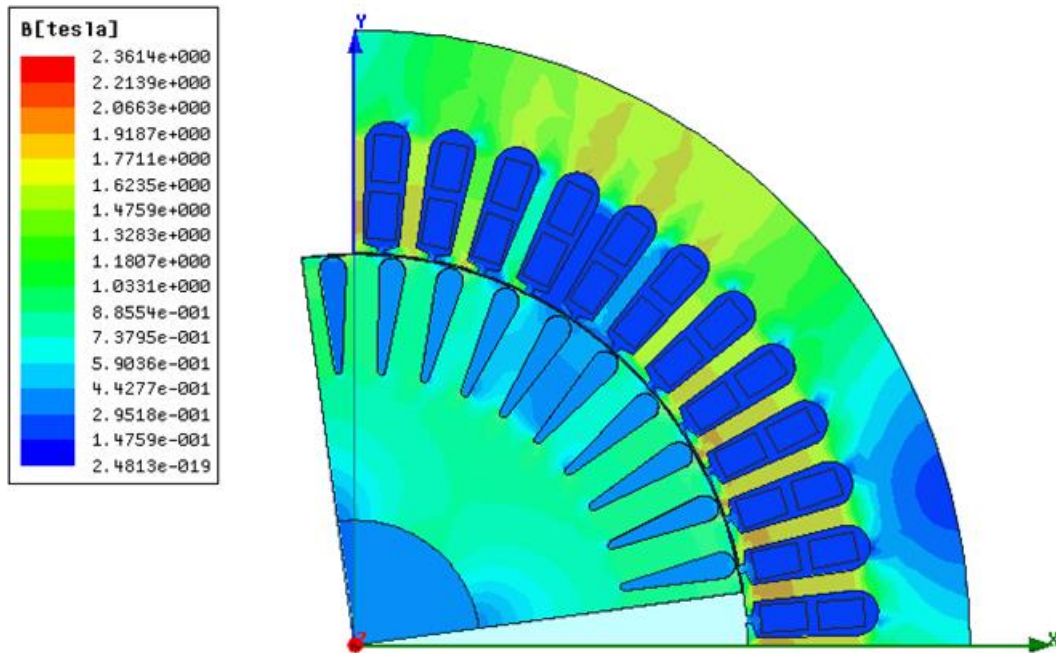


Fig.3.20 - représentation de ligne de la densité de flux magnétique

D'après les résultats de simulation d'un code de calcul établi à base d'éléments finis obtenus en 2 D dans les mêmes conditions de fonctionnement du MAS, on note dans les figures (3,16) et (3,18) de distribution de densité de flux magnétique une concordance satisfaisante. Dans la conception directe et celle inverse étudiées, la différence de résultats est de 1,2 % en ce qui concerne l'induction magnétique.



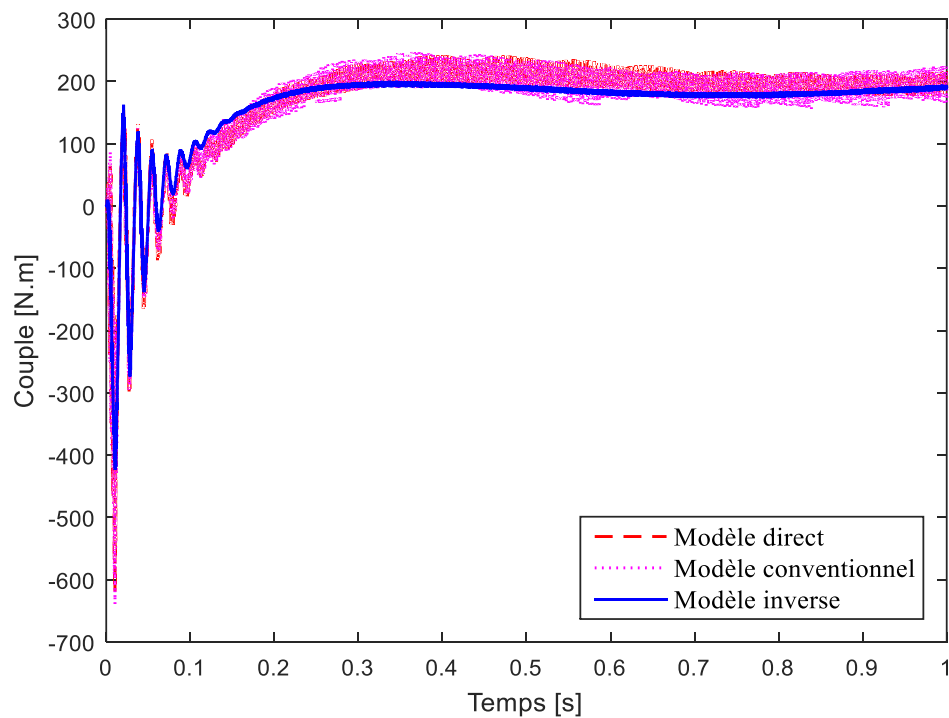
**Fig.3.21** - distribution de densité de flux magnétique

La figure 3.22 présente les caractéristiques transitoires du couple pour le modèle conventionnel, direct et inverse, obtenues à partir du modèle numérique du moteur. Le modèle numérique permet d'obtenir les caractéristiques transitoires du couple et de calculer les valeurs efficaces du couple après la suppression des transitoires. De cette manière, les résultats de couple obtenus peuvent être comparés aux résultats du modèle analytique et des caractéristiques en régime permanent afin de vérifier la précision du modèle numérique.

La figure 3.23 montre les caractéristiques pertes solides-temps de la machine à induction. De manière attendue, les transitoires initiaux ont été observés et un état d'équilibre a été atteint après 0,1 seconde. La figure 3.24 montre les courants des phases A

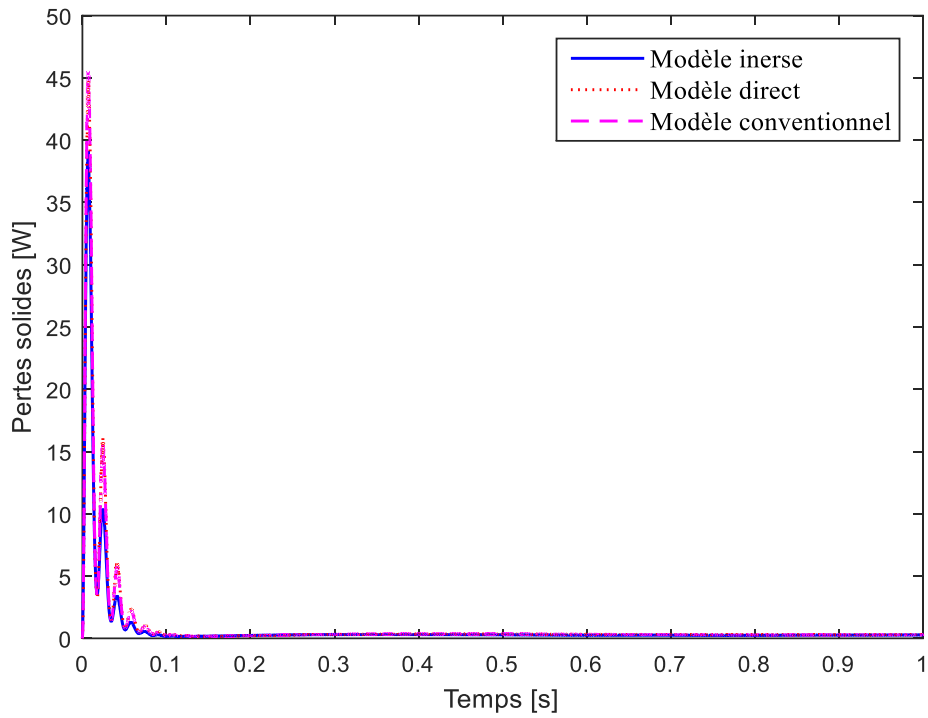
en fonction du temps pour les trois modèles de conception utilisés, des courants non sinusoïdaux au démarrage puis se stabilisant avec une forme et des phases régulières.

La variation du couple électromagnétique (figure 3.22) montre une composante d'ondulation de fréquence élevée pour le modèle conventionnel ainsi que pour le modèle direct. Par conséquent, pour le modèle inverse, même si elles ne disparaissent pas complètement, cette composante diminue considérablement lors de l'utilisation du modèle inverse.

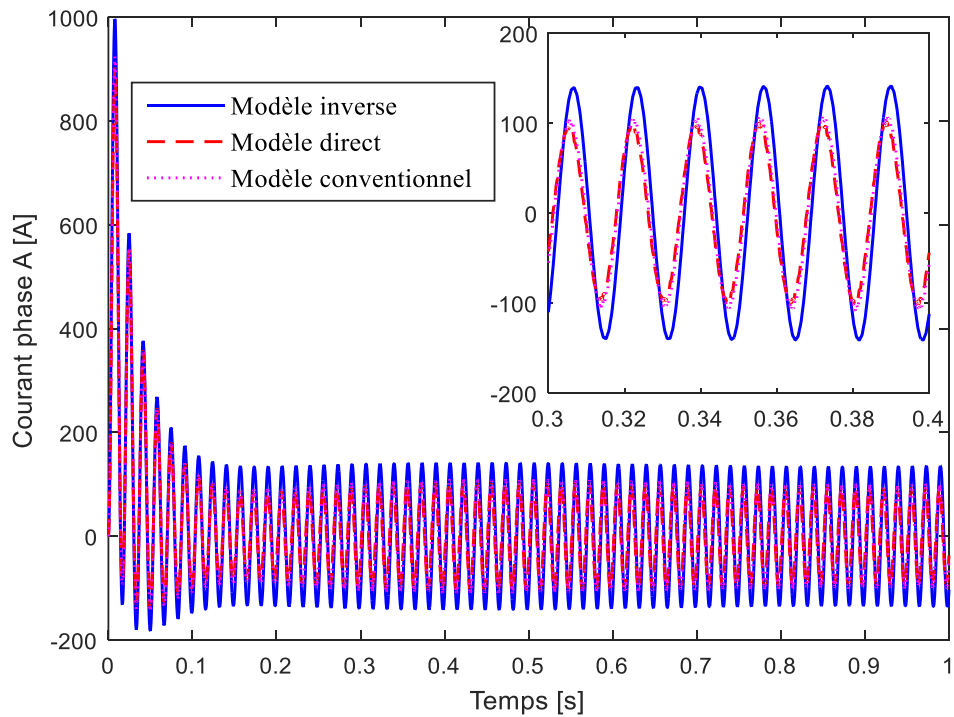


**Fig.3.22** - caractéristiques couple-temps

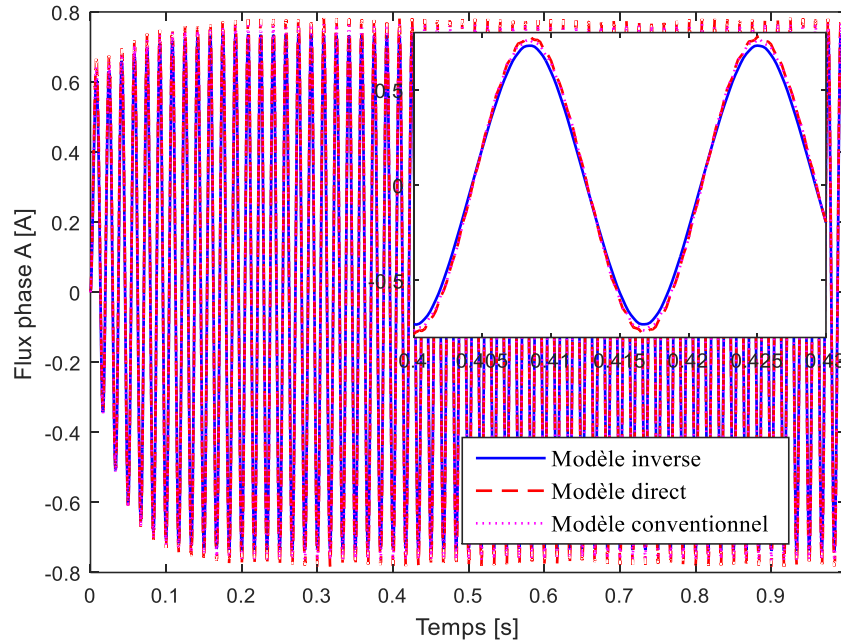
D'après les résultats présentés du couple, il est évident que les modèles analytique et numérique fournissent une précision suffisante pour la valeur du couple du moteur en régime établi. Les avantages des modèles présentés sont la rapidité de calcul du moteur complet et ses caractéristiques avec peu de paramètres d'entrée nécessaires. Cela réduit le temps de conception pour chaque variante du même type de machine, permettant ainsi de créer rapidement et efficacement la solution la mieux adaptée.



**Fig.3.23** - caractéristiques des pertes solides-temps



**Fig.3.24** - caractéristiques courant-temps de la phase A



**Fig.3.25** - caractéristiques flux-temps de la phase A

Les mêmes observations peuvent être notées pour les résultats des pertes solides, courant, et flux présentés dans les figures 3.23, 3.24 et 3.25 respectivement. En outre, l'ondulation de fréquence obtenue par le modèle inverse est inférieure par rapport aux autres modèles utilisés.

### 3.11 - CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre des résultats de simulation de deux formulations d'un modèle direct de problème de conception du moteur à induction et d'un modèle inverse.

D'après les résultats obtenus et comparés dans ce chapitre, on peut noter que la technique FA a donné deux différentes solutions. Rappelons que dans la conception inverse, on a obtenu une puissance fournie au rotor plus élevée que dans le cas de la formulation directe avec une amélioration du rendement ce qui justifie la réduction significative des pertes dans la machine en utilisant la conception du problème inverse accompagné par une diminution de 4,3 % du poids des dents statoriques et de 3,6 % pour celle des dents

rotoriques. Par contre, l'amélioration du rendement pour la deuxième conception (modèle direct) est accompagnée par une diminution de 3,2 % du poids des dents rotoriques et de 4,7 % pour celles des dents statoriques. Les valeurs du rendement répondent à un niveau du rendement élevé (classe IE 2 > 93,0 %) pour les deux formulations avec une bonne valeur dans le modèle inverse. Les contraintes facteur de puissance et élévation de température sont meilleures dans le cas de formulation inverse. On peut noter que la diminution du nombre de variables (modèle inverse) c'était un choix convenable pour l'amélioration des paramètres fonctionnels (tel que : Rendement, facteur de puissance, l'élévation de température). L'algorithme des lucioles a été adapté afin d'optimiser la consommation d'énergie dans le moteur à induction à cage d'écureuil. Les résultats obtenus montrent que le rendement du moteur est augmenté de 1,15 % et les pertes sont réduites de 5 % par rapport à ceux obtenus par le modèle direct et celui conventionnel. Cependant, les approches inverses satisfont aux spécifications requises du problème. Ainsi, la conception inverse proposée est efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes des machines à induction.

Ce chapitre illustre également une comparaison de trois techniques stochastiques développées tout au long de ce travail pour la résolution du problème de conception du MAS dans le but de réduire les différentes pertes de ce dernier et améliorer les performances rendement, facteur de puissance et élévation de température.

On a présenté aussi dans ce chapitre les résultats de simulation obtenus par la méthode FEM du MAS étudié. Comparativement aux outils de conception optimale présentés, on peut conclure que les méthodes numériques résolvent directement les équations physiques de base du système à concevoir avec un faible niveau d'hypothèses. Ils fournissent ainsi, des valeurs du vecteur potentiel magnétique en tous les points du domaine de résolution ce qui nous permet d'en déduire les valeurs globales du problème avec plus de précision.

# *Conclusion générale*

## *Conclusion générale*

Dans ce travail de thèse, on s'est intéressé à la CO des MAS, plus particulièrement ceux à cage. On a montré que ce type de MAS triphasés notamment les moteurs à cage d'écureuil soient généralement considérés comme une technologie mature, leur conception a toujours été un défi pour le concepteur, par conséquent, de nouvelles techniques et méthodologies sont continuellement proposées.

Durant les dernières années, les auteurs se sont continuellement attachés à la meilleure manière de traiter le problème d'optimisation de la machine électrique. Les activités de recherche ont été intensifiées pour améliorer le rendement des MAS. Le remplacement de ces dernières avec celles ayant un rendement plus élevé peut être une ressource importante pour l'optimisation de la consommation énergétique. C'est le but principal des utilisateurs afin de réduire le coût de consommation. Toutefois, du point de vue des fabricants, l'objectif est de réduire les coûts des matériaux ou de production et les coûts d'exploitation du moteur.

Nos approches proposées qui sont l'algorithme de recherche coucou (CS), l'algorithme d'optimisation par essaim de particules accéléré (APSO) et l'algorithme de lucioles (FA) viennent d'appliquer pour résoudre le problème de conception des MAS a rendement élevé. Pour voir l'efficacité de ces techniques, des résultats de simulation issus d'un code de calcul établi conventionnel en se basant sur un modèle analytique de la méthode du circuit équivalent en T d'un MAS ont été comparées avec les résultats de calcul obtenus par les deux techniques APSO et CS. Nous avons pu constater que l'approche CS est la plus intéressante si nous considérons le rendement qu'elle peut offrir avec un volume réduit et une température réduite par rapport aux autres conceptions.

En revanche, l'algorithme FA est appliqué pour le même MAS en utilisant deux formulations différentes directe et inverse, afin de minimiser les pertes de ce dernier. Les caractéristiques de convergence ainsi la qualité de solution obtenues sont largement

discutées. La conception inverse proposée est efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes des machines à induction. Les performances de l'algorithme FA dans la résolution de notre problème d'optimisation dépassent celles des autres algorithmes abordés dans ce travail, tels que l'APSO et le CS. À partir des résultats fournis par les différentes techniques utilisées dans ce travail, l'évaluation de certaines contraintes, notamment ceux qui sont responsables au vieillissement de la machine est encore difficile à réaliser (faute de données ou de connaissances précises).

On a voulu mettre en évidence l'intérêt d'utiliser de nouvelles techniques stochastiques appliquées à la conception optimale des MAS, permettant d'améliorer les performances de celles-ci. On a cherché de déterminer quelle devait être la démarche à suivre pour construire, le plus efficacement possible une machine électrique, d'une façon générale. Le problème de conception des ME est formulé comme étant un problème d'optimisation non linéaire avec contraintes. Cette démarche est devenue, aujourd'hui possible, grâce à l'accroissement de la puissance de calcul des ordinateurs et aux développements dans le domaine d'optimisation. Il ne faut pas croire que l'augmentation de l'efficacité de la conception supprime le travail du concepteur pour que l'ordinateur va se substituer à sa réflexion, en fait, l'objectif est tout différent.

De nouvelles perspectives peuvent être faites, par exemple :

- L'influence des différents phénomènes physiques sur les performances d'une machine électrique qui n'ont pas prise en considération d'une façon réelle dans la théorie et qui restent délicat à approcher par des modèles suffisamment rapides et précis, ainsi il est nécessaire de faire une étude plus poussée pour tenir compte de ces phénomènes.
- Une analyse par éléments finis en 3D apporterait une précision plus grande sur la modélisation des machines électriques.
- La possibilité d'adapter des algorithmes métha-heuristiques a la conception optimale des machines a induction et d'obtenir de meilleurs résultats.
- L'hybridation des métha-heuristiques pourrait être bénéfique pour l'optimisation des machines électriques.

# *Bibliographie*

---

---

## Bibliographie

- [1] I. Boldea & S. Nasar. The induction machine handbook, *Electric Power Engineering series*, CRC Press LLC, Boca Raton, London, New York, Washington, 2002.
- [2] Hasanah, R. N. (2005). A contribution to energy saving in induction motors (No. THESIS). EPFL.
- [3] Lei, G., Zhu, J., Guo, Y., Liu, C., & Ma, B. (2017). A review of design optimization methods for electrical machines. *Energies*, 10(12), 1962.
- [4] Braiwish, N. (2016). Design optimisation of brushless permanent magnet synchronous motor for electric vehicles (*Doctoral dissertation*), Cardiff University.
- [5] Brisset, S. (2007). Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques, Habilitation à Diriger des Recherches (HDR), Université des sciences et technologies de Lille.
- [6] Multon, B. (1995). Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable. *La Revue 3 E. I*, pp-3.
- [7] Jarvis, C. M. (1969). Nikola Tesla and the induction motor. *Electronics and Power*, 15(12), 436-440.
- [8] Brittain, J. E. (2005). Electrical engineering hall of fame: Nikola Tesla. *Proceedings of the IEEE*, 93(5), 1057-1059.
- [9] Kreuawan, S. (2008). Modelling and optimal design in railway applications (*Doctoral dissertation*). Ecole Centrale de Lille.
- [10] Gillon, F. (2009). Méthodologies de conception optimale des composants électromagnétiques, Habilitation à Diriger des Recherches (HDR), Université des sciences et technologies de Lille.
- [11] Dogan, H. (2013). Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents-Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué (*Doctoral dissertation*). Université de Grenoble.

- 
- [12] Pina Ortega, A. J. (2013). Design and Comparison of Induction Motor and Synchronous Reluctance Motor for Variable Speed Applications: Design Aided by Differential Evolution and Finite Element Analysis (*Doctoral dissertation, The Ohio State University*).
- [13] Pillay, P., Levin, V., Otaduy, P., & Kueck, J. (1998). In-situ induction motor efficiency determination using the genetic algorithm. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13(4), 326-333.
- [14] Banan, K., Sharifian, M. B., & Mohammadi, J. (2004). Induction motor efficiency estimation using genetic algorithm. *Transactions on Engineering, Computing and Technology*, 1305-5313.
- [15] Ni, R., Xu, D., Wang, G., Gui, X., Zhang, G., Zhan, H., & Li, C. (2015). Efficiency enhancement of general AC drive system by remanufacturing induction motor with interior permanent-magnet rotor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2), 808-820.
- [16] e Silva, M. D. C., Ferreira Filho, A. L., Neves, A. B. F., & Mendonça, M. V. B. (2016). Effects of sequence voltage components on torque and efficiency of a three-phase induction motor. *Electric Power Systems Research*, 140, 942-949..
- [17] Han, P. W., Seo, U. J., Choi, J. H., Chun, Y. D., Koo, D. H., & Lee, J. (2012). Optimizing design variables for high efficiency induction motor considering cost effect by using genetic algorithm. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 7(1), 46-50.
- [18] Zhang, D., Park, C. S., & Koh, C. S. (2012). A new optimal design method of rotor slot of three-phase squirrel cage induction motor for NEMA class D speed-torque characteristic using multi-objective optimization algorithm. *IEEE transactions on magnetics*, 48(2), 879-882.
- [19] Lee, G., Min, S., & Hong, J. P. (2013). Optimal shape design of rotor slot in squirrel-cage induction motor considering torque characteristics. *IEEE Transactions on Magnetism*, 49(5), 2197-2200.
- [20] Çunkaş, M., & Akkaya, R. (2006). Design optimization of induction motor by genetic algorithm and comparison with existing motor. *Mathematical and Computational Applications*, 11(3), 193-203.

- 
- [21] Williamson, S., & McClay, C. I. (1996). Optimization of the geometry of closed rotor slots for cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3), 560-568.
- [22] Zhang, D., Park, C. S., & Koh, C. S. (2012). A new optimal design method of rotor slot of three-phase squirrel cage induction motor for NEMA class D speed-torque characteristic using multi-objective optimization algorithm. *IEEE transactions on magnetics*, 48(2), 879-882.
- [23] Faiz, J., & Sharifian, M. B. (2001). Optimal design of three phase induction motors and their comparison with a typical industrial motor. *Computers & Electrical Engineering*, 27(2), 133-144.
- [24] Faiz, J., Ghaneei, M., Keyhani, A., Proca, A.B., “Optimum Design of Induction Motors for Electric Vehicles”, *Electric Power Components and Systems*, Vol. 28, pp. 1177 – 1194, 2000.
- [25] Tutelea, L., & Boldea, I. (2010, May). Induction motor electromagnetic design optimization: Hooke Jeeves method versus genetic algorithms. In *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment* (pp. 485-492). IEEE.
- [26] Wiczorek, J. P., Gol, O., & Michalewicz, Z. (1998). An evolutionary algorithm for the optimal design of induction motors. *IEEE Transactions on Magnetism*, 34(6), 3882-3887.
- [27] Koechli, C., Fussell, B. K., Prina, S. R., James, D. A., & Perriard, Y. (2004, October). Design optimization of induction motors for aerospace applications. In *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. (Vol. 4, pp. 2501-2505). IEEE.
- [28] Prakash, P. S., & Aravindhababu, P. (2015). Firefly Optimization based Design for Improving Efficiency of Induction Motor'. *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, 10(4), 1711-1716.
- [29] Lagunes, M. L., Castillo, O., Soria, J., Garcia, M., & Valdez, F. (2019). Optimization of granulation for fuzzy controllers of autonomous mobile robots using the Firefly Algorithm. *Granular Computing*, 4(2), 185-195.

- 
- [30] Muhammad, Y. Y., Muhammad, R. D., & Marhatang, M. (2017). Optimal Design Power System Stabilizer Using Firefly Algorithm in Interconnected 150 kV Sulsebar System, Indonesia. *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 12(3), 250-259.
- [31] Kota, P., & Gaikwad, A. Fireflies Algorithm Based Optimal Scrambling to Reduce PAPR in SFBC Based MIMO-OFDM,(2017). *International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP)*, 7(7), 626-634.
- [32] Rajagukguk, A., Priananda, C. W., Riawan, D. C., & Ashari, M. (2017). Prototype of power optimization based on converter topologies reconfiguration using PV string smart clustering method for static miniature photovoltaic farm under partially shaded condition. *International Review of Automatic Control*, 10(4), 289-295.
- [33] Régnier, J. (2003). Conception de systèmes hétérogènes en Génie Electrique par optimisation évolutionnaire multicritère (*Doctoral dissertation*).
- [34] Makni, Z. (2006). Contribution au développement d'un outil d'analyse multiphysique pour la conception et l'optimisation d'actionneurs électromagnétiques (*Doctoral dissertation, Paris 11*).
- [35] Tran, T. V. (2009). Problèmes combinatoires et modèles multi-niveaux pour la conception optimale des machines électriques (*Doctoral dissertation*).
- [36] Cingoski, V., Kaneda, K., Yamashita, H., & Kowata, N. (1999). Inverse shape optimization using dynamically adjustable genetic algorithms [electric machine design]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(3), 661-666.
- [37] Ladacyia, H., Boukadoum, A., & Mordjaoui, M. (2018). Firefly algorithm optimization of high efficiency induction machine using inverse problem. *International Review of Automatic Control (I.R.E.A.CO.)*, Vol. 11, Issue 2, 2018, pp. 1974-6059.
- [38] Henriques, J. C. C., Da Silva, F. M., Estanqueiro, A. I., & Gato, L. M. C. (2009). Design of a new urban wind turbine airfoil using a pressure-load inverse method. *Renewable Energy*, 34(12), 2728-2734.

- [39] Wang, X. D., Huang, Y. X., Cheng, C. H., Jang, J. Y., Lee, D. J., Yan, W. M., & Su, A. (2010). An inverse geometry design problem for optimization of single serpentine flow field of PEM fuel cell. *international journal of hydrogen energy*, 35(9), 4247-4257.
- [40] Mester, V. (2007). Conception optimale Systémique des Composants des Chaînes de traction Electrique (*Doctoral dissertation*). Ecole Centrale de Lille.
- [41] Gieras, J. F. (2016). Electrical Machines: Fundamentals of Electromechanical Energy Conversion. *Crc Press*.
- [42] Messine, F., & Nogarede, B. (2006). Optimal design of multi-airgap electrical machines: An unknown size mixed-constrained global optimization formulation. *IEEE transactions on magnetics*, 42(12), 3847-3853.
- [43] Cafieri, S., Liberti, L., Messine, F., & Nogarede, B. (2010, September). Discussion about formulations and resolution techniques of electrical machine design problems. In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.
- [44] Cafieri, S., Liberti, L., Messine, F., & Nogarede, B. (2013). Optimal design of electrical machines: mathematical programming formulations. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 32(3), 977-996.
- [45] Mun, S. J., Cho, Y. H., & Lee, J. H. (2008). Optimum design of synchronous reluctance motors based on torque/volume using finite-element method and sequential unconstrained minimization technique. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(11), 4143-4146.
- [46] Lei, G., Chen, X. M., Zhu, J. G., Guo, Y. G., Xu, W., & Shao, K. R. (2012). Multiobjective sequential optimization method for the design of industrial electromagnetic devices. *IEEE transactions on magnetics*, 48(11), 4538-4541.
- [47] Jazdzynski, W. (1989, November). Multicriterial optimisation of squirrel-cage induction motor design. In *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)* (Vol. 136, No. 6, pp. 299-307). IET Digital Library.

- 
- [48] Shridhar, L., Singh, B., Jha, C. S., Singh, B. P., & Murthy, S. S. (1994). Design of an energy efficient motor for irrigation pumps operating under realistic conditions. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 141(6), 269-274.
- [49] Mokrani, L. (2005). Contribution à la CAO optimisée des machines électriques, application au moteur linéaire à induction (*Doctoral dissertation*). Batna, Université El Hadj Lakhder. Faculté des sciences de l'ingénieur.
- [50] Idir, K., Chang, L., & Dai, H. (1998). Error-based global optimization approach for electric motor design. *IEEE transactions on magnetics*, 34(5), 2861-2864.
- [51] Faiz, J., & Sharifian, M. B. (2001). Optimal design of three phase induction motors and their comparison with a typical industrial motor. *Computers & Electrical Engineering*, 27(2), 133-144.
- [52] Messine, F., Nogarede, B., & Lagouanelle, J. L. (1998). Optimal design of electromechanical actuators: a new method based on global optimization. *IEEE transactions on magnetics*, 34(1), 299-308.
- [53] Fitani, E., Messine, F., & Nogarede, B. (2004). The electromagnetic actuator design problem: A general and rational approach. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(3), 1579-1590.
- [54] Fontchastagner, J., Messine, F., & Lefèvre, Y. (2007). Design of electrical rotating machines by associating deterministic global optimization algorithm with combinatorial analytical and numerical models. *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(8), 3411-3419.
- [55] Williamson, S., & McClay, C. I. (1996). Optimization of the geometry of closed rotor slots for cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3), 560-568.
- [56] Ponomarev, P., Petrov, I., Bianchi, N., & Pyrhönen, J. (2015). Selection of geometric design variables for fine numerical optimizations of electrical machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51(12), 1-8.
- [57] Uler, G. F., Mohammed, O. A., & Koh, C. S. (1995). Design optimization of electrical machines using genetic algorithms. *IEEE Transactions on Magnetics*, 31(3), 2008-2011.

- [58] Merkhouf, A. (2003, May). Optimization of the electromagnetic devices using genetic algorithms method. In *CCECE 2003-Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology (Cat. No. 03CH37436)* (Vol. 1, pp. 271-274). IEEE.
- [59] Palko, S. (1996). Structural optimisation of an induction motor using a genetic algorithm and a finite element method. (*Doctoral dissertation*). Helsinki University of Technology.
- [60] Chaudhary, R., Sanghavi, R., & Mahagaokar, S. (2018). Optimization of induction motor using genetic algorithm and GUI of optimal induction motor design in MATLAB. In *Advances in Systems, Control and Automation* (pp. 127-132). Springer, Singapore. Krishnamoorthy, A., & Dharmalingam, K. (2009).
- [61] Application of Genetic Algorithms in the Design Optimization of Three-Phase Induction Motor. *Journal of Computer Applications*, 2(4), 1.
- [62] Jiang, K., Li, G. L., Zhou, R., Si, W., Zhao, X. M., & Fang, G. H. (2013, October). The design of motor multi-objective inverse optimization system based on genetic algorithm. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (pp. 496-499). IEEE.
- [63] Çunkaş, M. (2010). Intelligent design of induction motors by multiobjective fuzzy genetic algorithm. *Journal of Intelligent Manufacturing*, 21(4), 393-402.
- [64] Chopard, B., & Tomassini, M. (2018). An introduction to metaheuristics for optimization. Springer International Publishing.
- [65] Fodorean, D., Idoumghar, L., N'diaye, A., Bouquain, D., & Miraoui, A. (2012). Simulated annealing algorithm for the optimisation of an electrical machine. *IET electric power applications*, 6(9), 735-742.
- [66] Padma, S., Bhuvaneswari, R., & Subramanian, S. (2007). Application of soft computing techniques to induction motor design. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*.
- [67] Mohamed, K. S. (2018). Thermo-Inspired Machine Learning Algorithm: Simulated Annealing. In *Machine Learning for Model Order Reduction* (pp. 35-46). Springer, Cham.

- [68] Bhuvaneshwari, R., & Subramanian, S. (2005). Optimization of three-phase induction motor design using simulated annealing algorithm. *Electric Power Components and Systems*, 33(9), 947-956.
- [69] Subramanian, S., & Bhuvaneshwari, R. (2005). Multiobjective optimal design of three-phase induction motor using simulated annealing technique. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 24(4), 1415-1427.
- [70] Cong, P., Qun-jing, W., Guo-li, L., Rui, Z., & Guang-hui, F. (2010, October). Optimal design of three-phase induction motor based on multi-objective hybrid simulated annealing algorithm. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on* (pp. 1371-1373). IEEE.
- [71] Subramanian, S., & Bhuvaneshwari, R. (2006). Comparison of modern optimization techniques with applications to single-phase induction motor design. *Electric Power Components and Systems*, 34(5), 497-507.
- [72] Meng, D., Xu, Y., & Wen, J. (2010, October). Optimal design based on improved Simulated Annealing Algorithm for the induction motors with high-voltage. In *Intelligent Computing and Intelligent Systems (ICIS), 2010 IEEE International Conference on* (Vol. 1, pp. 40-43). IEEE.
- [73] Bhuvaneshwari, R., & Subramanian, S. (2005, December). Optimization of single-phase induction motor design using radial basis function network. In *2005 Annual IEEE India Conference-Indicon* (pp. 35-40). IEEE.
- [74] Bouchekara, H. R. E. H., Simsim, M., & Anwari, M. (2012). Optimization of Induction Motors Using Design of Experiments and Particle Swarm Optimization. In *Induction Motors-Modelling and Control*. InTech.
- [75] Mahapatra, S., Daniel, R., Dey, D. N., & Nayak, S. K. (2015). Induction motor control using PSO-ANFIS. *Procedia Computer Science*, 48, 753-768.
- [76] KANNAN, A., Bhuvaneshwari, R., & Subramanian, S. (2007). Optimal Design of Three-Phase Induction Motor Using Particle Swarm Optimization. *Iranian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 6(2),105-111.

- [77] Guo, P., Huang, D., Feng, D., Yu, W., & Zhang, H. (2012, August). Optimized design of induction motor parameters based on PSO (Particle Swarm Optimization). In *Mechatronics and Automation (ICMA), 2012 International Conference on* (pp. 837-842). IEEE.
- [78] Sakthivel, V. P., Bhuvaneshwari, R., & Subramanian, S. (2010). Economic design of three-phase induction motor by particle swarm optimization. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, 2010*.
- [79] Duan, Y., & Harley, R. G. (2011). A novel method for multiobjective design and optimization of three phase induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications, 47*(4), 1707-1715
- [80] Yousefi, M., Yousefi, M., Khaksar, W., Alnaimi, F. B. I., & Darus, A. N. (2015). A comprehensive review on the application of evolutionary computation in design optimization of plate-fin heat exchangers. *Drag Reduction and Velocity Profiles Distribution of Crude Oil Flow in Spiral Pipes, 81*.
- [81] Yang, X. S., & He, X. (2013). Firefly algorithm: recent advances and applications. *International journal of swarm intelligence, 1*(1), 36-50.
- [82] Liu, C., Tian, Y., Zhang, Q., Yuan, J., & Xue, B. (2013, October). Adaptive firefly optimization algorithm based on stochastic inertia weight. In *2013 Sixth International Symposium on Computational Intelligence and Design* (Vol. 1, pp. 334-337). IEEE.
- [83] Chetty, S., & Adewumi, A. O. (2013). Comparison study of swarm intelligence techniques for the annual crop planning problem. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 18*(2), 258-268.
- [84] Liu, C., Gao, Z., & Zhao, W. (2012, June). A new path planning method based on firefly algorithm. In *2012 Fifth International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization* (pp. 775-778). IEEE.
- [85] Arora, S., & Singh, S. (2013, August). A conceptual comparison of firefly algorithm, bat algorithm and cuckoo search. In *2013 International conference on control, computing, communication and materials (ICCCCM)* (pp. 1-4). IEEE.

- [86] Agarwal, S., Singh, A. P., & Anand, N. (2013, July). Evaluation performance study of Firefly algorithm, particle swarm optimization and artificial bee colony algorithm for non-linear mathematical optimization functions. In *2013 Fourth International Conference on Computing, Communications and Networking Technologies (ICCCNT)* (pp. 1-8). IEEE.
- [87] Liu, C., Gao, F., & Jin, N. (2014, July). Design and simulation of a modified firefly algorithm. In *2014 Seventh International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization* (pp. 21-25). IEEE.
- [88] Zhou, G. D., Yi, T. H., Zhang, H., & Li, H. N. (2015). A comparative study of genetic and firefly algorithms for sensor placement in structural health monitoring. *Shock and Vibration, 2015*.
- [89] Khan, W. A., Hamadneh, N. N., Tilahun, S. L., & Ngnotchouye, J. M. (2016). A review and comparative study of firefly algorithm and its modified versions. *Optimization Algorithms-Methods and Applications*, 281-313.
- [90] Kasdirin, H. A., Yahya, N. M., & Tokhi, M. O. (2015, December). Hybridizing firefly algorithm with invasive weed optimization for engineering design problems. In *2015 IEEE International Conference on Evolving and Adaptive Intelligent Systems (EAIS)* (pp. 1-6). IEEE.
- [91] Sun, J., & Liu, X. (2013). A novel APSO-aided maximum likelihood identification method for Hammerstein systems. *Nonlinear Dynamics, 73*(1-2), 449-462.
- [92] Yang, X. S., Deb, S., & Fong, S. (2011, July). Accelerated particle swarm optimization and support vector machine for business optimization and applications. In *International conference on networked digital technologies* (pp. 53-66). Springer, Berlin, Heidelberg.
- [93] Prajna, K., Reddy, K. V. V. S., Rao, G. S. B., & Maheswari, R. U. (2015). A comparative study of BA, APSO, GSA, hybrid PSOGSA and SPSO in dual channel speech enhancement. *International Journal of Speech Technology, 18*(4), 663-671.
- [94] Saleh, A. A., Wadoud, A. A., & Eleissawi, H. M. (2016, September). Accelerated Particle Swarm Algorithm for Optimal Allocation of Capacitor Banks in Radial Distribution Feeders. In *Proceedings of SAI Intelligent Systems Conference* (pp. 880-892). Springer, Cham.

- 
- [95] Khennak, I., & Drias, H. (2017). An accelerated PSO for query expansion in web information retrieval: application to medical dataset. *Applied Intelligence*, 47(3), 793-808.
- [96] Rahman, I., Vasant, P. M., Singh, B. S. M., & Abdullah-Al-Wadud, M. (2016). On the performance of accelerated particle swarm optimization for charging plug-in hybrid electric vehicles. *Alexandria Engineering Journal*, 55(1), 419-426.
- [97] SHEHU, G. S., & Çetinkaya, N. (2018). A comparison of improved nature-inspired algorithms for optimal power dispatch. *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, 20(4), 50-59.
- [98] Yang, X. S., & Deb, S. (2009, December). Cuckoo search via Lévy flights. In *2009 World Congress on Nature & Biologically Inspired Computing (NaBIC)* (pp. 210-214). IEEE.
- [99] Ouaraab, A. (2015). Résolution de problèmes d'optimisation combinatoire par des métaheuristiques inspirées de la nature: Recherche du coucou via les vols de lévy.
- [100] Abdelaziz, A. Y., & Ali, E. S. (2015). Cuckoo search algorithm based load frequency controller design for nonlinear interconnected power system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 73, 632-643.
- [101] Bouchekara, H. R. E. H., Simsim, M., & Anwari, M. (2012). *Optimization of Induction Motors Using Design of Experiments and Particle Swarm Optimization*. InTech.
- [102] Neto, F. D. M., & da Silva Neto, A. J. (2012). *An introduction to inverse problems with applications*. Springer Science & Business Media.
- [103] Hadeif, M., & Mekideche, M. R. (2010). Application of Inverse Problem Methodology in Design Optimization of a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). *J. Electrical Systems* : special issue N° 2, 37-46.
- [104] Fontchastagner, J., Messine, F., & Lefèvre, Y. (2007). Design of electrical rotating machines by associating deterministic global optimization algorithm with combinatorial analytical and numerical models. *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(8), 3411-3419.

- 
- [105] Messine, F., & Nogarede, B. (2006). Optimal design of multi-airgap electrical machines: An unknown size mixed-constrained global optimization formulation. *IEEE transactions on magnetics*, 42(12), 3847-3853.
- [106] Fitani, E., Messine, F., & Nogarede, B. (2004). The electromagnetic actuator design problem: A general and rational approach. *IEEE Transactions on Magnetism*, 40(3), 1579-1590.
- [107] Fitani, E., Messine, F., & Nogarede, B. (2004). The electromagnetic actuator design problem: A general and rational approach. *IEEE Transactions on Magnetism*, 40(3), 1579-1590.
- [108] Xudong, C., Guangzheng, N., & Shiyong, Y. (2002). An improved tabu algorithm applied to global optimizations of inverse problems in electromagnetics. *IEEE transactions on magnetics*, 38(2), 1069-1072.
- [109] Li, Y., Lei, G., & Shao, K. R. (2008, October). Robust global optimal method for electromagnetic device design using approximation models. In *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems* (pp. 497-500). IEEE.
- [110] Cogotti, E., Fanni, A. L. E. S. S. A. N. D. R. A., & Pilo, F. (2000). A comparison of optimization techniques for Loney's solenoids design: An alternative tabu search algorithm. *IEEE transactions on magnetics*, 36(4), 1153-1157.
- [111] An, J., Yang, Q., Ma, Z., Hou, L., Li, J., & Chen, T. A global optimization algorithm based on Support Vector Machines for electromagnetic inverse problem. In *2008 World Automation Congress* (pp. 1-5). IEEE.
- [112] Messine, F., & Nogarede, B. (2006). Optimal design of multi-airgap electrical machines: An unknown size mixed-constrained global optimization formulation. *IEEE transactions on magnetics*, 42(12), 3847-3853.
- [113] Yang, X. S. (2013). Metaheuristic algorithms for inverse problems. *International Journal of Innovative Computing and Applications*, 5(2), 76-84.
- [114] Bavay, J. C., & Verdun, J. (1992). Les aciers électriques pour transformateurs et machines tournantes. Situation actuelle et perspectives. *Le Journal de Physique IV*, 2(C3), C3-37.

- 
- [115] Ramesh, P., & Lenin, N. C. (2019). High Power Density Electrical Machines for Electric Vehicles—Comprehensive Review Based on Material Technology. *IEEE Transactions on Magnetics*, 55(11), 1-21.
- [116] Tumanski, S. (2011). Fundamentals of magnetic measurements. *Handbook of Magnetic Measurements*, 5-116.
- [117] El Youssef, M. (2017). Impact du procédé de fabrication des stators slinky sur les propriétés des matériaux (*Doctoral dissertation*). École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Paris Tech. Campus de Lille.
- [118] Abrahamsen, F. (2002). Energy optimal control of induction motor drives. *Control in power electronics: selected problems*, 209-224.
- [119] Kasdirin, H. (2016). Adaptive bio-inspired firefly and invasive weed algorithms for global optimisation with application to engineering problems (*Doctoral dissertation*), University of Sheffield.
- [120] LOHRER, Michael. A comparison between the firefly algorithm and particle swarm optimization. 2013. *Thèse de doctorat*.
- [121] Liu, C., Gao, Z., & Zhao, W. (2012, June). A new path planning method based on firefly algorithm. In *2012 Fifth International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization* (pp. 775-778). IEEE.
- [122] Gupta, A., & Padhy, P. K. (2016). Modified Firefly Algorithm based controller design for integrating and unstable delay processes. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 19(1), 548-558.
- [123] Yang, X. S. (2014). Nature-inspired optimization algorithms. ISBN 978-0-12-416743-8, Elsevier publications.
- [124] Bennis, F., & Bhattacharjya, R. K. (Eds.). (2020). *Nature-Inspired Methods for Metaheuristics Optimization: Algorithms and Applications in Science and Engineering* (Vol. 16). Springer Nature.
- [125] Zhou, D. (2001). Finite element analysis and design optimisation of shaded pole induction motors (*Doctoral dissertation*), University of Abertay Dundee.
- [126] Beckley, P. (2002). *Electrical steels for rotating machines* (No. 37). IET.

- 
- [127] Bianchi, N., Bolognani, S., & Comelato, G. (1999). Finite element analysis of three-phase induction motors: comparison of two different approaches. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(4), 1523-1528.
- [128] Sharifian, M. B. B., Kalankesh, H. V., & Feyzi, M. R. (2003, December). Multi-objective optimization of induction motor slot design using finite element method. In *10th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003. Proceedings of the 2003* (Vol. 3, pp. 1308-1311). IEEE.
- [129] Salon, S. J. (1995). Finite element analysis of electrical machines (Vol. 101). Boston: Kluwer academic publishers.
- [130] Martins Aguiar, A. B. (2014). Electromagnetic modeling of large hydro electrical generators using 2D finite element method (*Doctoral dissertation*), École de technologie supérieure.
- [131] Biro, O., & Richter, K. R. (1991). CAD in electromagnetism. In *Advances in electronics and electron physics* (Vol. 82, pp. 1-96). Academic Press.
- [132] Abunike, E. C., Okoro, O. I., & Umoh, G. D. (2017). Steady and dynamic states analysis of induction motor: FEA approach. *Nigerian Journal of Technology*, 36(4), 1202-1207.
- [133] Marcsa, D., & Kuczmann, M. (2008, November). Finite element analysis of single-phase induction motors. In *COMSOL Conference Budapest*.
- [134] Kuczmann, M., & Iványi, A. (2008). The finite element method in magnetism. Akadémiai Kiadó, Budapest.
- [135] Toliyat, H. A., Nandi, S., Choi, S., & Meshgin-Kelk, H. (2012). Electric machines: modeling, condition monitoring, and fault diagnosis. *CRC press*.