



T H E S E

Présentée à

l'Université de Batna

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE

Option: Electricité Industrielle

Présentée par

CHEKROUN Salim

*Chargé de Cours à l'Université de M'sila
Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'Université de Batna*



CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MOTEURS ASYNCHRONES A HAUT RENDEMENT (PROPOSITION D'AMELIORATION DES MOTEURS EEI-AZAZGA, ALGERIE.)



Thèse soutenue le : 05 Mai 2011 devant le jury :

GUETTAFI Amor	Président	Professeur	Univ. Batna
BENOUDJIT Azeddine	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
ABDELHADI Bachir	Co-Rapporteur	Maître de Conférence A	Univ. Batna
SRAIRI Kamel	Examineur	Professeur	Univ. Biskra
BENALLA Hocine	Examineur	Professeur	Univ. Constantine
BARRA Kamel	Examineur	Maître de Conférence A	Univ. O.El-Bouaghi

الملخص: في إطار هذه الرسالة ، أردنا أن نوضح أهمية استعمال التقنيات الجديدة لتصميم الآلات الكهربائية بصفة عامة، و التي تمكننا من تحسين خصائص هذه الأخيرة على أساس تصور ما يحدث بمجرد تحسين مردود كل الآلات الكهربائية ب 01%. إذ أن إستراتيجية التصميم تضمن إيجاد أحسن الحلول من الناحية الرياضية، و حينئذ يتدخل المصمم و يقوم بنقد النتائج المتحصل عليها. في المحور الأول قمنا بإبراز أهمية استعمال الآلات ذات المردود العالي في اقتصاد الطاقة كما قمنا بعرض طرق حساب مردود الآلات الكهربائية و كذا موقع المنتج الجزائري. و في المحور الثاني تطرقنا إلى منهجية تصميم الآلات الكهربائية انطلاقا من دفتر شروط معين، يقوم بالحسابات اللازمة: كهربائية و مغناطيسية و ميكانيكية. هذه الطريقة طبقت على آلة اللاتزامنية ذات استطاعة 2.2 كيلو واط، و هذا عن طريق برنامج اعد لهذا الأساس. و النتائج المتحصل عليها تمت مقارنتها مع طريقة أخرى و التي تعتمد على تجارب كلاسيكية و من خلالها لاحظنا أن عموم النتائج المحصل عليها مرضية، في المحور الثالث أجرينا مقارنة بين طريقتين لحساب مردود الآلة اللاتزامنية.

• الأولى تعتمد على الشكل المكافئ.

• الثانية تعتمد على الحساب الدقيق للضياعات و هي المفضلة لأنها تقدم نتائج حسنة مقارنة بالأولى.

و في نهاية هذا المحور عرضنا طريقة تعتمد على التأثير على طول و كمية المادة المغناطيسية المكونة للآلة من أجل تحسين مردودها و من خلال النتائج تبين لنا أنه لا بد من طرق رياضية لحساب القيمة العظمى للمردود. و في المحور الأخير طبقنا بعض الطرق الرياضية منها: AGH، PS، AGS على آلة ذات 1.1 كيلو واط مع دراسة تأثير المادة المغناطيسية و من خلال النتائج المحصل عليها وجدنا أن طريقة AGH أعطت نتائج حسنة و يمكن اعتمادها كبديل ل: PS و AGS.

الكلمات المفتاحية: الآلة اللاتزامنية، مردود عالي، تصميم.

Résumé - Compte tenu de l'augmentation continue des prix de l'énergie, les entreprises doivent de plus en plus souvent prendre en considération les économies énergétiques. Alors que dans le domaine des économies, les discussions tournent essentiellement autour des sources nouvelles et alternatives d'énergie, on peut être surpris de constater le peu d'attention apporté à des solutions techniques existantes, solutions qui offrent d'énormes possibilités de réaliser des économies d'énergie. Puisque les moteurs électriques représentent plus de 50% de la consommation électrique dans l'industrie, une solution éprouvée et économique est l'emploi de moteurs à haut rendement, et toute amélioration de rendement des moteurs aura un impact considérable sur cette consommation. Cette solution est réalisée, que ce soit par optimisation de leurs conceptions ou bien par l'utilisation de variateurs de fréquence. Les travaux présentés dans cette thèse sont une contribution à l'application de méthodes d'optimisation stochastiques à la conception des machines à induction. Les deux méthodes les plus prometteuses : Algorithmes génétiques, des essaims de particules ont été implantées et testées. Ces méthodes ont une grande capacité à trouver l'optimum global du problème. Contrairement à la plupart des méthodes déterministes, elles ne nécessitent ni point de départ, ni à la connaissance du gradient de la fonction objectif pour atteindre la solution optimale. Cependant, elles demandent un nombre important d'évaluations de la fonction objectif, tels que la maximisation du rendement d'un moteur à induction dans notre cas.

Mots clés : Machine asynchrone à haut rendement, Conception, Optimisation, AGs, OEP, AGH.

Abstract - With the continuing increase of the cost of energy and the pressure caused by the worry of environmental protection, manufactures of electrical machines as well as consumers are interested in the reduction of energy consumption of electrical systems, which is translated by a global warmness to intensify the energy saving research worldwide. For these reasons, electric energy consumers are interested to use apparatus driven by electrical machines with high efficiencies in order to reduce their cost. *In the last decades, new generation of motors have been emerged on the world market and known as High Efficiency Motors (H.E.M). These new types of motors are relatively more expensive than the conventional ones, in the range of 20-40%, from larger to lower power range respectively.*

Generally, improving efficiency of the induction motors can be made by:

- Motor control system concerning the machines that are already achieved or by;
- Optimizing the design of such machines.

Many authors have devoted a considerable effort to the optimization of electrical devices. Such a task is often a computationally hard problem since the relationships between the geometrical and electrical parameters that represent the design variables and the performance of the device which have to be optimized, leads usually to a multivariable and non linear problems which are very complex. However, recently somewhat different optimization techniques, the so-called evolutionary algorithms such as genetic algorithm (GA), particle-swarm-optimization (PSO) have been appeared to be of great interest for optimizing complex problems of electrical machines.

In this these, firstly an outline bibliographic research will be made. Then, presentation of an approach for increasing the efficiency of induction motors, that one applies it on the motors of the type (E.E.I) Azazga). Secondly describes the use a novel approach optimization procedure to determine the design of three phase electric motors. The novelty lies in combining a motor design program and employs a particle-swarm-optimization (PSO) technique to obtain maximum an objective function such as the motor efficiency. The optimal designs are analyzed and compared with results with those of GAs; an AGH optimisation technique is made to demonstrate the validity of the proposed method. The achieved results reveal that the efficiency can be noticeably improved by optimizing the fore mentioned machine parameters as well as by an appropriate choice of the magnetic material.

Keywords: Efficiency, Design Optimization, Induction Motors, Particle Swarm (PSO), Genetics algorithms (GAs).

Sommaire

Introduction Générale	1-3
------------------------------------	------------

Chapitre Un Etat de l'Art des Moteurs à Haut Rendement

Introduction	4
1.1 Définition et concept de la maîtrise de l'énergie	5
1.2 Actions de la maîtrise de l'énergie lors de son utilisation	6
1.2.1 Maîtrise de l'énergie dans le bâtiment	6
1.2.2 Eclairage	6
1.2.3 Maîtrise de l'énergie dans l'industrie	6
1.3 Maîtrise d'énergie en Algérie	7
1.4 Effet des machines électriques sur la maîtrise de l'énergie électrique	7
1.5 Spécificités des machines à induction à haut rendement (MI-HR) ..	8
1.5.1 Caractéristiques techniques	8
1.5.2 Tension d'alimentation	9
1.5.3 Vitesse	10
1.5.4 Couple	10
1.5.5 Termes décrivant le rendement	10
1.5.6 Caractéristiques des moteurs à haut rendement	11
1.5.7 Avantage d'utilisation des MI-HR	12
1.6 Rendement des moteurs à induction (MI)	12
1.6.1 Différentes pertes dans la machine	13
1.6.2 Normes et détermination du rendement	14
1.6.3 Répartition et classes de rendement des moteurs électriques	15
1.6.4 Différentes méthodes de mesures du rendement	16
1.6.5 Facteurs Influentes sur le rendement des moteurs électriques	18
1.7 Comparaison entre différentes normes	19
1.8 Moteurs à induction à haut rendement (MI-HR)	19
1.9 Economie d'énergie par (MI-HR)	20
1.9.1 En Europe	20
1.9.2 Aux Etats-Unis d'Amérique "USA"	21
1.9.3 Economies réalisées par l'amélioration du facteur de puissance	21
1.9.4 Analyse technico-économique	22
1.10 Moteurs à induction produits en Algérie	23
1.10.1 E.E.I Azazga	23
1.10.2 Position du produit algérien	24
Conclusion	26

Chapitre Deux

Procédure de Conception des MAS

Introduction -----	27
2.1 Procédure de conception des MAS -----	28
2.1.1 Calcul préliminaire et dimension géométrique -----	29
2.1.2 Dimension électrique -----	32
2.1.3 Dimension magnétique -----	33
2.1.4 Calcul des courants-----	41
2.1.5 Dispersion -----	42
2.1.6 Les pertes -----	46
2.1.6 Calcul mécanique-----	49
2.1.7 Identification paramétrique de MAS par la méthode----- géométrique (MG)	51
2.2 Etude des performances de la machine étudiée -----	53
2.2.1 Diagramme circulaire (DC) -----	53
2.2.2 Identification paramétrique de la machine asynchrone----- triphasee par la méthode des essais classiques (MIEC)	53
2.2.3 Exploitation des résultats-----	57
2.2.4 Interprétation des caractéristiques -----	60
2.2.5 Tableau de résultats-----	61
2.2.6 Analyse dynamique des résultats d'identification et de la----- conception	61
2.2.7 Analyse des résultats -----	66
Conclusion -----	67

Chapitre Trois

Approches d'Amélioration du Rendement des MAS

Introduction -----	68
3.1 Méthode du circuit équivalent pour l'évaluation du----- rendement d'une MAS	69
3.1.1 Présentation de la méthode-----	69
3.1.2 Essais nécessaires -----	69
3.1.3 Procédé d'identification de la machine par la méthode H-G -----	71
3.1.4 Méthode d'évaluation du rendement -----	77
3.2 Méthode statistique pour l'évaluation du rendement d'une MAS ---	78
3.2.1 Présentation de la méthode-----	78
3.2.1 Résultats du programme de conception-----	79
3.3 Analyse des Résultats -----	80
3.4 Etude de l'influence de quelques paramètres sur le rendement----- des moteurs asynchrones	81
3.4.1 Pertes Fer -----	81
3.4.2 Pertes Cuivre-----	83
3.4.3 Forme géométrique-----	84
Conclusion -----	90

Chapitre Quatre Synthèse des Méthodes d'Optimisation

Introduction	92
4.1 Algorithmes d'optimisation déterministes	93
4.1.1 Méthodes énumératives	93
4.1.2 Méthode de la descente de gradient	93
4.1.3 Méthode du gradient conjugué	95
4.1.4 Méthodes de Newton et quasi-Newton	96
4.1.5 Méthode de relaxation de Rosenbrock	97
4.1.6 Méthode du polytope de Nelder-Mead	97
4.2 Algorithmes d'optimisation stochastiques	98
4.2.1 Méthode de Monte-Carlo	99
4.2.2 Méthode de recherche Tabou	99
4.2.3 Algorithme de Metropolis	98
4.2.4 Méthode du recuit simulé	98
4.2.5 Programmation évolutive	101
4.2.6 Stratégies d'évolution	101
4.2.7 Méthode de bruitage	103
4.2.8 Méthode de colonie de fourmis	103
4.2.9 Algorithmes génétiques	105
4.2.10 Méthode des essaims de particules	115
4.3 Exemples d'application	116
4.3.1 Exemple d'application des AGs	116
4.3.2 Exemple d'application sur EP	119
4.3.3 Exemple d'application sur la méthode de la descente de gradient	121
4.4 Comparaison entre différentes catégories d'algorithmes d'optimisation	122
Conclusion	123

Chapitre Cinq Conception Optimisée des MHR

Introduction	124
5.1 Conception Assistée par ordinateur (CAO) – optimisée	125
5.1.1 Application des algorithmes génétique	126
i. Influence de l'induction magnétique et la charge linéaire	128
ii. Influence de la fréquence	131
iii. Optimisation paramétrique par les AGs	133
5.1.2 Application de la méthode des essaims de particules (EP)	137
5.1.3 Méthodes hybrides (MH)	141
5.2 Etude statistique	145
Conclusion	146

Conclusion Générale

Références Bibliographiques

Liste des Figures

Chapitre Un Etat de l'Art des Moteurs à Haut Rendement

Figure 1.1	Rendement nominale pour les moteurs à 2 pôles----- pour différentes puissances	24
Figure 1.2	Rendement nominale pour les moteurs à 4 pôles----- pour différentes puissances	25
Figure 1.3	Rendement nominale pour les moteurs à 6 pôles----- pour différentes puissances	25

Chapitre Deux Procédure de Conception des MAS

Figure 2.1	Organigramme de calcul pour la conception d'une ----- machine asynchrone	28
Figure 2.2	Courbe d'induction $B=f(H)$ -----	36
Figure 2.3	Schéma d'une dent d'encoche trapézoïdale-----	50
Figure 2.4	Diagramme de cercle-----	53
Figure 2.5	Schéma équivalent à fuites ramenées au stator-----	54
Figure 2.6	Rendement en fonction du glissement $\eta = f(g)$ -----	58
Figure 2.7	Puissance utile en fonction du glissement $P_u = f(g)$ -----	58
Figure 2.8	Couple électromagnétique en fonction du glissement----- $C_e = f(g)$	59
Figure 2.9	Courant statorique en fonction du glissement----- $I_1 = f(g)$	59
Figure 2.10	Facteur de puissance en fonction du glissement----- $\text{Cos}\phi = f(g)$	60
Figure 2.11	Schéma bloc global du banc d'essai par simulation-----	62
Figure 2.12	Résultats de la simulation de la machine pour le ----- test sur le couple nominal	62
Figure 2.13	Résultats de la simulation de la machine pour le----- test sur le couple de démarrage	64
Figure 2.14	Résultats de la simulation de la machine pour le ----- test sur le couple maximal	65

Chapitre Trois

Approches d'Amélioration du Rendement des MAS

Figure 3.1	Schématisation du banc d'essai-----	69
Figure 3.2a	Courant statorique en fonction du glissement $I_1 = f(g)$ ----- (Essai en charge)	70
Figure 3.2b	Angle de déphasage en fonction du glissement $\Phi = f(g)$ ----- (Essai en charge)	70
Figure 3.3	Pertes mécaniques de la MAS en fonction de la vitesse----- rotorique $P_1; P_2; P_1 - P_2 = f(N)$	71
Figure 3.4	Schéma simplifié d'une M-AS-----	72
Figure 3.5	Diagramme H-G-----	74
Figure 3.6	Diagramme H-G-----	76
Figure 3.7	Algorithme de la méthode du circuit équivalent----- pour l'évaluation du rendement d'une MAS	77
Figure 3.8	Schéma de principe du banc d'essai-----	78
Figure 3.9	Courbe d'aimantation normale-----	79
Figure 3.10	Schématisation du banc d'essai-----	82
Figure 3.11	Caractéristique $P_{\text{Fer}} = f(f)$ -----	83
Figure 3.12	Structure de la méthode proposée-----	84
Figure 3.13	Caractéristique $\eta = f(I_i)$ pour moteurs à faibles puissances avec $2p=2$ pôles	85
Figure 3.14	Caractéristique $\eta = f(I_i)$ pour moteurs à moyennes puissances avec $2p=2$ pôles	85
Figure 3.15	Caractéristique $\eta = f(I_i)$ pour moteurs à fortes puissances avec $2p=2$ pôles	86
Figure 3.16	Caractéristique $\eta = f(I_i)$ pour moteurs à différentes----- puissances avec $2p=2$ pôles	86
Figure 3.17	Caractéristique $\eta = f(I_i)$ pour moteurs à différentes----- puissances avec $2p=4$ pôles	87
Figure 3.18	Caractéristique $\eta = f(I_i)$ pour moteurs à différentes----- puissances avec $2p=6$ pôles	87
Figure 3.19	Caractéristique $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à différentes ----- puissances avec $2p=2$ pôles	88
Figure 3.20	Caractéristique $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à différentes----- puissances avec $2p=4$ pôles	89
Figure 3.21	Caractéristique $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à différentes----- puissances avec $2p=6$ pôles	89
Figure 3.22	Caractéristique $\eta = f(I_i)$ pour moteur (IEC 34-T2) de 1.1kW avec $2p=2$ pôles	90

Chapitre Quatre

Synthèse des Méthodes d'Optimisation

Figure 4.1 Principe de la méthode de colonie de fourmis-----	104
Figure. 4.2 Principe général des algorithmes génétiques-----	108
Figure 4.3 Mécanisme de l'opération de croisement à découpage de----- chromosomes	110
Figure 4.4 Croisement aléatoire-----	111
Figure 4.5 Croisement à un point avec $k = 8$ -----	111
Figure 4.6 Croisement en deux points-----	112
Figure 4.7 Opération de mutation d'un gène-----	112
Figure 4.8 Allure de la fonction à optimiser-----	116
Figure 4.9 Allure de la fonction à concevoir son minimum-----	119
Figure 4.10 Résultat du programme développé-----	120
Figure 4.11 Evolution du premier paramètre-----	121
Figure 4.12 Evolution du second paramètre-----	121
Figure 4.13 Evolution du troisième paramètre-----	121
Figure 4.14 Allure de la sortie réelle et sortie estimée-----	121

Chapitre Cinq

Conception Optimisée des MHR

Figure 5.1 Démarche de résolution d'un problème de conception-----	125
Figure 5.2 Organigramme de la méthode d'optimisation proposée-----	126
Figure 5.3 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à----- 2 pôles à différentes puissances	129
Figure 5.4 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à----- 4 pôles à différentes puissances	129
Figure 5.5 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à----- 6 pôles à différentes puissances	130
Figure 5.6 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à----- 2 pôles à différentes puissances	131
Figure 5.7 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à----- 4 pôles à différentes puissances	132
Figure 5.8 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à----- 6 pôles à différentes puissances	132
Figure 5.9 Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M1 après l'optimisation	134
Figure 5.10 Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M2 après l'optimisation	135

Figure 5.11	Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M3 après l'optimisation	135
Figure 5.12	Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M1 après l'optimisation	138
Figure 5.13	Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M2 après l'optimisation	138
Figure 5.14	Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M3 après l'optimisation	139
Figure 5.15	Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M1 après l'optimisation	142
Figure 5.16	Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M2 après l'optimisation	143
Figure 5.17	Moyennes et meilleures valeurs de la fonction ----- objective pour M3 après l'optimisation	143

Liste des Tableaux

Chapitre Un Etat de l'Art des Moteurs à Haut Rendement

Tableau 1.1	Caractéristiques d'un moteur en fonction de la tension	9
Tableau 1.2	Répartition et classes du rendement des moteurs électriques	16
Tableau 1.3	Comparaison entre certains moteurs à induction à haut rendement (MI-HR) et de type classique équivalents (MI-Cls) pour différentes classes	20
Tableau 1.4a	Exemple d'analyse technico-économique	22
Tableau 1.4b	Energie et économie d'énergie avec les MI-HRs (E.U) de 2.2 KW	23

Chapitre Deux Procédure de Conception des MAS

Tableau 2.1	Plaque signalétique de la machine étudiée	52
Tableau 2.2	Résultats de l'identification par la méthode géométrique	53
Tableau 2.3	Essai à vide	55
Tableau 2.4	Essai en court – circuit	56
Tableau 2.5	Résultats de l'identification par la méthode des essais classiques	56
Tableau 2.6	Tableau comparatif	61
Tableau 2.7	Tableau récapitulatif des résultats	66

Chapitre Trois Approches d'Amélioration du Rendement des MAS

Tableau 3.1	Comparaison des résultats des méthodes d'identification pour la machine asynchrone étudiée	76
Tableau 3.2	Résultats pour le point nominal	77
Tableau 3.3	Tableau comparatif	80
Tableau 3.4	Impact des différents types des tôles sur le rendement	81
Tableau 3.5	Impact de la résistivité du cuivre sur le rendement	83

Chapitre Cinq

Conception Optimisée des MHR

i. Influence de l'induction magnétique et la charge linéaire	
Tableau 5.1	Résultats d'optimisation pour moteurs à----- 128 2 pôles à différentes puissances
Tableau 5.2	Résultats d'optimisation pour moteurs à----- 128 4 pôles à différentes puissances
Tableau 5.3	Résultats d'optimisation pour moteurs à----- 128 6 pôles à différentes puissances
ii. Influence de la fréquence	
Tableau 5.4	Résultats d'optimisation pour moteurs à----- 130 2 pôles à différentes puissances
Tableau 5.5	Résultats d'optimisation pour moteurs à----- 131 4 pôles à différentes puissances
Tableau 5.6	Résultats d'optimisation pour moteurs à----- 131 6 pôles à différentes puissances
iii. Optimisation paramétrique par les AGs	
Tableau 5.7	Indications de la plaque signalétique de la machine ----- 133 étudiée
Tableau 5.8	Résultats du programme de la conception----- 133
Tableau 5.9	Paramètres de conception et leurs limites----- 134
Tableau 5.10	Résultats d'optimisation----- 136
Tableau 5.11	Comparaison des résultats----- 136
iv. Application de la méthode des essais de particules (EP)	
Tableau 5.12	Résultats d'optimisation----- 137
Tableau 5.13	Comparaison des résultats----- 140
Tableau 5.14	Analyse de la variance des résultats 140
v. Méthodes hybrides (MH)	
Tableau 5.15	Résultats d'optimisation par la méthode hybride----- 142
Tableau 5.16	Comparaison des résultats----- 144
Tableau 5.17	Energie et économie d'énergie ----- 145
Tableau 5.18	Analyse des résultats----- 146

Introduction Générale



Introduction Générale

1. Généralités

En raison de leur construction simple et robuste, les moteurs asynchrones et plus particulièrement ceux à cage d'écureuil, représentent environ 90-95% de la consommation d'énergie des moteurs électriques, ce qui équivaut à environ 53% de la consommation d'énergie électrique totale. Ils sont largement utilisés en tant qu'entraînements électriques dans l'industrie, le service public, la traction, les électroménagers, etc, [1].

Suivant l'augmentation continue du coût de l'énergie et de la pression causée par le souci de la protection de l'environnement, les fabricants des machines électriques ainsi que les consommateurs s'intéressent à la réduction de la consommation d'énergie des systèmes électriques. Ce qui a conduit au lancement d'importants travaux à travers le monde, particulièrement pour l'amélioration du rendement des machines. Cela est dû principalement à la place qu'elles occupent, [2, 3].

Puisque la plupart des moteurs électriques utilisés dans l'industrie sont surdimensionnés, et un bon nombre d'entre eux sont soumis à une charge variable dans le temps. Cela signifie, dans la pratique courante qu'ils fonctionnent généralement loin de leur capacité nominale, donc loin de leur rendement optimal et que leur consommation d'électricité est excessive par rapport aux besoins réels. Pour la réduire, trois solutions sont proposées à savoir, [4] :

- a) Adapter la vitesse au besoin (lorsque le moteur a déjà été construit);*
- b) Optimiser le rendement (optimisation de la conception);*
- c) Réaliser des opérations de maintenance.*

En effet, dans tous les domaines d'activités industrielles, les ingénieurs sont amenés à concevoir de nouveaux dispositifs. Ce travail de conception, longtemps manuel et basé sur l'expérience et la pratique, devient de plus en plus automatisé, grâce à l'arrivée des ordinateurs. Cette démarche de conception d'un dispositif de grande performance est grandement facilitée et devient plus efficace grâce notamment aux méthodes d'optimisation. Elles doivent permettre l'obtention de la configuration optimale satisfaisant les besoins fonctionnels et économiques, [5].

Les problèmes d'optimisation en électrotechnique présentent plusieurs difficultés liées aux besoins de l'utilisateur (recherche d'une solution globale, fiabilité et précision de la solution, diversité des problèmes traités, temps de calculs disponible, ...), aux caractéristiques du problème d'optimisation (non linéarité, dérivées difficilement accessibles, ...) et aux temps de calculs importants. La résolution de telles difficultés a fait l'objet de nombreux travaux, en utilisant diverses méthodes d'optimisation, [3, 4].

Les méthodes déterministes s'appuient sur le calcul qui peut être fait d'une direction de recherche, généralement liée à la dérivée de certains résultats par rapport aux paramètres de conception de dispositif. Elles ne sont réellement utilisables que dans le cas restreint où la solution cherchée est réputée proche d'une solution connue, point de départ de cette recherche. C'est pour lever cette difficulté, que nous avons choisi de nous intéresser à l'application des méthodes stochastiques, [5].

Puisque les méthodes stochastiques permettent de localiser l'optimum d'une fonction dans l'espace des paramètres sans avoir recours aux dérivées de la fonction par rapport à ces paramètres. De plus, elles ne se laissent pas piéger par un optimum local et réussissent le plus souvent à déterminer l'optimum global de la fonction considérée. Nous avons surtout retenu pour notre étude les Algorithmes Génétiques (AGs), Essaim de particules (EP) et les méthodes Hybride. C'est dans ce cadre que s'inscrit la problématique de notre travail.

2. Objectifs

Suite aux problèmes précédents, tout au long de ce travail, nous nous sommes fixé comme objectifs les points suivants :

- a) Présenter une approche d'identification à l'aide des dimensions géométriques et des grandeurs de la plaque signalétique, qui sont utilisées comme contraintes pour la conception de cette machine. Les résultats obtenus seront ensuite vérifiés et validés par comparaison avec les résultats expérimentaux obtenus à partir d'une autre méthode d'identification essayée.*
- b) Voir et vérifier l'effet de la longueur virtuelle sur le rendement d'une machine asynchrone, pour maintenir le procès de fabrication en cours;*
- c) Proposer une méthode d'optimisation basée sur les algorithmes génétiques (AGs), (AGs) Hybride et méthode des essaims de particules (EP) ;*
- d) Développer et appliquer cette technique à l'amélioration du rendement des machines produites par le fabricant algérien d'I.E.E .AZAZGA pour différentes gammes de puissance avec l'action sur des paramètres à savoir: l'induction*

magnétique, la charge linéaire et la fréquence afin de vérifier la tendance de la machine, magnétique ou bien électrique ;

e) Entamer le problème d'optimisation paramétrique avec contrainte.

3. Structure de la thèse

Cette thèse est organisée et structurée en cinq chapitres comme suit:

Dans le premier chapitre, sera présenté l'intérêt de l'amélioration du rendement des systèmes pour des économies d'énergie. Ensuite on soulignera l'importance de l'action sur les moteurs asynchrones. On situera les méthodes de mesure de leurs rendements et les techniques d'amélioration.

Le deuxième chapitre de notre travail sera consacré à l'exposé de la méthodologie de conception d'une machine asynchrone à partir d'un cahier des charges clairement exprimé, le concepteur à la tâche de le traduire sous forme de formalisme mathématique. Cette méthode est appliquée sur une machine expérimentale (2.2 kW), ainsi les résultats obtenus par le programme développé seront suivis par une étude comparative avec d'autre méthode d'identification. Nous présenterons l'analyse dynamique par simulation de la machine, dans les mêmes conditions que celles des essais, ce qui nous permettra de valider le programme développé.

Dans le troisième chapitre, on commencera par la présentation de deux méthodes pour l'évaluation du rendement d'une MAS à savoir la méthode du schéma équivalent et la méthode statistique. Ces deux méthodes seront appliquées sur la même machine utilisée dans le deuxième chapitre.

Dans le quatrième chapitre, on mettra en relief les différentes méthodes d'optimisation : nous introduirons les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques, en insistant sur les algorithmes génétiques (AGs) ainsi que la méthode des essaims de particules (EP) qui constituent l'essentiel de notre travail.

Le cinquième chapitre présentera l'amélioration du rendement des machines asynchrones, par l'application d'une technique d'optimisation basée sur AGs. L'approche proposée sera appliquée sur une machine de 1.1 kW (données catalogue I.E.E AZAZGA. Les résultats seront comparés par les méthodes de (EP) et AGs Hybrides.

Finalement on terminera par une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus et dégagant les perspectives à envisager.

Chapitre Un

***Etat de l'Art des Machines
à Haut Rendement***

Introduction

A cause de la facilité de son alimentation, la simplicité de sa construction, sa robustesse, son entretien limité et aussi son prix relatif intéressant, la machine asynchrone ou machine à induction, couvre la plupart des applications tant industrielles qu'à usage domestique. Une large gamme de puissance qui peut s'étendre de quelques centaines de Watts à quelques méga-Watts. Les moteurs électriques utilisent plus de 50 % (approximativement deux tiers) de l'électricité qu'est consommée dans la plupart des pays. Typiquement de 60- à 80% de l'électricité est employée dans le secteur industriel et de 25 à 40% de l'électricité est utilisée dans le secteur commercial et résidentiel, où les moteurs à induction représentent environ 90% de la consommation totale des moteurs électriques.

De nos jours, l'amélioration du rendement des moteurs électriques et son impact sur l'épargne d'énergie sont un grand défi pour les chercheurs et fabricants de moteurs dans le monde, [1, 6].

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

On s'intéressera dans ce chapitre à une présentation d'un état de l'art sur les moteurs à haut rendement, avec un rappel sur le concept de la maîtrise de l'énergie dans les principaux secteurs. Ensuite on présentera la maîtrise d'énergie en Algérie par la présentation de l'apport de la loi relative à la maîtrise de l'énergie, [2]. L'apport des machines électriques vis-à-vis de la maîtrise de l'énergie électrique sera également traité. On insistera sur le rendement des machines asynchrones, les méthodes et normes pour l'évaluer, les facteurs influents et les avantages des MHR. Finalement, on terminera par la présentation des moteurs à induction produits en Algérie et leur position par rapport à ceux produits à travers le monde.

1.1 Définition et concept de la maîtrise de l'énergie (ME)

On parle beaucoup des énergies renouvelables, sans toujours savoir très précisément ce que recouvre cette appellation, ni bien cerner les véritables enjeux de leur mise en œuvre.

Les énergies renouvelables sont issues de l'activité du soleil, de l'eau, du vent, de la biomasse ou enfin de la géothermie. Les énergies renouvelables sont en conséquence des énergies de flux, donc des énergies inépuisables, à la différence des énergies fossiles charbon, pétrole, gaz qui sont disponibles sous forme de réserves limitées. L'intérêt des énergies renouvelables est étroitement lié à la hausse des cours des énergies fossiles, les crédits de recherche baissant au même rythme que les cours du pétrole. Pourtant, développer ces énergies renouvelables présente un intérêt stratégique à long terme, [3].

Réduire les consommations d'énergies fossiles, permettra de prolonger leur utilisation. Enfin, parce que l'énergie représente un poste de dépenses important, comme on le voit bien aujourd'hui, pour les industries, les artisans, les collectivités et les ménages. Le terrain d'action des énergies renouvelables ne se situe pas uniquement au niveau des Etats, mais également à l'échelle des particuliers qui peuvent mettre en œuvre des solutions intéressantes à la fois pour l'environnement et pour leur budget: chauffage au bois dans les régions forestières, production d'eau chaude sanitaire par capteur solaire dans les régions ensoleillées, production de biogaz dans les fermes d'élevage, pompage de l'eau par système éolien ou solaire, et cela dans toutes les régions, rurales ou urbaines, chauffage géothermique des maisons ou des petits immeubles collectifs, [3, 4].

Il est évident qu'à cause du coût élevé de l'électricité, l'économie d'énergie électrique est plus attirante que l'économie de n'importe quelle autre forme d'énergie, car l'énergie électrique est la première énergie finale consommée. La démarche maîtrise de l'énergie (ME) vise à mieux utiliser l'électricité consommée. L'objectif n'est pas de diminuer le confort des usagers mais de le maintenir au même niveau tout en économisant de l'énergie. Cela est possible par l'utilisation d'appareils moins consommateurs d'électricité, par une gestion rationnelle des équipements en place, et en agissant sur le comportement des usagers. L'énergie économisée, non consommée, n'émet ni polluants locaux, ni gaz à effet de serre. La démarche ME permet de:

- a) Faire bénéficier aux consommateurs d'une diminution du montant de leur facteur d'électricité;
- b) Minimiser les impacts sur l'environnement en ne multipliant pas à l'excès les moyens de production, de transport et de distribution de l'électricité;

- c) Participer à une sensibilisation générale aux économies d'énergie;
- d) Optimiser les investissements publics liés à la distribution d'électricité pour faire face aux pointes de consommations, [3, 4].

1.2 Actions de la ME lors de son utilisation

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

1.2.1 ME dans le bâtiment

Les bâtiments consomment la majeure partie de l'énergie utilisée dans la ville. A l'échelle du pays, 45 % de l'énergie primaire est employée dans les bâtiments contre 20 % dans les transports et 35 % dans l'industrie. La maîtrise de l'énergie dans les bâtiments représente donc un enjeu urbain majeur, [6].

1.2.2 ME dans l'éclairage

L'éclairage fait partie intégrante de notre vie, nous permettant de réaliser toutes nos activités et contribuant aussi à créer des ambiances correspondant à notre personnalité ou notre humeur du moment. Mais un éclairage de mauvaise qualité peut générer une augmentation sensible de la consommation d'électricité. Un éclairage efficace ne se mesure pas au nombre de watts installés mais au choix des équipements et à l'usage qui en est fait. Depuis une dizaine d'année, les fluo-compactes (ou lampes basse consommation) sont apparues sur le marché. Bien qu'elles soient d'un coût supérieur, elles sont peu consommatrices en énergie électrique et durent bien plus longtemps que les lampes classiques. Par ailleurs elles sont bien adaptées aux pièces destinées à rester allumées longtemps (séjour, cuisine, éclairage extérieur...) et sont dotées d'améliorations techniques (électronique, forme, miniaturisation...) leurs permettant de répondre aux nouveaux besoins des utilisateurs, [6].

1.2.3 ME dans l'industrie

La maîtrise de l'énergie ne concerne pas seulement les bâtiments ou l'éclairage mais aussi l'industrie car cette dernière représente une partie importante de la consommation de l'énergie électrique. Au delà de l'application de la réglementation, la mise en oeuvre d'actions de maîtrise l'énergie en respectant les consignes environnementales constitue, sur le plan économique et social, un facteur déterminant de la compétitivité d'une entreprise. Les actions de maîtrise de l'énergie dans les entreprises portent généralement sur :

- a) Le développement de procédés et d'équipements énergétiquement performants et leur diffusion;
- b) Promotion d'une gestion efficace de l'énergie dans les entreprises par l'utilisation d'équipements innovants et l'utilisation de bonnes pratiques, [5, 6].

1.3 Maîtrise d'énergie en Algérie

L'Algérie avec son potentiel d'hydrocarbures est probablement l'un des pays qui se sont résolument engagés sur la voie de la maîtrise de l'énergie. En effet, les économies d'énergie sont perçues comme étant de nouvelles découvertes de gisements d'énergie. De plus, ils constituent une des composantes principales du développement durable en raison de leur relation étroite avec la croissance économique, l'amélioration du niveau de vie et la prévention sanitaire de la population et la protection de l'environnement.

La promulgation de la loi relative à la maîtrise de l'énergie en 1999 marque, en effet, un pas décisif et un tournant capital dans l'évolution de cette prise de conscience sur la nécessité de la prise en charge effective de la maîtrise de l'énergie sur le terrain. Et c'est à la faveur du nouveau contexte de mondialisation et de globalisation des échanges, que le Gouvernement algérien a engagé depuis 2000 des réformes, notamment dans le secteur de l'énergie, qui consacrent l'ouverture à la concurrence, la protection du consommateur et l'instauration de l'économie de marché comme une priorité de développement. Ce processus de réformes a nécessairement conduit à l'adaptation institutionnelle, législative et réglementaire régissant le secteur de l'énergie. La maîtrise de l'énergie n'a pas été du reste. Le coup d'envoi en a été donné en mai 2001 suite à la tenue de la première conférence nationale sur la maîtrise de l'énergie et l'environnement dans un contexte d'économie de marché, qui a constitué le cadre idoine pour réaffirmer la priorité publique que constitue la maîtrise de l'énergie en Algérie, [1, 2, 5].

1.4 Effet des machines électriques sur la ME

La force motrice requise pour opérer les ventilateurs, pompes, refroidisseurs, compresseurs et autres appareils que l'on retrouve en grand nombre dans les édifices et industries, est essentiellement fournie par des moteurs électriques. Ces moteurs, qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique, peuvent représenter jusqu'à 60% de l'énergie électrique consommée dans les industries et 30 % dans les édifices à bureaux par exemple. Dans de nombreuses applications, les besoins de force mécanique varient selon les besoins de la charge raccordée (ventilateur, pompe, etc.). Un moteur électrique s'adapte bien à ces

variations mais au prix d'une baisse marquée de son efficacité et donc d'une augmentation de la dépense d'énergie.

Certaines pratiques de base ainsi que les développements technologiques récents offrent des solutions efficaces pour la transformation de l'énergie et sa modulation en fonction des besoins réels de la charge raccordée. La mise en oeuvre de ces pratiques et de ces nouvelles technologies permet de valoriser le potentiel d'économie d'énergie disponible dans la demande de force motrice des édifices et industries. Plusieurs types de moteurs électriques sont disponibles, à savoir :

- a) Les moteurs à induction à cage d'écurie ou à rotor bobiné monophasés et triphasés (AC) sont les moteurs électriques les plus utilisés aujourd'hui. Le moteur triphasé est privilégié pour son efficacité, sa simplicité de construction et sa fiabilité ;
- b) Les moteurs synchrones (AC) sont essentiellement réservés aux fortes charges ;
- c) Les moteurs à courant continu (DC) sont souvent réservés aux applications où la vitesse doit être contrôlée avec précision, [1, 7].

1.5 Spécificités des machines à induction à haut rendement (MI-HR)

1.5.1 Caractéristiques techniques

Lors de l'achat d'un moteur, on doit fournir à l'utilisateur la liste des caractéristiques techniques désirées. Les fabricants tendent à mettre l'accent sur le rendement et la qualité dans la conception de moteurs plus gros. Les compromis entre divers paramètres de performance peuvent entraîner une diminution du rendement du moteur. Il est donc très important de préciser par écrit, dès le début, le rendement désiré, [4].

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

- a) Le boîtier ;
- b) Le rotor;
- c) Isolation.

Les fabricants de moteurs offrent un produit résultant d'une série de recherches et d'essais. Tout écart des plans de base du fabricant et des normes de sécurité de l'industrie pourrait entraîner des problèmes imprévus.

i. La performance attendue du moteur :

1. la puissance et le facteur de service ;
2. l'échauffement et la classe d'isolation ;
3. la tension d'alimentation ;
4. le courant de démarrage maximal ;
5. le couple de démarrage minimal ;
6. le couple de décrochage (minimal ou maximal) ;
7. la plage des facteurs de puissance ;
8. la plage des rendements.

ii. Les conditions d'environnement du moteur :

1. la température ambiante ;
2. l'altitude ;
3. le taux d'humidité ;
4. le degré d'abrasion ;
5. le degré de sécurité.

iii. La protection nécessaire ainsi que toute option supplémentaire :

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

1.5.2 Tension d'alimentation

Les moteurs à induction triphasés sont prévus pour fonctionner de façon satisfaisante sous des variations de tension de $\pm 10\%$.

Puisque le choix de la tension d'alimentation d'un moteur est un facteur important pouvant altérer son rendement ; Le Tableau 1.1 montre les effets d'une variation de tension de 10 % sur un moteur à induction type de classe B à pleine charge :

Tableau 1.1 Caractéristiques d'un moteur en fonction de la tension

Caractéristique	Tension	
	110%	90%
Glissement	-17%	+23%
Rendement	+1%	-2%
Facteur de puissance	-3%	+1%
Intensité du courant	-7%	+11%
Couple de démarrage	+21%	-19%
Courant de démarrage	+10%	-10%

D'autre côté le déséquilibre des tensions de phase doit être inférieur à 1 % ; Un déséquilibre de tension de 3,5 % occasionne une augmentation de température de 25 % et un accroissement de courant de l'ordre de 6 à 10 fois la valeur du déséquilibre de tension, donc détérioration significative du rendement, [3, 4].

1.5.3 Vitesse

Les moteurs à vitesse élevée offrent habituellement un meilleur rendement. Cependant, cela ne signifie pas qu'il est toujours préférable d'utiliser un moteur à vitesse élevée et d'abaisser sa vitesse à l'aide des mécanismes conçus à cet effet afin de l'adapter à la charge. Les pertes de puissance se produisant au niveau des mécanismes d'abaissement de la vitesse pourraient réduire le rendement du système à une valeur inférieure à celle obtenue avec un moteur à commande directe et à faible vitesse, [3, 4].

1.5.4 Couple

Le couple mesure la force servant à produire une rotation. La dimension du moteur est proportionnelle à son couple et non à sa puissance en hp ($\text{Puissance} = \text{Couple} \times \text{Vitesse}$).

Ainsi, un moteur à couple élevé est plus gros et coûte habituellement plus cher. Les moteurs à induction sont classés selon leur couple (modèles A, B, C et D). Le modèle le plus courant est le B.

- a) Les modèles C et D ont un couple de démarrage élevé ;
- b) Le glissement est plus élevé dans le cas du modèle D que dans le cas des modèles B ou C, puisque le modèle D, au couple à pleine charge, fonctionne à un pourcentage moindre de la vitesse synchrone.

1.5.5 Termes décrivant le rendement

Le rendement de deux moteurs de même type fabriqué par deux compagnies distinctes ne sera pas nécessairement identique parce que les compagnies n'ont peut-être pas utilisé exactement les mêmes caractéristiques de fabrication ni les mêmes matériaux, [1, 3, 4].

a) **Nominal, moyen prévu ou typique**

Le rendement moyen d'un groupe de moteurs.

b) **Minimal, minimum ou garanti**

Tous les moteurs doivent atteindre ou dépasser ce minimum.

c) Apparent

Ce terme indique le rendement global et le facteur de puissance d'un moteur. Il ne donne cependant pas la valeur exacte ni de l'un ni de l'autre. Le choix d'un moteur ne peut pas se faire seulement à partir du rendement apparent. Le rendement et le facteur de puissance doivent être considérés séparément.

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

1.5.6 Caractéristiques des moteurs à haut rendement

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

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

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

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

1. La fiabilité augmente ;
2. Les coûts de maintenance et d'arrêt sont réduits, [4] ;

3. La capacité de résistance aux surcharges s'améliore ;
4. La résistance aux conditions de fonctionnement anormales – sous et sur tension, aux phases non équilibrées, aux variations de la forme de la puissance et du courant (par exemple les harmoniques), etc. s'améliore ;
5. Le facteur de puissance s'améliore, [3, 4].

1.5.7 Avantage d'utilisation des MI-HRs

Il y a beaucoup d'avantages pour employer les moteurs à induction à haut rendement :

1. Ces moteurs à haut rendement produisent la même puissance de sortie, mais avec une puissance d'entrée électrique moindre que les moteurs standard ;
2. Fiabilité et rendement suffisamment élevé ;
3. Ces moteurs à haut rendement sont disponibles aux différentes puissances et avec différentes vitesses (750, 950, 1500, et de 3000 t/mn) à 220/380V ;
4. L'économie à employer un moteur à haut rendement est beaucoup plus grande que son coût initial ;
5. Ces moteurs à haut rendement ont typiquement 30-50 % de pertes inférieures que les moteurs standards équivalents ;
6. Panne réduite en raison de leur conception et construction ;
7. Donner beaucoup d'années de service valable au-delà de la période de remboursement initiale ;
8. L'épargne significative en raison du choix, achat, fonctionnement efficace et correct du moteur pour une telle application ;
9. Réduction de la sensibilité du facteur de puissance et le rendement aux fluctuations de tension et de charge, [3, 4].

1.6 Rendement des moteurs à induction

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

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

En principe trois types de mesures peuvent être employés pour déterminer le rendement, comme indiqué dans la littérature, [8, 9], par la:

- a) Mesure directe de la puissance électrique d'entrée et mécanique de sortie ;
- b) Mesure directe de la somme des pertes et de la puissance d'entrée ;
- c) Mesure des différentes composantes des pertes et de la puissance d'entrée.

1.6.1 Différentes pertes dans la machine

Les différentes composantes des pertes se produisant dans un moteur sont définies, [10, 11], comme suit :

1) Pertes par effet Joule ou pertes le cuivre dans les enroulements statoriques et rotoriques

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

2) Pertes fer

Les pertes dans le fer représentent l'énergie électrique requise pour aimanter le noyau (phénomène de l'Hystérésis magnétique) ainsi que les pertes résultant de la création de faibles courants électriques traversant le noyau (courants induits dans les parties métalliques placées dans des champs variables), [12, 13].

3) Pertes mécaniques

Ces pertes proviennent des frottements mécaniques dans les paliers et de la ventilation d'air pour le refroidissement de la machine. Des paliers améliorés et une meilleure circulation d'air permettent de réduire quelque peu ces pertes. Une solution plus efficace consiste à utiliser un ventilateur plus petit, ce qui est possible puisque la diminution des autres pertes réduit le besoin de ventilation. Dans les petits moteurs à induction les pertes mécaniques sont habituellement environ 10% de toutes les pertes électriques.

4) Pertes additionnelles de charge

Sont les pertes non couvertes par les autres composantes des pertes, autrefois, elles sont désignées sous le nom de pertes parasites de charge ou des pertes supplémentaires. Actuellement elles sont le sujet de plusieurs travaux de recherches, [14].

1.6.2 Normes et détermination du rendement

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

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

Ces normes se distinguent avant tout par leur traitement des pertes supplémentaires dues à la charge. Les pertes supplémentaires dues à la charge sont les pertes autres que les pertes par ventilation et par frottement, les pertes par effet Joule statoriques et rotoriques et les pertes dans le fer. À pleine charge, les pertes supplémentaires dues à la charge peuvent varier entre 0,9 et 5 % de la puissance fournie selon le type de moteur et sa puissance nominale, [15, 16].

i. Norme de la CSA

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

ii. Norme de l'IEEE

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

iii. Norme de la IEC

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

iv. Norme de la JEC

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

A cet instant, une nouvelle norme du IEC (IEC 61972), est en cours de développement et d'autres normes sont également utilisées à savoir :

1. 1359 (2000) Australienne;
2. ABNT NBR 5383/1982 Brésilienne.

1.6.3 Répartition et classes de rendement des moteurs électriques

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

- i. EFF1 – moteurs à haut rendement ;
- ii. EFF2 – moteurs standards ;
- iii. EFF3 – moteurs à faible rendement.

Les labels EFF1, EFF2 et EFF3 étaient définis par un accord volontaire entre le CEMEP (European Committee of Manufacturers of Electrical machines and Power Electronics) et la Commission européenne pour les moteurs à induction entièrement fermés, refroidis par ventilateur ; (IP 54 ou IP 55), moteurs à induction à cage d'écureuil, trois phases AC, de 1,1 à 75 kW, avec 2 ou 4 pôles, 400 V, 50 Hz, S1, de conception standard, [17].

Les moteurs EFF3 représentent aujourd'hui une part négligeable du parc européen. L'économie annuelle ainsi réalisée est estimée à 6 TWh. Cependant, à hauteur de 12 % des ventes européennes en 2006, les moteurs EFF1 sont encore peu présents sur le marché. Leur utilisation généralisée induirait une économie de 27 TWh/an.

Après une décennie de service, la classification européenne devrait laisser la place en 2009 à la norme internationale IEC 60034-30. Celle-ci introduit de nouvelles classes de rendement pour les moteurs à induction triphasés à cage, mono vitesse, basse tension, 2, 4 ou 6 pôles (50 ou 60 Hz).

Dorénavant, la plage de puissance s'élargit de 0,75 à 375 kW. Contrairement au classement EFFx, les classes IEx inversent l'ordre de la numérotation, ce qui laisse toute latitude pour introduire de nouvelles classes. Ainsi, la classe standard IE1 est équivalente à EFF2, et celle haut rendement IE2 à EFF1.

Les nouvelles classes ne plafonnent plus à 0,5 % les pertes supplémentaires en charge, comme cela était le cas avec les classes du CEMEP. A présent vraiment prises en compte, ces pertes peuvent atteindre 2,5 % du fait d'une méthodologie d'essais différente.

Une classe IE3 est définie sur la base des pertes de niveau IE2 réduites de 15 à 20 %. Enfin, une classe IE4 est déjà envisagée dans le cadre d'une future édition de la norme.

L'achat des moteurs de Classe EFF1 étant considérablement plus chers, ils ne sont utilisés que là où la durée d'utilisation annuelle dépasse les 4.000 heures. Les coûts de consommation et la disponibilité sont ici les principaux éléments qui interviennent dans le choix du moteur électrique. Dans tous les autres cas. Des moteurs de Classe II devraient être utilisés, [10, 11].

Tableau 1.2 Répartition et classes du rendement des moteurs électriques

Puissance	Rendement minimal EFF2 (%)		Rendement minimal EFF1 (%)	
	2 pôles	4 pôles	2 pôles	4 pôles
1,1	76,2	76,2	82,2	83,8
1,5	78,5	78,5	84,1	85,0
2,2	81,0	81,0	85,6	86,4
3,0	82,6	82,6	86,7	87,4
4,0	84,2	84,2	87,6	88,3
5,5	85,7	85,7	88,5	89,2
7,5	87,0	87,0	89,5	90,1
11,0	88,4	88,4	90,6	91,0
15,0	89,4	89,4	91,3	91,8
18,5	90,0	90,0	91,8	92,2
22,0	90,5	90,5	92,2	92,6
30,0	91,4	91,4	92,9	93,2
37,0	92,0	92,0	93,3	93,6
45,0	92,5	92,5	93,7	93,9
55,0	93,0	93,0	94,0	94,2
75,0	93,6	93,6	94,6	94,7

1.6.4 Différentes méthodes de mesures du rendement

Pour l'évaluation du rendement, diverses méthodes sont proposées :

- a) Méthode de la plaque signalétique ;
- b) Méthode directe ;
- c) Méthode statistique ;

- d) Méthode du circuit équivalent ;
- e) Méthode des pertes séparées.

Les méthodes de mesures sont décrites dans les normes IEEE 112/1991, IEC 60034-2/1972, CSA C-390/1993 et ABNT NBR 5383/1982. De ces quatre normes mentionnées ci-dessus, cinq groupes de méthodes pour déterminer le rendement de moteur peuvent être obtenus, [18].

a) Méthode 1

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

b) Méthode 2

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

c) Méthode 3

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

d) Méthode 4

Méthode avec la mesure directe des pertes parasites de charge et de la séparation des pertes, selon des normes d'IEEE, IEC 60034-2, CSA C-390 et ABNT NBR. Dans cette méthode, le rendement est indirectement calculé par la détermination de toutes les pertes

(pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques et les pertes parasites de charge). Aux normes d'IEEE et de CSA C-390 les pertes parasites de charge sont obtenues directement à partir des essais spécifiques.

e) Méthode 5

Méthode dans laquelle les paramètres du circuit équivalent sont déterminés, selon des normes d'IEEE, CSA C-390 et ABNT NBR. Le rendement des moteurs est calculé à partir des paramètres du circuit équivalent. Dans cette méthode, il est très important de prendre l'impédance du rotor aux basses fréquences. La précision de l'impédance du rotor affectera considérablement les caractéristiques sous la charge. En calculant les paramètres, les réactances sont corrigées à la fréquence et les résistances sont corrigées à une température indiquée, [19, 20].

1.6.5 Facteurs Influent sur le rendement des moteurs électriques

Il y a un nombre de facteurs relatifs au fonctionnement et à l'entretien du moteur qui ont un grand effet sur son rendement. Dans le but de maintenir et d'améliorer le rendement de fonctionnement du moteur, plusieurs facteurs peuvent être utilisés: le rendement et les techniques de commande du moteur, la qualité du système d'alimentation, le réseau de distribution, la taille des moteurs électriques, les moyens mécaniques de transmission, les problèmes d'entretien, cycles de gestion de charge...etc, [20, 21].

i. Qualité d'alimentation en énergie

Les moteurs électriques et en particulier moteurs à induction, sont conçus pour fonctionner dans des conditions optimales, une fois alimentés par des formes d'ondes sinusoïdales triphasés symétriques avec la valeur de tension nominale. Les déviations de ces conditions idéales peuvent causer la détérioration significative du rendement et une réduction de la vie de moteur ; exemple des alimentations à travers des convertisseurs ou les formes d'ondes sont riches en harmoniques.

ii. Charge du moteur

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

iii. Maintenance du moteur

Les moteurs fonctionnent plus efficacement, durent plus longtemps et nécessitent moins d'attention s'ils sont nettoyés, refroidis, séchés et lubrifiés correctement. Les moteurs installés dans un environnement sévère et exposés à une grande humidité et à un lavage fréquent ont une durée de vie largement au dessous de la moyenne. Des corps étrangers ne doivent pas bloquer les branchements corrects font prolonger la durée de vie du moteur et maintiennent un rendement optimal, [14].

iv. Plage d'utilisation des moteurs

D'une manière générale le rendement (η) des moteurs électriques prend une valeur maximal pour : $0.6 I_n \leq I_1 \leq 1.0 I_n$, car dans cette plage on considère, que le rapport des pertes à la puissance consommée est minimal. En dehors de cette plage, les pertes devenant beaucoup plus prépondérantes, entraînent la croissance de ce rapport donc une réduction du rendement (η).

1.7 Comparaison entre différentes normes

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

On considère, de façon générale, que la norme CSA C390 (IEEE 112 méthode B) constitue la méthode la plus précise. Une harmonisation future des diverses normes est probable, mais sa mise en application va demander du temps, [21].

1.8 Moteurs à induction à haut rendement (MI-HR)

Récemment, à la suite de la crise énergétique, une nouvelle génération de moteurs, appelés moteurs à haut rendement, a fait son apparition. Comme leur appellation l'indique, ces moteurs ont un rendement et un facteur de puissance supérieur à ceux des moteurs équivalents de construction classique. Leur coût d'achat plus élevé, est rapidement amorti par les économies d'énergie réalisées lorsqu'ils fonctionnent pendant de longues périodes et à des charges se rapprochant de la pleine charge.

Le **Tableau 1.3** donne des valeurs typiques du rendement et du facteur de puissance pour des moteurs de diverses puissances de construction classique ainsi que pour des moteurs à

haut rendement. On remarque pour les MI-HR une diminution importante des pertes et une amélioration sensible du facteur de puissance. Pour obtenir ces résultats, il a fallu réviser les critères de conception. En premier lieu, on utilise une plus grande quantité d'aciers de meilleure qualité pour construire le circuit magnétique. Ces aciers ont des pertes spécifiques qui s'élèvent à seulement 3,3W/kg au lieu de 6,6W/kg pour l'acier de qualité usuelle. De plus on a réduit la densité de flux et accru l'isolation entre les tôles de façon à réduire à la fois les pertes par Hystérésis et les pertes dues aux courants de Foucault. Le nombre d'encoches ainsi que leur forme ont été optimisés. On utilise aussi des conducteurs de 35 à 40% plus gros afin de réduire les pertes dues à l'effet joule. On a toutefois maintenu deux critères important : les dimensions des carcasses et les caractéristiques des moteurs, qui conservent le comportement des moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage. De cette manière, ces nouveaux moteurs sont interchangeables avec les moteurs classiques de même type, [22, 23].

Tableau 1.3 Comparaison entre certains moteurs à induction à haut rendement (MI-HR) et de type classique équivalents (MI-Cl) pour différentes classes, [3].

Charge (%)		100%		75%		50%	
kW	Type	η (%)	$\text{Cos}\varphi$	η (%)	$\text{Cos}\varphi$	η (%)	$\text{Cos}\varphi$
0.75	MI-HR	84.0	80.5	84.0	74.0	81.5	62.0
	MI-Cl	72.0	78.0	72.0	70.0	68.0	58.0
7.5	MI-HR	90.2	88.0	90.2	85.0	90.2	77.0
	MI-Cl	84.0	85.5	84.0	80.5	81.5	75.0
37	MI-HR	92.8	84.5	93.0	81.0	91.7	73.0
	MI-Cl	91.7	84.0	91.7	81.0	90.2	71.5
75	MI-HR	93.5	91.5	94.0	91.0	93.8	87.0
	MI-Cl	91.7	90.5	91.7	90.5	90.2	83.0
150	MI-HR	94.8	90.5	94.6	88.5	94.3	83.0
	MI-Cl	89.0	88.5	91.7	86.5	89.5	80.0

1.9 Economie d'énergie par les MI-HR

1.9.1 En Europe, [23, 24]

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

Cela présenterait également les avantages suivants :

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

1.9.2 Aux Etats-Unis d'Amérique "USA", [10]

Les moteurs à haut rendement (MHR) ont besoin de moins de kilowatts que les moteurs standard (STD) pour produire la même puissance. La différence de rendement entre les deux types de moteurs détermine le nombre exact de kilowatts épargnés.

Les économies (\$) réalisées se calculent comme suit :

$$\text{épargnés (kW)} = \frac{\text{hp} \cdot 0.746}{\eta_{\text{STD}}} - \frac{\text{hp} \cdot 0.746}{\eta_{\text{MHR}}} \quad (1-2)$$

Avec :

η_{STD} Rendement du moteur standard ;

η_{MHR} Rendement du moteur à haut rendement.

$$\begin{aligned} \text{économies}(\$) &= \text{coût de l'énergie} \cdot \text{heures de fonctionnement dans une année} \\ &\quad * \text{épargnés(kW)} * \text{facteur de charge du moteur} \end{aligned} \quad (1-3)$$

1.9.3 Economies réalisées par l'amélioration du facteur de puissance

Le facteur de puissance d'un moteur à haut rendement peut être jusqu'à 7 % supérieur à celui d'un moteur standard. Cette différence peut entraîner des économies appréciables puisqu'elle a des répercussions sur le facteur de puissance de l'ensemble.

Puisque certaines entreprises affichent un haut facteur de puissance, nous ne calculerons pas ici les économies réalisées grâce à l'amélioration du facteur de puissance. On peut facilement calculer les économies annuelles d'électricité en utilisant l'équation (1-4):

$$\begin{aligned} \text{Economies annuelles totales} = & \text{économies réalisées par la réduction de la} \\ & \text{Consommation d'énergie} + \text{économies} \\ & \text{réalisées par la réduction de la demande} + \\ & \text{économies réalisées par l'amélioration du} \\ & \text{facteur de puissance} \end{aligned} \quad (1-4)$$

1.9.4 Analyse technico-économique

Les moteurs à haut rendement coûtent généralement plus cher que les moteurs standard compte tenu de leurs caractéristiques particulières. Dans la plupart des cas, leur prix d'achat est vite recouvert par les économies qu'ils permettent de réaliser. L'importance de ces économies par rapport au prix d'achat détermine la rentabilité de l'installation du moteur à haut rendement. Il existe plusieurs façons d'évaluer la rentabilité d'un investissement. Les trois méthodes les plus courantes sont les suivantes :

- a) La période de recouvrement ;
- b) La valeur actualisée nette;
- c) Le taux de rendement effectif.

L'analyse différentielle d'un moteur à haut rendement et d'un moteur standard permet d'illustrer ces méthodes en mesurant la différence entre les deux types de moteurs au chapitre du prix d'achat et du total des kW et des kWh utilisés, [3, 4].

Tableau 1.4a Exemple d'analyse technico-économique

Puissance nominale du moteur	100hp
Rendement du moteur standard (η_{STD})	91.5%
Rendement du moteur à haut rendement (η_{MHR})	94%
Temps de fonctionnement par année	6000 heures
Facteur de charge du moteur (FCM)	75%
Coût de l'énergie	2,10\$/kWh
Prime de puissance	8,67\$/kW
Prix du moteur standard	5000\$
Prix du moteur à haut rendement	5700\$

Pour illustrer, l'épargne d'énergie on utilise les moteurs à induction à haut rendement avec une meilleure qualité d'alimentation en énergie électrique, deux types de moteurs sont analysés dans cette partie de notre travail, le premier classique, et le deuxième est à haut

rendement. Sachant que le prix national moyen de l'énergie est de 4 DA/kWh. La période annuelle moyenne d'utilisation est de 6000h, à 80% de la charge, ce qui est dans la gamme du rendement maximum. Le **Tableau 1.4b**, montre les économies annuelles relatives d'énergie, pour deux moteurs à induction classique et à haut rendement qui sont utilisés dans (U.E) puis dans (l'USA).

Tableau 1.4b Energie et économie d'énergie avec les MI-HRs de 2.2 KW.

Tableau 1.4b	Moteur (1)-(78%) MI-Cls E.E-I Azazga	Moteur (2)-(85%) MI-HRs (E.U)	Moteur (3)-(87%) E-E.Ms (USA)	Economie d'énergie (1-2)	Economie d'énergie (1-3)
Energie (kWh)	13538,4	12423,5	12137,9	1114,9	1400,5
Prix (10 ³ .DA)	48,7384	44,7247	43,6965	4,0136	5,0418

1.10 Moteurs à induction produits en Algérie

1.10.1 E.E.I Azazga

En fait, Electro-Industries est leader en électrotechnique au niveau national." Aujourd'hui, l'entreprise produit son propre label après une production sous licence Siemens. Depuis le mois de mai 2004, cette EPE possède une certification ISO 9001 version 2000. Depuis sa transformation en SPA, l'entreprise a adopté une démarche qui lui assure son équilibre actuel : produits de qualité et une politique rigide de l'emploi. Cela lui permet de faire front à plusieurs défis : des approvisionnements, [1, 3, 25].

1. Les produits Electro-Industries sont réalisés et contrôlés suivant les normes DIN VDE et sont conformes aux recommandations européennes IEC.
2. Le niveau élevé de leur qualité a été éprouvé de la clientèle locale (SONELGAZ, ENMTP, ENIEM, KAHRIF..) et étrangère.
3. Les produits peuvent être réalisés et adaptés à d'autres normes et spécifications techniques sur demande de la clientèle. Ces produits conviennent à la plupart des applications exigeantes de l'environnement industriel.

La bonne qualité des produits Moteurs, Alternateurs et Transformateurs; est en premier lieu tributaire d'une bonne qualité des matières d'achats destinées à leur confection.

✓ **Gammes des produits Electro-Industries (Moteurs Asynchrones Triphasés), [25] :**

Puissance	0,25 à 400 kW
Tension	380 V, 220/380 V
Vitesse	1000, 1500, 3000 trs/mn
Forme de construction	IMB3, IMB5, IMB35
Classe d'isolation	F
Protection	IP54-IP55

1.10.2 Position du produit algérien

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

Les **Figures 1.1-1.3**, illustrent le rendement du produit algérien réalisé et contrôlé selon la norme IEC 34-T2, est comparé avec celui utilisant la norme IEC 60034-2, pour les machines de $2p=2, 4$, et 6 pôles.

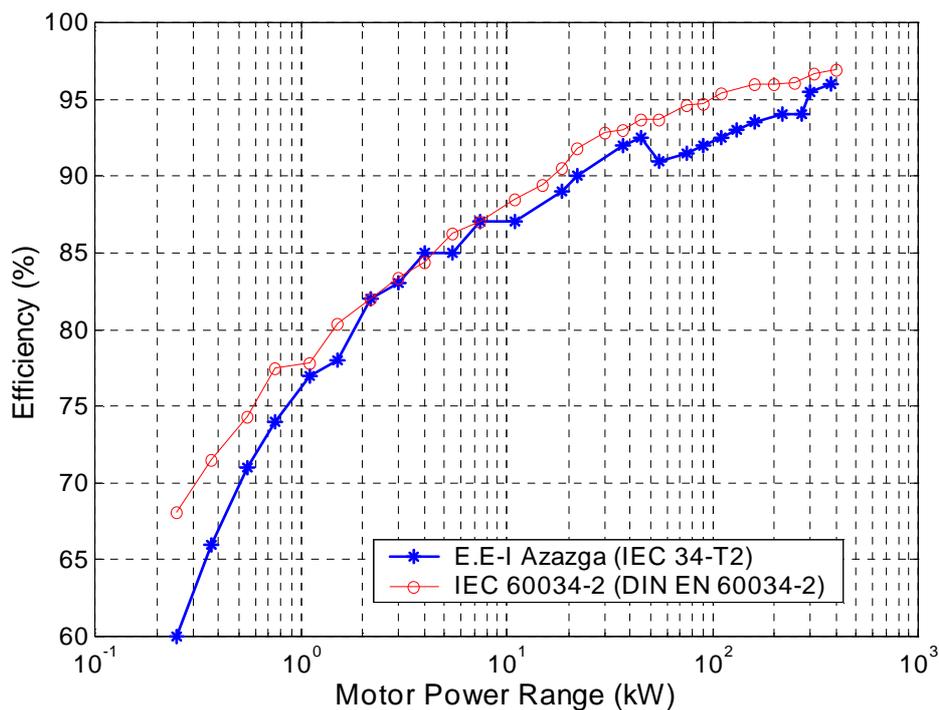


Figure 1.1 Rendement nominale pour les moteurs à 2 pôles pour différentes puissances

La **Figure 1.1**, prouve que les moteurs d'E.E-I Azazga qui sont examinées selon la norme du IEC 34-T2 ont des rendements inférieurs (3-5%) que ceux du IEC 60034-2.

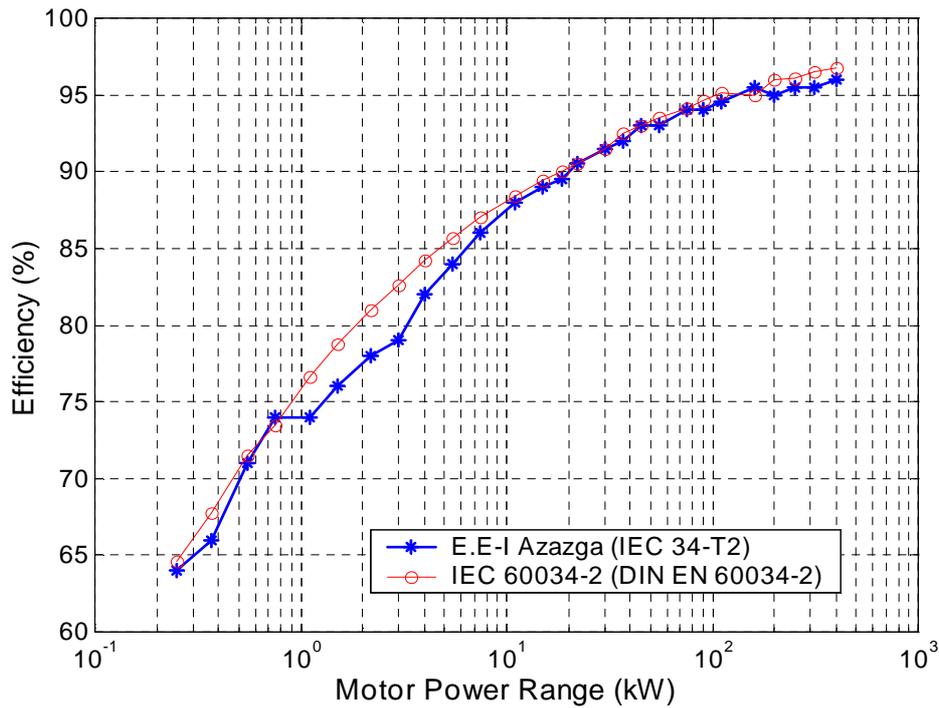


Figure 1.2 Rendement nominale pour les moteurs à 4 pôles pour différentes puissances

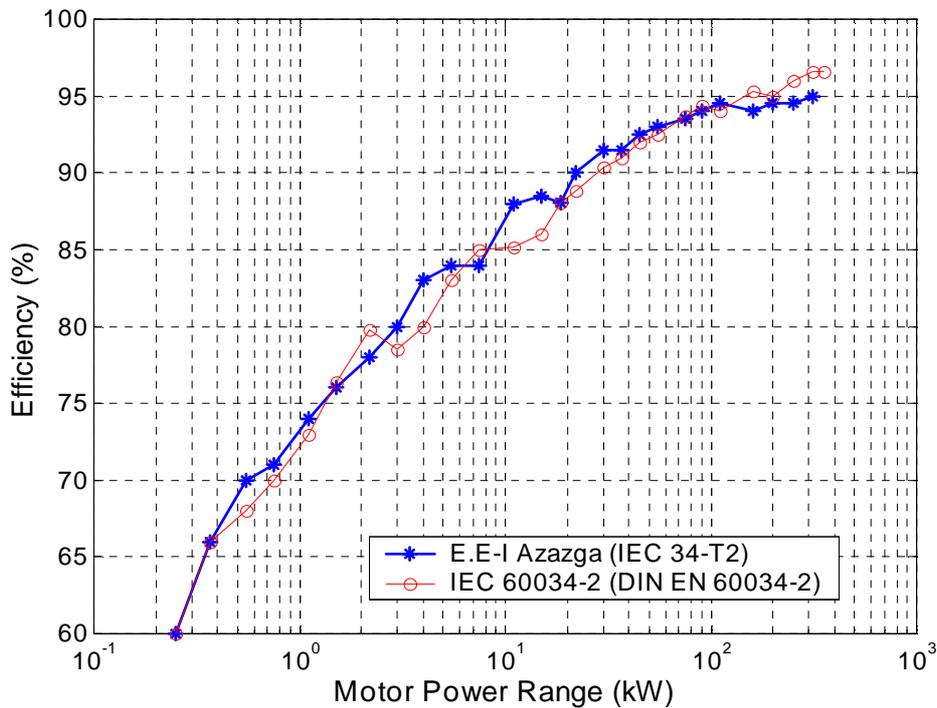


Figure 1.3 Rendement nominale pour les moteurs à 6 pôles pour différentes puissances

Dans la **Figure 1.2**, les deux normes donnent des rendements semblables, pour une puissance plus grand que 15 kW, mais les moteurs d'E.E-I Azazga ont un rendement inférieur environ de 3-4% pour les moteurs de 0,75 à 11 kW.

L'analyse de la **Figure 1.3**, montre une différence dans le rendement de 1-2% pour la grande majorité des moteurs pour les deux normes, pour les machines de 6 pôles.

Ces figures illustrent également, que le produit d'E.E-I Azazga doit être d'abord alignés sur la nouvelle exigence du rendement donnée par la norme du IEC 60034-2 afin d'être concurrentiel sur le marché international des machines à induction classiques, [1, 25].

Conclusion

La notion de maîtrise de l'énergie désigne la gestion raisonnée de l'énergie disponible pour satisfaire les besoins exprimés par la société. Elle dépasse ainsi les seules économies d'énergie.

Alors que la politique énergétique de l'offre considère souvent la demande comme une donnée exogène, la maîtrise de l'énergie vise précisément à agir sur la consommation d'énergie, à travers l'efficacité énergétique des technologies employées et le comportement des consommateurs. Or celui-ci dépend largement d'un environnement social, d'un mode de vie, d'une organisation de l'espace urbain, et la consommation d'énergie ne représente souvent qu'une préoccupation secondaire. S'il existe un intérêt collectif à maîtriser l'énergie, l'intérêt individuel reste faible. La maîtrise de l'énergie passe désormais davantage par une action sur les comportements de consommateurs eux-mêmes, tant chez les particuliers que dans les PME.

Dans ce chapitre, premièrement nous avons présenté la définition et le concept de la maîtrise de l'énergie, les différentes normes de mesure du rendement existant dans le monde entier et les différents facteurs qui influent sur le rendement des moteurs à induction. Deuxièmement nous avons donné les avantages des moteurs à induction à haut rendement par rapport à leurs homologues classiques et l'impact de ces moteurs sur l'économie d'énergie en Europe et aux USA. Finalement, la place des moteurs à induction produits en Algérie par le fabricant d'E.E-I Azazga, a été présentée par rapport à ceux utilisés dans les pays industriels.

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

Le prochain chapitre sera consacré, à l'approche analytique de conception des machines asynchrones par l'approche géométrique.

Chapitre Deux

**Procédure de Conception
des MAS**

Introduction

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

Les facteurs qui influent sur les dimensions du moteur sont multiples et variés selon le type de la machine à construire. Pour les machines asynchrones, ce sont les conditions de démarrage, la capacité de surcharge, le facteur de puissance et le rendement qui sont déterminants, [26, 27].

Dans la première partie de ce chapitre on présentera la procédure de calcul et de dimensionnement d'une machine asynchrone, ainsi que l'étude en vue de la vérification et de la validation de l'approche adoptée. En effet il n'existe pas de théorie précise pour le calcul des machines, ou plutôt des méthodes de calcul plus au moins précises basées sur des diagrammes établis à partir d'études statistiques, [28]. Nous nous sommes efforcés de choisir l'approche la plus appropriée, avec la meilleure précision possible.

*Dans la deuxième partie, nous aborderons l'identification paramétrique d'une machine asynchrone. On essaiera ensuite de donner les résultats élaborés par un programme de calcul sous environnement **MATLAB**, afin de les comparer avec ceux d'une autre méthode d'identification basée sur des essais classiques. Enfin on terminera par une analyse des performances en régime permanent aussi qu'une analyse en régime dynamique d'une machine à induction expérimentale type **ELPROM**, A0-112 M-2B3T-11 de 2.2 kW, on essaiera d'élaborer un outil simple et efficace à utiliser.*

2.1 Procédure de conception d'une MAS

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

i. Organigramme de conception

La procédure de calcul d'une machine électrique est résumée dans l'organigramme de la **Figure 2.1**

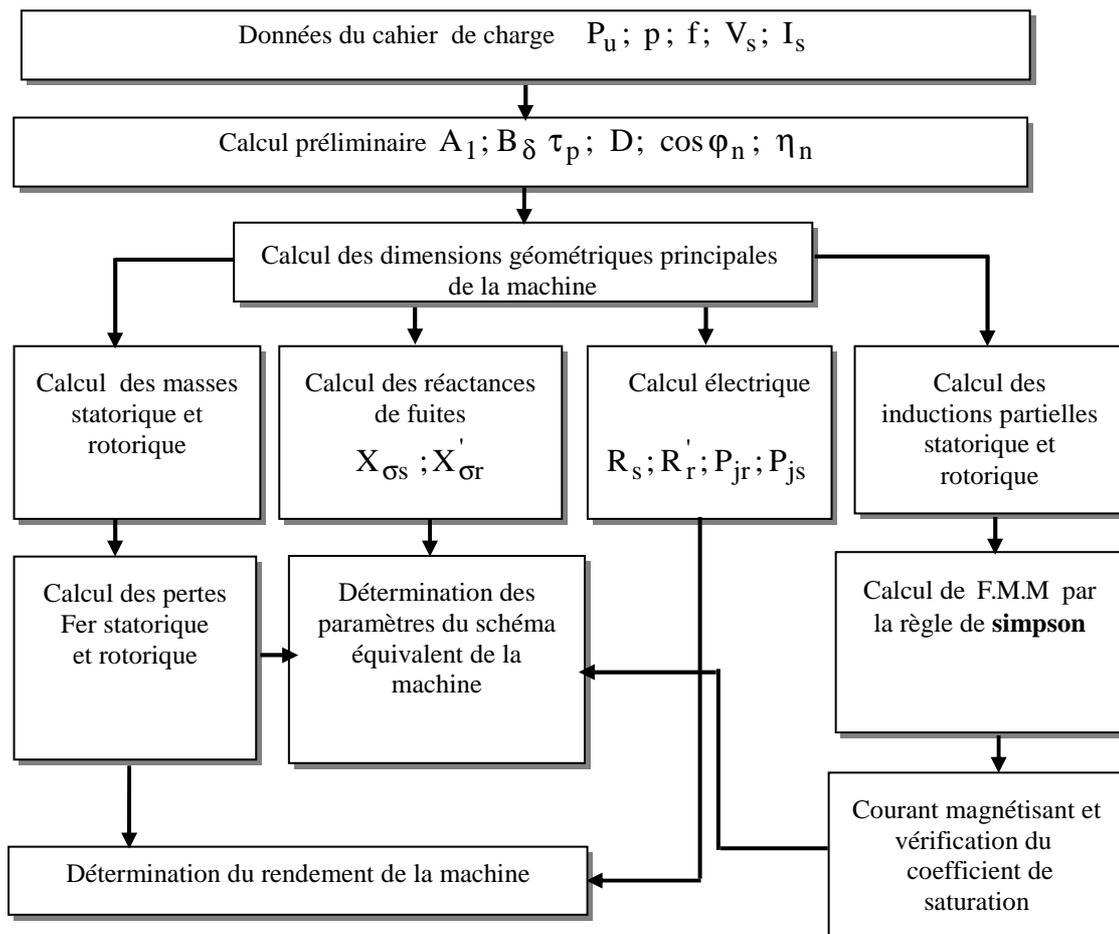


Figure 2.1 Organigramme de calcul pour la conception d'une machine asynchrone

ii. Programme développé

Selon la structure de la **Figure 2.1**, un programme sous **MATLAB** a été développé. La première étape du programme de conception consiste à définir le cahier des charges en déterminant les différents points de fonctionnements. Le choix de la structure de la machine dépend du cahier des charges et de l'application à laquelle est destinée cette machine. On calcule les dimensions géométriques des machines à l'aide des lois de

conservation du flux dans différentes parties de la machine en utilisant des équations analytiques.

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

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

2.1.1 Calcul préliminaire et dimensions géométriques

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

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

$$V_1 \approx E_1 = 4.44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1} \cdot \hat{\phi} \quad (2-1)$$

Dans une première approximation

$$\hat{\phi} = \alpha_i \tau_p l_i B_\delta \quad (2-2)$$

Pour le cas d'un champ sinusoïdal $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$

En exprimant $f_1 = p \cdot n_s$ et $\tau_p = \frac{\pi D}{2p}$

Et en posant

$$A_1 = \frac{m_1 2N_1 I_1}{\pi D} \quad (2-3)$$

A_1 désigne la densité linéaire de courant à la périphérie de l'induit ; elle caractérise l'aspect électrique et traduit la proportion de cuivre utilisée dans la machine.

La puissance apparente interne est alors donnée par :

$$S_i = \frac{A_1 \cdot B_\delta \cdot K_{w1} \cdot n_s \cdot D^2 \cdot l_i \cdot 10^3}{8.6 \cdot 10^3} \quad (2-4)$$

D'où :

$$\frac{S_i \cdot 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n_s} = \frac{K_{w1} B_\delta A_1}{8.6 \cdot 10^3} = C \quad (2-5)$$

(2-5) est l'équation fondamentale pour le calcul des dimensions principales. Elle nous permet de déterminer le volume $D^2 l_i$ en procédant de deux façons:

Soit qu'on choisi un champ d'induction B_δ dans l'entrefer, et une densité de courant linéaire A_1 , puis on calcule le volume $D^2 l_i$, ou bien on choisi un coefficient d'utilisation « C » puis on détermine le volume $D^2 l_i$. Les valeurs de C, B_δ , A_1 sont déterminées (données) à partir des abaques en fonction de τ_p , p etc....

Pour la détermination du diamètre D et de la longueur virtuelle l_i on utilise la relation empirique, [28, 29] :

$$\frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} = \lambda \quad (2-6)$$

Le rapport géométrique λ est donné en fonction du nombre de paires de pôles, avec un intervalle de variation pour lequel les caractéristiques de la machine restent voisines. Les facteurs de puissance et les rendements des machines asynchrones standard, dépendent de la puissance de celles ci. Ils varient de 0.7 (pour les petites machines) à 0.95 (pour les grandes machines), [28].

i. Dimensionnement des encoches

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

- a) Tension de service ;
- b) Puissance ;
- c) Bobinage ;

Le stator des petites et moyennes machines, à basse tension est exécuté avec des encoches trapézoïdales semi-ouvertes c'est le cas de notre machine 2.2 kW. Le choix de ce type d'encoches est d'assurer une meilleure insertion des conducteurs et obtenir un meilleur coefficient de remplissage de l'encoche, [29].

Puisque lors de la mise en encoche des enroulements, les conducteurs n'occupent pas tout l'espace qui leur est réservé. Le rapport de surface des conducteurs et d'encoches est appelé coefficient de remplissage. Ce rapport varie selon la capacité des ouvriers

spécialisés dans la mise en place du bobinage. Il peut être, dans les meilleures conditions égal à 0.7 pour des machines de faibles puissances.

Pour le rotor à cage d'écurieil l'enroulement est formé de barres court-circuitées par des anneaux, dont l'encoche des petites machines est exécutée complètement fermée (épaisseur du pont : 0.3mm à 0.5 mm) ; celle des autres, au contraire, est semi fermée. On remarque que du point de vue électrique, on préfère des cages en cuivre car le cuivre possède une plus faible résistivité que l'aluminium ; on réduit ainsi les dimensions des encoches, ce qui influe beaucoup sur les paramètres de fonctionnement de la machine. Par contre l'aluminium est meilleur du point de vue coût, densité volumique faible et facilité de travail. Les encoches sont rondes ou rectangulaires, selon la technique d'exécution et la caractéristique demandée :

- a) Simple cage ;
- b) Double cage ;
- c) Cage à effet pelliculaire.

ii. Influence du choix de l'ouverture et du pont d'encoche

L'ouverture d'encoche a une grande influence sur les caractéristiques de la machine, elle augmente le coefficient de carter, donc augmente le courant magnétisant, ce qui réduit le facteur de puissance et produit des pertes par pulsation du flux dans les dents, ce qui engendre une diminution du rendement.

L'inconvénient du pont d'encoche réside dans le fait qu'il permet le passage du flux supplémentaire de fuite, ce qui engendre une réactance dite "réactance de pont d'encoche" :

iii. Encoche du stator

Soit Z_1 le nombre d'encoches du stator

$$Z_1 = 2p q m \quad (2-7)$$

Z_1 permet la détermination du nombre d'encoches par pôle et par phase q , sachant que le nombre de paires de pôles p et le nombre de phases m sont définis:

$$q = \frac{Z_1}{2pm} \quad (2-8)$$

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

Pour réduire l'amplitude des harmoniques supérieurs il est préférable que $q > 2$. L'augmentation de q engendre une augmentation de rang des harmoniques de denture. Cependant q ne peut pas augmenter indéfiniment car il est limité par les dimensions de la machine.

iv. Encoche du rotor

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

Ces tableaux sont établis pour atténuer les vibrations et assurer une bonne caractéristique mécanique de la machine. Ils sont établis à partir de certaines règles pratiques basées sur des observations expérimentales dont les principales sont :

Pour atténuer fortement les effets du moment du couple moteur additionnel, le nombre d'encoche Z_2 ne doit pas être supérieur à $1.25 Z_1 + y p$, où pour la marche dans un seul sens, on pose $y = 1$ et pour une marche dans les deux sens $y = 0$. En outre, pour éviter les fluctuations de la courbe des moments en fonction de la vitesse de rotation, Z_2 doit être

différent de $\frac{3y-1}{x}p$, $\frac{(3y+1)}{x}p$ ou de $\frac{(3y-1)}{x}p$

Avec : $x = 1, 2$ et $y = 1, 2, 3, \dots$

Pour éviter à tout prix des points morts du rotor à l'arrêt, on doit respecter une différence d'au moins 10% entre les nombres d'encoche rotoriques et statoriques. Le nombre Z_2 influe sur plusieurs paramètres de la machine: courant rotorique, réactance de fuite différentielle etc....

2.1.2 Dimensionnement électrique

i. Choix du facteur de bobinage K_{w1}

$$K_{w1} = K_{p1} K_{d1} \quad (2-9)$$

K_{d1} facteur de distribution ;

K_{p1} facteur de raccourcissement.

ii. Facteur de distribution

$$K_{d1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2 m q}\right)} \quad (2-10)$$

iii. Facteur de raccourcissement

Il est défini par :

$$K_{p1} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (2-11)$$

Le facteur $\beta = \frac{C'}{\tau_p}$ (2-11')

C' désigne l'ouverture de la bobine. Ce facteur est aussi donné jusqu'au septième harmonique il est choisi en tenant compte des harmoniques qu'on désire éliminer, généralement on choisit K_p de telle sorte que l'on puisse atténuer certains harmoniques.

Généralement en pratique, on adapte, [28, 29].

$$C' = \tau_p - \frac{\tau_p}{6} \quad (2-12)$$

2.1.3 Dimensionnement magnétique

Le calcul du circuit magnétique constitue une partie importante dans la construction des machines électriques. La loi de circulation du champ dans le circuit magnétique constitue la base fondamentale pour ce calcul, soit :

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum F(At) \quad (2-13)$$

Pour N spires par phase parcourues par un même courant I , on a :

$$F = N.I \quad (2-14)$$

Et pour simplifier les calculs dans les machines électriques on décompose l'intégrale en une somme de produits:

$$\oint \vec{H}_i \cdot d\vec{l}_i = \sum_{i=1}^n H_i \cdot l_i = F(At) \quad (2-15)$$

Tel que dans un circuit i considéré la valeur du champ magnétique H_i est constante. On peut alors écrire :

$$H_1.l_1 + H_2.l_2 + \dots + H_n.l_n = F = NI \quad (2-16)$$

i. Calcul de la F.M.M

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

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

$$B_i = \frac{\phi_i}{S_i}, \quad H_i = \frac{B_i}{\mu_i}, \quad \mu_i = \mu_0 \mu_{ri}$$

Le choix des tôles se fait suivant des critères économiques et selon leur qualité électromagnétique. La courbe d'aimantation de ce matériau $B=f(H)$ nous permet de déterminer les valeurs du champ magnétique relatif à chaque tronçon.

Ces valeurs du champ H_i multipliées par l_i , longueur du tronçon, nous donne la valeur de la tension magnétique pour chaque tronçon :

$$H_i.l_i = F_i \quad \text{en (At)} \quad (2-17)$$

On aura :

$$\sum_{i=1}^n H_i.l_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_n = F_t = NI \quad (2-18)$$

ii. Calcul de la F.M.M dans l'entrefer

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

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

$$F_\delta = H_\delta.\delta = \delta.\frac{B_\delta}{\mu_0} \quad \text{(At)} \quad (2-19)$$

On note que S_δ la surface virtuelle traversée par le flux et que cette dernière est proportionnelle à la longueur virtuelle l_i et à l'arc polaire virtuel b_i .

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

Notons que les petites machines n'exigent pas de canaux de ventilation. Donc la longueur l_i est égale à la longueur effective du paquet de tôles l_a . Cependant dans le cas général pour les machines de grandes puissances les canaux de ventilation diminuent la longueur effective du paquet de tôles. Soit : $l_i < l_a$.

La détermination de la valeur de S_δ présente quelque difficulté du fait des interruptions du fer que produisent les encoches le long de l'entrefer. Les canaux radiaux de ventilation et les intervalles entre les pôles ainsi que de l'influence exercée par la saturation des dents sur la répartition de l'induction dans l'entrefer. Dans la relation (2-20), b_i est l'arc polaire virtuel représentant une fraction du pas polaire τ_p . la valeur de b_i dépend de la forme des pôles et de la saturation du fer, donc de la forme de la courbe d'induction.

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

Où α_i appelé coefficient d'aplatissement de la courbe.

$$\alpha_i = \frac{B_{\delta\text{eff}}}{B_{\delta\text{max}}} < 1 \quad (2-22)$$

Pour la forme sinusoïdale $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$, mais dans le cas général la courbe d'induction n'est pas sinusoïdale du fait de la saturation dans le fer. L'augmentation de la saturation engendre une augmentation de coefficient d'aplatissement α_i qui devient supérieur à $\frac{2}{\pi}$.

iii. Coefficient de saturation

Supposons que l'on a tracé la courbe d'induction en fonction de la FMM ; ($B = f(F)$) pour différentes valeurs de B_δ . On remarque que pour des petites valeurs de B_δ la chute de tension magnétomotrice dans l'entrefer est prédominante, mais dès que B_δ dépasse une certaine valeur, la chute de tension dans les dents augmente; le rapport de la somme des chutes de tensions FMMt : dans l'entrefer et les dents à la tension F_δ augmente.

Ce rapport est appelé coefficient de saturation K_s

$$K_s = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (2-23)$$

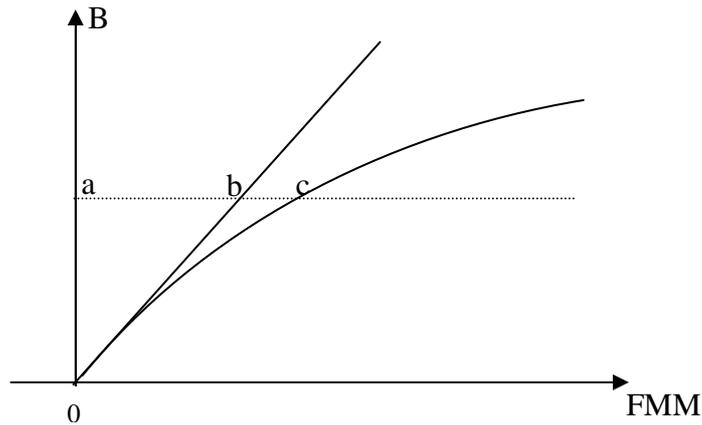


Figure 2.2 Courbe d'induction $B=f(H)$ en fonction de la FMM

Avec : $F_{\delta} = a b$ et $F_{z1} + F_{z2} = b c$

On remarque que la valeur de K_s dépend éventuellement de la chute de tension dans les dents statorique et rotorique F_{z1} et F_{z2} , donc de la saturation du fer dans celle-ci.

Le coefficient de saturation K_s a une grande influence sur les caractéristiques de la machine, puisque l'augmentation de K_s signifie une saturation dans les dents donc une augmentation de la FMM qui engendre une augmentation du courant magnétisant, et une diminution du facteur de puissance.

iv. Coefficient de forme de la courbe d'induction

Par définition le coefficient de forme K_f représente le rapport de la valeur efficace de l'induction dans l'entrefer $B_{\delta\text{eff}}$ à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer B_{δ} ; $K_f \geq 1$. Le coefficient K_f augmente quand la saturation diminue, celui-ci intervient dans le calcul de la FEM.

Le coefficient d'aplatissement et le coefficient de forme respectivement α_i et K_f étant fonction de coefficient de saturation K_s , sont données par une courbe [28, 30]. Ces courbes ont été établies à partir d'études statistiques faites sur un grand nombre de machines asynchrones.

v. Facteur de carter (correction de l'entrefer)

Dans le paragraphe précédent on a pas tenu compte de la présence d'encoche pour calculer le pas polaire virtuel b_i ; cette dernière est prise en compte en remplaçant l'entrefer δ par

un entrefer fictif δ' tel que $\frac{\delta'}{\delta} = K_c > 1$.

K_c est appelé facteur de Carter.

Carter a démontré que :

$$\begin{cases} K_c = \frac{\tau_z}{\tau_z - \gamma_B \cdot \delta} \\ \gamma_B = \frac{4}{\pi} \left(\frac{s}{2\delta} \operatorname{artg} \frac{s}{2\delta} - \ln \sqrt{1 - \left(\frac{s}{\delta}\right)^2} \right) \end{cases} \quad (2-24)$$

Où s est l'ouverture d'encoche.

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

Lorsque les deux parties de la machine (stator et rotor) sont dotées d'encoches, on calcule :

K_{c1} pour un stator lisse ;

K_{c2} pour un rotor lisse.

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

D'où :

$$F_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot K_c \cdot \delta = \frac{\phi_\delta}{S_\delta \cdot \mu_0} \cdot K_c \cdot \delta \quad (2-25)$$

vi. Chute de potentiel magnétique dans les dents

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

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

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

$$F_Z = \int_0^{h_Z} H_Z \cdot dl_Z \quad (2-26)$$

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

$$H_{Z.moy} = \frac{1}{6} (H_{Z.min} + 4 \cdot H_{Z.med} + H_{Z.max}) \quad (2-27)$$

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

$$F_Z = h_Z \cdot H_{Z.moy} \quad (2-28)$$

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

vii. Chute de potentiel magnétique dans la culasse

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

$$B_{ji} = \frac{\phi}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} \quad (2-29)$$

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

a) Rotorique

On prend pour la ligne de parcours moyenne:

$$h_{z2} = \frac{D - 2\delta - 2pt - h_{j2}}{2p} \cdot \pi \quad (2-30)$$

b) Statorique

$$l_{j1} = \frac{D + 2h_{z1} + h_{j1}}{2p} \cdot \pi \quad (2-31)$$

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

$$F = H_{ji} \cdot l_{ji} \quad (2-32)$$

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

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

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

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

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

Le facteur de saturation K_s pour les machines asynchrones est pris en première approximation entre 1,1 et 1,4.

Sachant que E_1 par phase est toujours inférieure à la tension V aux bornes de la machine d'une quantité ΔV définie comme étant la chute de tension provoquée en grande partie, par la réactance de fuite $X_{\sigma 1}$ par phase du primaire, avec le courant magnétisant I_m pratiquement égal à I_0 courant à vide (pour les machines de grande puissance). Dans ce cas on a :

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

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

D'où l'on peut écrire :

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

$\frac{1}{1 + \sigma_{H1}}$ désigne le coefficient de dispersion de **Heyland** du primaire, est obtenu à partir d'un diagramme. On remarque sur ce diagramme que l'augmentation du nombre de paire de pôles engendre une augmentation de dispersion, [28, 31].

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

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

Dans le calcul, on prend avec une approximation suffisante:

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

$\phi\left(1 + \frac{2}{3}\sigma_{H1}\right)$ flux à la mi-hauteur de la dent ;

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

Les valeurs des inductions corrigées dans chaque partie de la machine avec l'induction dans l'entrefer: ϕ_{δ} sont :

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

c) Pour l'induction dans le stator

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

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

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

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

d) Pour l'induction dans le rotor

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

K_s, K_f et α_j , coefficients qui seront utilisés par la suite dans les calculs.

2.1.4 Calcul des courants

i. Courant magnétisant

L'équation (2-52) permet de calculer le courant magnétisant, [31, 32].

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

ii. Courant de barre et anneau de court-circuitage

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

$$E_2 = (V_1 - I_m X_{\sigma 1}) \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (2-53)$$

$$= \frac{V_1}{1 + \sigma_{H1}} \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (2-54)$$

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

$$P_{mec} = P_u + P_{ft + vt} + P_{sup} \quad (2-55)$$

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

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

D'où on déduit I_2 :

$$I_2 = \frac{P_u + P_{(ft + vt)} + P_{sup}}{m_2 \cdot E_2 (1 - g)} \quad (2-56)$$

La cage d'écuriel à Z_2 barres peut être représentée comme un enroulement polyphasé avec un nombre de paires de pôles égale à celui du primaire et avec Z_2 phases, soit

$$Z_2 = m_2 \quad \text{le facteur de bobinage } K_{w2} = 1 \quad \text{et} \quad N_2 = \frac{1}{2}$$

Si l'on considère l'angle de décalage entre deux barres voisines.

$$\frac{2\pi \cdot p}{Z_2} = \alpha_{12} \quad \text{Angle électrique} \quad (2-57)$$

$$\frac{2\pi}{Z_2} = \alpha_1 \quad \text{Angle mécanique.}$$

On aura :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \sin \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (2-58)$$

2.1.5 Dispersion

Lorsque deux circuits électriques sont couplés et que l'un des deux est excité par un courant alternatif, il est le siège d'une F.E.M d'auto-induction. L'autre circuit est le siège d'une F.E.M induite. La différence entre ces deux F.E.M est appelée la F.E.M de dispersion. Le rapport du flux de dispersion au flux produit en commun entre deux circuits

électriques est appelé coefficient de dispersion de **Heyland** ; qui indique le pourcentage de dispersion, [28]. Soit :

$$\sigma_{H1} = \frac{(L_1 - M) \cdot I_1}{M \cdot I_1} = \frac{L_1 - M}{M} = \frac{L_{\delta 1}}{M} \quad (2-59)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{(L_2 - M) \cdot I_2}{M \cdot I_2} = \frac{L_2 - M}{M} = \frac{L_{\delta 2}}{M} \quad (2-60)$$

$$\sigma_H = (\sigma_{H1} + \sigma_{H2}) + (\sigma_{H1} \cdot \sigma_{H2}) \quad (2-61)$$

$\sigma = \frac{\sigma_H}{1 + \sigma_H}$ est appelé coefficient de dispersion de **Blondel** ou coefficient total de dispersion

i. Calcul de la dispersion

Il est très difficile de calculer avec exactitude la dispersion car pour cela il faut disposer des formules qui établissent des relations exactes avec les différents paramètres. Cependant en pratique il existe des formules qui donnent des résultats proches de la réalité.

Le calcul de la dispersion peut être divisé en 4 parties :

- a) Flux de dispersion d'encoche ;
- b) Flux de dispersion différentiel ;
- c) Flux de dispersion des têtes de bobines ;
- d) Flux de dispersion des têtes de dents.

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

a) Dispersion d'encoche

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

$$\lambda_{\sigma Z} = \frac{h_1}{3 \cdot b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (2-62)$$

Pour une encoche trapézoïdale on prend b_z à la tête de la dent, [28].

$$b_3 = \frac{b_z - b_4}{2,3 \log \frac{b_z}{b_4}} \quad (2-63)$$

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

$$\lambda_{\sigma Z} = 0,66 \cdot \frac{h_4}{b_4} \quad (2-64)$$

Et la perméance d'encoche est donnée par :

$$\Lambda_{\sigma Z} = \mu_0 L_Z \lambda_{\sigma Z} \quad (2-65)$$

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

b) Réactance de fuite différentielle

Pour pouvoir déterminer la réactance de fuite différentielle il faut sommer l'influence des harmoniques supérieures d'ordre ν .

Pour un enroulement statorique à m phases et q encoches par pôle et par phase.

$$\Lambda_{\sigma d1} = \frac{m_1}{\delta \cdot \pi^2} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot \frac{\mu_0}{K_c \cdot K_s} \sum \left(\frac{K_{w\nu}}{\nu} \right)^2 \quad (2-66)$$

$\sum \left(\frac{K_{w\nu}}{\nu} \right)^2$ est donné par un tableau en fonction du raccourcissement du pas $\frac{C}{\tau_p}$ et de q .

Pour le rotor en court circuit, la réactance de fuite différentielle correspondant au flux de fuite dû aux harmoniques dans le rotor est:

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \frac{m_1}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_p \cdot l_i}{K_c \cdot K_s \cdot \delta} \cdot \sum_{\nu} \left(\frac{1}{(2 \cdot Z_2 \cdot \frac{\nu}{2p}) + 1} \right)^2 \quad (2-67)$$

La valeur des facteurs $\sum_{\nu} \frac{1}{2 \cdot Z_2 \cdot \frac{\nu}{2p}}$ est donnée par un tableau, [28, 29].

c) Réactance de fuite des têtes de bobines

Le calcul de la dispersion des têtes de bobines est fait d'une manière très approximative, puisque les lignes de parcours du flux sont très compliquées. Il y a une grande influence entre les têtes de bobines et la masse de fer voisine, [28].

On a :

$$X_{\sigma b} = 12,56 \cdot f \cdot \frac{N^2}{p} \cdot \Lambda_{\sigma b} \quad (2-68)$$

Le calcul de la perméance est en fonction des dimensions des têtes de bobines.

$$\Lambda_{b1} = 1,13 \cdot \mu_0 \cdot K_{wp}^2 \cdot (d_{21} + 0,5 \cdot d_{31}) \quad (2-69)$$

La signification de d_{21} et d_{31} est donnée au référence, [28, 29].

$$K_{wp} = \sin\left(\frac{\pi \cdot C}{2 \cdot \tau_p}\right) \quad (2-70)$$

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot \Lambda_{\sigma b2} \quad (2-71)$$

$$\Lambda_{\sigma b2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (2-72)$$

g_v est un facteur qui dépend de la distance entre la tête de bobine du primaire et l'anneau de court-circuitage, des dimensions de l'anneau et du pas polaire τ_p .

$g_v = f\left(\frac{\tau_p}{d_e}, \frac{d_e}{e}\right)$; La distance d_e est déduite du schéma, [28]. D'où :

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2p} \cdot \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (2-73)$$

L'inclinaison des encoches du rotor, provoque une augmentation de la réactance de fuite différentielle: soit τ_{z2} le pas dentaire du secondaire, B l'induction de l'encoche, on admet

un facteur de correction pour la perméance de fuite différentielle, $\left(1 + \left(\frac{B}{\tau_{z2}}\right)^2\right)$.

$$X_{\sigma 2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2p} \cdot (\Lambda_{\sigma b2} + \Lambda_{\sigma z2} + \Lambda_{\sigma d2}) \quad (2-74)$$

Le facteur de réduction au primaire pour les résistances et les réactances, est égale à :

$$K = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{w1}}{K_{w2}}\right)^2 \quad (2-75)$$

La présence du pont rotorique, pour l'encoche rotorique, provoque des fuites supplémentaires par le pont.

$$\Lambda = \frac{B_{pont} \cdot 2K_{fe} \cdot l_{fe} \cdot p_{t2}}{2,84 \cdot I_{bar}(demar) \cdot Z_{z2}} \quad (2-76)$$

ii. Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m} \quad (2-77)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma 2}}{X_{\sigma 2}} \cdot \sigma_{H1} \quad (2-78)$$

2.1.6 Les pertes

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

- Les pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre;
- Les pertes dans le fer (Hystérésis, courants de Foucault et pulsation du flux);
- Les pertes par frottement et ventilation, qui sont très petites par rapport aux autres pertes, [30, 33].

i. Pertes dans le cuivre ou pertes Joules de la machine

1) Dans le stator

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

$$P_{cu1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (2-79)$$

La résistance statorique par phase est:

$$R_1 = \rho \cdot \frac{L_{tot}}{S} = \frac{2N_1 \cdot L_{co} \cdot \rho}{S} \quad (2-80)$$

La longueur du conducteur est, [31]:

$$L_{co} = L_a + 1,3 \cdot \tau_p \left(\frac{C}{\tau_p} \right) \quad (2-81)$$

2) Dans le rotor

Les pertes dans le cuivre pour le secondaire sont :

$$P_{cu2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (2-82)$$

1. Résistance d'une barre

$$R_{bar} = \rho \cdot \frac{L_{bar}}{S_{bar}} \quad (2-83)$$

2. Résistance de l'anneau

$$R_{an} = \rho \cdot \frac{L_{an}}{S_{an}} \quad (2-84)$$

Pour pouvoir sommer les résistances de l'anneau et de la barre il faut ramener la résistance de l'anneau au courant de la barre, sachant que chaque barre correspond deux anneaux, nous aurons alors, [31, 32] :

$$R_2 = R_{bar} + \frac{2 \cdot R_{an}}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (2-85)$$

$$R'_2 = \left(\frac{m_1}{m_2} \right) \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{w1}}{K_{w2}} \right)^2 \cdot R_2 \quad (2-86)$$

ii. Pertes dans le fer

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

a) Pertes par Hystérésis

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

Les pertes par Hystérésis sont proportionnelles à :

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

L'équation de **RICHTER** nous permet de calculer ces pertes, [30].

$$P_h = a \cdot b \cdot \hat{B} + b \cdot f \cdot \hat{B}^2 \quad \left[\frac{W}{kg} \right] \quad (2-87)$$

\hat{B} désigne l'induction maximale dans le fer. En pratique on néglige souvent le premier terme en puissance devant le terme en puissance deuxième. On peut ainsi écrire avec suffisamment d'exactitude, [33] :

$$P_h = K_H \cdot f \cdot \hat{B}^2 \cdot 10^{-2} \quad (2-88)$$

K_H représente une constante du matériau utilisé.

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

b) Pertes par courants de Foucault

L'aimantation cyclique alternative engendre des courants induits dans le fer, ces courants sont appelés courants de Foucault. Pour réduire les pertes engendrées par ces courants, on utilise des tôles feuilletées isolées les unes des autres, disposées parallèlement aux lignes d'induction. Les pertes par courants de Foucault peuvent être calculées par l'équation :

$$P_W = K_W \cdot (S_t \cdot f \cdot \hat{B})^2 \cdot 10^{-2} \quad (2-89)$$

Les pertes par Hystérésis et par courants de Foucault sont transformées en chaleur, la somme des pertes par seconde dans un kg de fer est:

$$P_{h+W} = K_H \cdot f \cdot B^2 \cdot 10^{-2} + K_W \cdot (S_t \cdot f \cdot \hat{B})^2 \cdot 10^{-2} \quad (2-90)$$

K_W est une constante de fer, [28].

c) Pertes dans la culasse

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

$$P_{hj} = K_H \cdot f \cdot B_j^2 \cdot m_j \cdot K_j \cdot 10^{-2} \quad (2-91)$$

Le coefficient K_j est représenté par un diagramme en fonction du paramètre $\frac{D}{D_e}$ pour différentes paires de pôles. Ce coefficient est d'autant plus grand que p est grand, [3].

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

$$P_{Wj} = K_W \cdot (S_t \cdot f \cdot B_j)^2 \cdot m_j \cdot K_{Wj} \cdot 10^{-2} \quad (2-92)$$

On remarque ainsi, que pour minimiser les pertes par courants de Foucault, il faut non seulement réduire l'épaisseur des tôles, mais tenir compte aussi du travail des tôles et des

contraintes mécaniques. Il faut réduire aussi l'épaisseur de la culasse statorique sans atteindre une grande saturation dans celle-ci.

$$P_{h+W} = \left(K_j \cdot K_H \cdot f \cdot 10^{-2} + K_{Wj} \cdot K_W \cdot (S_t \cdot f)^2 \cdot 10^2 \right) \cdot B_j^2 \cdot m_j \quad (2-93)$$

d) Pertes dans les dents

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

$$P_{hz} = K_H \cdot f \cdot B^2 \cdot m_z \cdot 10^{-2} \quad (2-94)$$

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

$$P_{Wz} = K_W \cdot (S_t \cdot f \cdot B)^2 \cdot m_z \cdot 10^2 \quad (2-95)$$

Toute fois cette équation n'est valable que pour des inductions sinusoïdales dans les dents. Pour tenir compte de l'effet des harmoniques supérieures, il suffit de modifier le chiffre des pertes en fonction de la fréquence et de prendre.

$$P_{(h+W)z} = P'_{fe} \cdot B_{zm} \quad (2-96)$$

La valeur de P'_{fe} est donnée par un tableau, [28,33].

e) Pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents

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

2.1.6 Calcul mécanique

1. La masse de la culasse statorique

$$m_j = \gamma \cdot K_{fe} \cdot l_{fe} \left[\left(\frac{D_e}{2} \right)^2 - \left(\frac{D}{2} + h_{z1} \right)^2 \right] \cdot \pi \quad (2-97)$$

2. Calcul de la masse des dents statoriques

La masse totale des dents est:

$$M_{z1} = Z_1 \cdot m_{z1} \quad (2-98)$$

Considérons le schéma d'une dent d'encoche trapézoïdale, [28].

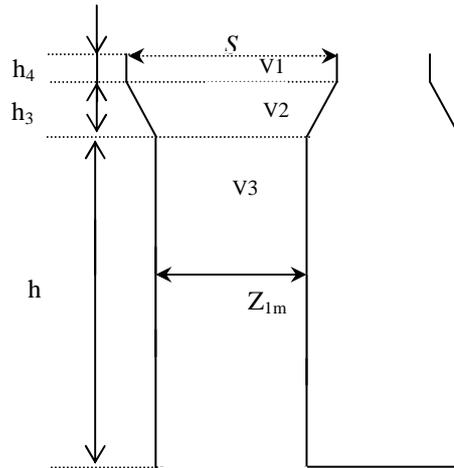


Figure 2.3 Schéma d'une dent d'encoche trapézoïdale

$$\begin{cases} m_{z1} = \gamma_{fer} \cdot v; \quad v = v_1 + v_2 + v_3 \\ v_1 = (\tau_{z1} - s) \cdot h_4 \cdot l_{fe} \cdot K_{fe} \\ v_2 = \frac{Z_{1m} + (\tau_{z1} - s)}{2} \cdot l_{fe} \cdot K_{fe} \cdot h_3 \\ v_3 = h \cdot Z_{1m} \cdot l_{fe} \cdot K_{fe} \end{cases} \quad (2-99)$$

3. Poids des barres

$$m_{bar} = Z_2 \cdot \gamma_{Al} \cdot L_{bar} \cdot S_b \quad (2-100)$$

4. Poids des anneaux de court-circuit

$$m_{an} = 2 \cdot \gamma_{Al} \cdot \pi \cdot D_{moy} \cdot S_a \quad (2-101)$$

5. Poids de la zone dentaire rotorique

$$m_{zd2} = Z_2 \cdot l_i \cdot \left[\frac{\pi \cdot D_{moy}}{Z_2} - E_{bar} \right] \cdot L_{bar} \cdot K_{fe} \cdot \gamma_{acier} \quad (2-102)$$

6. Poids de la culasse rotorique

$$m_{c2} = \gamma_{acier} \cdot E_{cul} \cdot l_{cul} \cdot l_i \quad (2-103)$$

7. Poids de l'arbre

$$m_{arb} = \gamma_{acier} \cdot L_{(tot - ar)} \cdot \frac{\pi \cdot D_{arb}^2}{4} \quad (2-104)$$

8. La masse totale de la machine

$$M_T = \sum m_i \quad (2-105)$$

D'où la puissance massique est :

$$P_{\text{mass}} = \frac{P_u}{M_T} \quad (2-106)$$

9. Moment d'inertie de l'arbre

$$J_{\text{arb}} = \frac{1}{2} \cdot m_{\text{arb}} \cdot d_{\text{arb}}^2 \quad (2-107)$$

2.1.7 Identification paramétrique de MAS par la méthode géométrique (MG)

I. Détermination des paramètres de marche à vide

- a) Courant de marche à vide I_0 ;
- b) Facteur de puissance $\cos \varphi_0$.

Le courant de marche à vide I_0 caractérise le courant magnétisant et les pertes à vide de la machine, [30, 32].

$$I_0 = I_{m0} + I_{0a} \quad (2-108)$$

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

$$I_{0a} = \frac{P_{fe} + P_{(vt + ft)}}{m_1 \cdot V_1} \quad (2-109)$$

$$\begin{cases} I_0^2 = I_{0a}^2 + I_m^2 \\ \cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} \end{cases} \quad (2-110)$$

II. Calcul des paramètres de marche en court circuit

- a) Courant de court-circuit I_{cc} ;
- b) Facteur de puissance de court-circuit $\cos \varphi_{cc}$.

Avec :

$$I_{cc} = \frac{V_1 \cdot (1 + \sigma_{H1})}{\sqrt{(X_{\sigma\text{tot}})^2 + (R_{\sigma\text{tot}})^2}} \quad (2-111)$$

Et

$$X_{\sigma\text{tot}} = X_{\sigma 1} + \left[(1 + \sigma_{H1}) \cdot X'_{\sigma 2} \right] \quad (2-112)$$

$$R_{\sigma\text{tot}} = R_1 + \left[(1 + \sigma_{H1}) \cdot R'_2 \right] \quad (2-113)$$

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

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{R_{\sigma tot}}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{\sigma tot})^2}} \quad (2-114)$$

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

$$L_s = \frac{Q_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} = \frac{3 \cdot V \cdot I_0 \cdot \sin \varphi_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} \quad (2-115)$$

$$L_s - l_{\sigma s} = M \quad (2-116)$$

$$L_r' = M + l_{\sigma r}' \quad (2-117)$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r' \cdot L_s} \quad (2-118)$$

Après avoir exposé la méthode de conception et d'identification géométrique de la machine asynchrone à cage, on va l'appliquer sur une machine expérimentale, [32, 34].

Les caractéristiques du banc d'essai étudié sont données sur le **Tableau 2.1**:

Tableau 2.1 Indications de la plaque signalétique de la machine étudiée

Puissance utile	P_u	kW	2.2
Courant absorbé	I_1	A	9 / 5.3
Tension nominale	V	V	220/380
Vitesse	N_s	trs /min	1500
Type de protection	IP	-----	44
Poids	m	kG	22
Fréquence	f_1	Hz	50

Pour faciliter nos calculs, un programme sous **MATLAB** a été développé dont l'organigramme est similaire à celui de la **Figure 2.1**.

La synthèse des résultats du programme comprend les valeurs des paramètres électriques qui sont résumées dans le **Tableau 2.2** :

Tableau 2.2 Résultats de l'identification par la méthode géométrique

L_r' (H)	L_s (H)	M (H)	$l_{\sigma s}$ (H)	$l_{\sigma r}'$ (H)	R_r' (Ω)	R_s (Ω)
0.22238	0.22159	0.20952	0.01208	0.01286	2.67717	3.158

2.2 Etude des performances de la machine étudiée

Afin de valider nos résultats, nous avons procédé à une autre méthode d'identification par les essais classiques, puis à une analyse dynamique. On tracera les différentes caractéristiques de la machine et on prendra le diagramme circulaire comme méthode de vérification.

2.2.1 Diagramme circulaire (MDC)

Dans le but de tracer le diagramme du cercle de la machine asynchrone **Figure 2.4**, on a développé un programme sous environnement **MATLAB**. Ainsi l'exécution de ce programme permet de tracer les différentes caractéristiques du moteur.

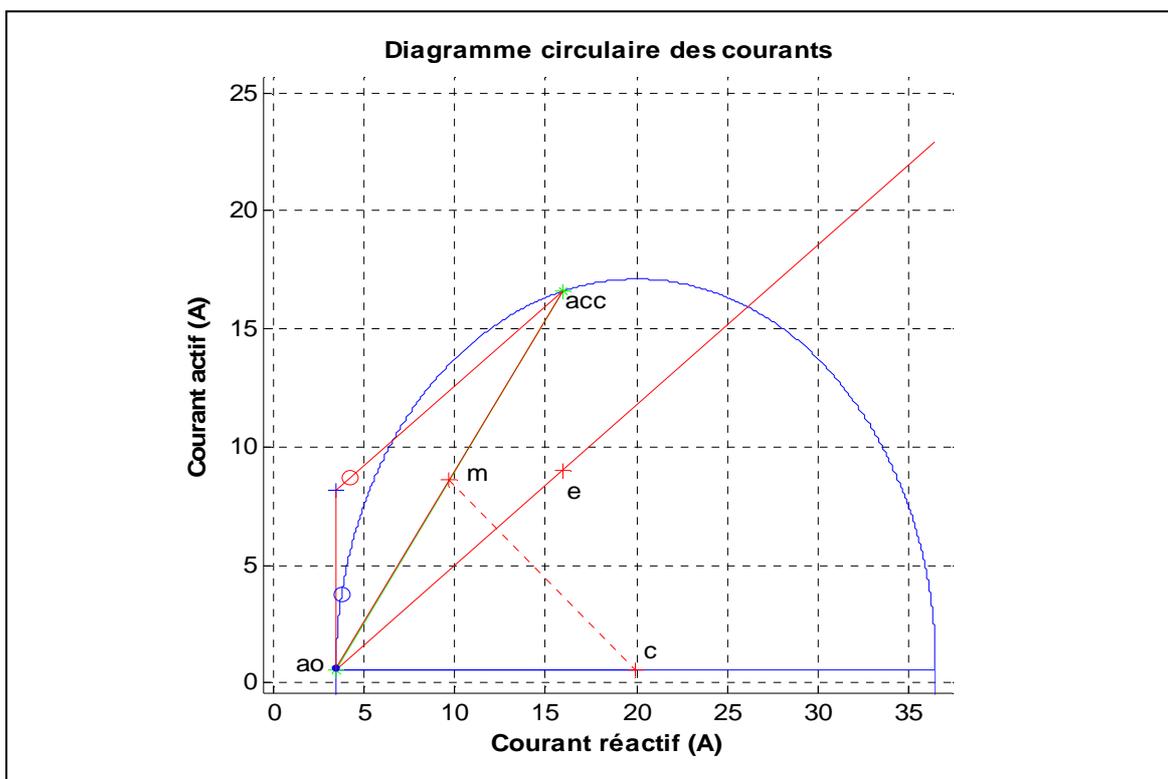


Figure 2.4 Diagramme de cercle

2.2.2 Identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée par la méthode des essais classiques (MIEC)

Les essais envisagés permettent de déterminer tous les paramètres du schéma équivalent à fuites ramenées au stator **Figure 2.5**, à savoir : R_r' , I_{OS} , L_r' , M , la résistance statorique R_s est déterminée par des essais en courant continu, [35, 36].

i. Essai à vide

La machine à vide est alimentée à tension nominale et son rotor est en court-circuit. Dans ce cas, on considère $g \cong 0$ ce qui entraîne un courant rotorique presque nul, [32].

La méthode des deux wattmètres permet de déterminer les puissances active P_0 et réactive Q_0 à partir desquelles on calcule la résistance R_{eq0} et la réactance X_{eq0} équivalentes par phase comme suit:

$$D'une\ part \quad \begin{cases} R_{eq0} = P_0 \cdot \frac{V_0^2}{P_0^2 + Q_0^2} \\ X_{eq0} = Q_0 \cdot \frac{V_0^2}{P_0^2 + Q_0^2} \end{cases} \quad (2-119)$$

$$Et\ d'autre\ part \quad \begin{cases} R_{eq0} = R_s + R_{fe} \frac{(M\omega)^2}{R_{fe}^2 + (M\omega)^2} \\ X_{eq0} = l_{\sigma s} \omega + M\omega \frac{R_{fe}^2}{R_{fe}^2 + (M\omega)^2} \end{cases} \quad (2-120)$$

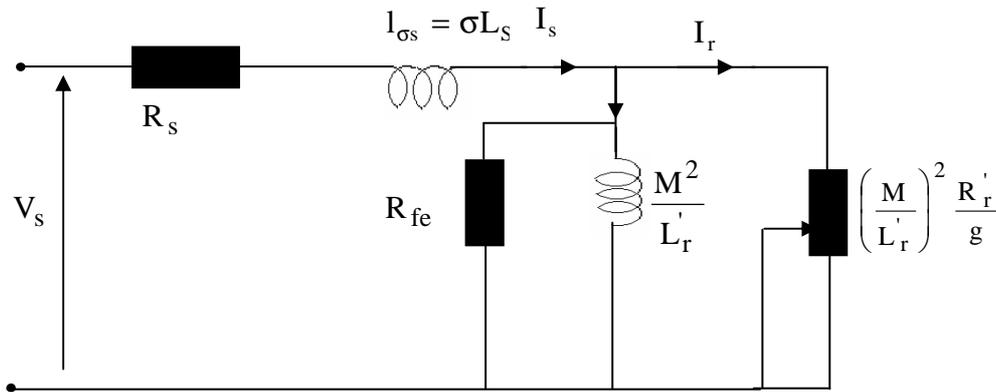


Figure 2.5 Schéma équivalent à fuites ramenées au stator

ii. Essai à rotor bloqué

La modification brutale de l'état magnétique dans la machine (de la marche à vide au court-circuit) n'est pas de nature à être compatible avec le modèle mathématique linéaire considéré, cet essai se fait alors à tension réduite.

A l'arrêt $g = 1$, aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine qu'on détermine de la même manière que précédemment en posant :

$$\begin{cases} R_{eqcc} = P_{cc} \cdot \frac{V_n^2}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} \\ X_{eqcc} = Q_{cc} \cdot \frac{V_n^2}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} \end{cases} \quad (2-121)$$

Et sachant que:

$$R_f = \frac{R_{fe} \cdot R'_r}{R_{fe} + R'_r} \quad (2-122)$$

On a

$$\begin{cases} R_{eqcc} = R_s + R_f \frac{(M\omega)^2}{R_f^2 + (M\omega)^2} \\ X_{eqcc} = l_{\sigma s} \omega + M\omega \frac{R_f^2}{R_f^2 + (M\omega)^2} \end{cases} \quad (2-123)$$

Les équations précédentes permettent d'avoir quatre équations à cinq inconnues, il est alors nécessaire de définir une égalité supplémentaire (approximation) pour pouvoir résoudre le système d'équations. Dans cette méthode on néglige les fuites rotoriques alors on peut écrire, [39, 40].

$$L'_r = M \quad (2-124)$$

L'inductance cyclique statorique est donc définie par.

$$L_s = l_{\sigma s} + M \quad (2-125)$$

iii. Résultats d'identification par la méthode des essais classiques

Suivant les moyens existant au niveau de notre laboratoire on a effectué :

a) Mesure de résistance

La mesure de la résistance R_s est effectuée par la méthode voltmètre- ampérométrique. La machine à chaud étant alimentée en courant continu et après plusieurs relevées la valeur de la résistance obtenue est portée dans le **Tableau. 2.5**.

b) Essai à vide

Alimentée sous sa tension et sa fréquence nominales, la machine tournant à vide, on mesure la puissance et le courant qu'elle absorbe.

Tableau 2.3 Essai à vide

Tension à vide	V_0	V	220
Courant à vide	I_0	A	3.6
Déphasage	φ_0	Degré	84
Puissance à vide	P_0	W	248

c) Essai a rotor calé

Le moteur étant immobilisé, on lui applique une tension réduite V_{ccx} pour qu'il n'absorbe qu'un courant I_{cc} égal au courant primaire nominal. A glissement donné $g=1$, le moteur est équivalent à une impédance bien déterminée ; Cet essai est effectué pour plusieurs positions du rotor par rapport au stator, car la position relative des encoches des deux armatures peut modifier largement les grandeurs mesurées. On calcule alors la valeur moyenne de ces mesures.

On ramène le courant et la puissance aux valeurs I_{ccn} et P_{ccn} qu'ils auraient sous la tension nominale V_n par :

$$\begin{cases} I_{ccn} = I_{cc} \cdot \frac{V_n}{V_{ccx}} \\ P_{ccn} = P_{cc} \cdot \left(\frac{V_n}{V_{ccx}} \right)^2 \end{cases} \quad (2-126)$$

Tableau 2.4 Essai en court - circuit

Tension réduite	V_{ccx}	V	49.7
Courant réduit	I_{cc}	A	5.3
Déphasage	ϕ_{cc}	Degré	52.9
Puissance	P_{cc}	W	480

Nous considérons le schéma équivalent de la **Figure 2.5**, représenté par cinq paramètres électriques $L'_r = M, L_s, R_s, R'_r, R_{fe}$.

Le développement d'un programme sous environnement **MATLAB** permettant la résolution d'un système de quatre équations à quatre inconnues s'avère nécessaire. Ce dernier est constitué d'une première partie qui sert à introduire les données, une autre pour effectuer les calculs nécessaires. Enfin la troisième partie permet d'obtenir les résultats d'identification, [32].

L'exécution du programme d'identification donne les résultats du **Tableau 2.5** :

Tableau 2.5 Résultats de l'identification par la méthode des essais classiques

L'_r (H)	L_s (H)	M (H)	R'_r (Ω)	$l_{\sigma s}$ (H)	σ	R_s (Ω)
0.1704	0.1940	0.1704	2.1647	0.0232	0.1213	3.5

Les paramètres électriques ainsi obtenus sont ensuite utilisés pour la détermination des caractéristiques du schéma équivalent:

$$R_{f1} = \frac{(R_{fe} \cdot R_r')}{(g \cdot R_{fe} + R_r')} \quad (2-127)$$

$$\begin{cases} R_{equi} = R_s + \left[\frac{(R_{f1} \cdot X_r^2)}{R_{f1}^2 + X_r^2} \right] \\ X_{equi} = X_f + \left[\frac{(R_{f1}^2 \cdot X_r)}{R_{f1}^2 + X_r^2} \right] \end{cases} \quad (2-128)$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{X_{equi}}{R_{equi}}\right) \quad (2-129)$$

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_n}{Z_{equi}}; P_{abs} = P_1 = V_n \cdot I_1 \cdot \cos(\theta); P_{em} = P_{abs} - P_{fer} - R_s \cdot (I_1^2) \\ P_{tr} = \sqrt{\text{real}(P_{em})^2 + \text{imag}(P_{em})^2}; P_u = P_{tr} \cdot (1-g) - \frac{P_{mecT}}{3} \cdot (g-1) \end{cases} \quad (2-130)$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_1}; C_e = \frac{(P_{tr} \cdot 60)}{(2 \cdot \pi \cdot n_s)}; n_r = n_s \cdot (1-g); C_m = \frac{(P_u \cdot 60)}{(2 \cdot \pi \cdot n_r)} \quad (2-131)$$

Avec g variant entre 0 et 1

Pour vérifier les points plaque on procède comme suit :

Connaissant le schéma équivalent de la **Figure 2.5**, on calcule le glissement nominal. Puis on applique directement les expressions (2-130), (2-131).

$$E = V_n - (R_s + jX_f) \cdot I_n; X_m = M \cdot \omega$$

$$Z_{fe} = \frac{R_{fe} \cdot jX_m}{R_{fe} + jX_m}; t = I_{nn} - E / I_{nn} = I_n \cdot Z_{fe}; Z_c = \frac{Z_{fe} \cdot E}{t} \Leftrightarrow g_n = \frac{R_r'}{\text{real}(Z_c)} \quad (2-132)$$

2.2.3 Exploitation des résultats

Pour évaluer la méthode d'identification des paramètres de la machine étudiée, certains critères de performance ont été définis tels que; la complexité, la limitation. Dans notre cas on tracera les différentes caractéristiques de la machine pour tirer une conclusion sur l'ensemble des paramètres identifiés. Les **Figures 2.6** à **2.10** donnent les différentes caractéristiques de la machine.

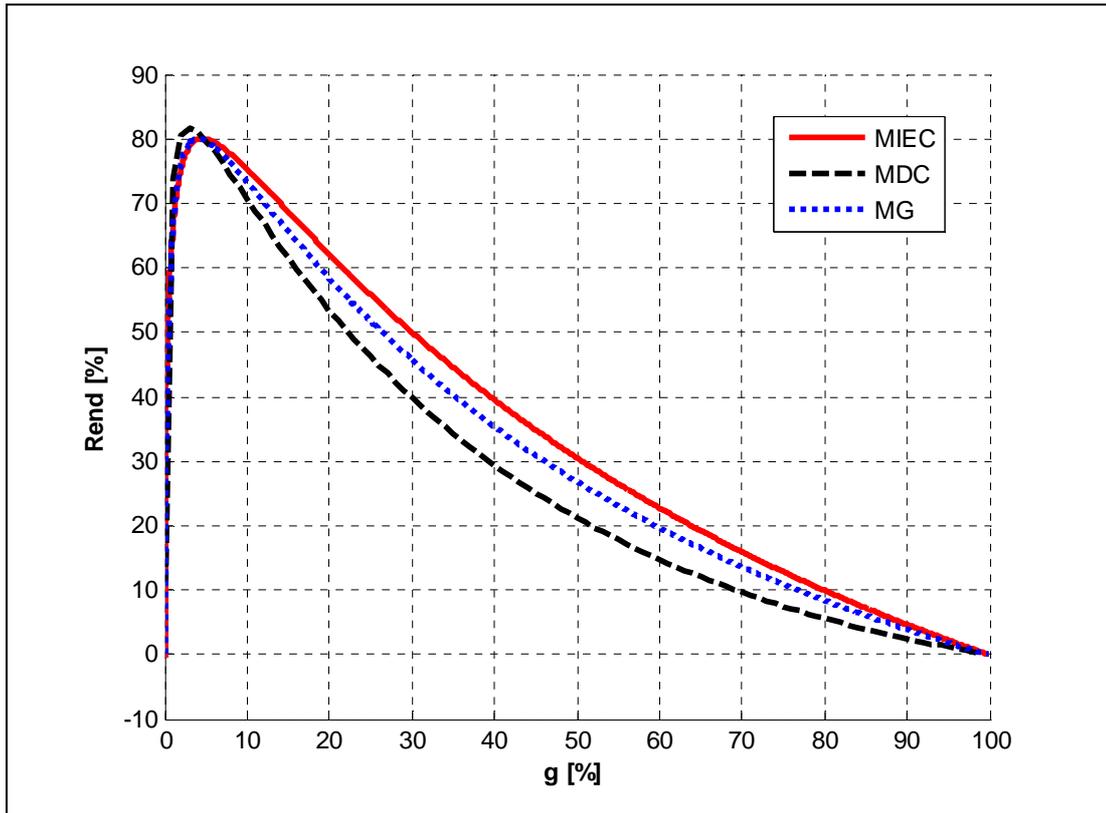


Figure 2.6 Rendement en fonction du glissement $\eta = f(g)$

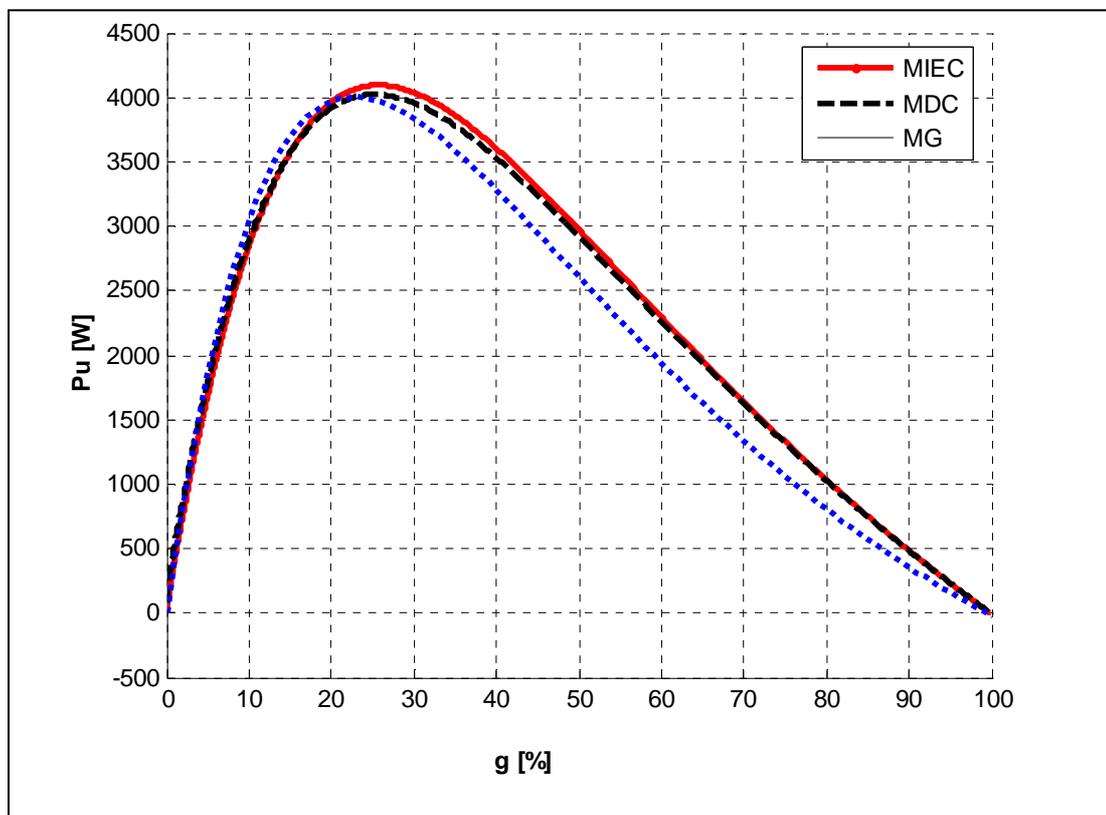


Figure 2.7 Puissance utile en fonction du glissement $P_u = f(g)$

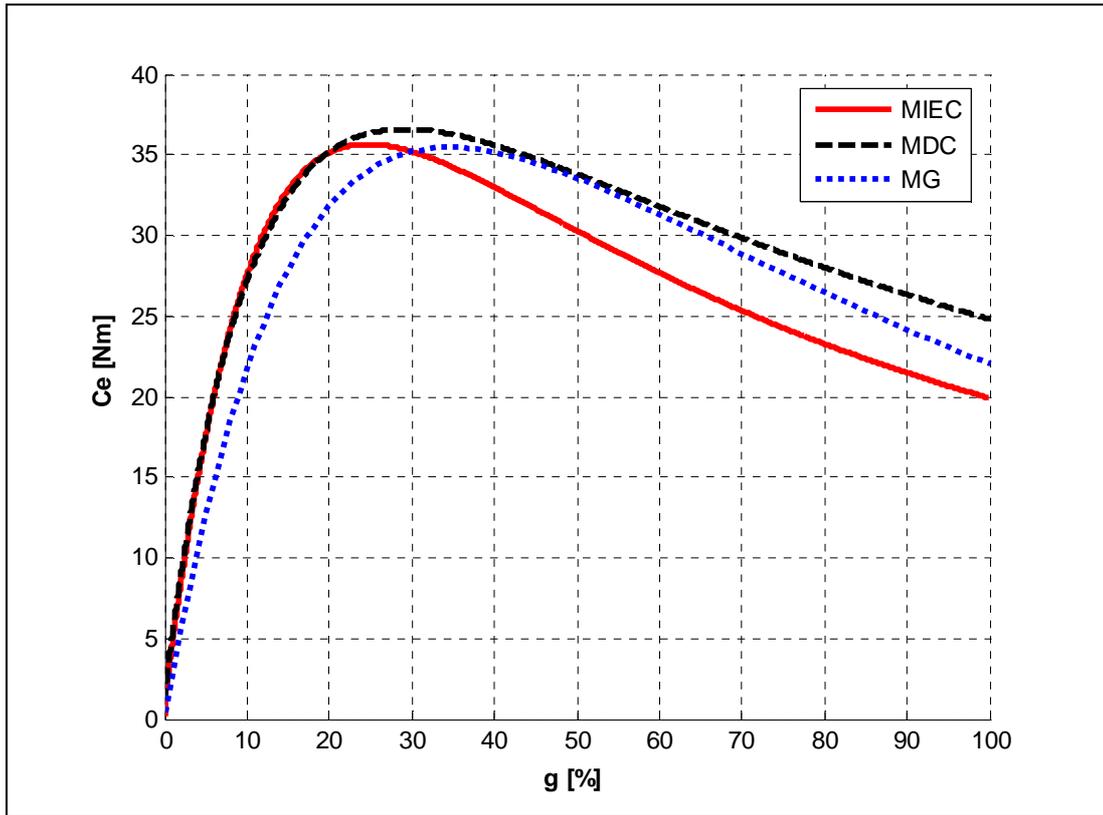


Figure 2.8 Couple électromagnétique en fonction du glissement $C_e = f(g)$

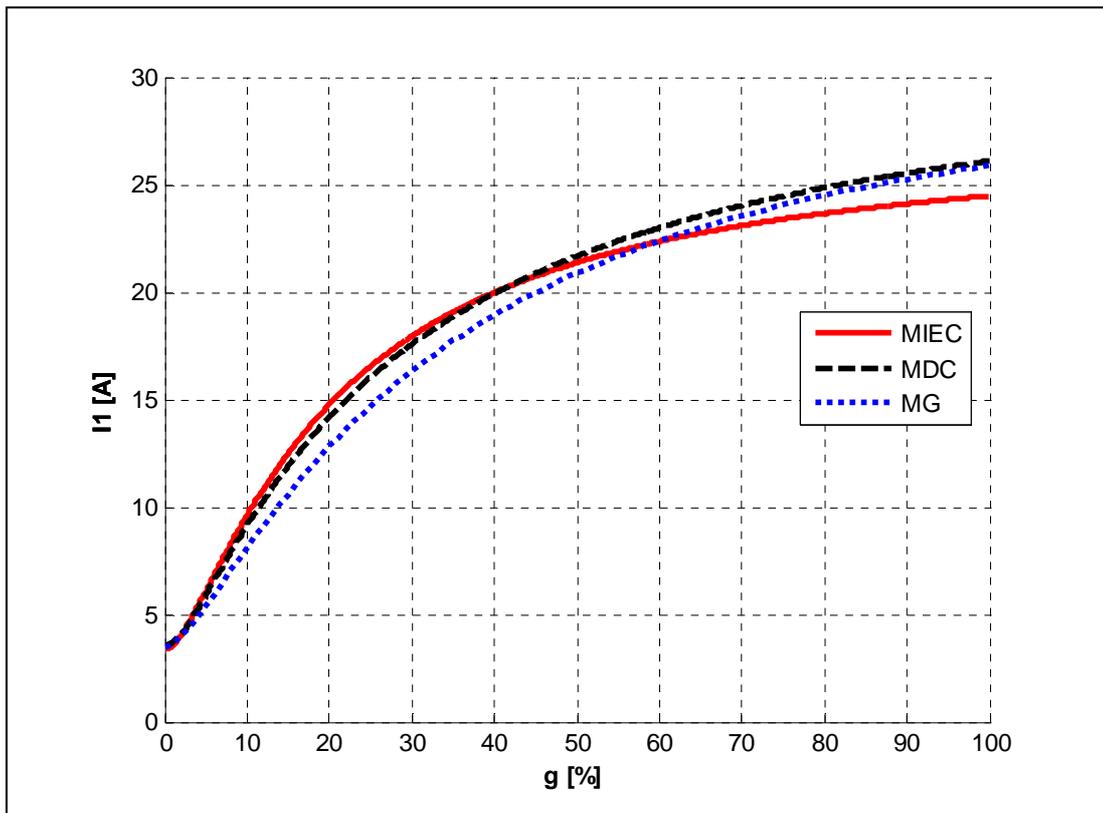


Figure 2.9 Courant statorique en fonction du glissement $I_1 = f(g)$

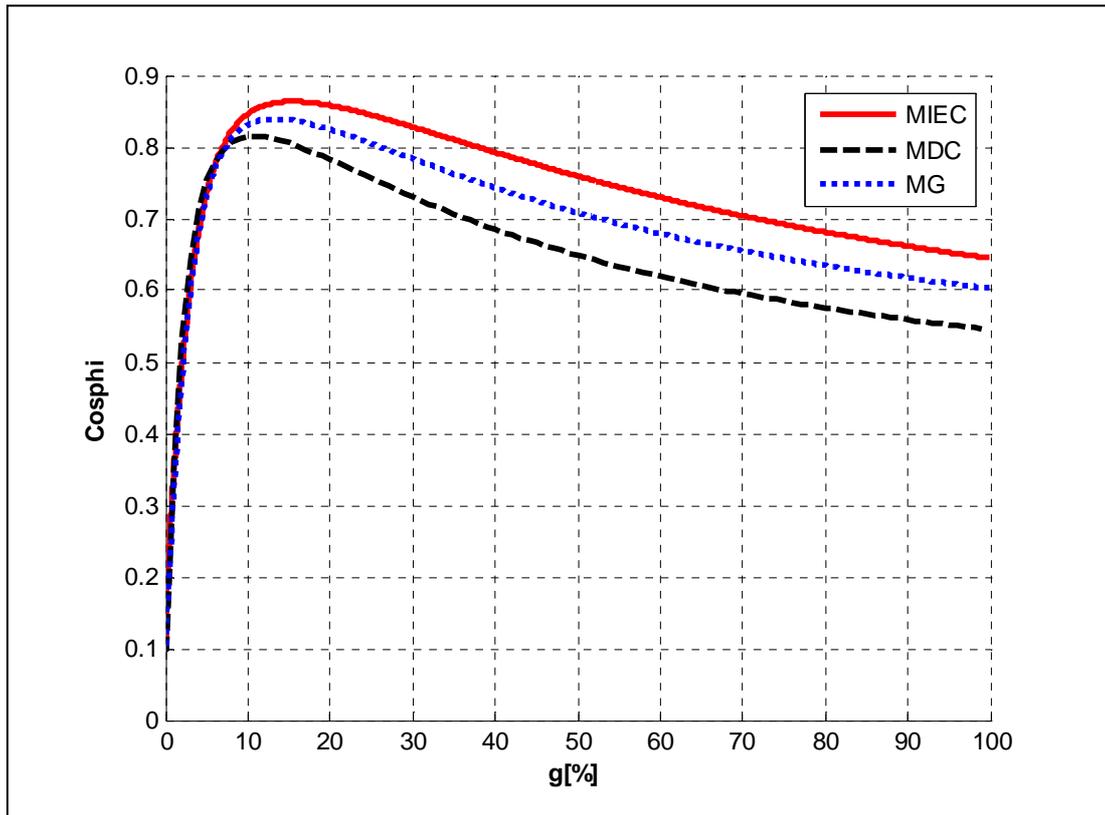


Figure 2.10 Facteur de puissance en fonction du glissement $\text{Cos}\phi = f(g)$

2.2.4 Interprétation des caractéristiques

a) Caractéristique $\eta = f(g)$

Pour les trois méthodes, le rendement croît rapidement avec le glissement et prend une valeur proche de celle du rendement nominal. On remarque que le rendement obtenu par la méthode géométrique est très proche de celui obtenu par la méthode des essais classiques, puis toutes les courbes convergentes vers zéro avec une certaine proportionnalité.

b) Caractéristique $P_u = f(g)$

Pour toutes les méthodes P_u , augmente d'abord à peu près linéairement en fonction g . Les différentes courbes se rapprochent les une des autres avec un écart relativement faible. Cet écart diminue de plus en plus jusqu'à ce qu'il s'annule à l'arrêt ($g = 1$).

c) Caractéristique $C_e = f(g)$

Les courbes partent d'une valeur nulle puis augmentent progressivement, au fur et à mesure avec g . La méthode géométrique est toujours relativement proche de la méthode des essais classiques jusqu'à $g = 20\%$, au delà toutes les méthodes convergent..

d) Caractéristique $I_1 = f(g)$

Le courant part d'une valeur faible (courant à vide) pour les trois méthodes, puis augmente au fur et à mesure que le glissement augmente avec un certain écart pour les différentes méthodes. Cet écart est faible entre la méthode des essais classiques et la méthode géométrique.

e) Caractéristique $\cos\phi = f(g)$

Les résultats du facteur de puissance obtenus par la méthode géométrique et la méthode des essais classiques sont très proches de ceux du diagramme de cercle. Pour les différentes méthodes, le facteur de puissance démarre d'une valeur faible $\cos\phi_0$, il est donc surtout réactif. C'est essentiellement le courant magnétisant du stator.

2.2.5 Tableau de résultats

Les résultats obtenus par les trois méthodes sont présentés dans le **Tableau 2.6**.

Tableau 2.6 Tableau comparatif

Paramètres (Unités)	Méthodes	MG	MIEC	MDC
Glissement nominal g_n		0.04949	0.0471	0.04125
Puissance utile P_{un} (W)		1902.18	2002.29	1857.78
Rendement nominal $rend_n$		0.8166	0.797	0.7979
Vitesse rotorique n_m (trs/min)		1425.75	1429.3	1438.12
Couple électromagnétique C_{en} (N.m)		14.403	13.5108	12.465
Couple de démarrage C_{dema} (N.m)		22.06	19.94	24.84
Couple électromagnétique maximal $C_{e_{max}}$ (N.m)		35.45	35.65	36.6
Courant de court-circuit I_{lcc} (A)		25.9	24.46	26.1
Rapport du couple maximal au couple nominal K_c		2.46	2.63	2.93
Rapport du couple de démarrage au couple nominal K_d		1.51	1.47	1.99
Rapport du couple maximal au couple de démarrage $K_{max d}$		1.60	1.877	1.473

2.2.6 Analyse dynamique des résultats d'identification et de la conception

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

La simulation permettra d'étudier l'influence de chaque paramètre et de calculer les grandeurs qui ne sont pas directement accessibles à la mesure (i.e. les courants rotoriques dans le cas de la cage).

Utilisant les résultats des **Tableau 2.2** et **2.6**, on va vérifier par utilisation des blocs Simulink et PSB (Power System Block) du logiciel **MATLAB** de la **Figure 2.11**; les paramètres obtenus par la méthode d'identification géométrique et par les essais classiques tel que : le couple de démarrage, le couple maximal, le courant maximal et le couple nominal (charge nominale), [34, 35, 36]. Les **Figures 4.2** à **4.14** représentent des variations du courant statorique et rotorique $I_l = f(t)$, $I_r = f(t)$, la vitesse $\omega_r = f(t)$ et encore le couple électromagnétique $C_e = f(t)$ pour les différents tests.

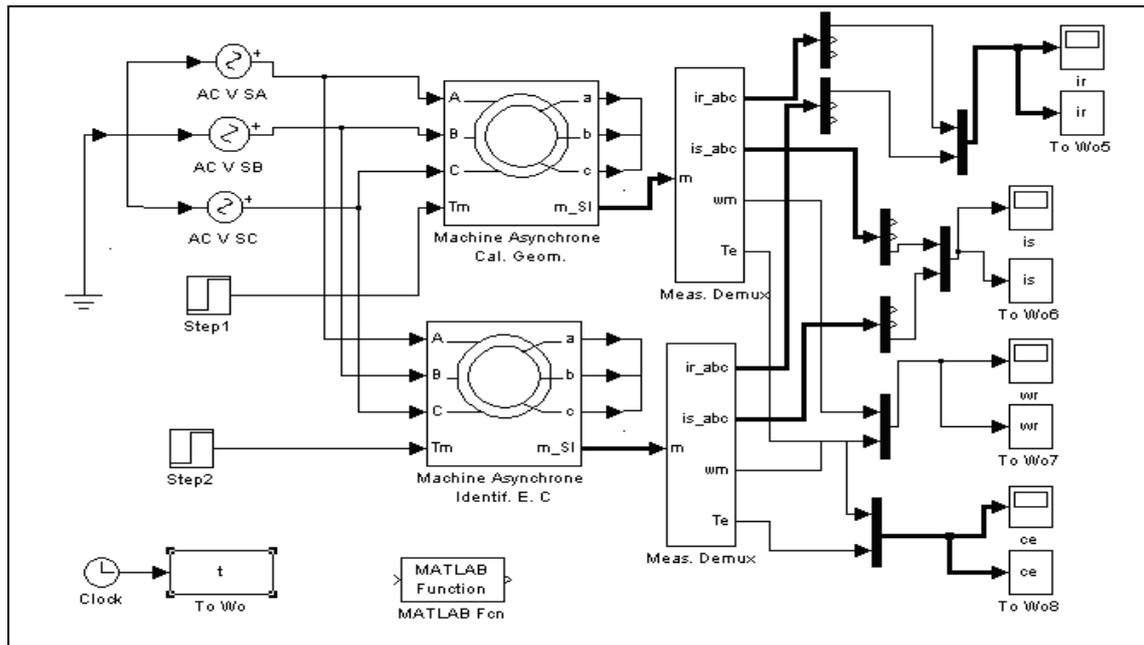
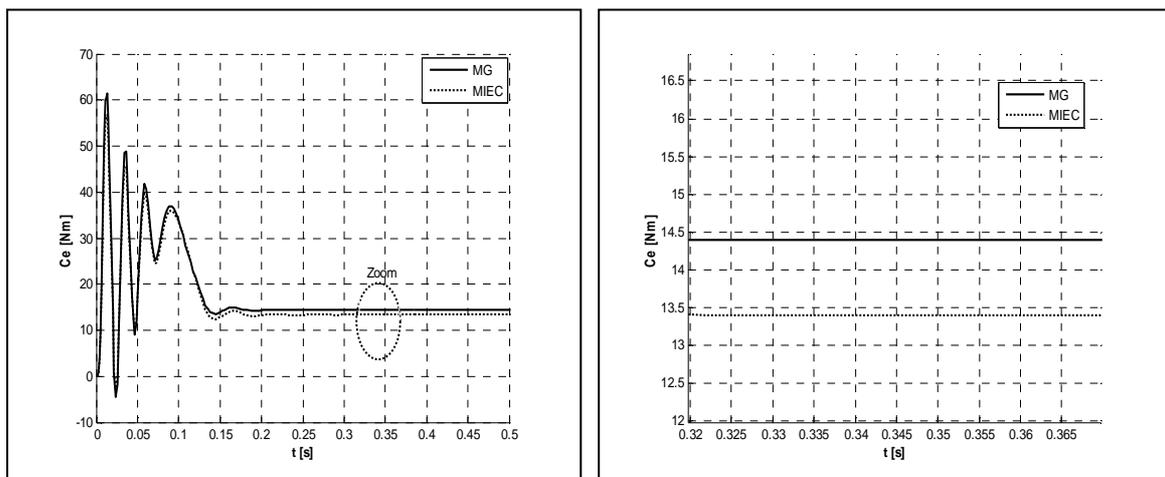


Figure 2.11 Schéma bloc global du banc d'essai par simulation

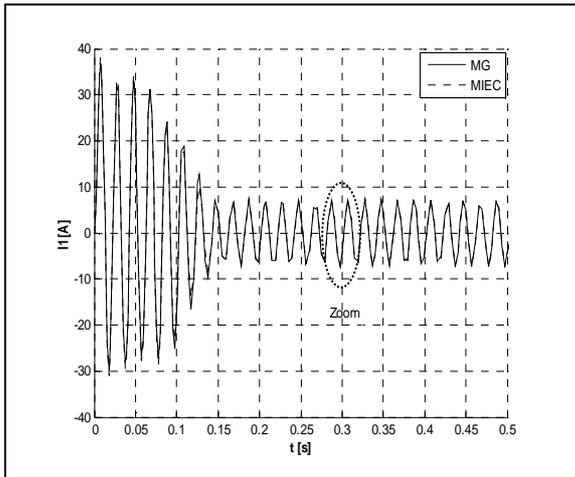
i. Test sur le couple nominal



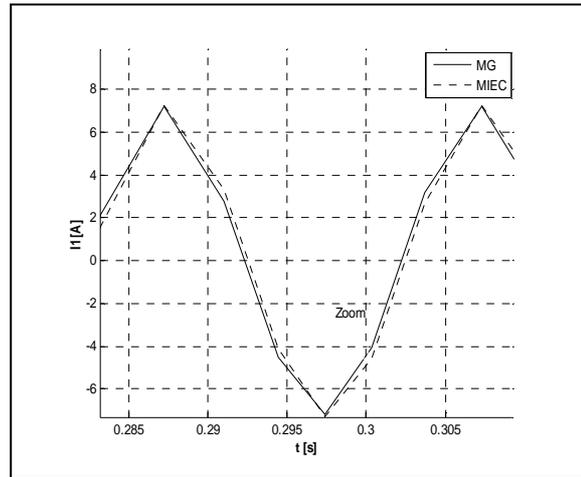
a) Couple électromagnétique en fonction du temps $C_e = f(t)$

b) Zoom $C_e = f(t)$

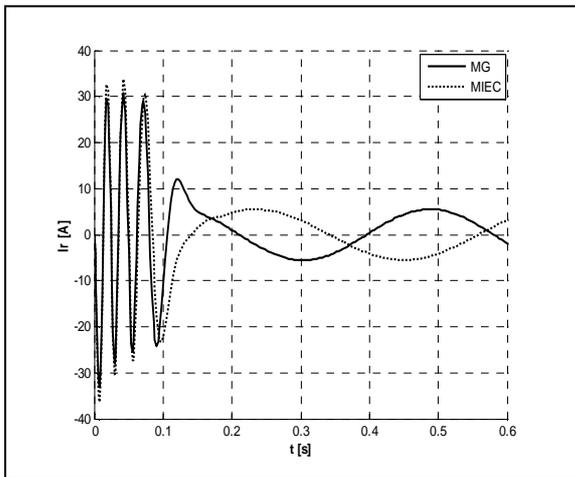
Figure 2.12a Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal



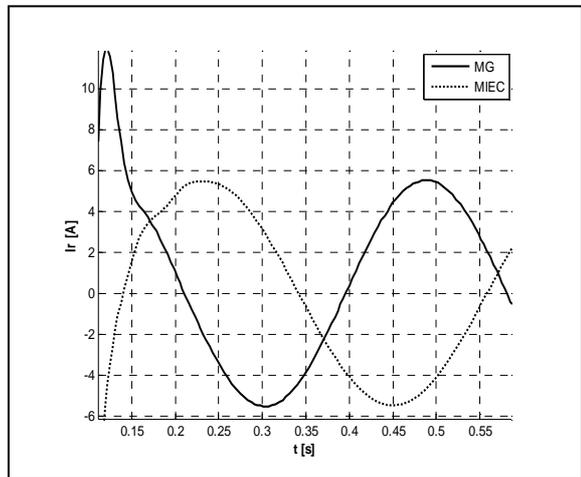
e) Courant statorique en fonction du temps $I_1 = f(t)$



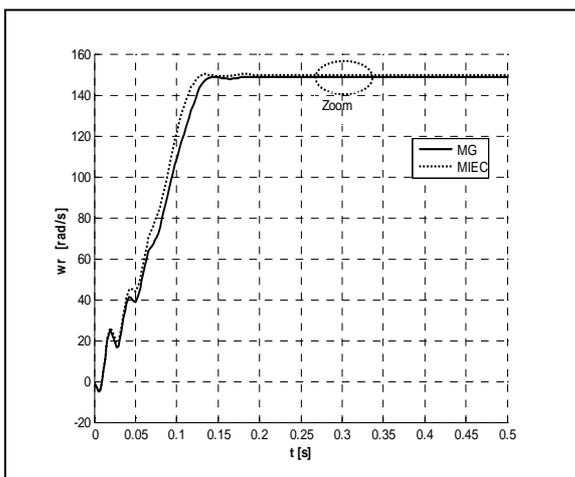
d) Zoom $I_1 = f(t)$



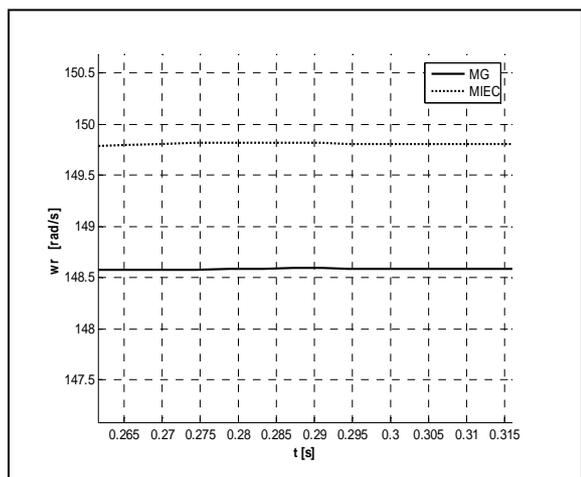
e) Courant rotorique en fonction du temps $I_r = f(t)$



f) Zoom $I_r = f(t)$



g) Vitesse rotorique en fonction du temps $\omega_r = f(t)$

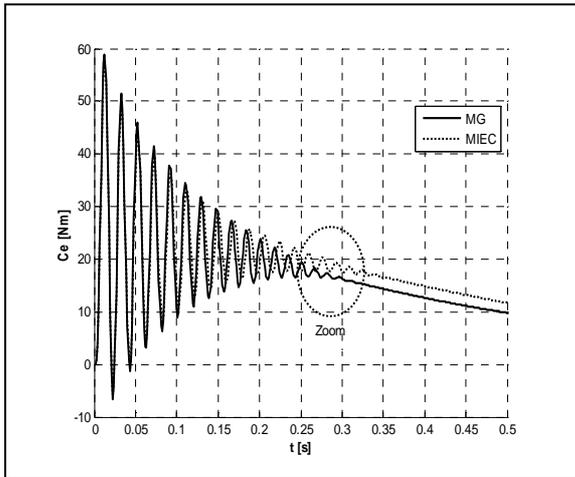


h) Zoom $\omega_r = f(t)$

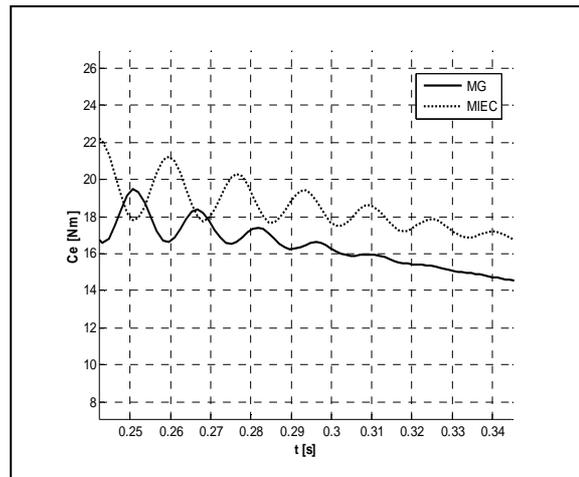
Figure 2.12b Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple nominal

ii. Test sur le couple de démarrage

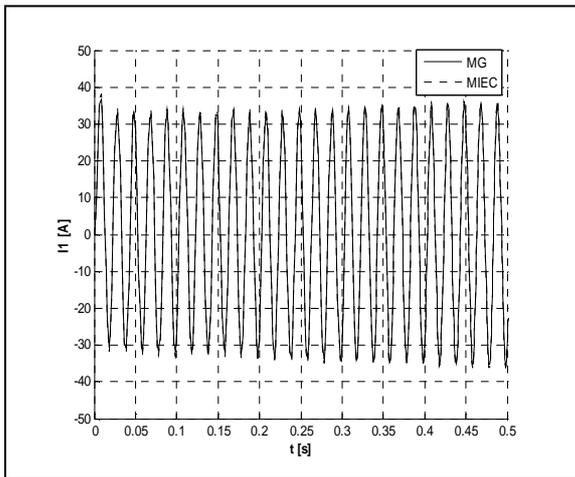
On augmentant le couple de démarrage C_d pour déduire le couple de décrochage.



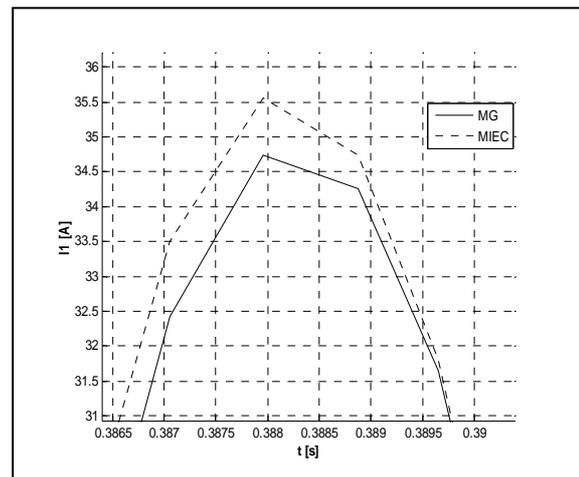
a) Couple électromagnétique en fonction du temps $C_e = f(t)$



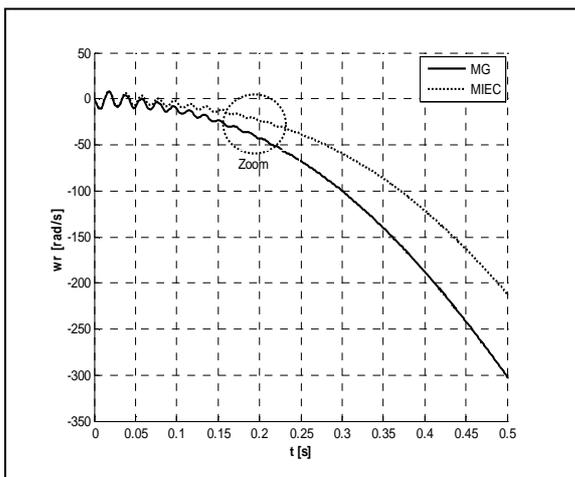
b) Zoom $C_e = f(t)$



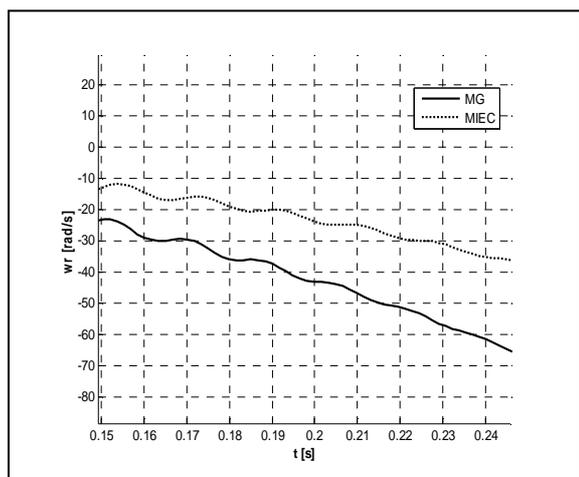
c) Courant statorique en fonction du temps $I_1 = f(t)$



d) Zoom $I_1 = f(t)$



e) Vitesse rotorique en fonction du temps $\omega_r = f(t)$

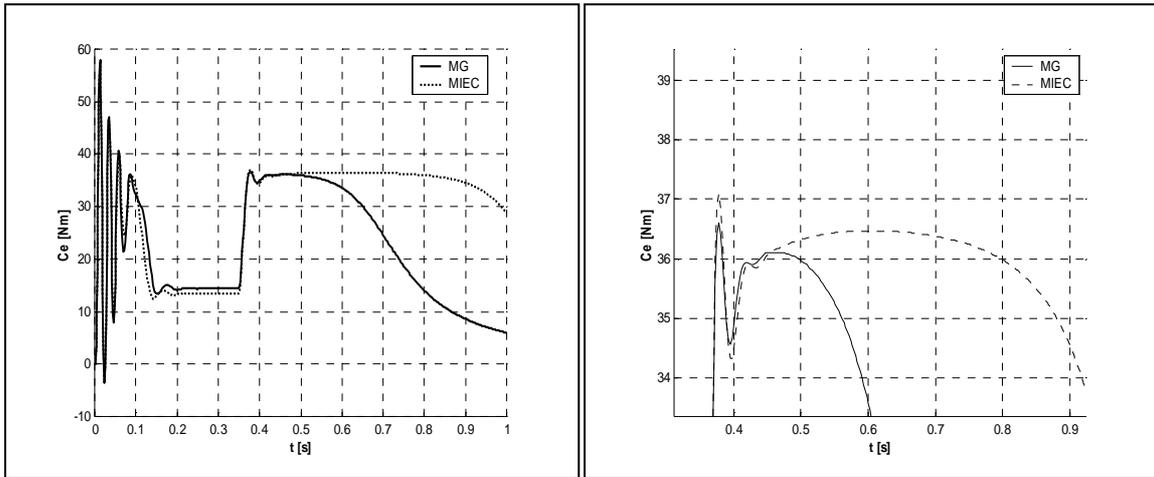


f) Zoom $\omega_r = f(t)$

Figure 2.13 Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple de démarrage

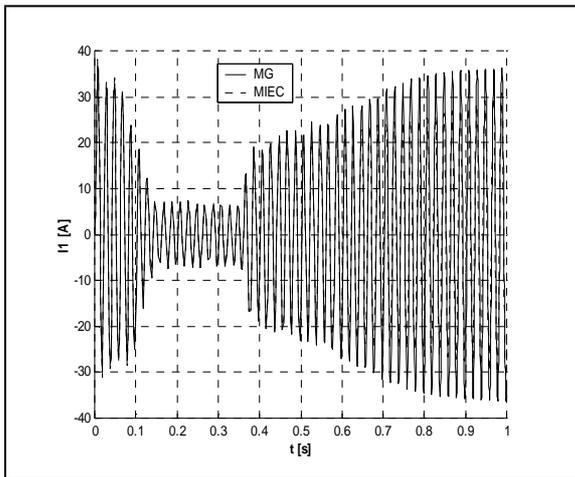
iii. Test pour le couple maximal

A $t=0.35s$ on appliquera à la machine un couple maximal

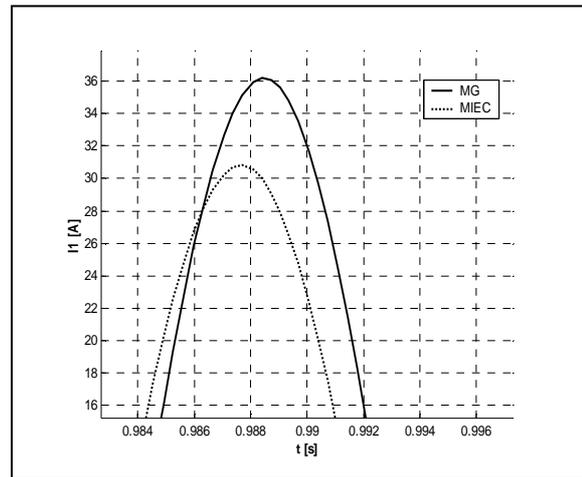


a) Couple électromagnétique en fonction du temps $C_e = f(t)$

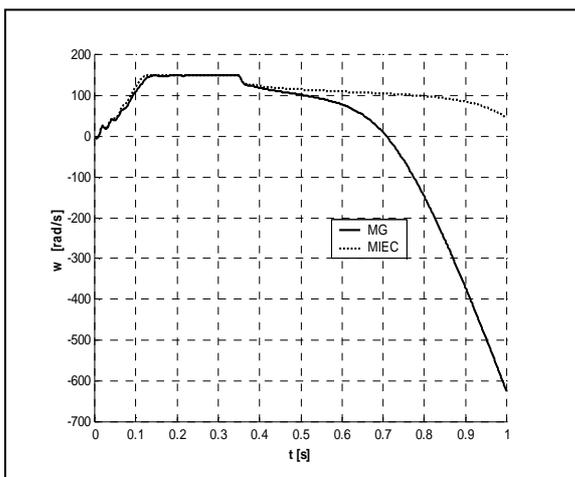
b) Zoom $C_e = f(t)$



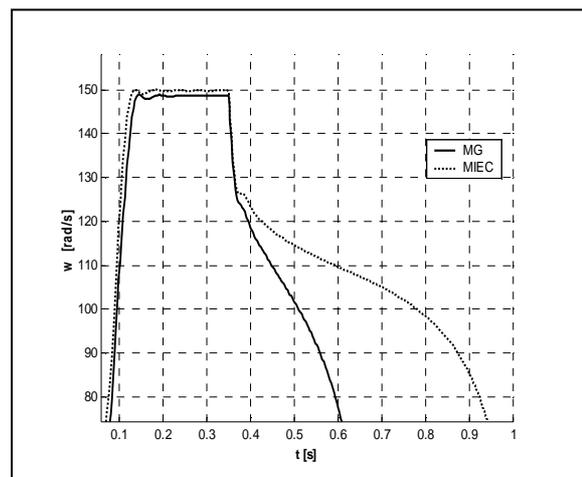
c) Courant statorique en fonction du temps $I_1 = f(t)$



d) Zoom $I_1 = f(t)$



e) Vitesse rotorique en fonction du temps $\omega_r = f(t)$



f) Zoom $\omega_r = f(t)$

Figure 2.14 Résultats de la simulation de la machine pour le test sur le couple maximal

2.2.7 Analyse des résultats

D'après les résultats des deux méthodes d'identification de la machine étudiée, on remarque que :

Les deux méthodes donnent des résultats semblables, à l'exception de l'inductance de fuite rotorique, nulle par hypothèse.

Pour la résistance statorique, la méthode géométrique donne une valeur de $R_s = 3.168 \Omega$ inférieure à celle donnée par l'autre méthode. La différence est justifiée par l'effet de la température, au cours des essais. Alors que la résistance rotorique ramenée au stator R_r' , est pratiquement la même pour les deux méthodes.

La simulation de la machine alimentée par une source de tension alternative à la fréquence du réseau nous permet de comparer les résultats obtenus à ceux de l'essai statique. Ce qui nous a mené à regrouper les résultats concernant les deux méthodes (statiques et dynamiques) dans le **Tableau 2.7**.

Pour chaque paramètre calculé la première colonne représente l'essai statique (E.S) tandis que la deuxième représente l'essai dynamique (E.D).

Tableau 2.7 Tableau récapitulatif des résultats

Méthodes	M. E. Classiques		M. Géométrique		Ecart	
	(E.S)	(E.D)	(E.S)	(E.D)	Eca.ES	Eca. ED
I_{In}	5.3	5.144	5.208	5.052	0.09.20	0.09.20
g_n	0.0471	0.05	0.04949	0.05115	-0.0024	-0.0011
n_m (tr/min)	1429.3	1430.48	1425.75	1420.38	3.5500	10.1000
C_{en} (Nm)	13.5108	13.377	14.403	14.355	-0.8922	-0.9780
C_{dema} (Nm)	19.94	24	22.06	25	-2.12	-1
$C_{e max}$ (Nm)	35.65	37	35.45	38	0.2	-1
I_{Icc} (A)	24.46	27.018	25.9	27.039	-1.44	-0.0210
K_c	2.63	2.7659	2.46	2.64718	0.17	0.1187
K_d	1.47	1.7941	1.51	1.7415	0.04	0.0526
$K_{max d}$	1.877	1.5416	1.60	1.52	0.2	0.0216

L'analyse des résultats obtenus par l'essai statique et les comparés avec ceux déduits par simulation, montre que dans l'ensemble les résultats sont satisfaisants, ceci ne remet pas en cause la validité des paramètres.

Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude et la réalisation du dossier technique d'un moteur asynchrone à flux radial. Cette approche est appliquée sur une machine expérimentale et validée par une méthode d'identification paramétrique dite méthode des essais classiques qui est basée sur la résolution d'un système de quatre équations et cinq inconnus par les méthodes itératives.

En effet, pour montrer que les essais classiques pour l'identification des paramètres de la machine à induction faits en régimes permanents ne suffisent pas pour déterminer de la manière la plus proche possible le modèle réel de cette machine, une analyse dynamique des résultats trouvées est faite.

Dans le prochain chapitre on donnera une application des méthodes pour l'évaluation ainsi que l'amélioration du rendement des MAS.

Chapitre Trois

**Approches d'Amélioration
du Rendement des MAS**

Introduction

Pendant les dernières décennies, la tendance sur la conception de moteur a été principalement concentrée sur la réduction de la densité de puissance et du coût. En même temps, le prix de l'électricité commence à augmenter rapidement ce qui a incité les fabricants de moteurs à proposer une nouvelle génération de moteurs à induction haut rendement (MI-HR) pour une gamme très variée de puissance.

De nos jours, les consommateurs sont plus avertis et intéressés sur les économies d'énergie avec un coût de fonctionnement inférieur, traduisant ainsi le besoin des moteurs à haut rendement, [1, 3].

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

- a) Elaboration d'un choix approprié du classement par taille de moteur, ou en actionnant le moteur d'une manière efficace ;*
- b) Action sur la conception de moteur, qui signifie l'augmentation du volume des matériaux actifs (fer et cuivre), utilisant de plus longues machines afin de garder la même conception des dents, choisissant une densité de courant inférieure et un facteur de remplissage plus élevé, choix de nouveaux matériaux avec de meilleures propriétés magnétiques (faibles pertes dans le fer), type et choix de l'enroulement (facteur de bobinage, facteur de distribution et facteur de raccourcissement), [4].*

Dans ce contexte on présentera dans ce chapitre, deux méthodes pour l'évaluation du rendement d'une MAS. La première est basée sur le schéma équivalent (M.C.E) donc l'identification paramétrique, alors que la seconde dite statistique (M.S) est basée sur l'analyse de l'influence de l'ensemble des pertes sur le rendement. Ces deux méthodes seront appliquées sur une machine expérimentale de 2.2 kW. Le choix de la méthode la plus appropriée se fera suivant plusieurs critères.

Enfin, on essaiera de montrer la contribution à l'amélioration du rendement des MAS produites en Algérie du type E.E-I Azazga (IEC 34-T2).

3.1 Méthode du circuit équivalent pour l'évaluation du rendement d'une MAS

3.1.1 Présentation de la méthode

Cette méthode consiste à évaluer le rendement d'une machine asynchrone, en se basant sur son schéma équivalent et un essai en charge. A cet effet, on a utilisé une machine expérimentale de 2.2kW de puissance au niveau de département d'électrotechnique à l'université de Batna afin de comparer l'approche théorique de conception et celle d'une machine existante au sein de notre laboratoire, [34].

3.1.2 Essais nécessaires

i. Essai en charge

La machine (MAS) est chargée par deux génératrices à courant continu (MCC), ces dernières débitent dans une charge résistive et le banc d'essai est donné sur la **Figure 3.1** :

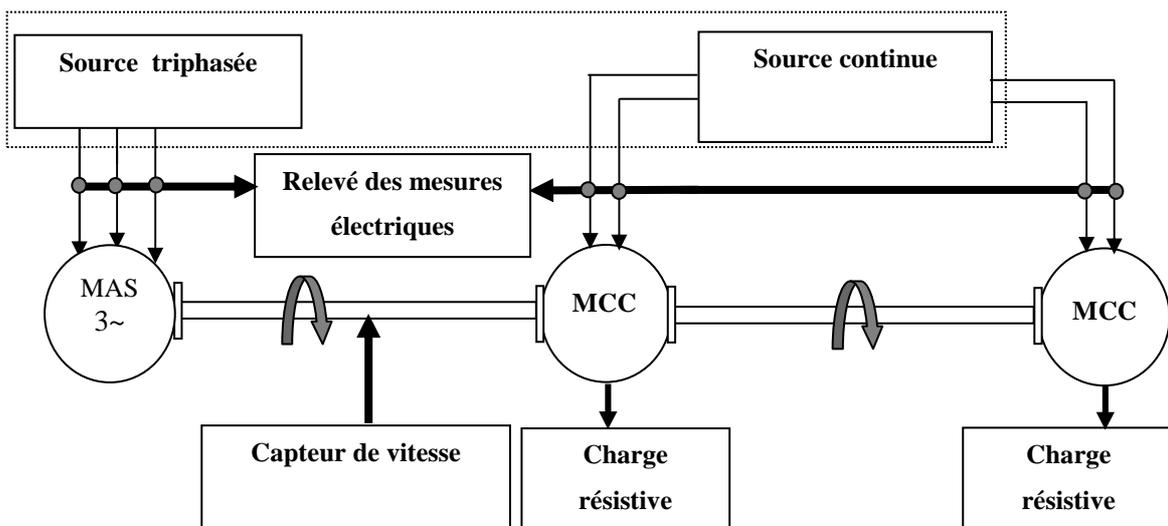


Figure 3.1 Schématisation du banc d'essai

Nous avons effectué l'essai sous tension nominale, et enregistré les valeurs portées sur les **Figures 3.2a -3.2b**:

ii. Séparation des pertes mécaniques

La mesure des pertes mécaniques est faite par la méthode de séparation des pertes. La machine asynchrone est tout d'abord couplée mécaniquement à une machine auxiliaire dont on mesure la puissance absorbée P_1 . Les deux machines sont ensuite découplées et on mesure la puissance P_2 , absorbée par la machine auxiliaire tournant à la même vitesse que

dans l'essai précédent, la différence des puissances absorbées correspond aux pertes mécaniques de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus sont donnés dans la **Figure 3.3** :

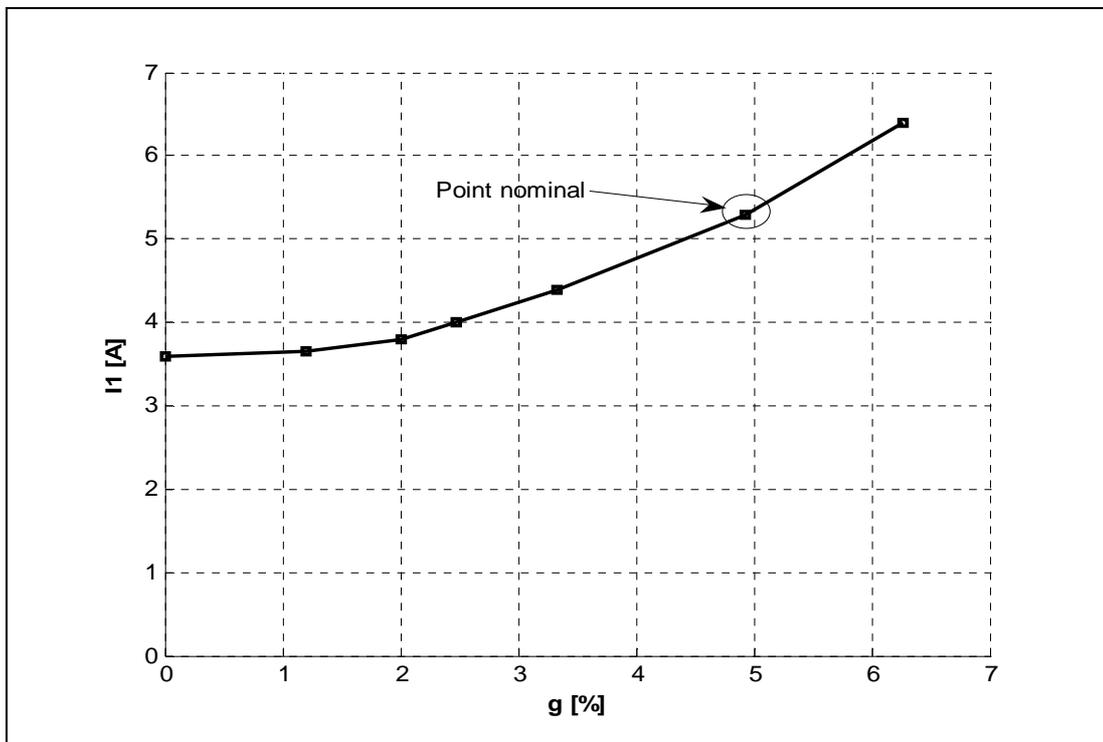


Figure 3.2a Courant statorique en fonction du glissement $I_1 = f(g)$
(Essai en charge ; $I_{1n} = 5.3A$, $g_n = 4.93\%$)

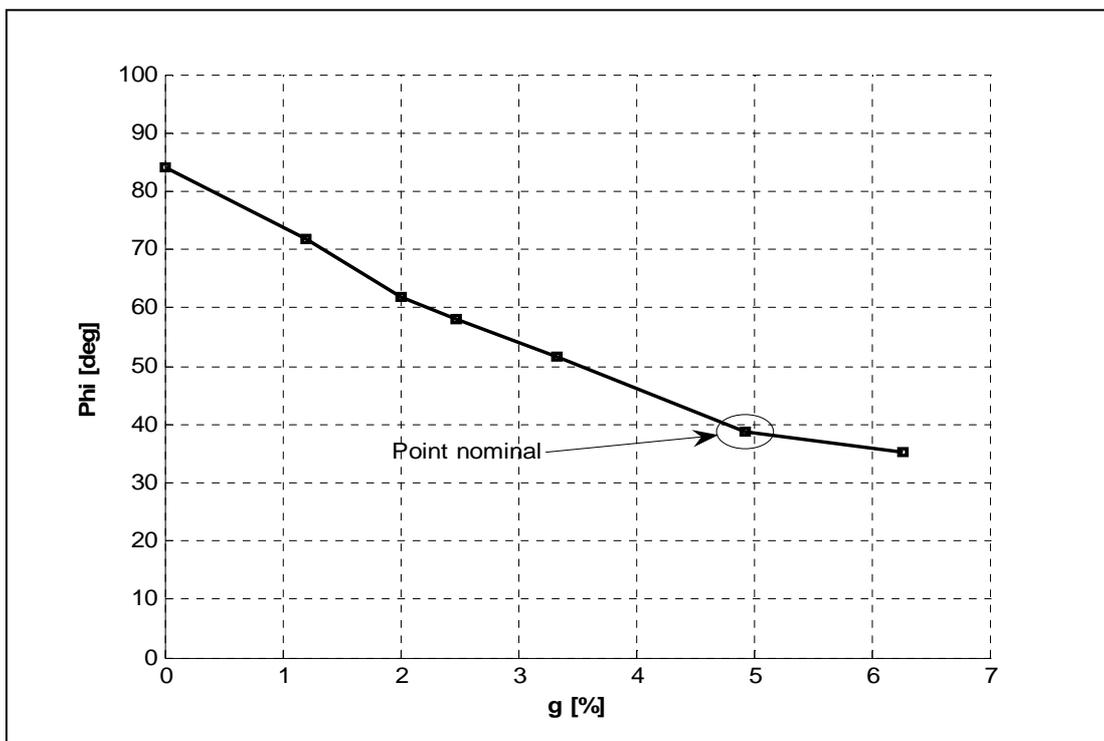


Figure 3.2b Angle de déphasage en fonction du glissement $\Phi = f(g)$
(Essai en charge ; $\Phi_{in} = 38.61^\circ$, $g_n = 4.93\%$)

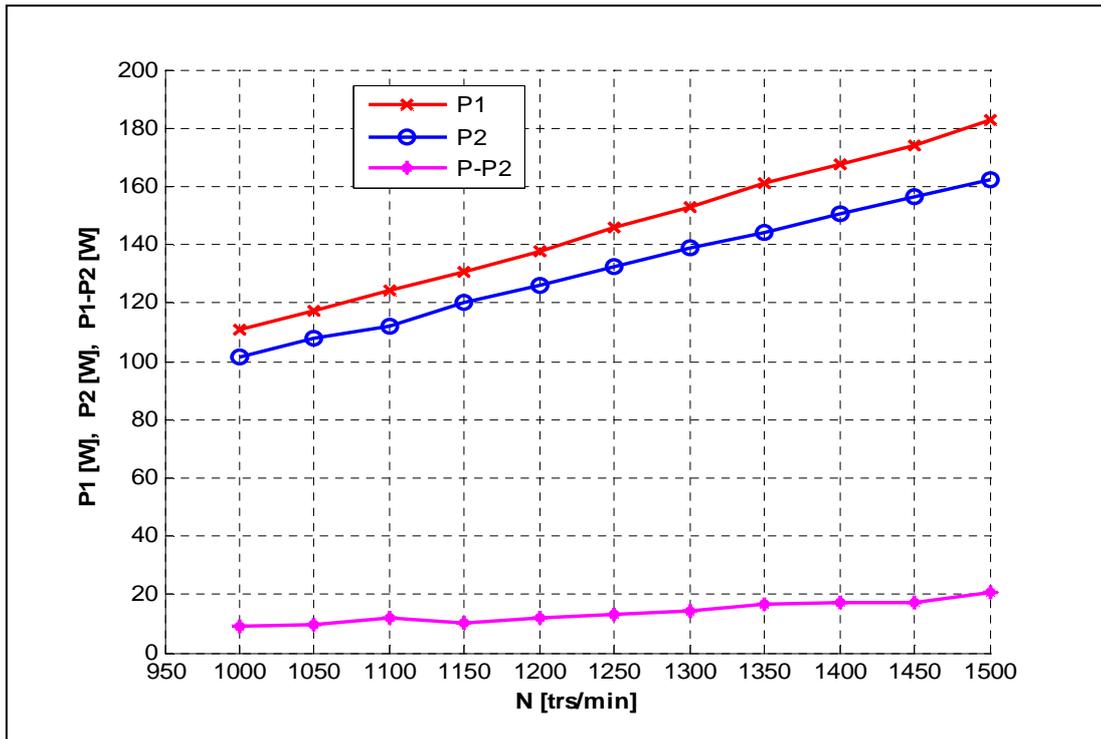


Figure 3.3 Pertes mécaniques de la MAS en fonction de la vitesse rotorique
 $P_1; P_2; P_1 - P_2 = f(N)$

Les pertes mécaniques sont alors:

$$P_{\text{mect}} = \frac{\sum_{i=1}^n P_{1i} - P_{2i}}{n} \quad (3-1)$$

Avec n est le nombre de relevés.

D'après les relevés expérimentaux de la **Figure 3.3** on développe un programme de détermination des pertes mécaniques pour chaque vitesse : cela nous donne $P_{\text{mec}} = 20\text{W}$.

Pour déterminer les paramètres du schéma équivalent, on utilise la méthode (**H-G**) :

3.1.3 Procédé d'identification de la machine par la méthode H-G

Dans cette méthode on a accès à la mesure des paramètres par le circuit primaire, en construisant pratiquement le diagramme circulaire des inductances, [32, 39].

Sachant que, l'impédance d'entrée d'une machine asynchrone dont le schéma équivalent

simplifié serait une mutuelle fermée sur une résistance $\frac{R_r'}{g}$.

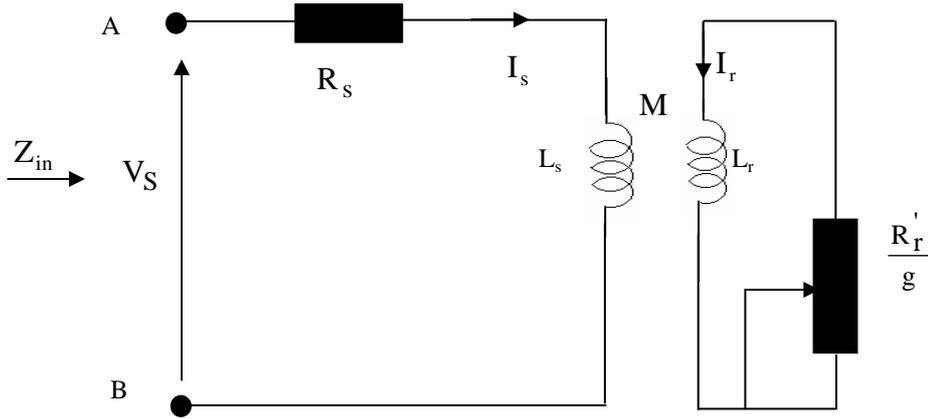


Figure 3.4 Schéma simplifié d'une M-AS

L'impédance Z_{in} , impédance d'entrée au dipôle (A, B), pour une tension et un courant donnés (V_s et I_s) peut être formulée par:

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + jL_s \omega I_s + jM \omega I_r \\ 0 = \left(\frac{R_r'}{g} \right) I_r + jL_r' \omega I_r + jM \omega I_s \end{cases} \quad (3-2)$$

La deuxième équation de (3-2) donne :

$$I_r = - \frac{jM \omega I_s}{\frac{R_r'}{g} + jL_r' \omega} \quad (3-3)$$

En substituant (3-3) dans la première équation de (3-2) on obtient :

$$\frac{V_s}{I_s} = R_s + \frac{M^2 \omega^2 \left(\frac{R_r'}{g} \right)}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (jL_r' \omega)^2} + j \left(L_s \omega - \frac{M^2 \omega^2 L_r' \omega}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (L_r' \omega)^2} \right) \quad (3-4)$$

On pose $g\omega = \omega_r$, alors:

$$Z_{in} = R_s + \frac{M^2 \omega_r \cdot \omega \cdot R_r'}{R_r'^2 + (L_r' \omega_r)^2} + j \left(L_s - \frac{M^2 \omega_r^2 L_r'}{R_r'^2 + (L_r' \omega_r)^2} \right) \cdot \omega \quad (3-5)$$

Que l'on peut mettre sous forme de : $Z_{in} = R_s + Z_0(\omega_r)$

Avec :

$$Z_0(\omega_r) = \frac{M^2 \omega_r \cdot \omega \cdot R_r'}{R_r'^2 + (L_r' \omega_r)^2} + j \left(L_s - \frac{M^2 \omega_r^2 L_r'}{R_r'^2 + (L_r' \omega_r)^2} \right) \cdot \omega \quad (3-6)$$

On pose alors:

$$\frac{Z_0(\omega_r)}{\omega} = G(\omega_r) + jH(\omega_r) = \xi(\omega_r) \quad (3-7)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} G(\omega_r) = \frac{M^2 R_r' \omega_r}{R_r'^2 + \omega_r^2 \cdot L_r'^2} \\ H(\omega_r) = L_s - \frac{M^2 L_r' \omega_r^2}{R_r'^2 + \omega_r^2 \cdot L_r'^2} \end{cases} \quad (3-8)$$

$G(\omega_r)$ et $H(\omega_r)$ sont des fonctions ayant la dimension d'une inductance, [32, 35].

Lorsque ω_r varie (g varie), $G(\omega_r)$ et $H(\omega_r)$ varient aussi mais restent orthogonales donc l'image de $\xi(\omega_r)$ décrit dans le plan complexe un cercle.

Ainsi pour ($g = 0$, $\omega_r = 0$), point de synchronisme (**Figure 3.6**) on a : $L_s = H_{\max}$

De même on a :

$$\frac{dG(\omega_r)}{d\omega_r} = M^2 R_r' \frac{d(\omega_r)}{d\omega_r} \cdot \frac{1}{R_r'^2 + L_r'^2 \omega_r^2} = 0 \quad (3-9)$$

Soit :

$$\frac{1}{M^2 R_r'^2} \cdot \frac{dG(\omega_r)}{d\omega_r} = \frac{R_r'^2 - L_r'^2 \omega_r^2}{(R_r'^2 + L_r'^2 \omega_r^2)^2} = 0 \quad (3-10)$$

Alors :

$$L_r'^2 \omega_r^2 = R_r'^2 \quad (3-11)$$

Donc :

$$\omega_{r \max} = \frac{R_r'}{L_r'}; \quad G_{\max} = \frac{G(\omega_r)}{\omega_{r \max}} = \frac{M^2}{2L_r'} \quad (3-12)$$

Les paramètres de la machine peuvent être calculés à partir des points particuliers du cercle de la **Figure 3.5**. Les seuls paramètres pouvant être mesurés sont R_s et R_r' ou (R_r' résistance ramenée au primaire calculée à partir du stator).

Le tracé du cercle permet d'avoir le point $H = H_{\min}$ déterminé par extrapolation de ce cercle;

$$H_{\min} = \sigma L_s; \quad \sigma = \frac{H_{\min}}{H_{\max}} \quad (3-13)$$

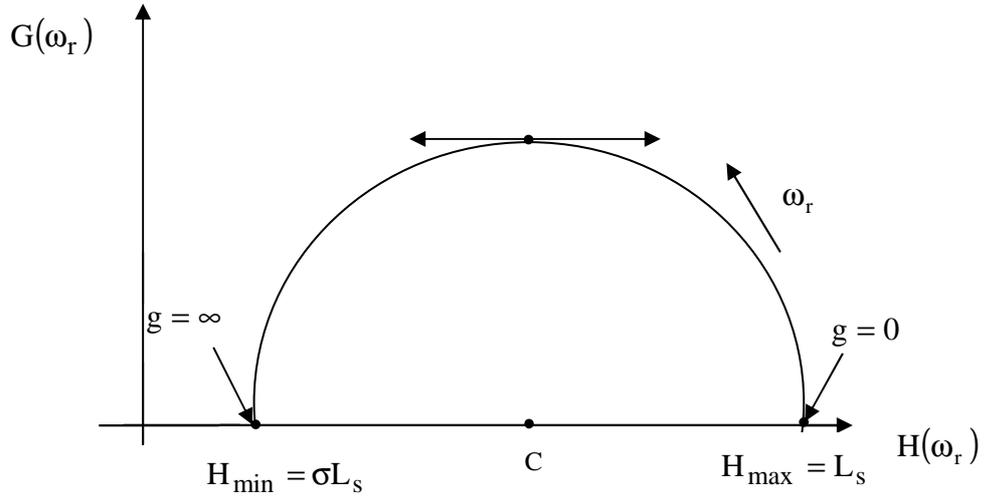


Figure 3.5 Diagramme H-G

Sachant que:

$$S = 3 \cdot V_s \cdot I_s^* = P + jQ \quad (3-14)$$

Tel que : I_s^* est le conjugué de I_s

Et : $V_s = Z_{in} \cdot I_s$

On a :

$$S = 3 (R_s + \omega G(\omega_r)) I_s^2 + j 3 (\omega H(\omega_r)) I_s^2 \quad (3-15)$$

Pour la mesure de la puissance, il est préférable d'utiliser la méthode des deux wattmètres, car en outre de la puissance active qu'elle donne:

$$P = P_1 + P_2 \quad (3-16)$$

Elle permet de calculer la puissance réactive

$$Q = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (3-17)$$

Où P_1 et P_2 sont les valeurs lues sur les wattmètres.

$$P = 3 (R_s + \omega G(\omega_r)) I_s^2 = P_1 + P_2 \quad (3-18)$$

$$Q = 3 (\omega H(\omega_r)) I_s^2 = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (3-19)$$

D'où en déduit que:

$$\begin{cases} G(\omega_r) = \frac{1}{\omega} \cdot \left(\frac{P_1 + P_2}{3 I_s^2} - R_s \right) \\ H(\omega_r) = \frac{\sqrt{3}(P_1 - P_2)}{3 \omega I_s^2} \end{cases} \quad (3-20)$$

D'après l'essai en charge on détermine les fonctions:

$$\begin{cases} G(\omega_r) = \frac{1}{\omega_s} \cdot \left[\frac{P_s - \Delta P_{\text{fer}} - \Delta P_{\text{mec}} - R_s}{3 \cdot I_s^2} \right] \\ H(\omega_r) = \frac{1}{\omega_s} \cdot \left[\frac{Q_s}{3 \cdot I_s^2} \right] \end{cases} \quad (3-21)$$

Le tracé de H (G) donne un cercle dont le centre est tel que :

$$H_{\text{cmoy}} = \frac{1}{2n} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\left(G_i^2 - G_0^2 \right)^2 + \left(H_i^2 - H_0^2 \right)}{H_i - H_0} \quad (3-22)$$

$$\begin{aligned} P_0 &= 3 \cdot V_n \cdot I_0 \cdot \cos(\phi_0), \\ Q_0 &= 3 \cdot V_n \cdot I_0 \cdot \sin(\phi_0), \\ H_0 &= (1/\omega_s) \cdot (Q_0 / (3 \cdot I_0^2)), \\ G_0 &= (1/\omega_s) \cdot ((P_0 - P_{\text{fer}} - P_{\text{mec}}) / (3 \cdot (I_0^2)) - R_s) \end{aligned} \quad (3-23)$$

G_0, H_0 Désignent les valeurs respectives des fonctions G et H à vide.

Ainsi le diamètre du cercle est:

$$D_{\text{moy}} = 2 \sqrt{G_0^2 + (H_{\text{cmoy}} - H_0)^2} \quad (3-24)$$

Pour un point (i) du cercle on donne:

$$\begin{cases} X = H_{\text{cmoy}} + \frac{D_{\text{moy}}}{2} \cos(\theta); \\ Y = \frac{D_{\text{moy}}}{2} \sin(\theta) \end{cases} \quad (3-25)$$

Sachant qu'on peut déduire du tracé de cercle:

$$\begin{cases} H_{\infty} = H_{\text{min}} = \min(X) = \sigma L_s \\ H_0 = H_{\text{max}} = \max(X) = L_s \end{cases} \quad (3-26)$$

$$\begin{cases} R_{ri} = H_0 \cdot \frac{G_i}{H_0 - H_i} \cdot \omega_{ri} ; \quad \omega_r = g \cdot \omega_s \\ T_{ri} = \frac{H_0 - H_i}{G_i \cdot \omega_{ri}} \\ L_{ri} = R_{ri} \cdot T_{ri} \\ M = \sqrt{(1 - \sigma) L_{ri} L_s} \end{cases} \quad (3-27)$$

Le développement d'un programme donne le diagramme de la **Figure 3.6**, ou les points expérimentaux sont désignés en étoile.

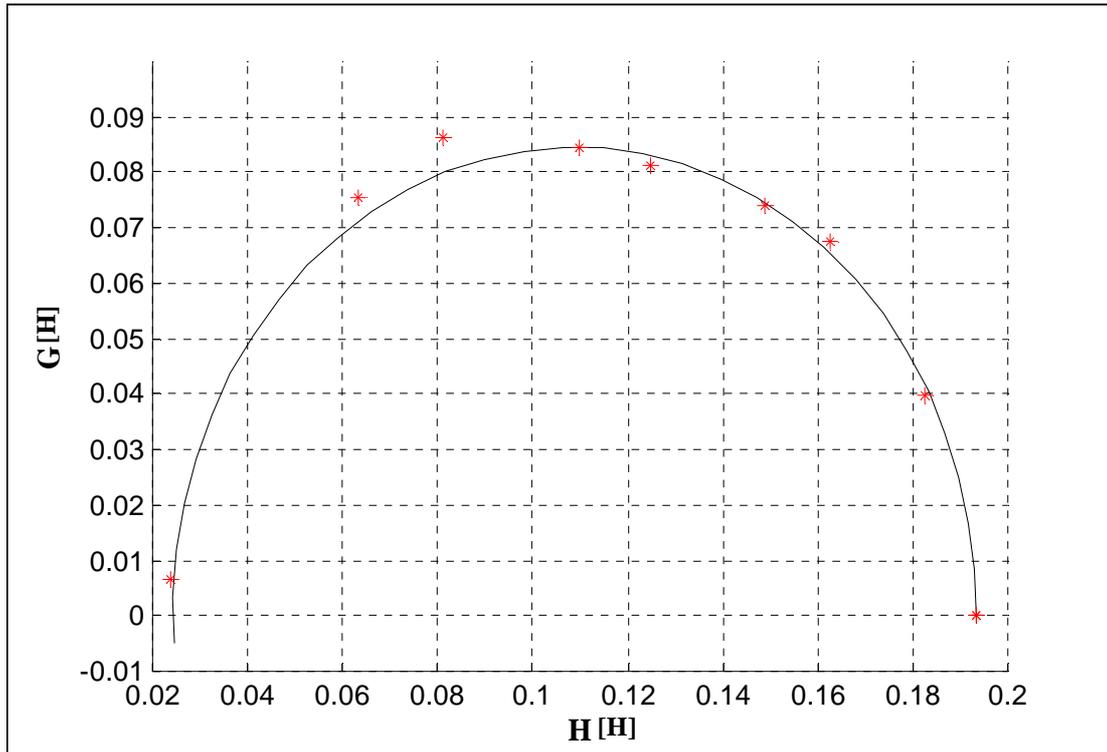


Figure 3.6 Diagramme H-G

Les paramètres obtenus sont regroupés dans le **Tableau 3.1**, ils sont comparés avec ceux obtenus par les deux autres méthodes d'identification à savoir MG et MIEC.

Tableau 3.1 Comparaison des résultats des méthodes d'identification pour la machine asynchrone étudiée

Paramètres	Méthodes		
	MG	MIEC	M.H-G
L_s (H)	0.22159	0.1940	0.1936
L_r' (H)	0.22238	0.1704	0.1947
$l_{\sigma s}$ (H)	0.01208	0.0232	0.0118
$l_{\sigma r}'$ (H)	0.01286	0	0.0129
M (H)	0.20952	0.1704	0.1818
R_s (Ω)	3.158	3.5	3.5
R_r' (Ω)	2.67717	2.1647	2.4769

Les résultats obtenus pour l'identification de la machine étudiée montre que toutes les méthodes donnent des résultats quasiment semblables, à l'exception pour les résistances statorique et rotorique. La méthode géométrique donne une valeur de $R_s = 3.158\Omega$ inférieure à celle donnée par les autres méthodes. La différence est justifiée par l'effet de la température. Concernant La résistance rotorique R_r' ramenée au stator, elle est pratiquement la même pour les deux méthodes H-G et MG.

3.1.4 Méthode d'évaluation du rendement

Les paramètres électriques ainsi obtenus, sont ensuite utilisés dans un autre programme. Comme données les relevés de l'essai à vide, et le résultat final étant l'évaluation du rendement de la machine étudiée.

En se basant sur le schéma équivalent à fuites ramenées au stator, la succession des étapes à suivre sont résumées dans l'organigramme suivant :

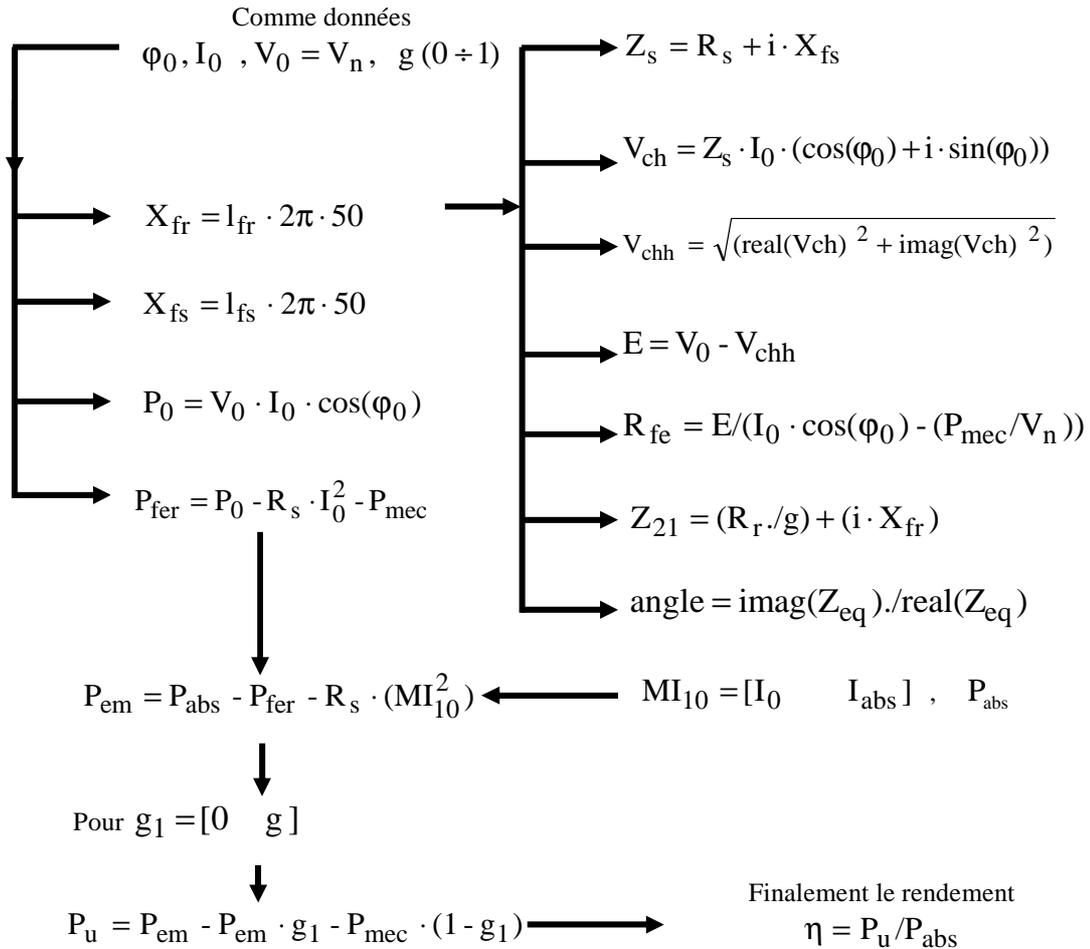


Figure 3.7 Algorithme de la méthode du circuit équivalent pour l'évaluation du rendement d'une MAS

Les résultats obtenus par cette méthode d'évaluation du rendement pour le point nominal sont présentés dans le **Tableau 3.2**.

Tableau 3.2 Résultats pour le point nominal

Paramètres	g_n	P_{absn} (W)	P_{emn} (W)	P_{un} (W)	η_n (%)
Valeurs	0.0454	2525.88	2138.67	2021.49	80.03

3. 2 Méthode statistique pour l'évaluation du rendement d'une MAS

3.2.1 Présentation de la méthode

Cette méthode est dite statistique, car elle est basée sur une analyse de l'ensemble de pertes et leurs influences sur le rendement de la machine, dont l'outil principal est le programme de conception développé.

Vu que, le problème majeur dans l'identification géométrique est la connaissance du matériau utilisé. On a essayé de présenter une approche pratique pour la caractérisation du matériau utilisé. Cette approche utilise des capteurs, en tenant compte du parcours moyen des lignes de champ (L).

Puisque dans notre cas, l'accès à la machine n'est possible que par le stator, alors on propose de réaliser le montage à une bobine avec capteur **Figure 3.8**, dont l'essai a été fait sur la machine en rotation, [41].

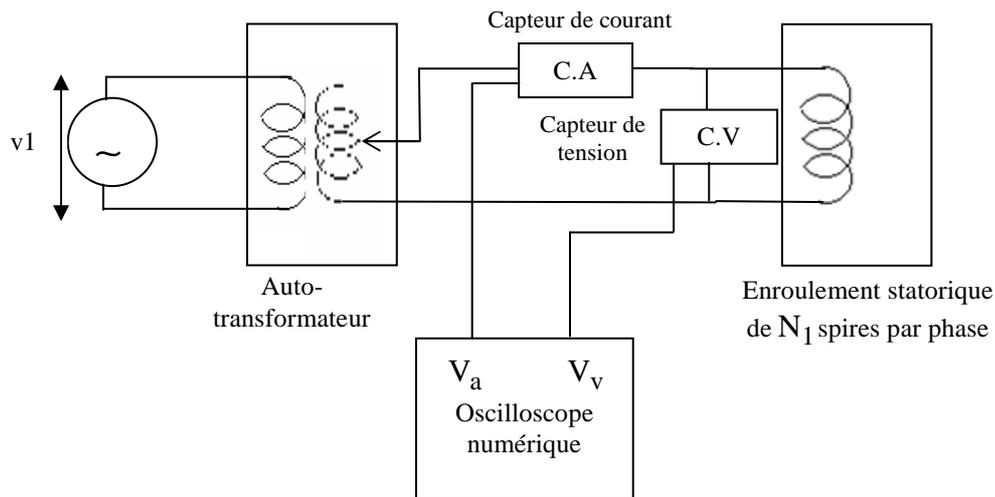


Figure 3.8 Schéma de principe du banc d'essai

Le passage à la caractéristique $B = f(H)$ nécessite les opérations suivantes :

$$\phi_{\max} = \frac{V_v}{N_1 \cdot 314} G_c \quad (3-28)$$

$$B_{\max} = \frac{\phi_{\max}}{S_{z1}} \quad (3-29)$$

$$I_{1\max} = \frac{V_a}{2} \quad (3-30)$$

$$H_{\max} = \frac{N_1 \cdot I_{1\max}}{L} \quad (3-31)$$

Avec :

- ϕ_{\max} flux maximal ;
- V_v Sortie du capteur de tension visualisée sur l'oscilloscope ;
- V_a Sortie du capteur de courant visualisée sur l'oscilloscope ;
- $G_c = 90,45$ gain du capteur utilisant la fiche technique du capteur ;
- H_{\max} champ maximal ;
- $I_{1\max}$ courant maximal ;
- B_{\max} induction maximale ;
- N_1 nombre de spires par phase statorique ;
- L parcours moyen des lignes de champ.

L'exploitation du schéma de la **Figure 3.8** permet la déduction de la courbe $B=f(H)$ dont les résultats sont illustrés sur la **Figure 3.9**.

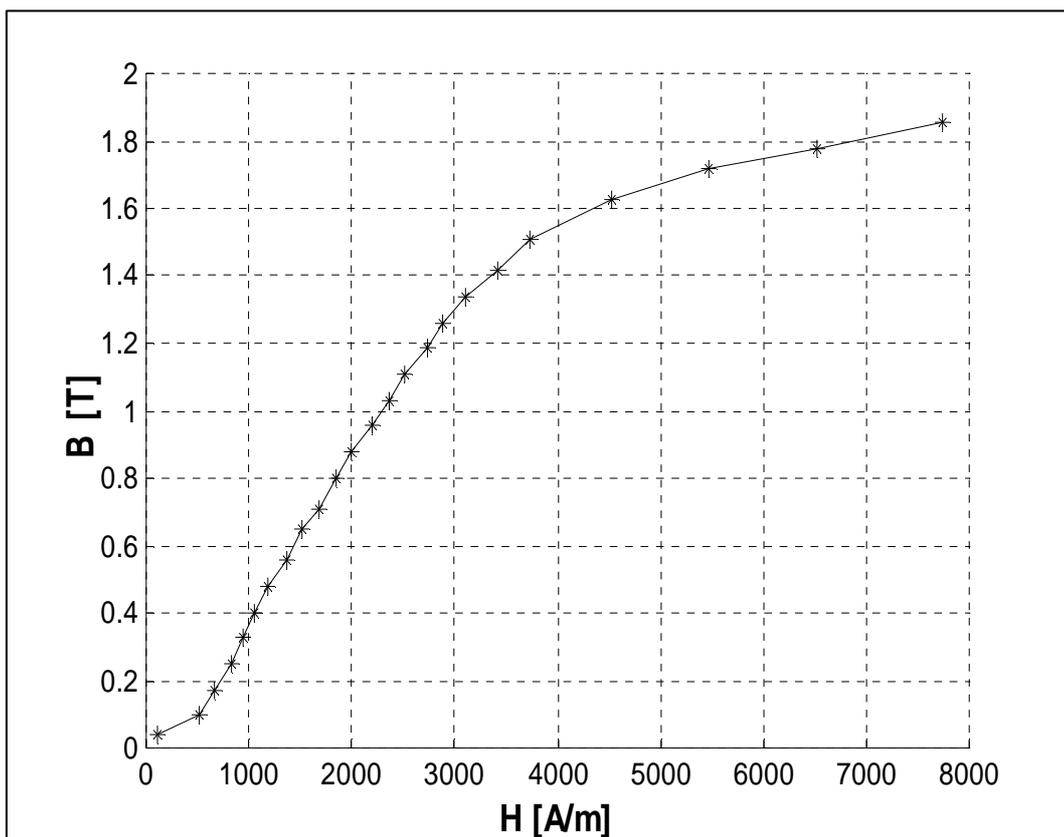


Figure 3.9 Courbe d'aimantation normale

3.2.1 Résultats du programme de conception

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

```

***** CALCUL DU RENDEMENT *****
***** 01 -- PERTES TOTALES DANS LE FER *****
Pertes Dans le Fer du Stator (W)          PFerStat          63.0
Pertes Dans le Fer du Rotor (W)          PFerRot            29.9
PERTES TOTALES DANS LE FER (W)          PFerTot            92.9
***** 02 -- PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX *****
Pertes Pulsation/Flux Fer du Stator (W)  Ppuls1             1e-005
Pertes Pulsation/Flux Fer du Rotor (W)   Ppuls2             14.600
PERTES TOTALES Par PULSATION DU FLUX (W) PpulsTot           14.600
***** 03 -- PERTES TOTALES -- CUIVRE DANS LA MACHINE *****
Pertes Cuivre Enroul. du Stator (W)      PCuivre1           224.5
Pertes Cuivre Cage du Rotor (W)          PCuivre2           120.6
PERTES TOTALES-CUIVRE DANS MACHINE (W)   PCuivreTot         345.2
*****
***** 04 -- PERTES TOTALES -- FROTTEMENT/VENTILLATION *****
Pertes Frottement/Ventil. (W)            PFrotVent          55.0
***** 05 -- SOMME DES PERTES DANS LA MACHINE *****
Somme des Pertes dans la Machine (W)     SumPer              508.000
***** 06 -- RENDEMENT DE LA MACHINE *****
Rendement de la Machine en (pcent)       RendM               81.300
*****

```

3.3 Analyse des Résultats

L'examen des résultats d'évaluation du rendement et leurs comparaisons avec celles du catalogue ($\eta = 82\%$), [28] permet de faire un choix convenable pour l'évaluation du rendement de la machine asynchrone. Parmi les deux méthodes étudiées on remarque que l'approche de la méthode statistique donne une valeur du rendement proche à celle donnée par le constructeur malgré qu'elle est conditionnée par des courbes et des équations empiriques. Alors que la méthode du circuit équivalent est plus délicate, cela est dû à sa construction à partir d'un essai en charge qui repose surtout sur la mesure précise du glissement.

Tableau 3.3 Tableau comparatif

Méthode (M.C.E)	Rendement $\eta = 80.03\%$
Méthode (M.S)	Rendement $\eta = 81.30\%$

3.4 Etude de l'influence de quelques paramètres sur le rendement des moteurs asynchrones

Plusieurs facteurs peuvent influencer sur le rendement des moteurs électriques à savoir :

3.4.1 Pertes fer

Ces pertes sont liées à deux composantes essentielles: nature du matériau (B) et fréquence (f) , [18, 19].

i. Matériau magnétique

Sachant que l'alliage au silicium apporte plusieurs améliorations telles que :

- Augmentation de la résistivité du matériau, ce qui conduit à la réduction des pertes par courants de Foucault ;
- Réduction de l'anisotropie magnétocristalline et par conséquent augmentation de la perméabilité de l'alliage non orienté; [12, 33] ;
- Réduction de la magnétostriction, d'autant plus importante que la teneur en silicium est plus élevée. Ce fait entraîne une réduction du champ coercitif et, par conséquent, des pertes par Hystérésis ;

D'autre part, les effets défavorables de l'alliage au silicium :

- La décroissance de l'induction à saturation ;
- Fragile au delà de 4,5% de silicium.

Il est bien clair que plus que la teneur en silicium dans un alliage augmente cela mène à une diminution de pertes ce qui veut dire augmentation du rendement de la machine.

Pour le calcul des pertes fer et leurs influences sur le rendement de la machine, on tenant compte des deux coefficients K_H , K_{CF} qui nous informent sur les pertes par Hystérésis et les pertes par courants de Foucault respectivement. On propose de faire exécuter le programme d'identification et calcul géométrique pour la machine étudiée (M.E), pour des différents types de matériaux.

Tableau 3.4 Impact des différents types des tôles sur le rendement

Type d'alliage	Pertes spécifiques [W / Kg]	K_H	K_{CF}	Pertes Fer P_{Fer} [W]	$\eta_{M.E}$ [%]
Tôles normales de dynamo	3.6	4.8	19.2	100	80.8
Tôles faiblement alliées	3	4.7	10.4	80	81.4
Tôles moyennement alliées	2.3	3.8	6.4	60	82.0
Tôles fortement alliées	1.7	2.85	4.4	42	82.5

Le **Tableau 3.4**, regroupe quelques échantillons des tôles d'épaisseur 0.5 commercialisées, qui sont mis en évaluation, [28, 34]. A partir de ce tableau on constate que le rendement de la machine étudiée ($\eta_{M.E}$) croit avec l'accroissement de la teneur en silicium dans le fer ce qui mène à une économie d'énergie.

ii. Fréquence

Les machines électriques sont calculées à une fréquence constante mais actuellement elles fonctionnent à fréquence variable lorsqu'elles sont alimentées par des convertisseurs d'où la nécessité d'étudier l'effet de cette variation sur les pertes et en particulier les P_{Fer} , [41].

a) Banc d'essai

Pour étudier la variateur de fréquence, une solution alternative a été utilisée. Elle consiste à alimenter la MAS avec une source alternative à fréquence variable.

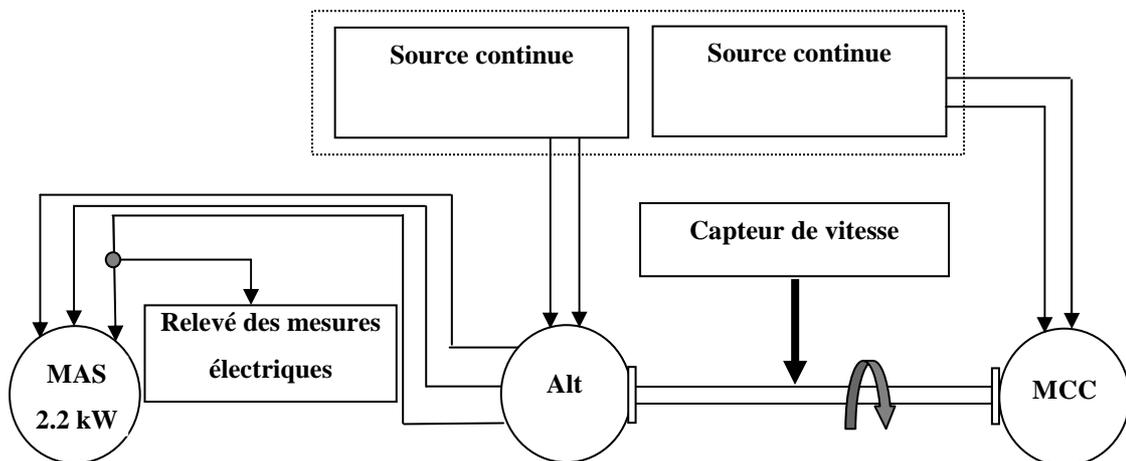


Figure 3.10 Schématisation du banc d'essai

b) Valeurs relevées

La machine asynchrone est en mode de fonctionnement à vide, tout en maintenant le rapport $\frac{V}{f} = Cte = 4.4$. En faisant varier l'excitation, ce qui veut dire une variation de vitesse donc de la fréquence, on relève le courant à vide, la puissance à vide et le déphasage. Avec :

V tension simple aux bornes de la machine étudiée ;

f fréquence du système d'alimentation.

A partir de l'équation suivante, on obtient les P_{Fer} :

$$P_0 = P_{Fer} + P_{mec} + 3 R_s I_0^2 \quad (3-32)$$

Les résultats obtenus sont illustrés sur la **Figure 3.11**.

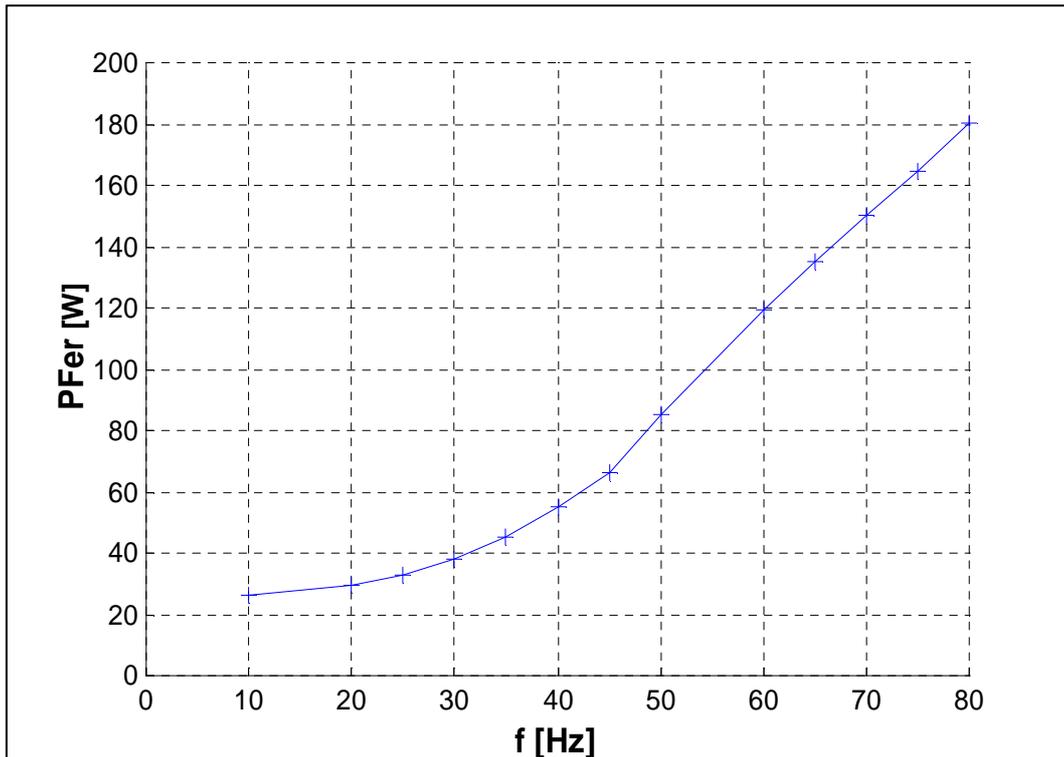


Figure 3.11 Caractéristique $P_{\text{Fer}} = f(f)$

A travers cet essai, on a illustré l'évolution des pertes fer en fonction de la fréquence. Le problème majeur réside dans le fait qu'on a pas pu aller au-delà de 80 Hz, puisque la conservation du rapport $\frac{V}{f} = \text{Cste} = 4.4$ est une phase plus délicate.

3.4.2 Pertes Cuivre

Ces pertes sont conditionnées beaucoup plus par la qualité du cuivre utilisé, donc la résistivité : A titre d'exemple, le programme de conception a été exécuté pour trois valeurs de résistivité (ρ_{Cuivre}), [32, 34].

Tableau 3.5 Impact de la résistivité du cuivre sur le rendement

La résistivité du cuivre ρ_{Cuivre} ($\Omega \cdot \text{m}$)	$\eta_{\text{M.E}}$ [%]
2.16	82.089
2	82.58
1.9	82.902

3.4.3 Forme géométrique

Le rendement optimal de la MAS dépend du bon choix de ses dimensions géométriques, mais il existe une limite aux modifications qu'on peut apporter aux grandeurs géométriques du moteur afin d'accroître son rendement, car elles risquent éventuellement d'entrer en conflit avec d'autres paramètres de conception. Le fabricant doit donc faire des compromis, [1] :

- a) A mesure qu'on réduit la résistance du rotor dans le but de limiter les pertes, le courant absorbé augmente et le couple de démarrage diminue;
- b) Un moyen de réduire les pertes supplémentaires dues à la charge consiste à élargir l'entrefer, ce qui entraîne cependant une augmentation du courant magnétisant et une baisse du facteur de puissance, [42].

L'amélioration du rendement de la machine par l'augmentation du volume du matériau actif, est basée sur un processus de conception, dont les principales phases sont données dans l'organigramme de la **Figure 3.12**.

D'abord, selon les données du cahier de charge, un programme de conception a été développé. Ensuite, les résultats de ce programme sont exploités par un sous programme afin de tracer les différentes caractéristiques.

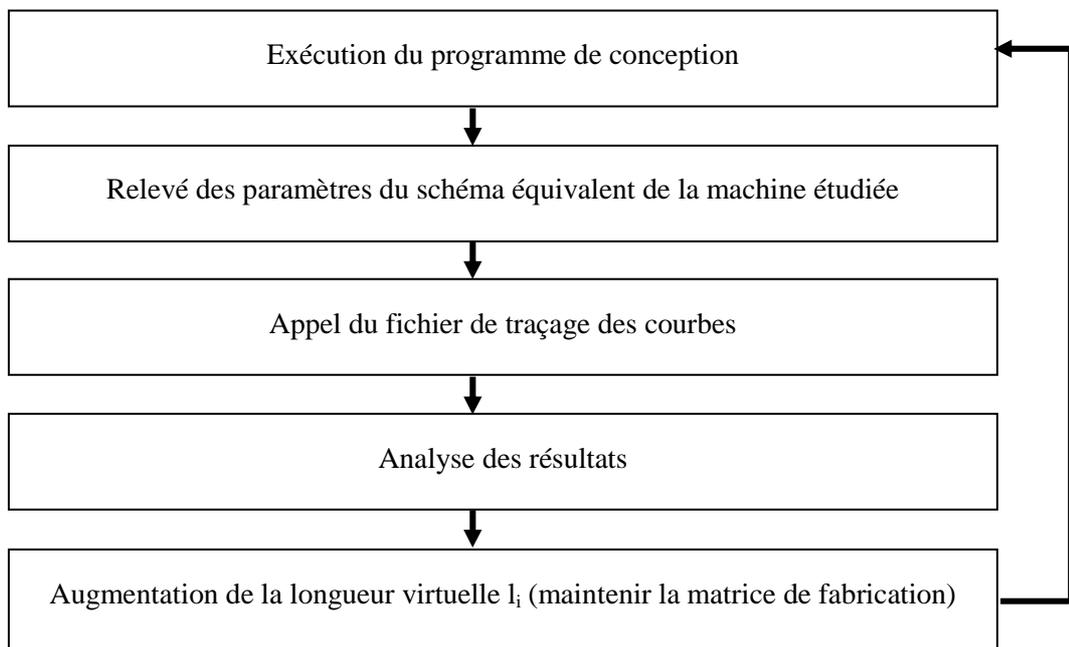


Figure 3.12 Structure de la méthode proposée

L'application de l'approche proposée sur des machines type E.E-I Azazga (IEC 34-T2) fortes, moyennes et faibles puissances avec différents nombres de paires de pôles, a été concrétisé par l'obtention des principales caractéristiques qui sont regroupées et comparées à ceux du constructeur par les figures suivantes, [25].

Cette étude est exprimée par les caractéristiques du rendement en fonction de la puissance utile. Les résultats de simulation sont présentés par les **Figures 3.13 - 3.15**.

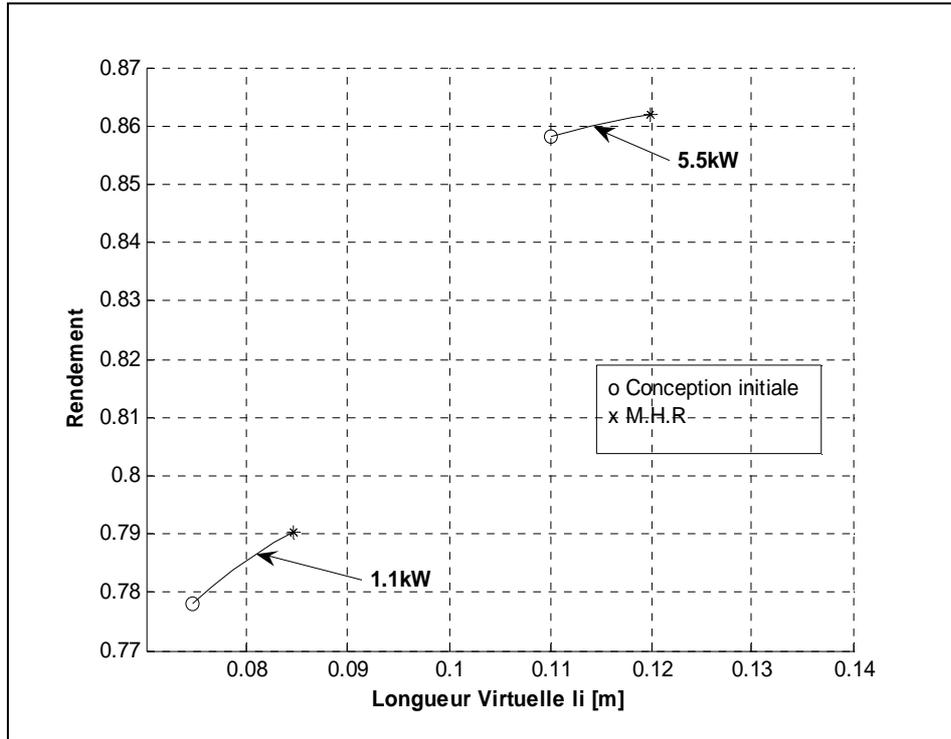


Figure 3.13 Caractéristique $\eta = f(l_i)$ pour moteurs à faibles puissances avec $2p=2$ pôles

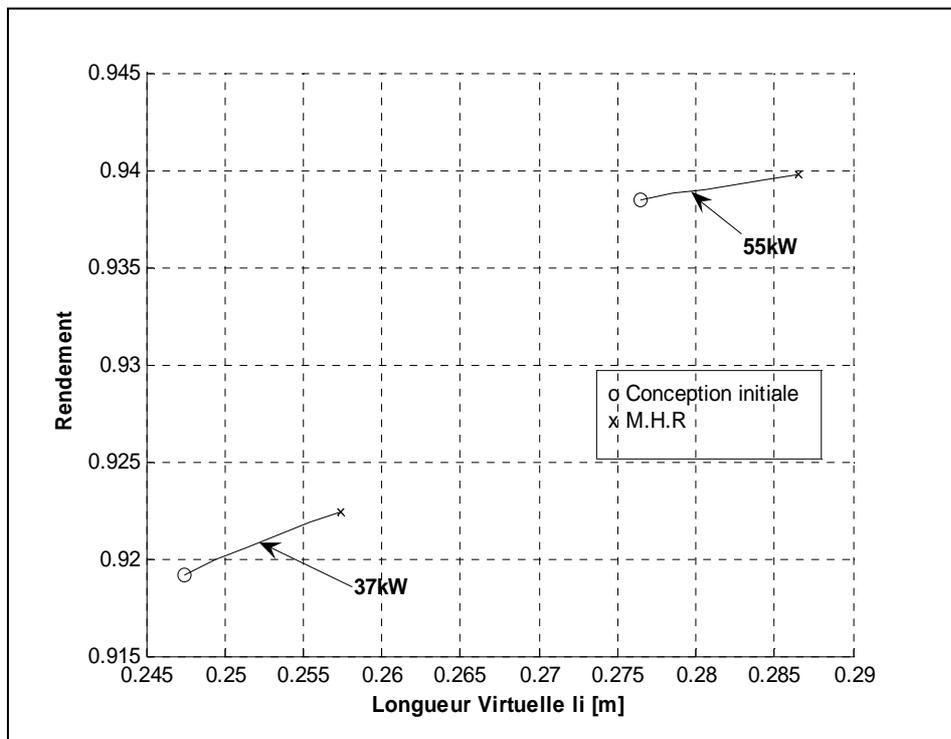


Figure 3.14 Caractéristique $\eta = f(l_i)$ pour moteurs à moyennes puissances avec $2p=2$ pôles

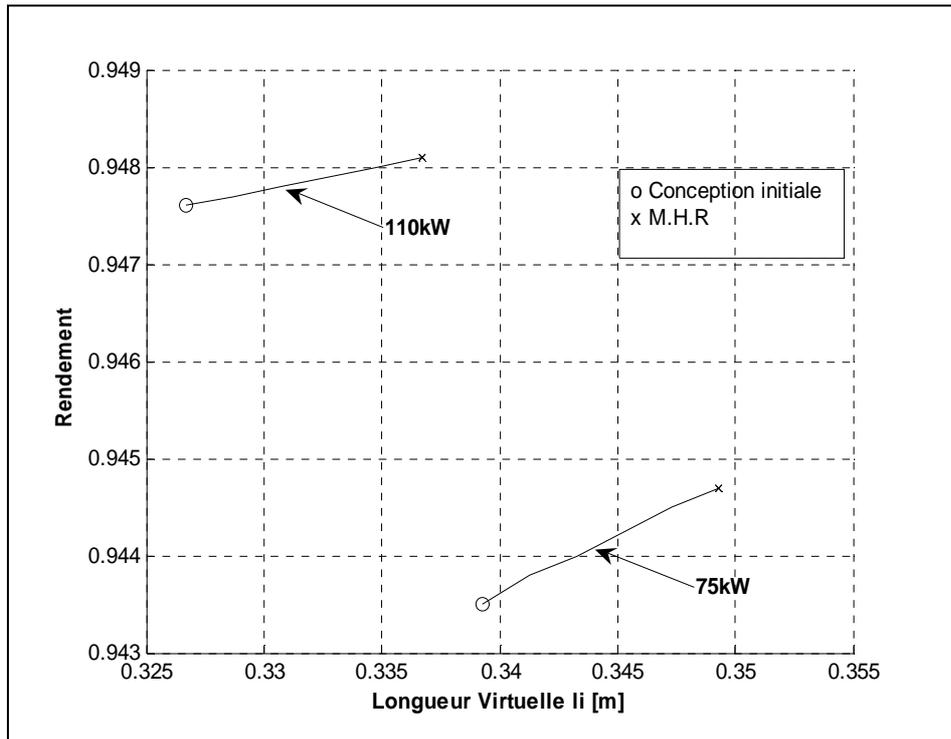


Figure 3.15 Caractéristique $\eta = f(l_i)$ pour moteurs à fortes puissances avec $2p=2$ pôles

Si on augmente encore la longueur virtuelle l_i , on aura les résultats illustrés sur les **Figures 3.16 - 3.18**.

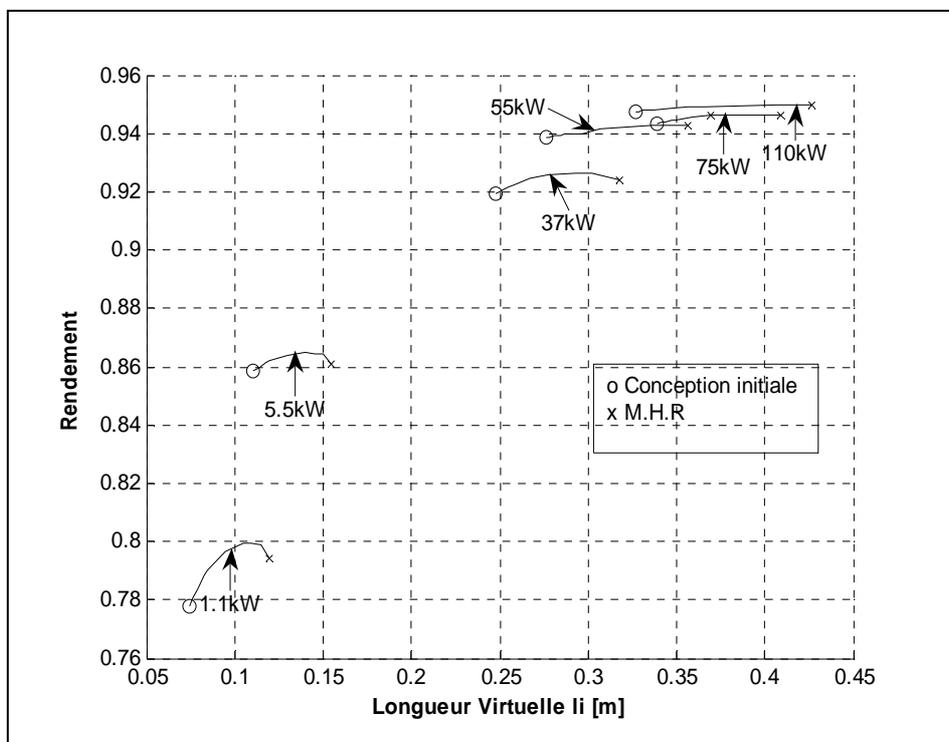


Figure 3.16 Caractéristique $\eta = f(l_i)$ pour moteurs à différentes puissances avec $2p=2$ pôles

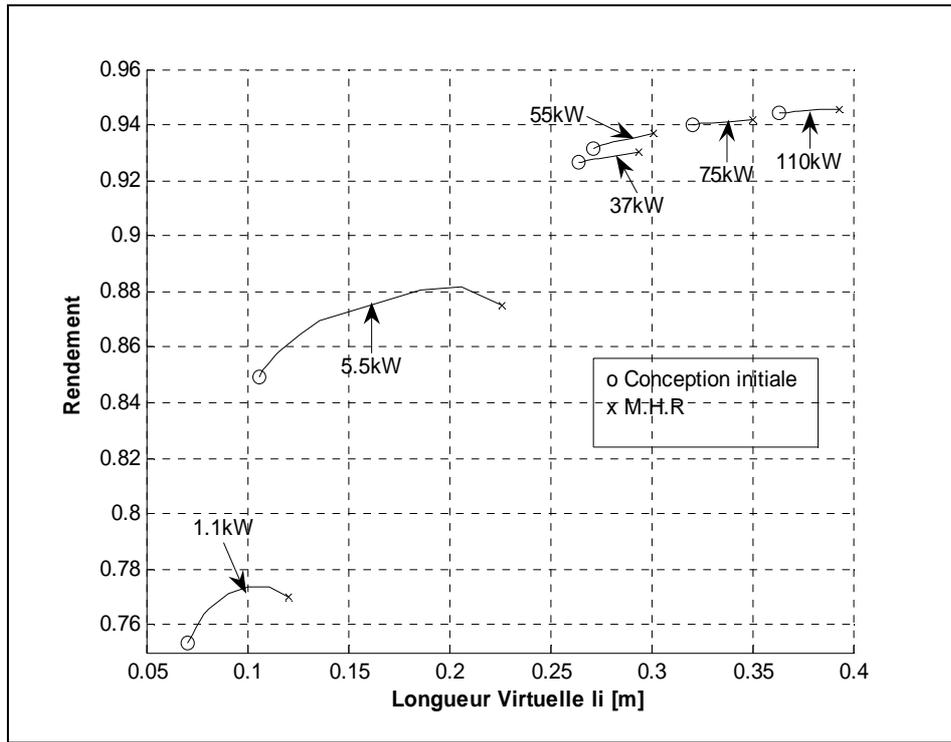


Figure 3.17 Caractéristique $\eta = f(l_i)$ pour moteurs à différentes puissances avec $2p=4$ pôles

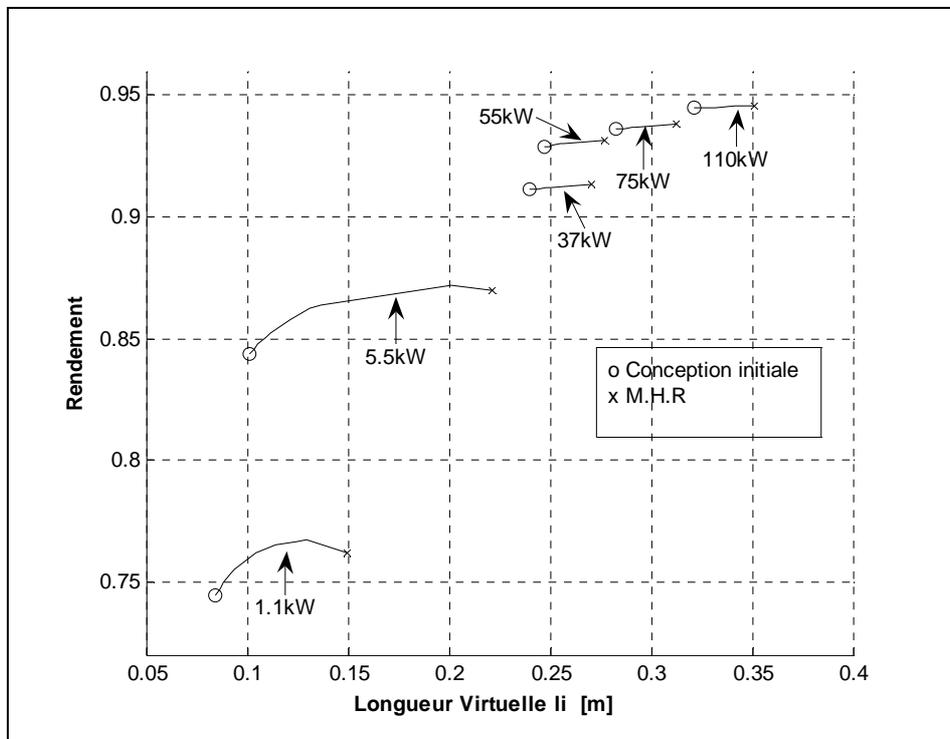


Figure 3.18 Caractéristique $\eta = f(l_i)$ pour moteurs à différentes puissances avec $2p=6$ pôles

D'après les résultats regroupés dans les **Figures 3.13 - 3.18**, certaines remarques peuvent être enregistrées :

Le rendement part d'une valeur correspondante à celle de la conception initiale et croît avec la longueur virtuelle suivant une caractéristique ayant à peu près la même allure pour toutes les machines examinées. Mais cette augmentation dépend de la gamme de puissance et la conception de la machine elle-même, car on ne doit pas changer la chaîne de production de la machine "matrice de fabrication", il passe par un maximum puis décroît.

- a) Pour les machines de faible puissance l'amélioration est considérable ; ($\approx 3\%$) ;
- b) Pour les grandes et les moyennes puissances, le rendement reste presque constant et l'amélioration ne dépasse pas de 0.5% ; ce qui rend cette méthode d'amélioration avec peu intérêt.

Les **Figures 3.19 - 3.21**, illustrent le rendement du produit algérien E.E.I Azazga qui est conforme à la norme (IEC 34-T2) mentionné sur les figures par (M-DIN) et le moteur d'induction conventionnel calculé avec le programme de conception (M.C) et des moteurs à haut rendement (M.H.R).

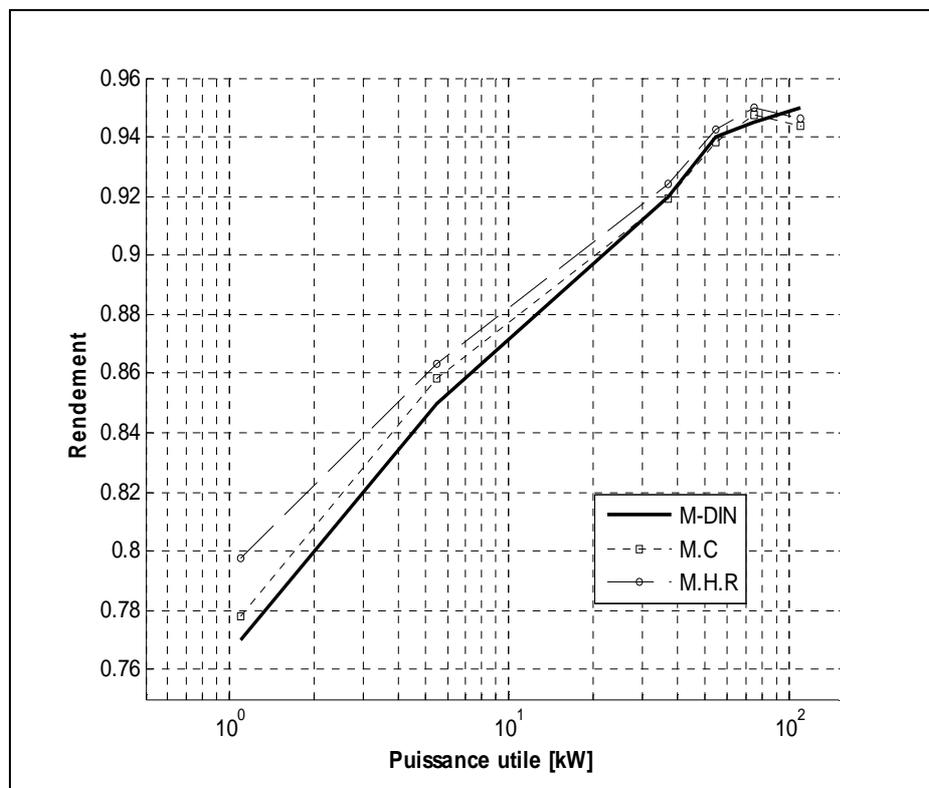


Figure 3.19 Caractéristique $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à différentes puissances avec $2p=2$ pôles

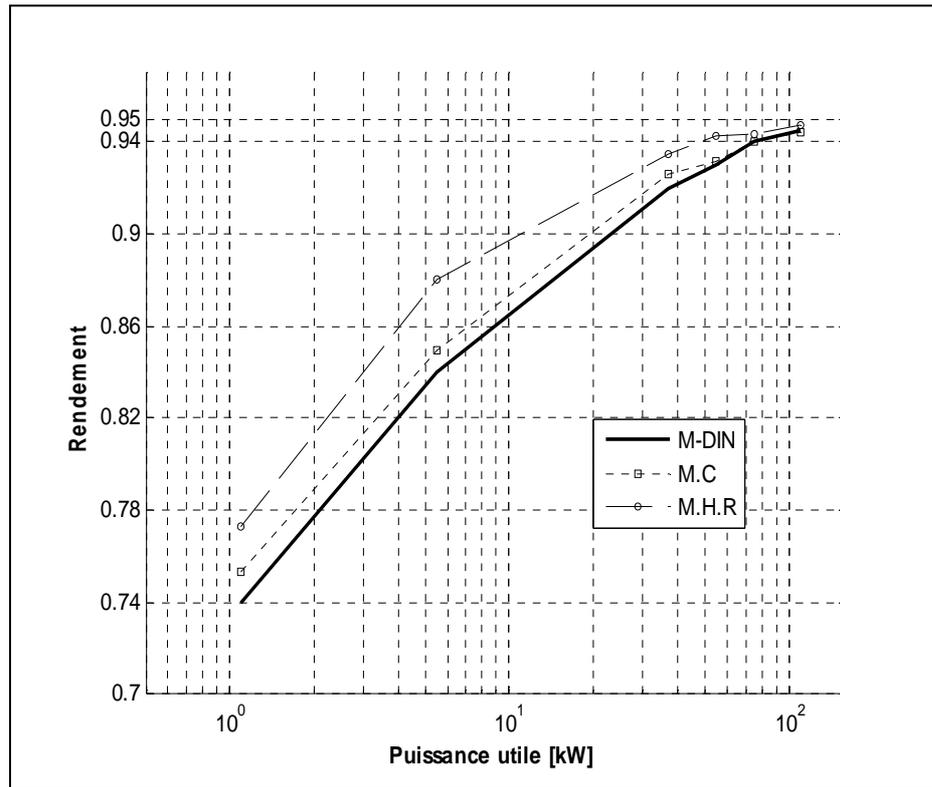


Figure 3.20 Caractéristique $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à différentes puissances avec $2p=4$ pôles

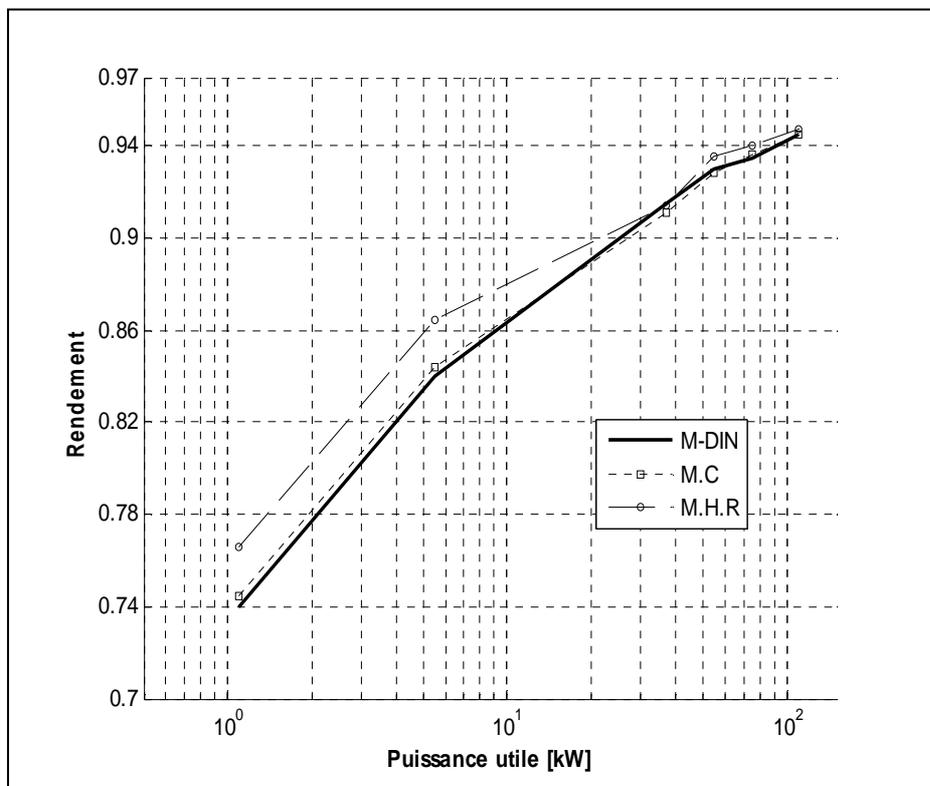


Figure 3.21 Caractéristique $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à différentes puissances avec $2p=6$ pôles

L'analyse des **Figures 3.19 - 3.21**, montre que le rendement des moteurs (M.H.R) est supérieur à celui des machines du type (IEC 34-T2) et (M.C) environ 1-3 % pour les machines de faible et moyenne puissance. Mais l'écart ne dépasse pas 0.5 % pour les grandes machines, il explique particulièrement l'intérêt de la méthode proposée pour les machines de faible et moyenne puissance.

En outre, la **Figures 3.22** présente l'effet du choix du matériau sur le rendement d'une MAS. A cet effet, on a exécuté le programme de conception utilisant deux matériaux à savoir : tôles de **3.6 W/kG** et tôles moyennement alliées de **2.3 W/kG**, dont on constate une amélioration du rendement de la machine.

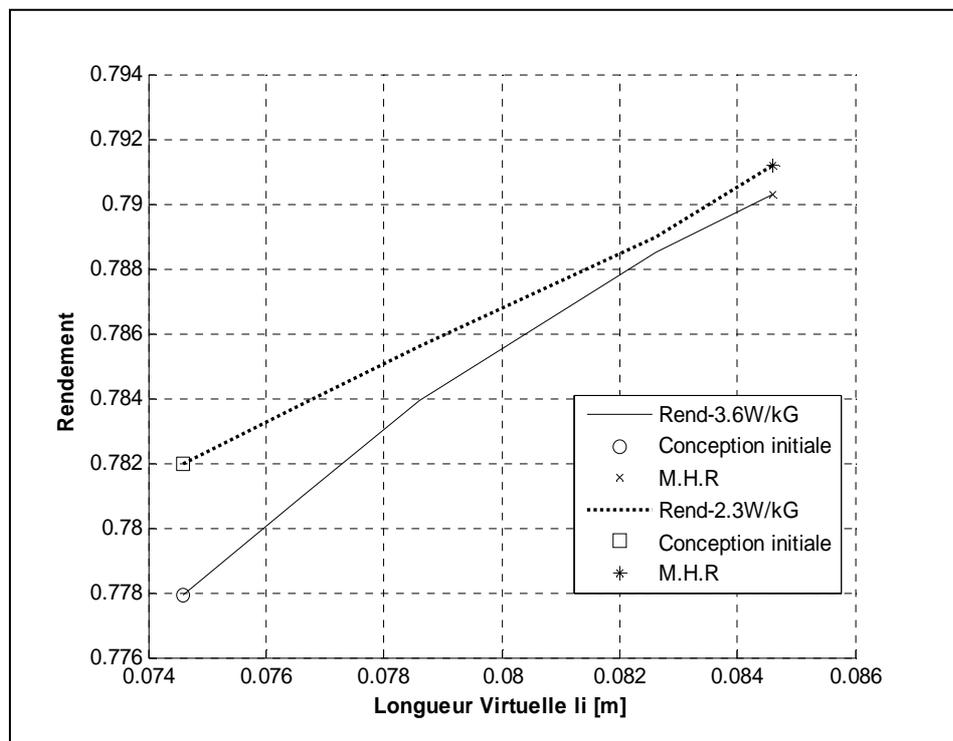


Figure 3.22 Caractéristique $\eta = f(l_i)$ pour moteur (IEC 34-T2) de 1.1kW avec $2p=2$ pôles

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié deux méthodes de détermination de rendement des machines asynchrones pour le choix de la méthode appropriée. Ensuite on a présenté l'influence de quelques facteurs sur les pertes fer à savoir côté matériau et côté fréquence de la source.

Dans cette étude, la base de données est la machine étudiée (2.2 kW) et le programme de conception développé. Avec les approches notées précédemment on remarque que le facteur important dans l'analyse des pertes fer est le type d'alliage constituant le circuit magnétique de la machine.

En fin on a présenté une contribution à l'amélioration du rendement des MAS par action sur la longueur virtuelle l_i et la qualité du matériau magnétique. L'analyse des résultats montre que le rendement de la machine croît en fonction de la longueur virtuelle, il passe par un maximum puis décroît. Pour déterminer ces maxima il faut une méthode d'optimisation appropriée, qui fera l'objet du prochain chapitre. Dans ce travail on s'intéressera aux algorithmes génétiques (AGs) et à la méthode des essaims de particules (EP), pour la réalisation de cette tâche.

Chapitre Quatre

***Synthèse des Méthodes
d'Optimisation***

Introduction

Dans la vie courante, nous sommes fréquemment confrontés à des problèmes plus ou moins complexes. Cela peut commencer au moment où l'on tente de ranger son bureau, de placer son mobilier, et aller jusqu'à un processus industriel, par exemple pour la planification des différentes tâches. On définit alors une fonction objectif (fonction de coût ou fonction profit), que l'on cherche à optimiser (minimiser ou maximiser) par rapport à tous les "paramètres" (ou degrés de liberté) concernés. Une telle fonction objectif présente généralement un grand nombre de solutions non optimales (typiquement de l'ordre de $\exp(N)$, si l'on désigne par N le nombre de degrés de liberté du problème), [43].

En pratique, l'objectif n'est pas d'obtenir un optimum absolu, mais seulement une bonne solution, et la garantie de l'inexistence d'une solution sensiblement meilleure. Pour atteindre cet objectif au bout d'un temps de calcul raisonnable, il est nécessaire d'avoir recours à des méthodes appelées "heuristiques", [43, 44]

Un grand nombre de méthodes heuristiques, produisent des solutions proches de l'optimum, ont été développées pour les problèmes d'optimisation combinatoire difficiles. La plupart d'entre elles sont conçues spécifiquement pour un type de problème donné. D'autres, au contraire, désormais appelées "métaheuristiques", sont capables de s'adapter à différents types de problèmes, combinatoires ou même continus.

Pour la caractérisation d'une heuristique, il convient d'ajouter aux critères traditionnels de temps et de place mémoire celui de la "qualité" de la solution obtenue, c'est-à-dire de son écart avec la solution optimale. Par ailleurs, les méthodes heuristiques disposent en général d'un certain nombre de paramètres de contrôle, dont le choix est primordial pour la qualité de la solution à obtenir. Nous dirons qu'une méthode heuristique est "robuste" si elle converge le plus souvent vers la même solution, et elle est d'autant plus "efficace" qu'elle donne, en un temps de calcul donné, une solution meilleure, plus proche de l'optimum, [44].

Dans la littérature, les méthodes développées pour résoudre des problèmes d'optimisation globale sont réparties, selon les auteurs, en différentes classes. Selon les critères de robustesse, les méthodes d'optimisation sont subdivisées en trois types: les méthodes déterministes, les méthodes énumératives, et les méthodes stochastiques utilisant un processus aléatoire guidé, [45, 46].

Puisque, une conception optimisée est constituée d'un modèle du dispositif à concevoir et un algorithme d'optimisation. Dans ce chapitre, on mettra en relief les différentes

méthodes d'optimisation : nous introduirons les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques, en insistant sur les algorithmes génétiques AGs ainsi que la méthode des essais de particules PSO qui constituent l'intérêt de notre travail.

4.1 Algorithmes d'optimisation déterministes

Ces algorithmes n'utilisent aucun concept stochastique, requièrent des hypothèses sur la fonction f à optimiser, telles que : f est continue et dérivable en tout point du domaine S des solutions, ou f possède une constante de Lipschitz L , [48].

Les méthodes déterministes se divisent en deux classes principales : les méthodes d'exploration directe et les méthodes d'exploration indirecte.

Les méthodes indirectes cherchent à atteindre les extrema locaux en résolvant les systèmes d'équations, souvent non linéaires, obtenus en annulant le vecteur gradient de la fonction étudiée. La recherche d'un extremum hypothétique commence par la restriction de l'espace de recherche aux points de pente nulle dans toutes les directions.

Les méthodes d'exploration directes recherchent les optima locaux en se déplaçant dans une direction qui dépend du gradient de la fonction. Pour trouver un minimum local, on peut emprunter la direction de la plus forte pente, [49, 50].

4.1.1 Méthodes énumératives

Elles sont de principe simple ; dans un espace de recherche fini, ou infini mais discrétisé, un algorithme énumératif évalue la valeur de la fonction à optimiser en chaque point de l'espace solution. L'utilisation d'un tel algorithme est intéressante lorsque le nombre de points n'est pas très important. Mais en pratique beaucoup d'espaces de recherche sont trop vastes pour que l'on puisse explorer toutes les solutions une par une et tirer une information utilisable.

Ces méthodes présentent deux inconvénients majeurs :

- a) Elles sont inadaptées aux problèmes de grande dimension ;
- b) Elles ne sont pas guidées par un raisonnement ou un processus intelligent, qui conduit la recherche vers des sous-espaces, susceptible de contenir une bonne solution, sans balayer tout l'espace des solutions, [50, 51].

4.1.2 Méthode de la descente de gradient

L'algorithme d'optimisation le plus simple est de gradient, dont le principe est de partir d'un point aléatoire puis de se déplacer dans la direction de la plus forte pente. En

appliquant un certain nombre d'itérations, l'algorithme converge vers une solution qui est un minimum local de f .

On commence donc par choisir un vecteur p_0 de manière aléatoire. Puis pour l'itération numéro i on calcule le gradient de f au point p_{i-1} :

$$g_i = \nabla f(p_{i-1}) \quad (4-1)$$

Le nouveau vecteur de paramètres calculé est :

$$p_i = p_{i-1} - \eta g_i \quad (4-2)$$

Où η est une constante qui ajuste la vitesse de convergence de l'algorithme, déterminée empiriquement. Une fois le nouveau vecteur p_i calculé on passe à l'itération suivante. Si η est trop grande, l'algorithme n'est pas stable et oscille autour d'une solution, et si η est trop petite, un très grand nombre d'itérations sera nécessaire pour converger vers la solution, et la probabilité de convergence vers une solution locale est plus grande. Plusieurs critères peuvent être définis pour arrêter l'algorithme : on peut limiter à un certain nombre d'itérations, ou arrêter lorsque $f(p_i)$ atteint un certain seuil minimal ou encore lorsque le vecteur évolue peu, c'est à dire quand la valeur suivante atteint un seuil minimal. Sachant que le critère d'arrêt de la descente de gradient

$$\frac{\|g_i\|}{\|p_i\|} \quad (4-3)$$

Ce dernier critère peut présenter le défaut d'arrêter l'algorithme trop tôt si la fonction présente des plateaux. Le choix du meilleur critère ainsi que le seuil à fixer est généralement trouvé de manière empirique. Il est également possible de prendre une combinaison de ces différents critères.

Le choix du coefficient η peut être délicat dans certains cas. Par exemple si f possède par endroits de grands plateaux, il faudrait avoir un coefficient η grand pour pouvoir s'en affranchir avec peu d'itérations. Si en d'autres endroits f évolue au contraire très rapidement, il faut qu'il soit faible pour que l'algorithme soit stable. Une variante peut être utile dans ce cas, la descente de gradient adaptative.

Dans une descente de gradient adaptative, le coefficient η est également ajusté à chaque itération, suivant l'évolution de la valeur de $f(p_i)$. Si $f(p_i)$ diminue, il est probable que l'on

pourrait aller plus vite en augmentant légèrement η , et au contraire si $f(p_i)$ augmente, cela veut dire que le coefficient η est trop grand et qu'il faut le diminuer. Donc on décide d'augmenter η (de 10% par exemple) si $f(p_i)$ diminue, et de le réduire (en le divisant par 2 par exemple) si $f(p_i)$ augmente. Cette approche permet généralement de réduire le nombre d'itérations requis, et s'est révélée efficace.

La descente de gradient peut être appliquée de deux manières lorsque l'on évalue la fonction à l'aide d'une base d'exemples. La méthode que nous avons employé, et décrite ci-dessus, est celle du gradient total. Le vecteur g_i est calculé avec tous les exemples de la base d'apprentissage à chaque itération, et le nouveau vecteur de paramètres est déterminé après avoir parcouru toute la base. Dans une autre méthode, dite du gradient stochastique, le vecteur g_i est calculé avec chaque exemple, et le vecteur de paramètres est recalculé entre chaque exemple. Cette dernière méthode est particulièrement adaptée aux systèmes dits on-line, pour lesquels les exemples sont communiqués l'un après l'autre pendant l'optimisation, alors que pour la méthode du gradient total il est nécessaire d'avoir la base complète avant de commencer la première itération, [52, 53].

4.1.3 Méthode du gradient conjugué

La méthode du gradient conjugué utilise, comme son nom l'indique, le gradient de la fonction pour déterminer la direction de la recherche du minimum locale. C'est une méthode itérative tout comme la méthode du gradient, mais elle utilise un algorithme pour que la direction de recherche soit optimisée. Cette direction est déterminée en fonction du gradient au point X_n mais aussi en fonction du gradient du point précédent X_{n-1} , c'est pour cette raison que l'on parle de gradient conjugué.

Pour la première itération, la direction choisie correspond à la valeur négative du gradient :

$$d_0 = -g_0 \quad (4-4)$$

Pour réduire le nombre d'itération, le point X_{n+1} est choisi en trouvant le minimum de la fonction dans la direction déterminée précédemment.

$$X_{k+1} = X_k + \alpha_k \cdot d_k \quad (4-5)$$

Une méthode pour trouver la valeur minimale de $f(x_{k+1})$ est de calculer l'ensemble des points décrit par l'équation ci dessus pour $\alpha_k \in [0 ; 1]$ avec un pas déterminé.

On calcul ensuite l'ensemble des $f(x_{k+1})$. On conserve la valeur finale de x_{k+1} permettant d'obtenir le minimum de $f(x_{k+1})$.

La direction suivante est déterminée en fonction de la direction précédente (conjugué de l'une par rapport à l'autre). La méthode la plus courante consiste à combiner la direction précédente avec le calcul du gradient au point x_{k+1} pour calculer la nouvelle direction :

$$d_k = -g_k + p_k \cdot d_{k-1} \quad (4-6)$$

Il existe plusieurs versions de la méthode du gradient conjugué, elles se distinguent par la manière dont la constante p_k est calculée.

a) Méthode de calcul de **Fletcher-Reeves** est donnée par:

$$P_k = \frac{(g_k^T \cdot g_k)^2}{(g_{k-1}^T \cdot g_{k-1})^2} \quad (4-7)$$

p_k Représente alors le rapport entre la norme au carré du gradient actuel et la norme au carré du gradient précédent.

b) Méthode de calcul de **Polak-Ribière** :

$$P_k = \frac{(\Delta g_{k-1}^T \cdot g_k)^2}{(g_{k-1}^T \cdot g_{k-1})^2} \quad (4-8)$$

Avec cette méthode, la constante p_k prend en compte la variation du gradient, [54].

4.1.4 Méthodes de Newton et quasi-Newton

Pour optimiser sur \mathbb{R}^n une fonction $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ suffisamment régulière (disons de classe C^2), et sous les bonnes hypothèses, il suffit de trouver un zéro de sa dérivée f' :

La méthode de Newton est alors indiquée. Il peut être intéressant d'utiliser aussi les spécificités du problème. La méthode de Newton adaptée à l'optimisation est alors légèrement différente de la méthode de Newton connue.

Les méthodes de Quasi-Newton sont élaborées pour l'optimisation, et pour pallier aux inconvénients de la méthode de Newton : la fonction f'' n'est pas nécessairement connue, peut être très chère à calculer, et $f''(x_k)$ peut être très difficile à inverser. On remplace

alors $f''(x_k)$ par une matrice H_k , éventuellement constante, qui est censée approcher f'' ou bien son inverse $f''(x_k)^{-1}$, [54, 55].

4.1.5 Méthode de relaxation de Rosenbrock

La méthode de relaxation de Rosenbrock permet de ramener un problème de minimisation à plusieurs variables à une résolution successive de n problèmes de minimisation à une seule variable chacun, à chaque itération. Si on cherche à minimiser une fonction objectif à n variables à l'itération j_k , on fixe toutes les composantes x_k sauf la première et on minimise la fonction objectif par rapport à cette première composante, en utilisant la méthode de Newton par exemple. On recommence ensuite la même procédure pour minimiser la fonction objectif, par rapport à la deuxième composante et ainsi de suite.

On exécute ainsi plusieurs itérations jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit vérifié. L'utilisation de cette méthode n'aboutit pas forcément à l'optimum local, [55, 56].

4.1.6 Méthode du polytope de Nelder-Mead

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

Contrairement aux autres méthodes qui démarrent à partir d'un point initial, la méthode de Nelder-Mead utilise un "polytope" de départ. Un polytope est une figure géométrique de $(n + 1)$ points, n étant la dimension du problème. Le polytope de départ est obtenu par le tirage aléatoire d'un point x_1 dans l'espace solution, les autres points x_i sont choisis de manière à former une base, généralement une base orthogonale :

$$x_i = x_1 + \lambda e_i \quad (4-9)$$

e_i ($i = 2, \dots, n + 1$) sont des vecteurs unitaires linéairement indépendants, et λ est généralement une constante, adaptée à la caractéristique du problème (domaine de variation des différentes composantes).

On peut choisir des λ_i différents pour chaque vecteur de direction. Mais généralement, pour définir une base orthonormée, on prend un seul λ_i égal à l'unité, et le produit scalaire entre deux vecteurs unitaires e_i est nul. Le polytope P_0 défini par les sommets x_1, x_2, \dots, x_{n+1} , est noté $P_0 = [x_1, x_2, \dots, x_{n+1}]$. A chaque itération de l'algorithme du polytope, $(n+1)$ points sont utilisés pour déterminer un pas d'essai. Les points x_i sont ordonnés de manière à avoir :

$$f(x_1) \leq f(x_2) \leq \dots \leq f(x_{n+1}) \quad (4-10)$$

Les conditions d'arrêt de l'algorithme dépendent de la différence de valeur de la fonction objectif entre le meilleur et le plus mauvais point : aussitôt que cette différence est inférieure à un certain seuil, l'algorithme est interrompu, [52, 55].

4.2 Algorithmes d'optimisation stochastiques

Les méthodes stochastiques sont basées sur une approche en partie ou entièrement guidée par un processus stochastique. Contrairement aux méthodes déterministes, leur convergence n'est pas garantie, ou, dans le meilleur des cas, elle est garantie de manière asymptotique (c'est-à-dire pour un nombre infini d'itérations). La méthode stochastique la plus simple est l'échantillonnage aléatoire (ou méthode de Monte-Carlo) qui consiste à évaluer des points engendrés de façon aléatoire et à conserver le meilleur. Son avantage est d'être simple et très facile à implémenter, mais elle présente un sérieux inconvénient : elle n'est pas efficace, et exige souvent un nombre élevé d'itérations pour donner une solution acceptable.

Parmi les différentes méthodes stochastiques d'optimisation globale, nous allons nous intéresser aux méthodes heuristiques (ou méthodes approchées). Contrairement aux méthodes dites exactes, ces heuristiques ne procurent pas forcément une solution optimale, mais seulement une bonne solution en fonction du temps disponible.

Une méthode heuristique peut être conçue pour résoudre un type de problème donné, ou bien comme une méthode générale applicable à divers problèmes d'optimisation. Dans le second cas, elle est désignée sous le terme de métaheuristique. Cette définition d'une métaheuristique est celle adoptée par le « Metaheuristics Network » : « A metaheuristic is a set of concepts that can be used to define heuristic methods that can be applied to a wide set of different problems ». Cependant, étant donnée la grande diversité de techniques et

concepts utilisés par les métaheuristiques, il n'existe jusqu'ici aucune définition communément acceptée, [57, 58].

4.2.1 Méthode de Monte-Carlo

On appelle méthode de Monte-Carlo toute méthode visant à calculer une valeur numérique, et utilisant des procédés aléatoires, c'est-à-dire des techniques probabilistes. Le nom de ces méthodes, qui fait allusion aux jeux de hasard pratiqués à Monte-Carlo, a été inventé en 1947 par Nicholas Metropolis, et publié pour la première fois en 1949 dans un article co-écrit avec Stanislas Ulam. Les méthodes de Monte-Carlo sont particulièrement utilisées pour calculer des intégrales en dimensions plus grandes que 1 (en particulier, pour calculer des surfaces, des volumes, etc.).

C'est la plus simple des méthodes stochastiques. Elle consiste à tirer à chaque itération une solution au hasard. La fonction objective f est évaluée en ce point. La nouvelle valeur est comparée à la précédente. Si elle est meilleure que la précédente, cette valeur est enregistrée, ainsi que la solution correspondante, et le processus continue. Sinon on repart du point précédent et on recommence le procédé, jusqu'à ce que les conditions d'arrêt soient atteintes, [59, 60].

4.2.2 Méthode de recherche Tabou

La méthode de recherche taboue (RT) est une technique adaptative introduite dans les années 70 en optimisation combinatoire pour résoudre les problèmes difficiles. Elle est considérée comme une métaheuristique, qui peut être utilisée pour résoudre différents types de problème.

Présentons dans un premier temps l'algorithme de descente simple. Il part d'une solution initiale qu'il essaie d'améliorer de manière itérative. Pour cela, il génère à chaque étape un sous-ensemble V du voisinage $N(s)$ de la solution courante. Ensuite, il choisit dans cet ensemble V la meilleure solution, c'est-à-dire celle qui minimise la fonction objectif sur V . Cette dernière solution devient la solution courante et l'algorithme continue jusqu'au moment où aucun élément de V ne permet d'avoir une meilleure valeur de la fonction objectif.

La méthode de recherche taboue est une amélioration de l'algorithme général de descente. Elle essaie principalement d'éviter le piège des minima locaux. Pour cela, il est nécessaire d'accepter de temps en temps des solutions qui n'améliorent pas la fonction objective, en espérant ainsi parvenir plus tard à de meilleures solutions. Cependant, le fait de vouloir

accepter des solutions non forcément meilleures introduit un risque de cycle, c'est-à-dire un retour vers des solutions déjà explorées. D'où l'idée de conserver une liste taboue T (Tabou liste) des solutions déjà visitées. Ainsi, lors de la génération de l'ensemble V des solutions voisines candidates, on enlève toutes les solutions appartenant à la liste taboue.

Notons tout de même que, d'une part, le stockage de toutes les solutions déjà visitées peut nécessiter beaucoup de mémoire et que, d'autre part, il peut s'avérer utile de revenir à une solution déjà visitée pour continuer la recherche dans une autre solution. Un compromis a été adopté en ne gardant dans la liste taboue que les k dernières solutions. L'algorithme s'arrête quand aucune amélioration n'est intervenue depuis un certain nombre d'itérations ou si toutes les solutions voisines candidates sont taboues, [61, 62].

4.2.3 Algorithme de Metropolis

L'algorithme de Metropolis est un algorithme d'optimisation stochastique, basé sur la recherche de l'optimum en utilisant un processus aléatoire. La méthode consiste à faire évoluer une solution possible du problème de façon aléatoire. A chaque étape d'un processus itératif, on effectuera une petite modification de la solution de façon aléatoire, puis on calculera la fonction objective, si elle s'améliore par rapport à la solution précédente, on conserve cette nouvelle solution qui va subir à son tour des modifications au cours des cycles suivants. Si le nouveau point choisi itinéraire est moins bon que son antécédent, il ne sera pas forcément rejeté. En effet, il peut être conservé comme nouvelle solution à condition qu'il puisse, par un coup de chance, obtenir un tirage au sort favorable. Ça peut être le cas où la variation de la fonction objectif est inférieure à une variable aléatoire positive simulée. Ce système de rattrapage d'une solution a priori plus mauvaise constitue la clef de l'algorithme, car il permet au système d'explorer des régions défavorables, mais dont la traversée est nécessaire à l'obtention des solutions finales, [62].

4.2.4 Méthode du recuit simulé

Le recuit simulé est une procédure de recherche selon laquelle la topologie courante, retenue momentanément comme meilleure solution, est continuellement comparée à d'autres topologies qui lui sont très proches. Ces topologies voisines sont obtenues à la suite de petites perturbations sur la topologie courante. Lorsqu'une perturbation aboutit à une topologie meilleure que la solution courante, elle est sauvegardée comme solution courante. Cependant, il peut arriver que, suite à une perturbation, la topologie voisine obtenue soit conservée comme solution courante, même si elle n'est pas meilleure que la

solution courante, à condition qu'elle respecte une certaine probabilité d'acceptation. Le fait d'accepter de temps à autre une solution dégradée permet d'éviter de s'enfermer trop tôt dans un minimum local. D'autre part, la probabilité d'acceptation doit être suffisamment faible, de telle sorte que l'algorithme puisse s'approcher le plus possible de l'optimum global.

En fin de compte, l'algorithme se termine lorsque le critère d'arrêt est satisfait à cette étape, la recherche locale devrait avoir abouti à un minimum local ou à un optimum global. Il s'ensuit que la solution idéale trouvée est, soit localement optimale vu le nombre élevé de minima locaux, soit globalement optimale dans le meilleur des cas, [52].

4.2.5 Programmation évolutive

La programmation évolutive a été initialement introduite pour simuler l'intelligence qui est définie sur l'hypothèse suivante : la caractéristique principale de l'intelligence est la capacité d'adaptation comportementale d'un organisme à son environnement. Selon un modèle très simpliste, cette tâche de simulation revient à prédire une séquence de symboles appartenant à un alphabet fini à partir des séquences déjà observées. Dans ce but, des automates d'états finis sont choisis pour représenter les individus d'une population. Ainsi, à chaque automate de la population est donnée une série de symboles pris dans une séquence déjà observée et la sortie de l'automate est mesurée par rapport au résultat déjà connu. Cette mesure constitue l'adaptation de l'individu. L'étape suivante consiste à créer, pour chaque individu, un individu enfant par une mutation aléatoire de l'individu parent.

La mutation est assurée par une des 5 opérations suivantes : changer le symbole d'une sortie, changer un état de transition, ajouter ou supprimer un état et changer l'état initial.

Aujourd'hui, la programmation évolutive s'est adaptée à l'optimisation combinatoire et a produit des résultats intéressants pour certains problèmes, [63].

4.2.6 Stratégies d'évolution

Les stratégies d'évolution forment une famille de métaheuristiques d'optimisation. Elles sont inspirées de la théorie de l'évolution, et appartiennent à ce titre à la classe des algorithmes évolutionnaires.

La méthode fut initialement proposée par INGO RENCHERBERG, en 1965, à l'université technique de Berlin, en Allemagne. Elle est, à ce titre, la première véritable métaheuristique et le premier algorithme évolutionnaire, bien avant le recuit simulé ou les algorithmes génétiques. La méthode fut ensuite développée durant la fin des années 1960,

principalement par les travaux de Ingo Rechenberg, P. Bienert et Hans-Paul Schwefel sur la conception de profils aérodynamiques.

Par la suite, les stratégies d'évolutions (evolution strategies, en anglais, Evolutions strategie en allemand, abrégé ES), furent utilisées sur des problèmes d'optimisation continus, discrets, contraints, multi objectifs, etc.

Dans sa version de base, l'algorithme manipule itérativement un ensemble de vecteurs de variables réelles, à l'aide d'opérateurs de mutation et de sélection. L'étape de mutation est classiquement effectuée par l'ajout d'une valeur aléatoire, tirée au sein d'une distribution normale. La sélection s'effectue par un choix déterministe des meilleurs individus, selon l'échelle de valeur de la fonction objectif.

Les stratégies d'évolutions utilisent un ensemble de μ « parents » pour produire λ « enfants ». Pour produire chaque enfant, ρ parents se « recombinent ». Une fois produits, les enfants sont mutés, généralement par ajout d'une variable aléatoire suivant une loi normale. L'étape de sélection peut s'appliquer, soit uniquement aux enfants (sélection « virgule »), soit à l'ensemble enfants + parents (sélection « plus »). Dans le premier cas, l'algorithme est noté :

$$(\mu/\rho, \lambda) - \text{ES} \quad (4-11)$$

Dans le second

$$(\mu/\rho + \lambda) - \text{ES} \quad (4-12)$$

À l'origine, l'étape de recombinaison était inexistante, les algorithmes étant alors notés :

$$(\mu, \lambda) - \text{ES} \quad (4-13)$$

Ou :

$$(\mu + \lambda) - \text{ES} \quad (4-14)$$

Les méthodes contemporaines utilisent l'opérateur de recombinaison, comme les autres algorithmes évolutionnaires, afin d'éviter d'être piégé dans des optimums locaux.

Ainsi, un algorithme $(\mu/1,+) - \text{ES}$ n'utilisera pas de « recombinaison », mais construira la génération suivante à partir des meilleurs individus, qu'ils soient parents ou enfants. Un algorithme $(\mu/\rho + 1) - \text{ES}$ produira uniquement un enfant par génération, et supprimera le plus mauvais individu à chaque itération. Cette dernière méthode porte le nom de stratégies d'évolution à états constants (steady states ES en anglais).

Une itération de l'algorithme général procède comme suit:

1. À partir d'un ensemble de μ parents ;
2. Produire une population de λ enfants : choisir ρ parents ;
3. Recombiner ses parents entre - eux pour former un unique individu ;
4. Faire muter cet individu ;
5. Sélectionner les μ meilleurs individus, [63, 64].

4.2.7 Méthode de bruitage

La méthode de bruitage a été introduite sur des problèmes dont la donnée comporte un ensemble de nombres réels, par exemple, le voyageur de commerce (arêtes évaluées par des réels) et le problème d'affectation quadratique (matrices de réels). Cette méthode fait appel à une notion de bruitage de la donnée qui est définie de la façon suivante : la donnée bruitée est produite à partir de la donnée initiale en ajoutant à chacun des réels une composante calculée comme le produit de trois éléments :

- a) une fonction aléatoire à valeurs sur l'intervalle $[0,1]$;
- b) un paramètre permettant de contrôler le niveau du bruit ;
- c) le plus grand des réels concernés, afin de normaliser le niveau du bruit par rapport à la donnée. L'exécution de l'heuristique comporte plusieurs étapes. Chaque étape consiste à calculer un bruitage de la donnée, puis à effectuer une descente prenant en compte la fonction de coût calculée à partir de la donnée bruitée. Le niveau du bruit est décrémenté au début de chaque nouvelle étape, et la descente s'effectue à partir de la configuration résultant de l'étape précédente. Il existe deux variantes pour le bruitage :
 1. chaque descente sur la donnée bruitée est suivie par une descente effectuée sur la donnée non bruitée. L'objectif consiste à mieux tenir compte de la donnée réelle puisqu'un véritable optimum local est alors atteint ;
 2. la configuration courante est régulièrement remplacée par la meilleure configuration obtenue depuis le début, [65].

4.2.8 Méthode de colonie de fourmis

L'histoire de l'intelligence en essaim remonte à l'étude du comportement de fourmis à la recherche de nourriture au départ de leur nid, par Goss Deneubourg.

En se déplaçant du nid à la source de nourriture et vice-versa (ce qui, dans un premier temps, se fait essentiellement d'une façon aléatoire), les fourmis déposent au passage sur le

sol une substance odorante appelée phéromone, ce qui a pour effet de créer une piste chimique. Les fourmis peuvent sentir ces phéromones qui ont un rôle de marqueur de chemin : quand les fourmis choisissent leur chemin, elles ont tendance à choisir la piste qui porte la plus forte concentration de phéromones. Cela leur permet de retrouver le chemin vers leur nid lors du retour. D'autre part, les odeurs peuvent être utilisées par d'autres fourmis pour retrouver les sources de nourriture détectées par leurs consœurs.

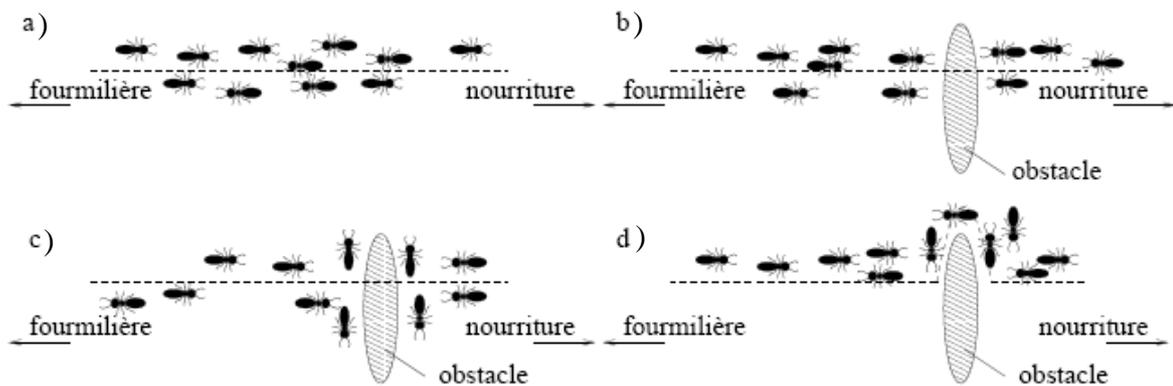


Figure 4.1 Principe de la méthode de colonie de fourmis

- a) Les fourmis suivent un chemin entre la fourmière et la nourriture ;
- b) Un obstacle apparaît sur le chemin ; les fourmis choisissent entre prendre à droite et à gauche avec équiprobabilité ;
- c) La phéromone s'évapore sur le chemin le plus long ;
- d) Toutes les fourmis choisissent le chemin le plus court.

Il a été démontré expérimentalement que ce comportement permet l'émergence des chemins les plus courts entre le nid et la nourriture, à condition que les pistes de phéromones soient utilisées par une colonie entière de fourmis.

Le système de fourmis (Ants System - AS) est une méthode d'optimisation basée sur ces observations proposées par Dorigo. Le système de fourmis a été employé avec succès sur des nombreux problèmes (voyageur de commerce, affectation quadratique, ...) mais les auteurs ont remarqué que l'AS n'a pas un comportement très exploratoire ce qui a conduit les auteurs à utiliser des hybridations du système de fourmis avec des recherches locales.

Les colonies de fourmis ont été utilisées en extraction de connaissances. On retrouve notamment leur utilisation pour effectuer des tâches de clustering. Ainsi, Handl et Meyer proposent d'utiliser des colonies de fourmis pour regrouper des textes issus de moteur de recherche, [66].

4.2.9 Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (AGs) sont des algorithmes d'optimisation stochastique fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Ils ont été initialement développés par John Holland (1975). C'est au livre de Goldberg (1989) que nous devons leur popularisation. Leurs champs d'application sont très vastes. Outre l'économie, ils sont utilisés pour l'optimisation de fonctions (De Jong (1980)), en programmation génétique (Koza (1992)), pour le contrôle de pipeline (Goldberg (1981)), en théorie du contrôle optimal (Krishnakumar et Goldberg (1992), Michalewicz, Janikow et Krawczyk (1992) et Marco et al. (1996) et plus récemment Jamshidi et al. (2003)), ou encore en théorie des jeux répétés (Axelrod (1987)) et dynamiques (Özyildirim (1996, 1997) et Özyildirim et Alemdar (1998)). Les raisons de ce grand nombre d'applications sont la simplicité et l'efficacité de ces algorithmes, [67].

Les algorithmes génétiques recherchent aléatoirement la solution globale (extrema d'une fonction) sous un espace de données (pool génétique) par l'optimisation d'une fonction appelée fonction coût, d'adaptation ou d'adéquation "fitness". Ils sont donc formulés à maximiser ou à minimiser l'expression de la fonction d'adéquation. Ils se distinguent principalement des autres méthodes déterministes selon les axes suivants :

- a) AGs utilisent, en générale, un codage intermédiaire des paramètres ;
- b) Ils travaillent sur une population diversifiée de points ;
- c) Ils se limitent à l'utilisation des valeurs de la fonction à étudier et non une autre connaissance auxiliaire (sa dérivée) ;
- d) Ils utilisent des règles de simulation probabilistes ;
- e) Ils possèdent l'habileté de traiter des problèmes complexes et variés ;
- f) Ils nécessitent une plus grande puissance de calcul pour vaincre l'extrême lenteur de leur évolution (mais les ordinateurs contemporains sont largement suffisants).

Les terrains d'application de ces algorithmes sont diversifiés à savoir en particulier l'identification des processus, la surveillance d'installation, la détection d'erreurs et le diagnostic, [68].

4.2.9.1 Technique d'aptitude

Pour appliquer les AGs, on doit avoir une fonction du coût ou une fonction d'évaluation qui est minimisée indirectement ; sa valeur est élaborée à une valeur d'aptitude qui doit être maximisée. Chaque chromosome dans une population peut représenter une différente chaîne de caractère et une différente idée sur la résolution du problème ; ainsi, satisfaisant

la fonction d'évaluation. La décision du codage des chromosomes représentant les solutions possibles d'un problème particulier mène à l'exigence d'un choix convenable de la fonction d'évaluation. Une fonction d'évaluation doit être capable d'interpréter les données continues dans les chromosomes et de décider si la solution résultante est optimale. La fonction d'évaluation d'un AG prend un chromosome et retourne une valeur d'aptitude qui lui est associé. La fonction du coût est calculée et cette valeur du coût est alors transformée en valeur d'aptitude pour qu'elle convienne dans un AG, [68].

En raison de son analogie avec la théorie de l'évolution naturelle, l'AG est naturellement formulé en terme de maximisation. Etant donnée une fonction f réelle à une ou plusieurs variables, le problème d'optimisation sur l'espace de recherche E s'écrit comme :

$$\max_{x \in E} \{f(x)\} \quad (4-15)$$

De plus, la fonction à optimiser par un AG doit avoir des valeurs positives sur l'ensemble du domaine E . dans le cas contraire, il convient d'ajouter aux valeurs de f une constante positive F_{min} conformément à l'équivalence de (4-16).

$$\max_{x \in E} \{f(x)\} + F_{min} \quad (4-16)$$

Dans beaucoup de situation, l'objectif est exprimé sous la forme de minimisation d'une fonction de performance g ,

$$\min_{x \in E} \{g(x)\} \quad (4-17)$$

Le passage du problème de minimisation au problème de maximisation est obtenu par la transformation de la fonction g . Il y a plusieurs méthodes pour établir cette transformation. Ces méthodes sont appelées les techniques d'aptitudes.

a) Transformation directe

Cette technique transforme la fonction g à minimiser en une valeur d'aptitude f_j qui doit être maximisée par l'AG. Le plus utilisée est :

$$\max_{x \in E} \{h(x)\} \quad (4-18)$$

Avec :

$$h(x) = \begin{cases} G_{max} - g(x) & G_{max} \geq g(x) \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (4-19)$$

Le choix de la fonction h n'est pas unique. En effet, toute composition de la fonction g par une fonction quelconque décroissante et monotone sur le domaine E , conduira à un problème de maximisation équivalent à l'équation (4-16). On rencontre notamment dans la littérature la fonction de la transformation h donnée par :

$$h(x) = \frac{1}{1 + g(x)} \quad (4-20)$$

b) Fenêtrage

Une valeur d'aptitude minimale au zéro est donnée au pire chromosome. Alors chaque membre de la population est crédité avec une aptitude croissante proportionnelle à la quantité avec laquelle le coût du pire cas dépasse son coût.

4.2.9.2 Principe des AGs

Un algorithme génétique recherche le ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer des cinq éléments suivants, [65] :

- a) Un principe de codage de l'élément de population. Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état (dans notre cas à chaque animal) une structure de données. Cette structure conditionne le succès des algorithmes génétiques ;
- b) Un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures ;
- c) une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur de \mathbf{R}^+ appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu ;
- d) Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer en théorie la quasi-intégralité de l'espace d'état. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états ;
- e) Des paramètres de dimensionnement du problème, tels que la taille de la population, le nombre total de générations ou critère d'arrêt de l'algorithme, les probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

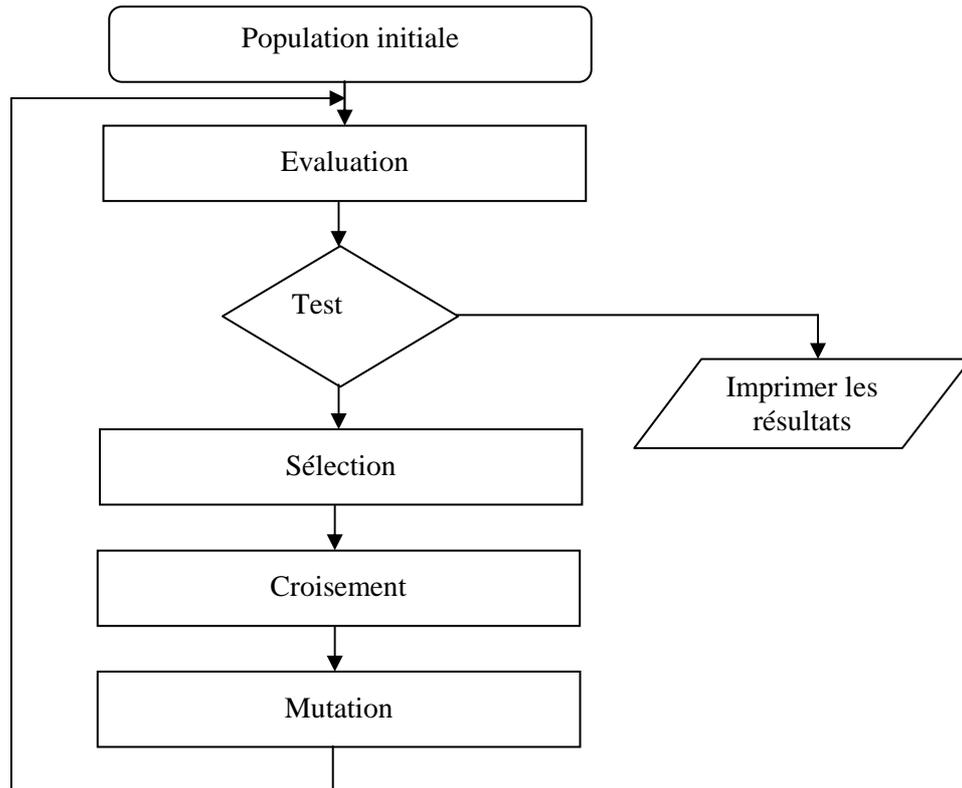


Figure. 4.2 Principe général des algorithmes génétiques

a) Codage des données

Dans la nature, les structures géniques sont codées en base 4, dont les " chiffres " sont les quatre bases azotées : l'adénine (A), la thymine (T), la cytosine (C) et la guanine (G). Dans le cadre des algorithmes génétiques, ce type de codage est bien difficile à utiliser et n'est donc pas retenu. Historiquement le codage utilisé par les algorithmes génétiques était représenté sous forme de chaînes de bits contenant toute l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace d'état. Ce type de codage a pour intérêt de permettre de créer des opérateurs de croisement et de mutation simples (par inversion de bits par exemple). C'est également en utilisant ce type de codage que les premiers résultats de convergence théorique ont été obtenus. Cependant, ce type de codage n'est pas toujours bon comme le montrent les deux exemples suivants, [65] :

1. Deux éléments voisins en terme de distance de Hamming (représente le nombre de bits dont diffèrent deux nombres binaires) ne codent pas nécessairement deux éléments proches dans l'espace de recherche. Ainsi, les nombres binaires 100000 et 000000 ont certes une distance de Hamming faible ($d=1$) mais représentent des valeurs très éloignées (32 et 0), ce qui est assez problématique si on utilise des opérateurs de mutation intervertissant les bits ;

2. Pour des problèmes d'optimisation dans des espaces de grande dimension, le codage binaire peut rapidement devenir mauvais. En effet, l'ordre des variables a une importance dans la structure du chromosome binaire, alors qu'il n'en a pas forcément dans la structure du problème. De plus, la structure binaire empêche l'utilisateur d'accéder à une valeur particulière.

b) Génération de la population initiale

Le choix de la population initiale d'individus conditionne fortement la rapidité et l'efficacité de l'algorithme. Par individus, on ne parle pas nécessairement d'individus "physiques", mais d'objets utilisés pour travailler sur l'algorithme. Par exemple, si on veut trouver le minimum global d'une fonction, un individu sera un nombre. Si la position de l'optimum dans l'espace d'état est totalement inconnue, il est naturel de générer aléatoirement des individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace d'état en veillant à ce que les individus produits respectent les contraintes. C'est une génération de ce type que nous allons utiliser dans notre programme, car nous ne connaissons pas initialement quel type d'animal sera apte à survivre au milieu entré par l'utilisateur. Si par contre, des informations a priori sur le problème sont disponibles, il paraît bien évidemment naturel de générer les individus dans un sous domaine particulier afin d'accélérer la convergence.

c) Fonction à optimiser

Nous avons dit précédemment qu'un algorithme génétique est un algorithme d'optimisation globale. Il faut donc définir la fonction à optimiser. Il est donc nécessaire de quantifier l'adaptabilité de chaque objet au milieu qui l'entoure. Pour revenir à l'exemple précédent d'une fonction à minimiser : plus l'image par la fonction de l'individu "nombre" sera faible, plus le nombre sera adapté aux contraintes. Cette adaptabilité est calculée grâce à une fonction mêlant caractéristiques de l'animal et paramètres du milieu, retournant une valeur de \mathbb{R}^+ appelée fitness, ou adaptabilité. Un élément de population qui viole une contrainte ou qui est en total désadéquation avec son milieu se verra attribuer une mauvaise fitness et aura une probabilité forte d'être éliminé par le processus de sélection. Gérer les contraintes en pénalisant la fonction fitness est délicat, un "dosage" s'impose pour ne pas favoriser la recherche de solutions admissibles au détriment de la recherche de l'optimum ou inversement. Disposant d'une population d'individus non homogène, la diversité de la population doit en effet être entretenue au cours des générations afin de parcourir le plus largement possible l'espace d'état. C'est le rôle des opérateurs de croisement et de mutation.

4.2.9.3 La diversification du milieu

Afin de diversifier le milieu d'une génération à l'autre, il est nécessaire d'introduire divers opérateurs :

i. Opérateur de croisement

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité de la population en manipulant la structure des chromosomes. Classiquement, les croisements sont envisagés avec deux parents et génèrent deux enfants. Plusieurs techniques de croisement sont utilisées. Initialement, le croisement associé au codage par chaînes de bits est le croisement à découpage de chromosomes (slicing crossover).

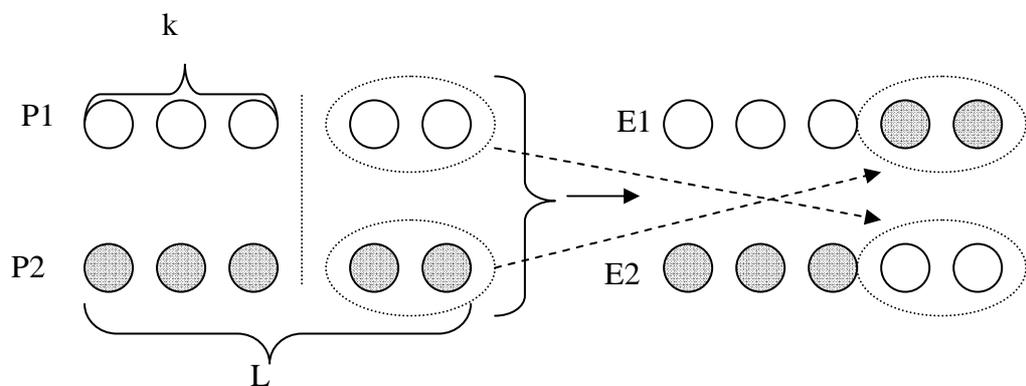


Figure 4.3 Mécanisme de l'opération de croisement à découpage de chromosomes

Pour effectuer ce type de croisement sur des chromosomes constitués de L gènes, on tire aléatoirement une position dans chacun des parents $P_1(i)$ et $P_2(i)$. On échange ensuite les deux sous chaînes terminales de chacun des deux chromosomes, ce qui produit deux enfants $E_1(i)$ et $E_2(i)$. On peut étendre ce principe en découpant le chromosome non pas en 2 sous chaînes mais en 3, 4, etc. Cette méthode est particulièrement efficace pour les problèmes discrets, et c'est celle que nous utilisons. Nous coupons le chromosome en deux points (slicing crossover à deux points) choisis aléatoirement et recombinaisons les morceaux en croisant les chromosomes, comme le montre le schéma ci-dessous, [65].

Autrement dit, les nouveaux individus sont déterminés par combinaison linéaire comme suit :

$$E_1(i) = k \cdot P_1(i) + (L - k) P_2(i) \quad (4-21)$$

$$E_2(i) = (L - k) P_1(i) + k \cdot P_2(i) \quad (4-22)$$

Il existe plusieurs types d'opérateurs de croisement :

a) Croisement aléatoire

Cet opérateur combine deux chromosomes selon une chaîne binaire aléatoire. A chaque position, les bits correspondants des parents sont échangés si la chaîne aléatoire contient un 1 à cette position. Si le bit aléatoire est 0, il n'y a pas d'échange.

Parent 1	001011011110
Parent 2	011101100101

Chaîne aléatoire	110011110010

Enfant 1	011001101100
Enfant 2	001111010111

Figure 4.4 Croisement aléatoire

b) Croisement à un point

Le plus simple opérateur de croisement est à un point ou premièrement l'emplacement du croisement est choisi avec une probabilité uniforme sur la longueur du chromosome ou de la chaîne. En d'autres mots, un nombre entier k , représentant une position ou un emplacement sur la chaîne, est choisi aléatoirement entre 1 et la longueur L de la chaîne moins 1 ($k \in [1, L-1]$), ce nombre représentera donc la position où se produira le croisement, et enfin deux nouvelles chaînes seront créées en échangeant le matériel génétique (caractères) compris entre les positions $k + 1$ et L des chaînes reproductrices. Ce processus est illustré par la **Figure 4.5**.

Parent 1	00110100		1110
Parent 2	01110110		0101

Enfant 1	00110100		0101
Enfant 2	01110110		1110

Figure 4.5 Croisement à un point avec $k = 8$

c) Croisement en deux points

Cette technique est similaire à la précédente ; mais, ce cas deux positions sont sélectionnées et les sous chaînes entre ces deux positions sont échangées. Cette méthode aux mêmes propriétés déjà décrites. Mais elle peut combiner certain schéma que la version à un point ne peut pas.

Parent 1	00	101101	1110
Parent 2	01	110110	0101

Enfant 1	00	110110	1110
Enfant 2	01	101101	1110

Figure 4.6 Croisement en deux points

Tous les opérateurs de croisement sont réalisés d'une manière qu'ils génèrent de nouveaux chromosomes différents de ceux appartenant déjà à la génération, c'est-à-dire, différents des deux parents, l'échange actuel d'information est aussi exigé. Si les nouveaux chromosomes créés par l'opérateur ne satisfont pas ces conditions, différentes position de croisement sont essayées. S'ils échouent encore à créer des chromosomes différents, un nouveau accouplement aléatoire est sélectionné. Cette méthode génère des enfants qui n'ont pas de double, avec une probabilité élevée, mais si elle échoue encore la mutation peut modifier les doubles.

ii. Opérateur de mutation

L'opérateur de mutation apporte aux algorithmes génétiques la propriété d'ergodicité de parcours d'espace. Les propriétés de convergence des algorithmes génétiques sont fortement dépendantes de cet opérateur sur le plan théorique, et un algorithme peut même converger rien qu'en utilisant des mutations. Pour les problèmes discrets, l'opérateur de mutation consiste généralement à tirer aléatoirement un gène dans le chromosome et à le remplacer par une valeur aléatoire. Si la notion de voisinage existe dans le modèle retenu, il pourra être judicieux de choisir à chaque fois des valeurs mutées dans le voisinage des valeurs originelles, [69].

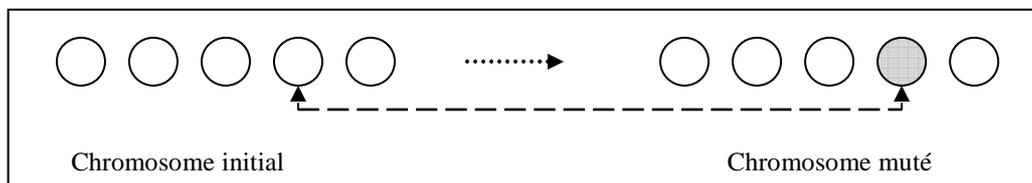


Figure 4.7 Opération de mutation d'un gène

iii. Mécanismes de sélection

A l'inverse d'autres techniques d'optimisation, les algorithmes génétiques ne requièrent pas d'hypothèse particulière sur la régularité de la fonction objective. L'algorithme génétique n'utilise notamment pas ses dérivées successives, ce qui rend très vaste son domaine

d'application. Aucune hypothèse sur la continuité n'est non plus requise. Néanmoins, dans la pratique, les algorithmes génétiques sont sensibles à la régularité des fonctions qu'ils optimisent (ici la fitness). La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. On trouve un nombre important de principes de sélection plus ou moins adaptés aux problèmes qu'ils traitent. Le principe de roulette " Wheel sélection " consiste à associer à chaque individu un segment dont la longueur est proportionnelle à sa fitness. On reproduit ici le principe de tirage aléatoire utilisé dans les roulettes de casinos avec une structure linéaire. Ces segments sont ensuite concaténés sur un axe que l'on normalise entre 0 et 1 (on utilise ainsi des fitness relatives). On tire alors un nombre aléatoire de distribution uniforme entre 0 et 1, puis on " regarde " quel est le segment sélectionné. Avec ce système, les grands segments, c'est-à-dire les bons individus, seront plus souvent adressés que les petits. Cependant, cette méthode n'est pas parfaite : lorsque la dimension de la population est réduite, il est difficile d'obtenir en pratique l'espérance mathématique de sélection en raison du peu de tirages effectués. Un biais de sélection plus ou moins fort existe suivant la dimension de la population. D'autres méthodes, que je ne détaillerais pas car elles sont beaucoup plus complexes en terme de nombre de calculs, peuvent être utilisées, telles que la méthode du " stochastic remainder without replacement sélection ".

4.2.9.5 Procédure de maximisation des fonctions par algorithmes génétiques

Pour chercher le maximum d'une fonction simple $f(x)$ dans l'intervalle $[a, b]$ avec une précision de n chiffres significatifs, on procédera de la manière suivantes, [70] :

1. L'intervalle $[a, b]$ est subdivisé en $(b - a)10^n$ petits intervalles qui représenteront chacun un chromosome.
2. Chaque chromosome est codé en binaire à l'aide de k bits, avec k vérifiant les inéquations suivantes :

$$2^{(k-1)} \leq (b - a)10^n \leq 2^k \quad (4-23)$$

3. La valeur décimale, x_j , correspondant au code binaire de chaque chromosome binaire est calculé par :

$$x_j = \sum_{i=0}^{i=k-1} a_i 2^i \quad (4-24)$$

4. Le nombre réel, x , correspondant à la valeur binaire est déterminé par :

$$x_j = a + x'_j \left(\frac{b-a}{2^k - 1} \right) \quad (4-25)$$

5. Pour chaque génération les calculs suivants sont effectués :

- a) Calcul de la fonction d'évaluation feval (x_j) pour chaque chromosome v_j ,
- b) Calcul de l'évaluation totale, F , de la population constitué de N individus :

$$F = \sum_{j=1}^N \text{feval}(x_j) \quad (4-26)$$

- c) Calcul de la probabilité de sélection, p_s , de chaque chromosome :

$$P_{sj} = \frac{\text{feval}(x_j)}{F} \quad (4-27)$$

- d) Calcul de la probabilité cumulative, q , pour chaque chromosome :

$$q_j = p_1 + p_2 + \dots + p_j \quad (4-28)$$

- e) Pour sélectionner à l'aide de la roue de loterie biaisé, on fait tourner la roulette N fois (taille de la population) de la façon suivante : à chaque fois, on génère aléatoirement un nombre r dans l'intervalle $[0, 1]$. Ensuite, on compare ces nombres aux probabilités q_j . Si $r_1 < q_1$; v_1 est sélectionné, sinon v_j est sélectionné avec $2 \leq j \leq N$ tel que $q_{j-1} < r_1 < q_j$. On procède de la même manière pour le reste des r_i ($i = 2, N$).
- f) Pour chaque chromosome de la nouvelle génération, on génère, au hasard, N nombres r dans $[0, 1]$ et on les compare à la probabilité de croisement P_c . Si $r_i < P_c$, le $i^{\text{ème}}$ chromosome est sélectionné pour le croisement, sinon il n'est pas.
- g) Croisement des chromosomes ainsi sélectionnés deux à deux. Si le nombre de ces chromosomes est impair, on peut élaguer un, ou bien reprendre un autre.
- h) On mute un bit de l'ensemble des gènes des différents chromosomes si le nombre généré arbitrairement $r \leq$ probabilité de mutation P_m .

Après chaque génération, le nombre d'individus est incrémenté progressivement afin d'introduire une assez grande diversification dans la population.

4.2.10 Méthode des essais de particules

L'optimisation par essais particulaires (OEP ou PSO en anglais) est une métaheuristique d'optimisation, inventée par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995.

Cet algorithme s'inspire à l'origine du monde du vivant. Il s'appuie notamment sur un modèle développé par le biologiste Craig Reynolds à la fin des années 1980, permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseaux. Une autre source d'inspiration, revendiquée par les auteurs, est la socio-psychologie.

Cette méthode d'optimisation se base sur la collaboration des individus entre eux. Elle a d'ailleurs des similarités avec les algorithmes de colonies de fourmis, qui s'appuient eux aussi sur le concept d'auto-organisation. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents puisse posséder une organisation globale complexe, [71].

Ainsi, grâce à des règles de déplacement très simples (dans l'espace des solutions), les particules peuvent converger progressivement vers un minimum local. Cette métaheuristique semble cependant mieux fonctionner pour des espaces en variables continues. Au départ de l'algorithme chaque particule est donc positionnée (aléatoirement ou non) dans l'espace de recherche du problème. Chaque itération fait bouger les particules en fonction de 3 composantes :

3. Sa vitesse actuelle,
4. Sa meilleure solution P_i ,
5. La meilleure solution obtenue dans son voisinage P_g .

Cela donne l'équation de mouvement suivante :

$$V_{k+1} = \omega V_k + b_1(P_i - X_k) + b_2(P_g - X_k) \quad (4-29)$$

$$X_{k+1} = X_k + V_{k+1} \quad (4-30)$$

Avec :

- ω inertie ;
- b_1 tiré aléatoirement dans $[0, \varphi_1]$;
- b_2 tiré aléatoirement dans $[0, \varphi_2]$;
- X_{k+1} position actuelle ;
- V_{k+1} vitesse actuelle.

4.3 Exemples d'application

Afin d'illustrer la capacité et le pouvoir du traitement des problèmes d'optimisation, nous proposons quelques exemples :

4.3.1 Exemple sur les AGs à codage binaire

Dans cet exemple, on propose de donner un exemple simple d'utilisation des algorithmes génétiques dans l'optimisation des fonctions. Pour ce faire, on considère la fonction :

$$f(x) = \sin(x) + \exp(0.1 \cdot x) \quad (4-31)$$

Sur l'intervalle $[1, 3]$, l'allure de cette fonction est donnée par la **Figure 4.8** : le maximum obtenu est $f(x) = 2.17$ pour une valeur de $x = 1.68$.

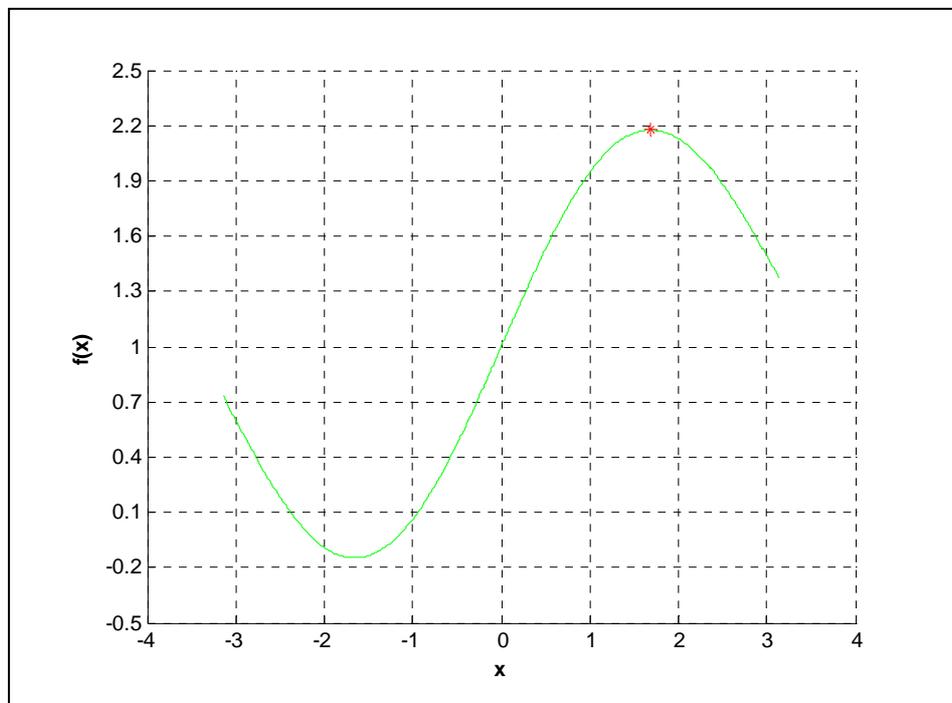


Figure 4.8 Allure de la fonction à optimiser

a) Première phase :

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

1. La longueur de l'intervalle est $3-1=2$;
2. Chaque unité doit être subdivisée en 10^n (précision souhaitée, $n=1$) ;
3. Donc, l'intervalle est subdivisée en $2 * 10 = 20$ petits intervalles;
4. Le nombre de bits requis pour représenter tous les réels considérés dans l'intervalle est k : tel que $2^{k-1} \leq 20 \leq 2^k$, $k=5$;
5. La probabilité de croisement : $P_c = 0.75$;

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

La taille de la population sera 4 individus (chromosome), chaque individu codé sur cinq bits (gènes). Choisis aléatoirement la génération initiale :

$V_1 = 10101$	$V_2 = 00110$	$V_3 = 10011$	$V_4 = 10111$
---------------	---------------	---------------	---------------

b) Deuxième phase : l'évaluation

On va commencer par calculer les valeurs de X_i pour chaque chromosome V_i . Avec $i = 1,2,3,4$ et par conséquent leurs fonctions d'évaluation :

$X_1 = 2.3548$	$X_2 = 1.3871$	$X_3 = 2.2258$	$X_4 = 2.4839$
$\text{Eval}(V_1) = 1.9736$	$\text{Eval}(V_2) = 2.1320$	$\text{Eval}(V_3) = 2.0423$	$\text{Eval}(V_4) = 1.8933$

La plus grande évaluation **2.1320** et la valeur moyenne **2.0103**

Formons la première génération.

c) Troisième phase : la sélection

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

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

$$F = \sum_{i=1}^4 f(x_i) = 8.0412$$

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

$P_1 = 0.2454$	$P_2 = 0.2651$	$P_3 = 0.2540$	$P_4 = 0.2354$
$Q_1 = 0.2454$	$Q_2 = 0.5105$	$Q_3 = 0.7646$	$Q_4 = 1.0000$

On fait tourner 4 fois la roulette pour générer des nombres aléatoires r dans $[0, 1]$, on obtient:

0.512 0.71 0.216 0.773

$r = 0.512$	$r = 0.710$	$r = 0.216$	$r = 0.773$
$Q_3 > 0.512$	$Q_3 > 0.71$	$Q_1 > 0.216$	$Q_4 > 0.773$
V_3 est sélectionné	V_3 est sélectionné	V_1 est sélectionné	V_4 est sélectionné

La première génération devient :

$V_{1'} = V_3 = 10011$	$V_{2'} = V_3 = 10011$	$V_{3'} = V_1 = 10101$	$V_{4'} = V_4 = 10111$
------------------------	------------------------	------------------------	------------------------

d) Quatrième phase : le croisement

Nous pouvons désormais appliquer l'opération de croisement aux individus sélectionnés V_i . La probabilité de croisement est $P_c = 0.75$. Assumons qu'aléatoirement, on procède au croisement à partir de la deuxième position, on fait tourner la roulette pour générer des nombres r dans $[0, 1]$. Si $r < 0.75$, le chromosome est sélectionné pour le croisement.

On obtient :

0.9501 0.2311 0.6068 0.4860

Alors V_2 , V_3 , V_4 sont sélectionnés. Comme le nombre d'individus est impair, on laisse tomber le dernier.

Cela donne pour le croisement :

$V_2' \quad 10011 \longrightarrow 10101$
 $V_3' \quad 10101 \longrightarrow 10011$

La population résultante est donc :

$V_1'' = 10011$	$V_2'' = 10101$	$V_3'' = 10011$	$V_4'' = 00111$
-----------------	-----------------	-----------------	-----------------

e) Cinquième phase : la mutation

L'opérateur de mutation est effectué bit par bit. La probabilité de la mutation est $P_m = 0.01$. Il y a $4 \times 5 = 20$ bits dans toute la population. Chaque bit a la même chance de mutation.

On tourne la roulette 20 fois pour générer r dans $[0, 1]$. Si $r < 0.01$, on mute le bit de ce rang. Seulement, au 16^{ème} tour, on obtient $r=0.008$, on mute, alors le 16^{ème} bit qui correspond au 1^{er} bit du 5^{ème} vecteur. Finalement, la première génération devient :

$V_1 = 10011$	$V_2 = 10101$	$V_3 = 10011$	$V_4 = 00111$
$X_1 = 19$	$X_2 = 21$	$X_3 = 19$	$X_4 = 7$

En évaluant la première génération, on obtient :

$X_1 = 2.2258$	$X_2 = 2.3548$	$X_3 = 2.2258$	$X_4 = 1.4516$
Eval (V_1) = 2.0423	Eval (V_2) = 1.9736	Eval (V_3) = 2.0423	Eval (V_4) = 2.1491

Evaluation totale égale à 8.2074 ; la plus grande valeur est 2.1491 et la valeur moyenne égale 2.0518. On vient de terminer une itération de la boucle "tant que" et la solution délivrée par cette génération est $X_4 = 1.4516$ qui correspondre à $f(X_4) = 2.1491$.

Si ce résultat n'est pas satisfaisant, on forme une autre génération à partir de celle-ci et en répétant la boucle "tant que" (on applique les opérateurs de sélection, croisement et de

mutation). Ensuite, on forme autant de génération qu'il faut jusqu'à la satisfaction du critère d'arrêt.

4.3.2 Exemple d'application sur EP

Concevoir le minimum d'une fonction $f(x)$ dans l'intervalle $[-4, 4]$ défini par :

$$f(x) = \sin(x) + \exp(0.1 \cdot x) \quad (4-32)$$

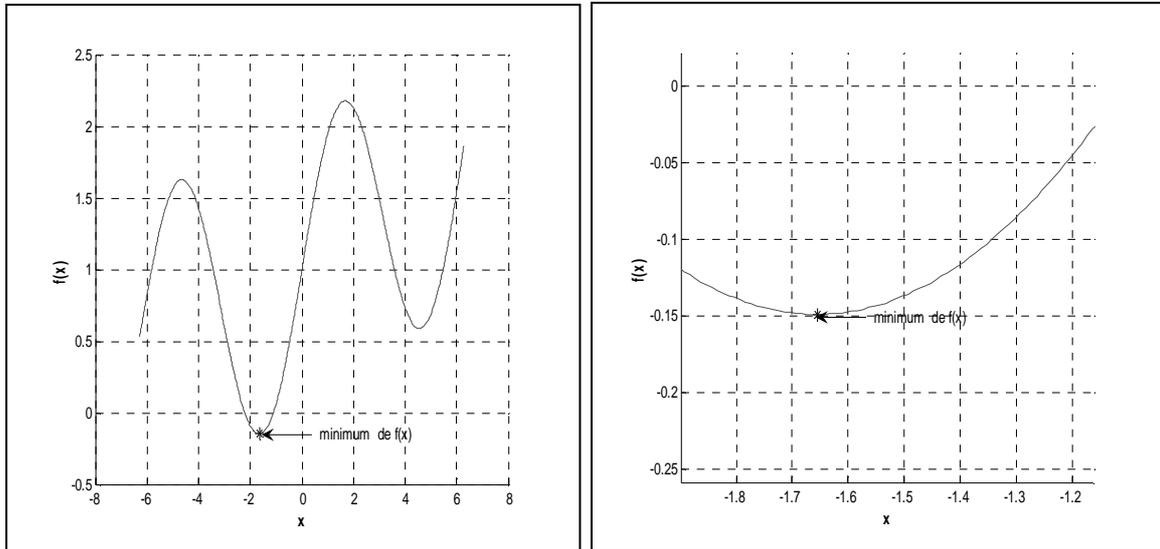


Figure 4.9 Allure de la fonction à étudier

La **Figure 4.9**, montre que le minimum de la fonction est -0.149 pour $x = -1.6541$. On va chercher ce minimum en appliquant de la méthode des EP.

Les données principales du programme sont :

Popsize = 100 ; % taille de la population ;

Nparametres = 1; % nombre de variable ;

Max_iteration = 100; % nombre d'itération ;

$b_1 = 1$;

$b_2 = -1$;

Population = rand (popsize,Nparametres); % génération aléatoire

cost = testfunction (population(:,1)); % fonction objectif

testfunction : c'est le nom d'un sous programme qui contient la fonction $f(x)$

En calculant :

minc(1)=min(cost); % minimum de la fonction objectif ;

meanc(1)=mean(cost); % la valeur moyenne de la fonction objectif ;

L'exécution du programme développé permet d'obtenir les résultats illustrés sur la **Figure 4.10**.

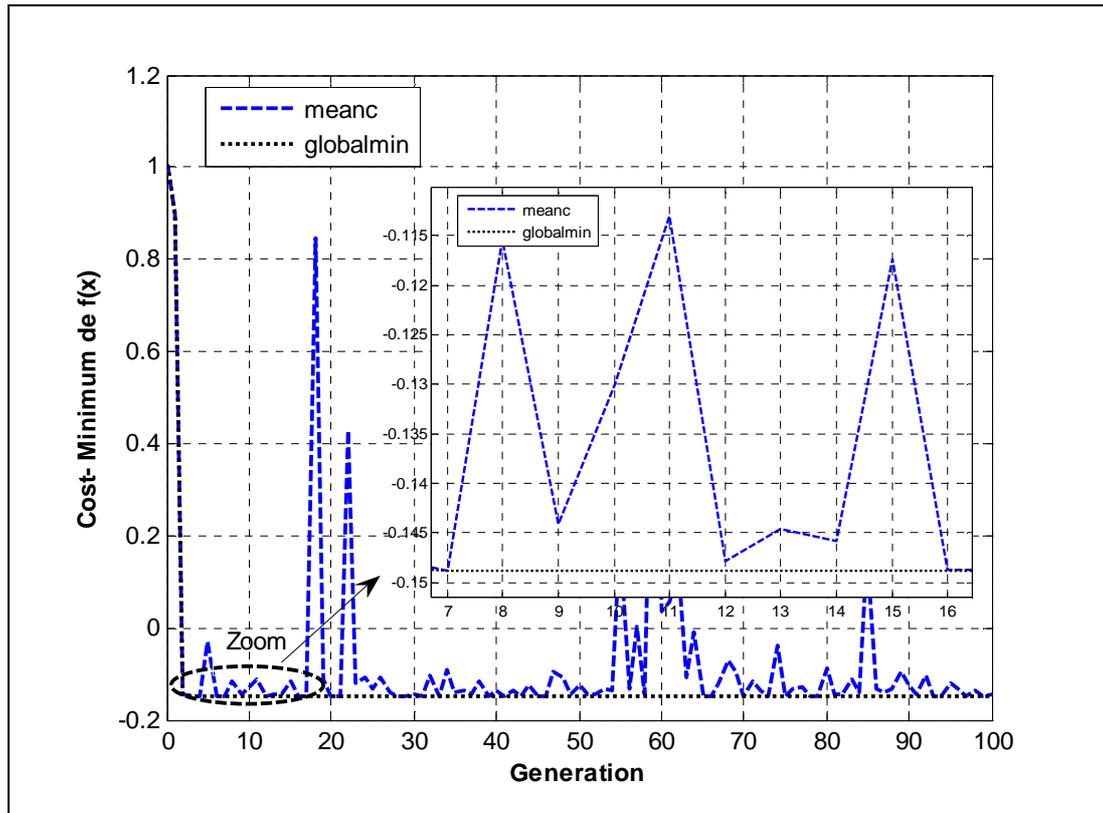


Figure 4.10 Résultat du programme développé

Ainsi que le vecteur résultat est :

[Nombre d'itérations min_de f x] = [100 -1.6541 -0.1490]

4.3.3 Exemple d'application avec la méthode de la descente de gradient

On présente dans ce qui suit, une des applications de la méthode de gradient. Il s'agit d'un problème d'identification paramétrique d'un système de second ordre, et d'optimisation dont la fonction objective qui est le minimum d'erreur.

$$\frac{y(p)}{u(p)} = \frac{A}{ap^2 + bp + c} \quad (4-33)$$

Comme valeurs initiales : $a_1=0.5$; $b_1=0.4542$ et $c_1=0.8$; Le nombre de points : $N=500$.

Le développement d'un programme sous environnement **MATLAB** permet de d'obtenir les résultats suivants :

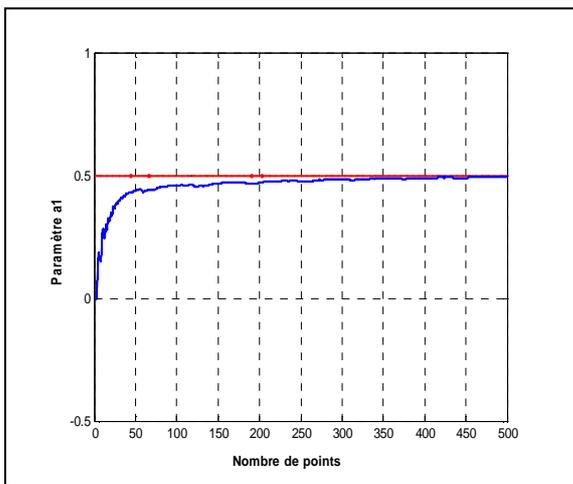


Figure 4.11 Evolution du premier paramètre

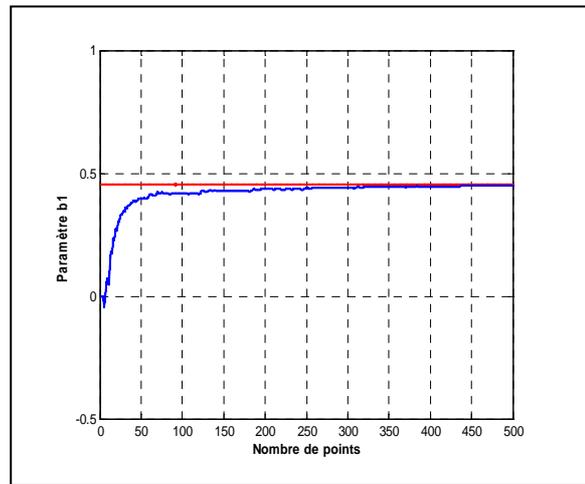


Figure 4.12 Evolution du second paramètre

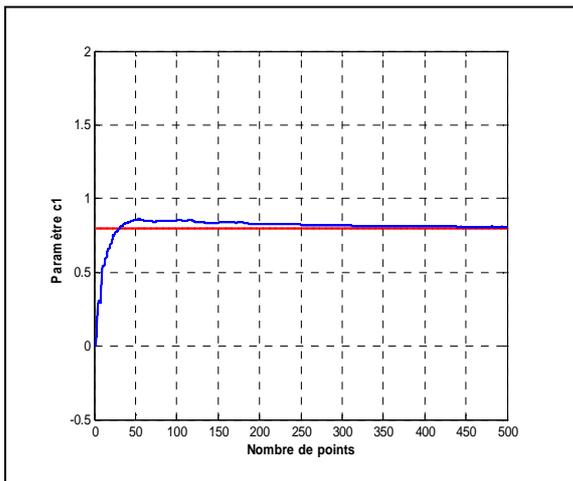


Figure 4.13 Evolution du troisième paramètre

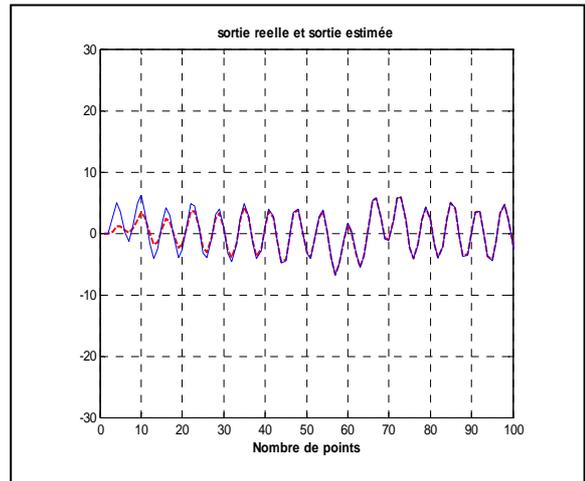


Figure 4.14 Allure de la sortie réelle et sortie estimée

Comme valeurs finales :

$$\begin{aligned} a &= 4.9942e-001 \\ b &= 4.5367e-001 \\ c &= 8.0063e-001 \end{aligned}$$

4.4 Comparaison entre différentes catégories d'algorithmes d'optimisation

En terme d'efficacité, les algorithmes d'optimisation stochastiques présentent les avantages suivants :

1. La nature globale de la solution trouvée ce qui assure sa validité ;
2. La rapidité d'obtention d'un code de calcul basé sur ces méthodes.
3. Les procédés mathématiques sur lesquels reposent ces algorithmes ne nécessitent pas de point de départ physiquement cohérent (Ils évitent naturellement les optimums locaux);
4. Ces méthodes sont directes, c'est-à-dire aucun calcul supplémentaire et aucune hypothèse particulière.

Cependant, les inconvénients qui limitent l'efficacité des algorithmes d'optimisation stochastiques, concerner :

1. Leur rapidité d'obtention d'une solution. En effet, ces méthodes convergent lentement et nécessitent un grand nombre d'itérations pour converger asymptotiquement à un optimum global.
2. Il est très difficile de savoir avec quelle précision relative l'optimum global est atteint.

D'autre part, les algorithmes déterministes présentent les inconvénients suivants :

1. Nécessitent le calcul de toutes les dérivées partielles de la fonction objectif en fonction de tous les paramètres dont elle dépend ; (temps de calcul) ;
2. Peuvent converger vers des optimums locaux, ce qui impose de bien choisir le point initial;
3. Applicables dans des espaces continus.

En revanche, les méthodes déterministes possèdent des critères de convergence exacts et on peut choisir la précision avec laquelle un optimum est atteint; ceci permet d'obtenir de bonnes solutions en ajustant la précision de convergence.

Conclusion

L'optimisation est un procédé de grande importance pour le traitement des problèmes de prise de décision. Elle est d'une grande ampleur avec l'évolution substantielle de technologie des systèmes informatiques en terme de capacité et de rapidité des traitements. Elle permet l'amélioration des performances des systèmes en adoptant la solution la plus appropriée parmi une multitude de solutions possibles. Cette adoption est établie selon des critères de performances ou d'efficacité dictées par le cahier des charges des systèmes considérés. En effet, ces outils d'optimisation s'avèrent d'un grand intérêt lors de l'identification paramétrique des modèles structurés comme celui du moteur asynchrone à haut rendement.

Dans cette perspective, la philosophie de recherche d'optimum global des fonctions non linéaires dans des espaces complexes, c'est de prospecter souvent un compromis entre l'exploitation des meilleures solutions à un moment donné et une exploration robuste de l'espace des solutions envisageables. D'une part, les méthodes déterministes n'accomplissent que le premier objectif et elles souffrent, généralement, de la non globalité de leurs solutions. D'autre part, les méthodes de type recherche aléatoire remplissent ce compromis mais sont souvent non attractives en pratique.

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

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

Dans le prochain chapitre, on présentera deux techniques d'optimisation stochastique qu'on appliquera à la conception d'un moteur asynchrone triphasé, à savoir la méthode OEP et une méthode basée sur les AGs.

Chapitre Cinq

Conception Optimisée des MHR

Introduction

Dans tous les domaines d'activités industrielles, les ingénieurs sont amenés à concevoir de nouveaux dispositifs. Ce travail de conception, longtemps manuel et basé sur l'expérience et la pratique, devient de plus en plus automatisé, grâce à l'arrivée des ordinateurs. Cette démarche de conception d'un dispositif de grande performance est grandement facilitée et devient plus efficace grâce notamment aux méthodes d'optimisation automatiques. Elles doivent permettre l'obtention de la configuration optimale satisfaisant les besoins fonctionnels et économiques. Mais cette tâche est difficile, en effet, son but est de trouver un compromis entre plusieurs facteurs : besoins à satisfaire, choix entre différents concepts possibles sur la base de la faisabilité, des coûts de développement, de fabrication ou de maintenance. Il en résulte qu'une même conception peut être optimisée de différents points de vue.

Les problèmes d'optimisation présentent plusieurs difficultés liées aux besoins de l'utilisateur (solution globale, fiabilité et précision, diversité des problèmes, temps de calculs), aux caractéristiques du problème d'optimisation (non linéarité). La résolution de telles difficultés a fait l'objet de nombreux travaux en utilisant diverses méthodes d'optimisation, [1, 27].

Les méthodes déterministes, s'appuient sur un calcul généralement lié à la dérivée de certains résultats par rapport aux paramètres de conception de dispositif. Elles ne sont réellement utilisables que dans le cas restreint où la solution cherchée est réputée proche d'une solution connue, point de départ de cette recherche. C'est pour lever cette difficulté, que nous avons choisi de nous intéresser au développement des méthodes stochastiques et d'étudier leur application aux problèmes de conception d'une machine asynchrone.

En effet, les méthodes stochastiques permettent de localiser l'optimum d'une fonction dans l'espace des paramètres sans avoir recours aux dérivées de la fonction par rapport à ces paramètres. De plus, elles ne se laissent pas piéger par un optimum local et réussissent le plus souvent à déterminer l'optimum global de la fonction considérée. Leur principe consiste à travailler avec un ensemble de solutions, puis à les faire évoluer au moyen des règles heuristiques et probabilistes. Nous avons surtout retenu pour notre étude les algorithmes génétiques, et la méthode des essaims de particules. La facilité de programmation et les mécanismes passionnants desquels découlent ces algorithmes nous ont beaucoup motivés. Cette application est l'occasion de discuter largement des

caractéristiques de ces divers algorithmes dans le cadre particulier de notre domaine d'application.

Dans ce chapitre, premièrement on étudiera l'effet de l'induction magnétique, ainsi que la charge linéaire sur le rendement de la machine asynchrone type E.E-I Azazga (IEC 34-T2). Comme deuxième étape on essayera de voir qu'elle est l'influence de la fréquence sur ce rendement. Ensuite, on appliquera la méthodologie de dimensionnement optimisé à l'amélioration d'une performance importante d'une machine asynchrone qui est le rendement tout en respectant un ensemble de contraintes structurelles et électromagnétiques. L'efficacité des méthodes stochastiques présentées, est testée et une comparaison sera effectuée.

5.1 Conception Assistée par ordinateur (CAO) – optimisée

La combinaison d'une conception assistée par ordinateur, des techniques d'optimisation constitue un outil important, en particulier dans l'ingénierie des processus de conception des performances élevées et des systèmes coûteux. Dans le domaine des machines électriques, en raison de la complexité des fonctions décrivant leurs performances, le problème d'optimisation de ces machines est un système non linéaire multi variables limitées, souvent réduite aux techniques de résolution mathématiques auxquelles sont attribués par la suite les échecs rencontrés. Or, comme pour la plupart des problèmes que l'ingénieur est amené à résoudre, l'optimisation doit faire l'objet d'une démarche systématique qui comporte les phases récapitulées dans la **Figure 5.1**, [52].

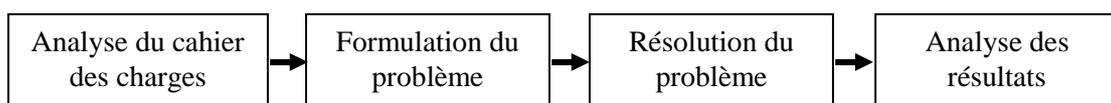


Figure 5.1 Démarche de résolution d'un problème de conception

Le cahier de charges, définit en amont, exprime les besoins des utilisateurs en termes de fonctions de service et contraintes à satisfaire.

La phase de formulation consiste à traduire le problème de conception, décrit par le cahier des charges, en un problème mathématique équivalent. C'est l'étape 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 du système. Elle consiste à définir de façon précise ; La fonction objective, les paramètres de conception, les

éventuelles contraintes liées à la fabrication ou à l'utilisation du dispositif et donc exprimées dans le cahier des charges.

La recherche de l'optimum d'un problème (Ex. maximisation du rendement d'un moteur à induction) est réalisée à l'aide de méthodes d'optimisation.

Une fois le problème résolu, il est impératif d'évaluer la qualité de la solution et en cas d'échec de s'interroger sur les choix adoptés lors des phases précédentes. On attribue souvent l'échec de l'optimisation à la méthode de recherche employée pour la localisation de l'optimum ou à la sensibilité des paramètres de cette méthode alors que le problème est peut-être mal formulé.

5.1 .1 Application des algorithmes génétiques

Pour optimiser le rendement des machines à induction, un processus de conception associée à des algorithmes génétiques a été mis au point dans ce travail selon la **Figure. 5.2**

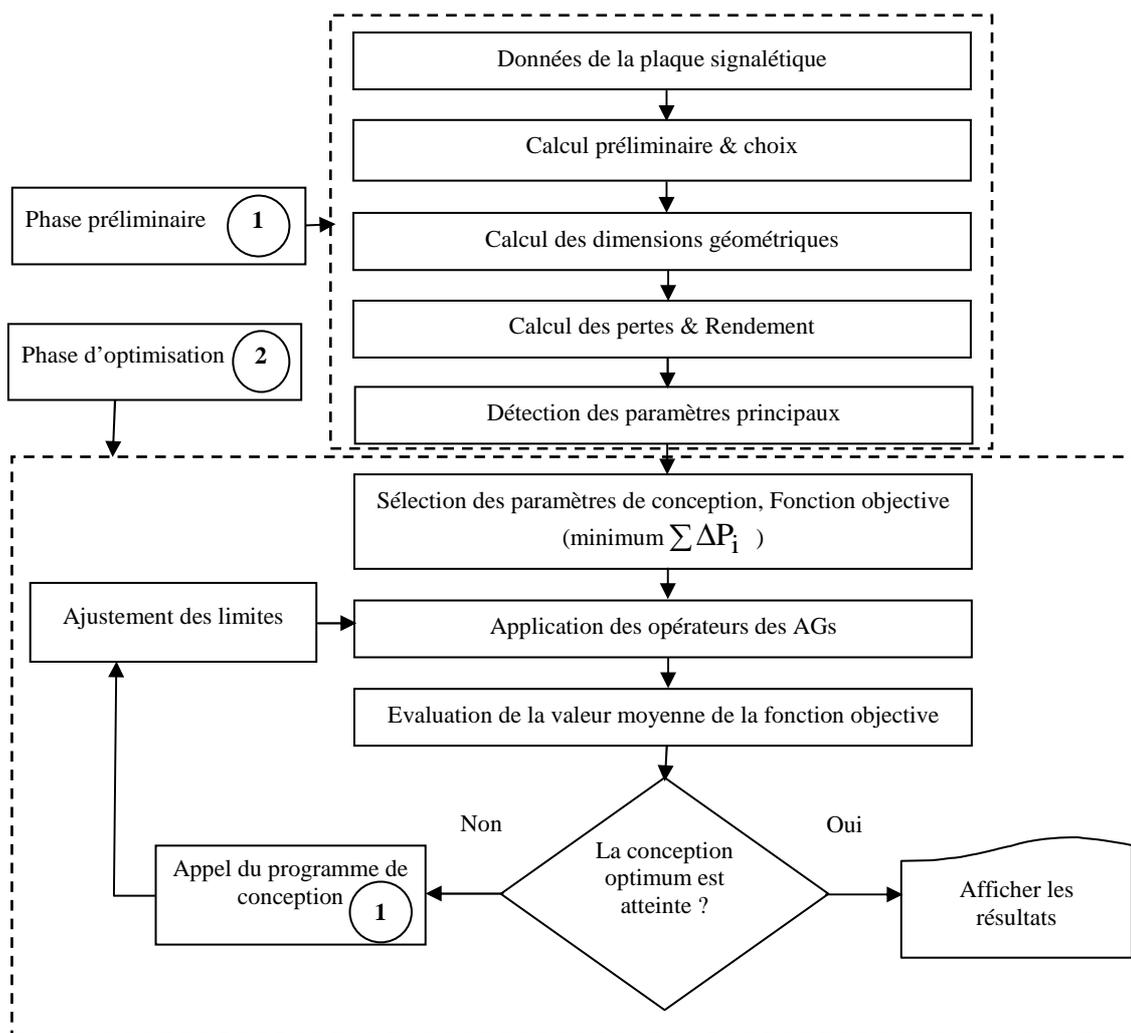


Figure 5.2 Organigramme de la méthode d'optimisation proposée

Tout d'abord, on définit la fonction fitness (ou fonction objective) qui est la fonction que nous voulons optimiser, cette dernière sera la somme des pertes, où le but essentiel est de trouver le minimum de ces pertes, [72, 73].

Pour réaliser ce travail, on a besoins de deux programmes sous l'environnement MATLAB: le premier contient la fonction de l'algorithme génétique principale. Le deuxième contient la fonction fitness, c'est un programme de dimensionnement, basé sur un ensemble d'équations analytiques décrivant le fonctionnement du moteur, est construit. Ces équations sont décrites en deuxième chapitre. Elles sont rapides à résoudre et prennent en compte des phénomènes physiques de nature différente, i.e. thermique, mécanique, magnétique, électrique.

Premièrement on va voir l'effet de l'induction magnétique, ainsi que la charge linéaire sur le rendement de la machine asynchrone type E.E-I Azazga (IEC 34-T2). Comme deuxième étape on a examiné l'influence de la fréquence sur ce rendement. Les résultats seront analysés et comparés avec ceux fournis dans la littérature η_{nom} ; (Eta -donné).

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

- a) Nombre de générations
- b) Taille de la population ; puisque le choix de la taille de population N est délicat, une population trop petite évoluera probablement vers un optimum local peu intéressant. Une population trop grande entraînera un temps de convergence excessif. La taille de la population doit être choisie de façon à réaliser un bon compromis entre temps de calcul et qualité du résultat. Une taille de population de 30 est raisonnable pour une fonction analytique à deux paramètres ;
- c) Probabilités de mutation et de croisement ; La convergence est améliorée avec P_c élevé (0.75) et P_m faible (0.01) :

Les Tableaux et les figures suivantes, contiennent l'ensemble des résultats obtenus, pour les rendements optimisés η_{opt} des machines à induction type E.E.I Azazga après l'application de l'approche des AG, ainsi que l'effet de l'induction magnétique B_δ , la charge linéaire A_1 et la fréquence sur l'amélioration de ces rendements.

i. Influence de l'induction magnétique et la charge linéaire**Tableau 5.1** Résultats d'optimisation pour moteurs à 2 pôles à différentes puissances

P_u (kW)	1.1	5.5	11	22	55	75	110	220
η_{nom} (%)	77	85	87	90	94	94.5	95	95.5
η_{cal} (%)	77.31	85.09	87.75	90.11	94.1	94.39	94.80	95.30
B_δ (T)	0.48	0.55	0.70	0.56	0.55	0.54	0.60	0.60
A_l (At/m)	15000	19000	20500	22000	26000	28000	28000	35000
$B_{\delta opt}$ (T)	0.562	0.651	0.743	0.604	0.6113	0.597	0.6126	0.624
$A_{l opt}$ $\left(\frac{At}{m}\right)$	15270	19083	21948	22915	27231	30149	30361	37768
η_{opt} (%)	78.48	85.73	88.12	90.54	94.57	94.64	95.30	95.51

Tableau 5.2 Résultats d'optimisation pour moteurs à 4 pôles à différentes puissances

P_u (kW)	1.1	5.5	11	22	55	75	110	220
η_{nom} (%)	74	84	88	90.5	93	94	94.5	95
η_{cal} (%)	74.85	84.38	88.09	90.16	92.89	93.64	94.12	94.94
B_δ (T)	0.55	0.55	0.58	0.60	0.65	0.63	0.63	0.62
A_l (At/m)	18000	22500	25000	27000	24500	28500	30500	32500
$B_{\delta opt}$ (T)	0.5727	0.5904	0.6197	0.6480	0.6672	0.6798	0.6506	0.6347
$A_{l opt}$ $\left(\frac{At}{m}\right)$	19751	23395	26885	30618	27762	29425	31697	35489
η_{opt} (%)	76.34	85.90	88.96	90.84	93.42	94.03	94.52	95.24

Tableau 5.3 Résultats d'optimisation pour moteurs à 6 pôles à différentes puissances

P_u (kW)	1.1	5.5	11	22	55	75	110	220
η_{nom} (%)	74	84	88	90.5	93	94	94.5	94.5
η_{cal} (%)	74.33	84.30	87.80	90.03	92.90	93.76	94.32	94.30
B_δ (T)	0.50	0.56	0.65	0.59	0.63	0.65	0.68	0.66
A_l (At/m)	18000	20500	26000	27000	30000	31000	32500	34000
$B_{\delta opt}$ (T)	0.5995	0.6683	0.7434	0.7042	0.7083	0.7403	0.7155	0.7742
$A_{l opt}$ $\left(\frac{At}{m}\right)$	19517	20901	27592	29053	31406	31206	34866	37775
η_{opt} (%)	75.55	85.90	88.60	90.70	93.20	94.30	94.60	94.57

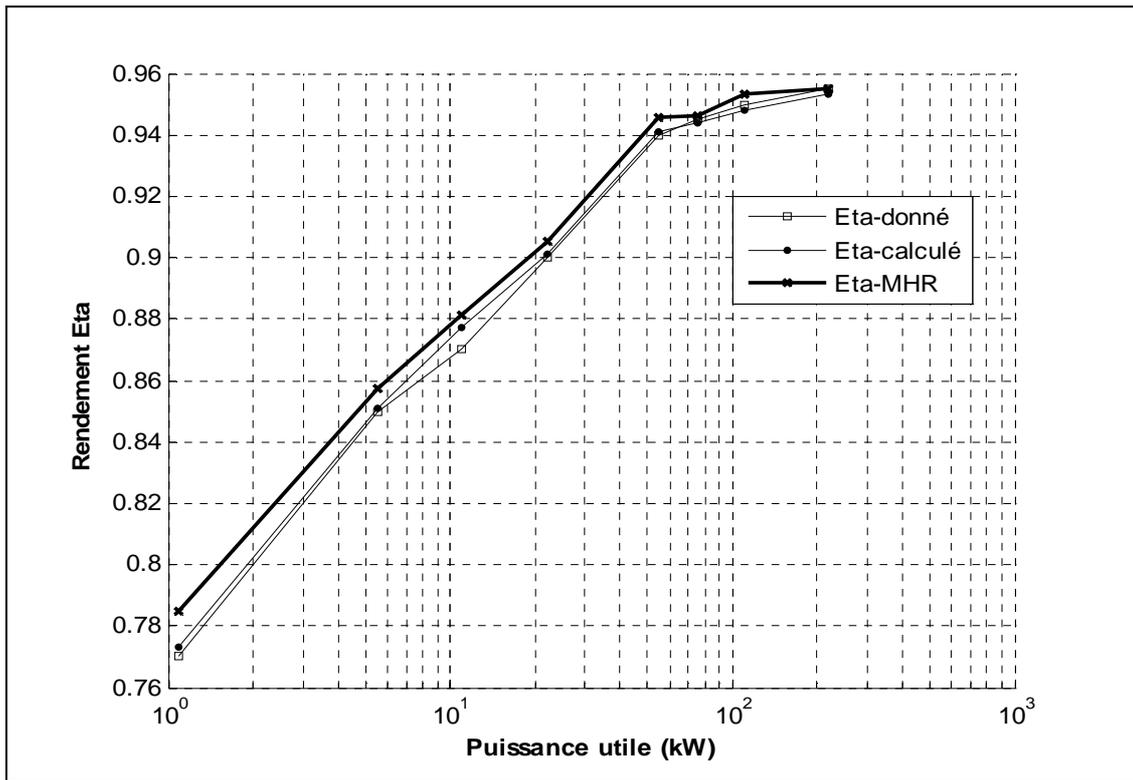


Figure 5.3 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à 2 pôles à différentes puissances

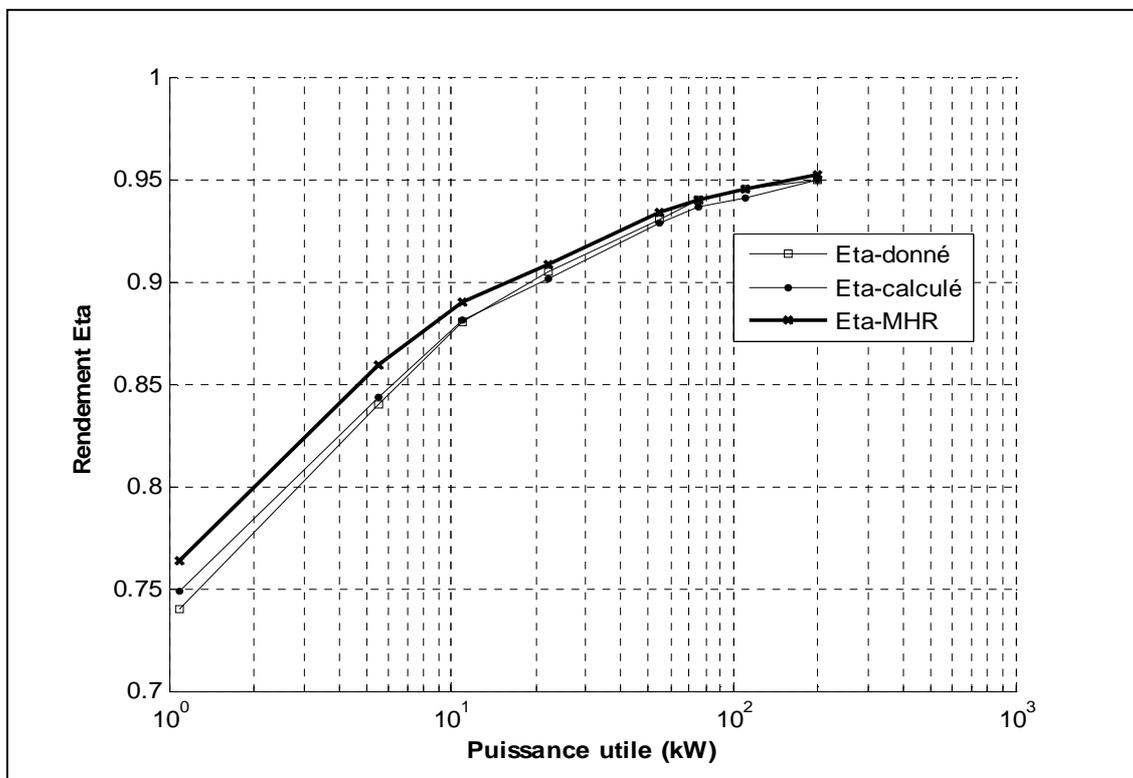


Figure 5.4 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à 4 pôles à différentes puissances

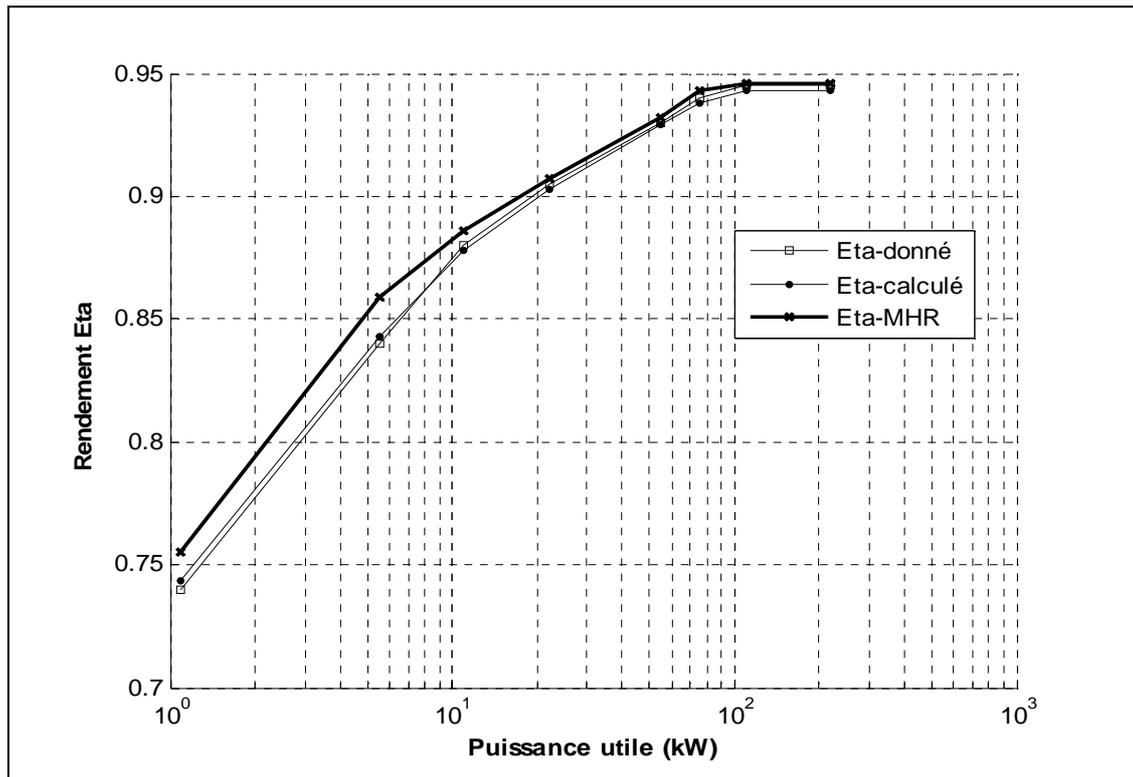


Figure 5.5 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à 6 pôles à différentes puissances

A propos des **Figures 5.3, 5.4 et 5.5** on peut dire qu'elles représentent le rendement donné, calculé d'après le programme de conception, et optimisé en fonction de la puissance utile. On constate que le rendement est amélioré et l'induction magnétique dans l'entrefer a augmenté.

ii. Influence de la fréquence

Avec :

$B_{\delta opt}$ Induction dans l'entrefer optimisée ; A_{lopt} Charge linéaire optimisée ;

f_s Fréquence statorique ; f_{sopt} Fréquence optimisée ;

η_{cal} Rendement calculé par le programme de conception développé ;

η_{opt} Rendement optimisé.

Tableau 5.4 Résultats d'optimisation pour moteurs à 2 pôles à différentes puissances

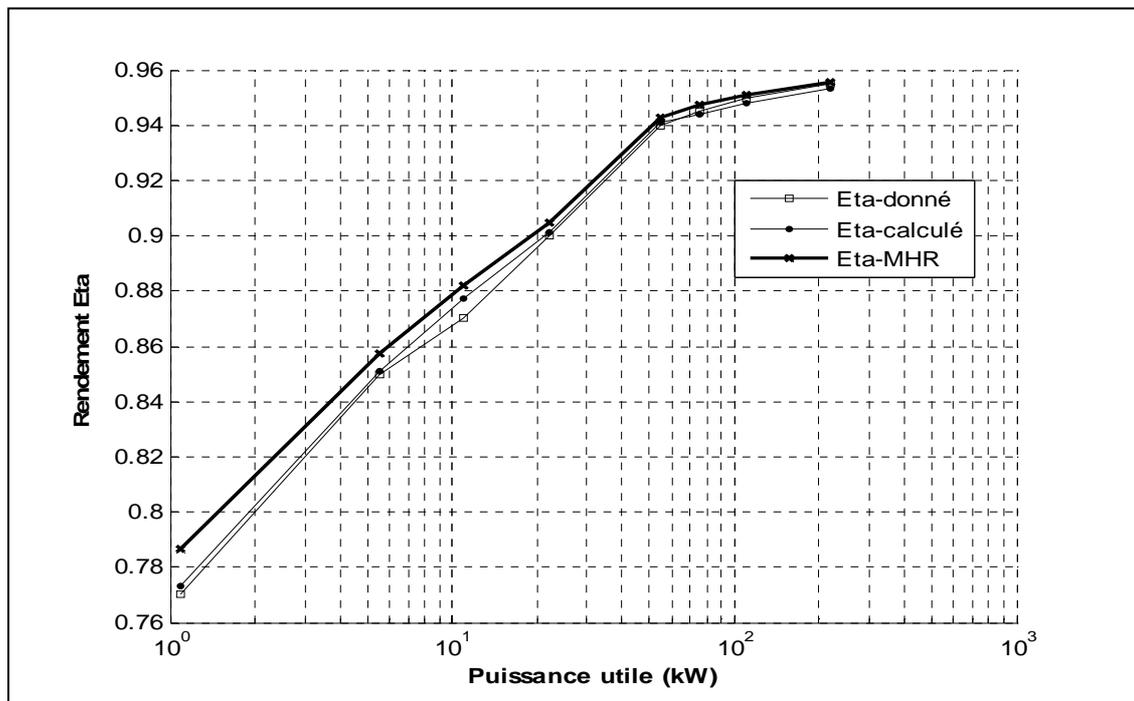
P_u (kW)	1.1	5.5	11	22	55	75	110	220
η_{nom} (%)	77	85	87	90	94	94.5	95	95.5
η_{cal} (%)	77.31	85.09	87.75	90.11	94.1	94.39	94.80	95.30
f_s (Hz)	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]
f_{sopt} (Hz)	59.75	59.38	55.89	57.42	57.83	58.62	58.50	56.47
η_{opt} (%)	78.66	85.74	88.20	90.45	94.30	94.72	95.10	95.56

Tableau 5.5 Résultats d'optimisation pour moteurs à 4 pôles à différentes puissances

P_u (kW)	1.1	5.5	11	22	55	75	110	220
η_{nom} (%)	74	84	88	90.5	93	94	94.5	95
η_{cal} (%)	74.85	84.38	88.09	90.16	92.89	93.64	94.12	94.94
f_s (Hz)	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]
f_{sopt} (Hz)	59.64	59.479	57.58	59.003	57.48	59.20	53.14	59.65
η_{opt} (%)	76.75	85.85	89.02	91.01	93.45	94.20	94.55	95.20

Tableau 5.6 Résultats d'optimisation pour moteurs à 6 pôles à différentes puissances

P_u (kW)	1.1	5.5	11	22	55	75	110	220
η_{nom} (%)	74	84	88	90.5	93	94	94.5	94.5
η_{cal} (%)	74.33	84.30	87.80	90.03	92.90	93.76	94.32	94.30
f_s (Hz)	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]	[40 60]
f_{sopt} (Hz)	59.34	59.59	55.32	53.67	58.50	58.01	59.52	58.65
η_{opt} (%)	76.01	84.81	88.50	90.77	93.30	94.20	94.60	94.55

**Figure 5.6** Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à 2 pôles à différentes puissances

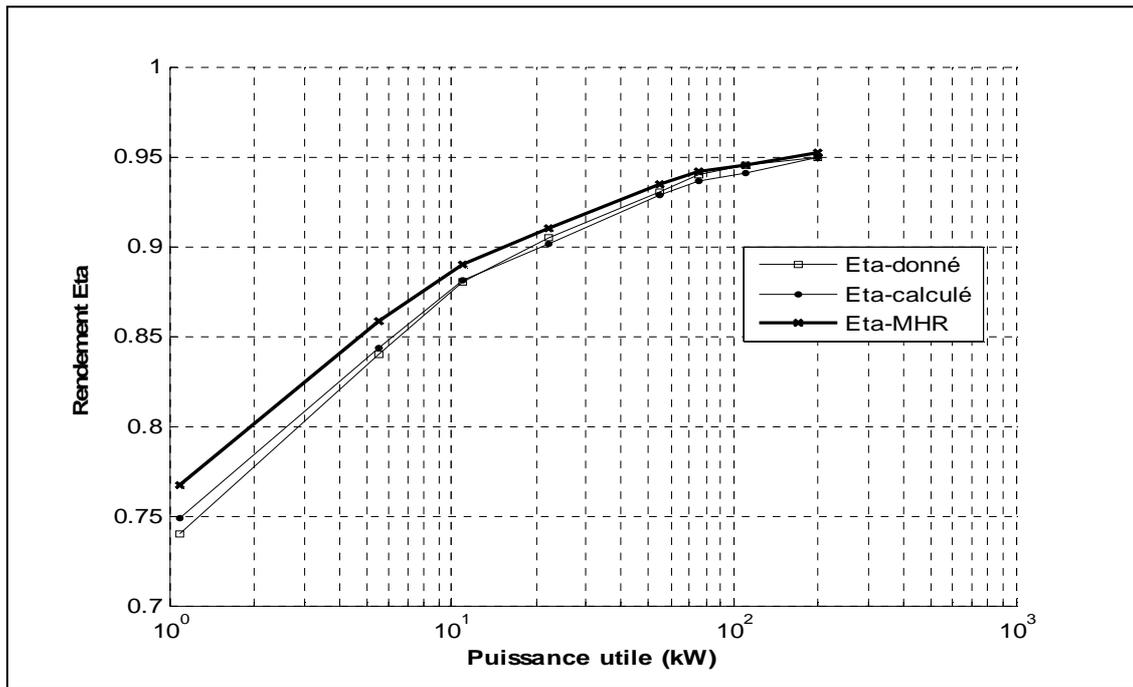


Figure 5.7 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à 4 pôles à différentes puissances

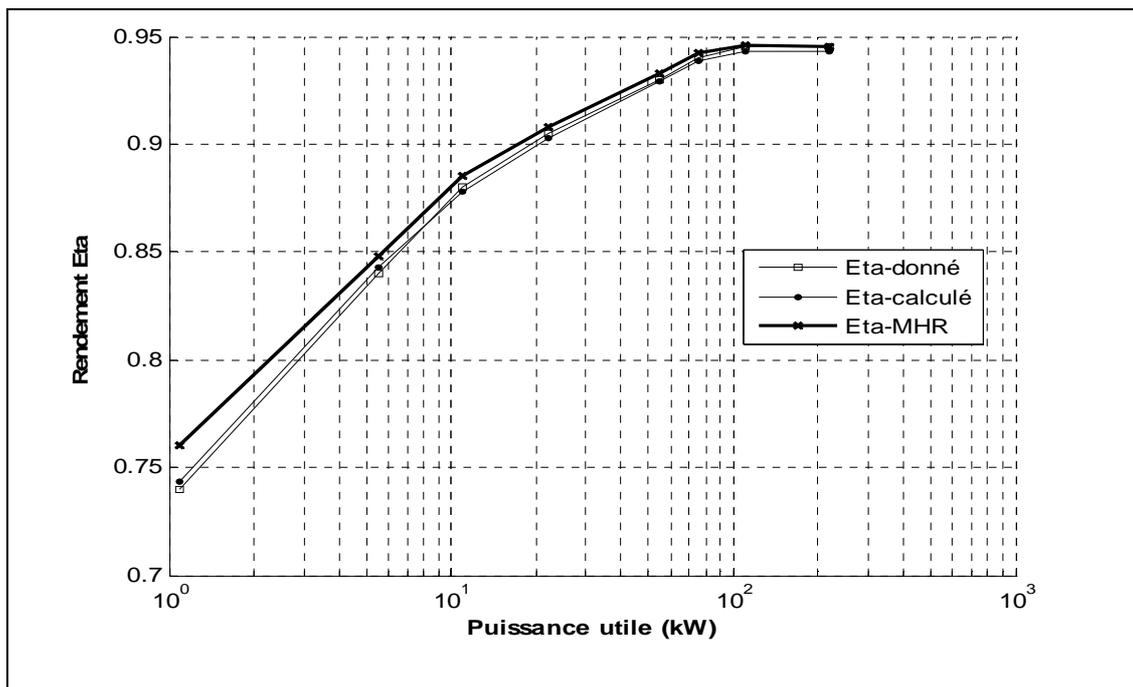


Figure 5.8 Caractéristiques du rendement $\eta = f(P_u)$ pour moteurs à 6 pôles à différentes puissances

D'après les **Figures 5.6, 5.7** et **5.8** on peut conclure que :

- Pour obtenir le maximum du rendement, on a besoin d'augmenter la fréquence.
- L'amélioration du rendement est considérable pour les machines à faible puissance, par contre elle n'est pas intéressante pour les machines à grande et moyenne puissance.

iii. Optimisation paramétrique par les AGs

L'optimisation par les AGs devient très intéressante si on augmente le nombre de variables et considère le problème à optimiser avec contrainte. A ce moment le processus d'optimisation proposé précédemment est appliqué à une machine asynchrone type DIN-IEC-F[25], dont les indications de la plaque signalétique sont données au **Tableau 5.7**

Tableau 5.7 Indications de la plaque signalétique de la machine étudiée

P_u	Puissance utile	1.1	kW
V_s	Tension nominale	220	V
P	Nombre de paires de pôles	2	---
m_l	Nombre de phases statoriques	3	---
f_s	Fréquence	50	Hz
$\cos \varphi$	Facteur de puissance	0.81	---
η	Rendement	0.74	---
n_r	Vitesse	1400	tr/min

Les résultants de quelques paramètres obtenus après l'exécution du programme de conception utilisant trois types de matériaux ; **M1** (3.6 W/kg), **M2** (Siemens Martin) et **M3** (2.3 W/kg) sont reportés dans le **Tableau 5.8**.

Tableau 5.8 Résultats du programme de la conception

Abrev.	Paramètres	Unités	M1	M2	M3
D	Diamètre interne statorique	mm	116	116	116
MW	Poids de la machine	kG	13.44	12.41	12.80
M	Inductance mutuelle	H	0.879	0.796	0.867
R_r'	Résistance rotorique ramenée au stator	Ω	7.914	7.914	7.914
$l_{\sigma r}'$	Inductance de fuite rotorique ramenée au stator	H	0.045	0.045	0.045
h_{t1}	Hauteur de la dent statorique	mm	12.63	12.63	12.63
B_{hj1}	Induction dans la culasse statorique	T	1.300	1.300	1.300
B_{t1}	Induction dans la dent statorique	T	1.46	1.540	1.400
B_{δ}	Induction dans l'entrefer	T	0.63	0.63	0.63
R_s	Résistance statorique	Ω	9.266	9.266	9.266
I_o	Courant à vide	A	0.768	0.842	0.776
h_{j1}	Epaisseur de la culasse statorique	mm	15.3	15.3	15.3
δ	Epaisseur d'entrefer	mm	0.3	0.3	0.3
B_{hj2}	Induction dans la culasse rotorique	T	1.1	1.053	1.257
B_{t2}	Induction dans la dent rotorique	T	1.5	1.455	1.425
η	Rendement nominal	-----	0.748	0.753	0.750
T_{star} / T_n	Couple de démarrage / Couple nominal	-----	1.696	1.741	1.949

a) **Limites des variables de conception**

Les résultats du **Tableau 5.8**, permettent de définir l'espace de recherche pour chaque paramètre en vue d'optimiser la conception de la machine qui sont données dans le **Tableau 5.9**. La contrainte technique imposée est le poids total (MW) qui ne doit pas excéder 15 kG

Tableau 5.9 Paramètres de conception et leurs limites

Abrev.	Paramètres	Unités	Espace de recherche
D	Diamètre d'alésage	mm	$114 \leq D \leq 118$
λ	Rapport géométrique	-----	$0.75 \leq \lambda \leq 1$
h_{t1}	Hauteur de la dent statorique	mm	$10 \leq h_{t1} \leq 14$
h_{j1}	Epaisseur de la culasse statorique	mm	$14 \leq h_{j1} \leq 18$
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	$0.3 \leq \delta \leq 0.5$
B_{t1}	Induction dans la culasse statorique	T	$1.3 \leq B_{t1} \leq 1.7$
B_{t2}	Induction dans la dent rotorique	T	$1.4 \leq B_{t2} \leq 1.8$
MW	Poids de la machine	kG	$10 \leq M \leq 15$

b) **Résultats d'optimisation**

Les **Figures 5.9, 5.10 et 5.11**, illustre la variation de la meilleure et la valeur moyenne pour la fonction objective, dont la comparaison et les valeurs obtenues pour chaque paramètre d'optimisation sont reportées dans les **Tableau 5.10** et le **Tableau 5.11**.

Tableau 5.10 Résultats d'optimisation

Abrev.	Paramètres	Unités	Solution		
			M1	M2	M3
D	Diamètre d'alésage	mm	114.6	116.3	115.2
λ	Rapport géométrique	-----	0.8594	0.9594	0.9767
h_{t1}	Hauteur dent statorique	mm	11.7	12.5	11.9
h_{j1}	Epaisseur culasse statorique	mm	15.9	14.3	13.7
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	0.4	0.4	0.5
B_{t1}	Induction culasse statorique	T	1.401	1.401	1.60
B_{t2}	Induction dent rotorique	T	1.6005	1.6005	1.583
MW	Poids de la machine	kG	12.1848	13.278	14.667
η_{Opt}	Rendement optimisé	-----	0.776	0.7802	0.7801

La **Figure 5.9**, montre la meilleure et la valeur moyenne pour la fonction objective de M1, dont la solution optimale est atteinte après 80 générations. Les valeurs obtenues pour chaque paramètre d'optimisation sont reportées dans le **Tableau 5.10**. On remarque aussi

que l'entrefer reste minimal et les autres paramètres respectent leurs limites. Pour M2 l'algorithme donne des résultats acceptable, cela est indiqué par une valeur très importante de la fonction objective qui est augmentée à ($\eta_{opt} = 78.02\%$) sans aucune contrainte.

La **Figure 5.11**, présente une caractéristique principale de ce genre de conception. Sachant que la valeur moyenne de la fonction à optimiser en fonction de nombre de générations est ($\eta = 78.01\%$), mais le poids de la machine atteint sa valeur maximale.

c) discussion

Selon les résultats trouvés, la troisième conception est sélectionnée. Cependant, si la valeur de la fonction objective et le nombre de générations sont utilisés comme critère de choix, le premier cas est le mieux placé. Tandis que, le deuxième cas est choisi, puisqu'il ouvre une solution qui est un compromis entre le rendement et le poids de la machine.

Tableau 5.11 Comparaison des résultats

Machines	Matériau	Poids de la machine (kG)			Rendement (%)		
		Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Ecart (%)	Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Amélioration (%)
M1	3.6 W/kG	13.44	12.184	-9.345	74.85	77.60	+2.75
M2	Siemens Martin	12.41	13.278	+6.99	75.30	78.02	+2.72
M3	2.3 W/kG	12.80	14.667	+14.58	75.00	78.01	+3.01

5.1.2 Application de la méthode des essais de particules (EP)

L'apparition des algorithmes évolutionnistes a un grand impacte sur le domaine de la résolution de problèmes complexes, et spécialement dans l'optimisation de fonction avec contraintes. L'optimisation par essaim de particules se présente comme une alternative aux algorithmes génétiques et aux colonies de fourmis pour l'optimisation de fonctions non linéaires.

Dans le cadre de cette thèse nous proposons d'utiliser la technique d'optimisation par essaim de particules (OEP) dans le domaine d'amélioration du rendement des MAS. A notre connaissance, très peu voire aucun travaux concernent ce thème. L'organigramme de la méthode d'optimisation proposée est le même que celui de la **Figure 5.2**, seulement on applique les critères de EP au lieu des AGs. L'effet de choix du matériau sur le rendement d'une machine asynchrone type DIN-IEC-F est également étudié.

a) **Résultats d'optimisation**

Les résultats d'application de la méthode de OEP à l'optimisation de la conception d'un moteur à induction type E.E-I Azazga (IEC 34-T2) sont présentés dans les **Tableau 5.12**, et cela pour trois types de matériaux ; M1, M2 et M3. La meilleure valeur, ainsi que la moyenne valeur de la fonction d'évolution en fonction du nombre d'itérations pour chaque type de tôle, sont présentées dans les **Figures 5.12, 5.13 et 5.14**.

Tableau 5.12 Résultats d'optimisation

Abrev.	Paramètres	Unités	Solution		
			M1	M2	M3
D	Diamètre d'alésage	mm	115.57	117.33	117.70
λ	Rapport géométrique	-----	0.9653	0.9630	0.9194
h_{t1}	Hauteur dent statorique	mm	10.49	11.22	10.60
h_{j1}	Epaisseur culasse statorique	mm	14.16	15.27	14.356
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	0.4457	0.4525	0.3835
B_{t1}	Induction culasse statorique	T	1.469	1.6959	1.4725
B_{t2}	Induction dent rotorique	T	1.523	1.619	1.5267
MW	Poids de la machine	kG	13.69	12.60	14.09
η_{Opt}	Rendement optimisé	-----	0.7718	0.7722	0.7721

Comme nous montre la **Figure 5.12**, la meilleur et la valeur moyen de la fonction objective en fonction du nombre de générations, parmi les 100 générations considérées, la solution optimale est atteinte et les meilleurs individus (paramètres d'optimisation) sont indiqués au **Tableau 5.12**, dont on remarque que l'entrefer reste toujours minimal, alors que les autres paramètres respectent leurs intervalles.

La **Figure 5.13**, montre que la solution optimale est atteinte avec une valeur supérieure de la fonction objective par apport à la précédente solution et des fluctuations avant la vingtième génération sont également constatées. Les meilleurs résultats pour chaque paramètre sont portés dans le **Tableau 5.12**, dont la caractéristique principale de cette conception c'est que le poids de la machine prend sa valeur minimale. Par ailleurs le maximum des inductions aux niveaux des dents statorique et rotorique est remarqué.

La **Figure 5.14**, montre que la solution est atteinte avant 07 générations avec une valeur inférieure de la fonction objective ($\eta = 77.21\%$) par apport à la précédente solution. On remarque aussi une diminution au niveau du rapport géométrique. La hauteur de la dent statorique et l'épaisseur de la culasse statorique, prennent leurs limites inférieures.

b) Discussion

D'après les résultats d'optimisation, le rendement de la machine M1 a été sensiblement amélioré, passant de l'état non optimisé de (74.85 %) à l'état optimisé par OEP (77.18 %), sachant que le poids de la machine a été augmenté de (+1.86 %). En ce qui concerne la machine M2 on remarque que le rendement est à (77.22 %) accompagné d'une faible modification au niveau du poids (+1.531 %) qui peut être sélectionnée comme la meilleure solution de compromis entre le poids de la machine et son rendement. Si le critère d'évaluation et le nombre de générations, la troisième conception donne une meilleure valeur de la fonction objective.

Tableau 5.13 Comparaison des résultats

Machines	Poids de la machine (kG)			Rendement (%)		
	Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Ecart (%)	Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Amélioration (%)
M1	13.44	13.69	+ 1.860	74.85	77.18	2.33
M2	12.41	12.60	+ 1.531	75.30	77.22	1.92
M3	12.80	14.09	+ 13.53	75.00	77.21	2.21

Le **Tableau 5.14**, présente une analyse de la variance de la fonction objective, de résultats des deux méthodes stochastiques appliquées pour l'optimisation de ce moteur. Chaque méthode d'optimisation a été testée dix fois.

Tableau 5.14 Analyse de la variance des résultats

Machines	Méthode des AGs			Méthode des EP		
	Meilleur	Moyen	Ecart type (%)	Meilleur	Moyen	Ecart type (%)
M1	314.66	314.70	4	325.2638	325.2641	0.03
M2	309.88	309.94	6	324.5064	324.5065	0.01
M3	310.16	310.17	1	324.6845	324.6848	0.03

Le meilleur rendement pour les AG, est obtenu pour une probabilité de croisement égale à 0.85, une probabilité de mutation égale à 0.005 et une taille de population égale à 100. L'algorithme s'arrête à 100 générations mais la convergence vers la solution est atteinte en

70 générations. En revanche la méthode des (EP) réussit à être la meilleure et la plus rapide, cela est confirmé par les résultats du tableau précédant, leur capacité à localiser l'optimum global car leurs écarts types sont faibles mais leurs meilleurs résultats sont inférieurs.

5.1.3 Méthodes hybrides (MH)

Puisque le fonctionnement des AGs nécessite seulement la connaissance de la valeur d'adaptation (objectif). Grâce à cela, leur champ d'application est très large. Cependant, comme ils n'exploitent pas toute la connaissance disponible du problème, ce qui les désavantage au plan de la convergence asymptotique. Par conséquent il peut être avantageux de combiner l'information spécifique à un problème avec les AGs en les hybridant. Donc la méthode hybride c'est la combinaison de deux types de méthodes : une stochastique, pour une recherche globale et la localisation de la niche de l'optimum global, et une déterministe pour bien exploité cette niche pour trouver exactement l'optimum global, [46].

Il y a plusieurs moyens d'hybrider les AGs tout en maintenant une structure de programme assez modulaire. De cette façon, il suffit de laisser tourner l'algorithme génétique jusqu'à un niveau conséquent de convergence, ensuite on laisse la procédure d'optimisation par l'algorithme du gradient prendre le relais, en prenant par exemple les 5% ou les 10% meilleurs individus de la dernière génération, [48]. Plusieurs auteurs ont propose de telles hybridations (Bethke, 1981, Bosworth, Foo et Zeigler 1972, Goldberg, 1983), l'idée est simple, intéressante, et peut être utilisée pour améliorer les performances finales de l'exploration génétique. Les approches hybrides récentes où l'utilisation d'opérateurs génétiques améliorer la performance de méthodes heuristiques déjà existante sont :

a) Hybridation séquentielle

C'est la combinaison entre deux méthodes d'optimisation à savoir méthode de gradient et méthode des algorithmes génétiques simple, [49].

b) Algorithmes Génétique avancés

Comme nous l'avons vu dans le quatrième chapitre, les algorithmes génétiques ont déjà été adaptés pour plusieurs problèmes d'optimisation combinatoires. Dans la plupart des cas cependant, les implantations traditionnelles ne peu vent rivaliser avec d'autres approches heuristiques. Des développements récents semblent toutefois indiquer que certaines approches hybrides peuvent s'avérer très compétitives, et parmi les plus performante pour

certaines problèmes d'optimisation combinatoire. Ces approches hybrides utilisent le plus souvent des opérateurs de croisement spécialisés pour le problème traité, ainsi que des opérateurs mutation avancés, [52].

Dans cette partie, la méthode hybride est appliquée au problème d'optimisation du rendement de la machine asynchrone de 1.1 kW, dont les tableaux et les figures suivantes, contiennent l'ensemble des résultats obtenus,

Tableau 5.15 Résultats d'optimisation par la méthode hybride

Abrev.	Paramètres	Unités	Solution		
			M1	M2	M3
D	Diamètre d'alésage	mm	117.8	117.33	117.70
λ	Rapport géométrique	-----	0.9828	0.9930	1.00
h_{t1}	Hauteur dent statorique	mm	10.49	11.22	10.60
h_{j1}	Epaisseur culasse statorique	mm	14.1	14.2	14.9
δ	Epaisseur de l'entrefer	mm	0.5535	0.4525	0.3835
B_{t1}	Induction culasse statorique	T	1.3429	1.3180	1.4817
B_{t2}	Induction dent rotorique	T	1.4024	1.4775	1.6259
MW	Poids de la machine	kG	12.950	11.8074	14.0222
η_{Opt}	Rendement optimisé	-----	0.7744	0.7806	0.7793

c) Discussion

Cette méthode d'optimisation est testée dix fois. Les meilleures valeurs, les moyennes et les écarts types de la fonction objective sont donnés dans le **Tableau 5.16**. L'écart type de M1 est plus petit que celui de M2, et l'algorithme réussi à trouver une solution meilleure du rendement pour M3.

Tableau 5.16 Comparaison des résultats

Machines	Poids de la machine (kG)			Rendement (%)		
	Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Ecart (%)	Avant l'optimisation	Après l'optimisation	Amélioration (%)
M1	13.44	13.950	+ 3.645	74.85	77.44	2.59
M2	12.41	11.807	- 4.858	75.30	78.06	2.76
M3	12.80	14.022	+ 9.546	75.00	77.93	2.93

La première remarque concernant les résultats trouvés, c'est que le nombre de générations nécessaires pour converger vers une meilleure solution. Dans tous les cas un maximum de 50 générations est suffisant à l'algorithme pour ce converger.

Cette étude, montre que les algorithmes Génétiques Hybrides, sont les meilleurs exemples et les plus efficaces des méthodes d'optimisation appliquées à un problème multi-variables non linéaire. Leurs capacités à localiser l'optimum global sont constatées à travers l'exécution répétée du programme développé, dont on a trouvé presque les mêmes résultats. Par ailleurs, même si l'application de l'AG nécessite un temps de calcul assez important, la simplicité de sa mise en œuvre et son efficacité à prendre en compte un grand nombre de contraintes lui confère une certaine puissance et robustesse.

5.2 Etude statistique

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

Tableau 5.17 Energie et économie d'énergie

Tableau 5.17-a Action sur li P=2	Moteur (1) (1.1 kW) 74% E.E.I Azazga	Moteur (2) (1.1 kW) 76% H.E.M	Conservation d'énergie: (1) - (2)
Energie (kWh)	8918.9189	8684.2105	234.7084
Prix (DA*10³)	35.6756	34.7368	0.9389

Tableau 5.17-b Optimisation par AGs P=2	Moteur (1) (1.1 kW) 75.3 % E.E.I Azazga	Moteur (2) (1.1 kW) 78.02% H.E.M	Conservation d'énergie: (1) - (2)
Energie (kWh)	8764.94	8459.400	305.540
Prix (DA*10³)	35.0598	33.8376	1.2222

Tableau 5.17-c Optimisation par EP P=2	Moteur (1) (1.1 kW) 75.3 % E.E.I Azazga	Moteur (2) (1.1 kW) 77.22% H.E.M	Conservation d'énergie: (1) - (2)
Energie (kWh)	8764.94	8547.0	217.940
Prix (DA*10³)	35.0598	34.1880	0.8718

Tableau 5.17-d Optimisation par MH P=2	Moteur (1) (1.1 kW) 75.3 % E.E.I Azazga	Moteur (2) (1.1 kW) 78.06% H.E.M	Conservation d'énergie: (1) - (2)
Energie (kWh)	8764.94	8455.0	309.9400
Prix (DA*10³)	35.0598	33.820	1.2398

Les **Tableau 5.17a-d**, montrent clairement les économies annuelles relatives d'énergie, pour le moteur à induction à haut rendement choisi d'une machine asynchrone type DIN-IEC-F (1,1 kW).

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

Le tableau **Tableau 5.18**, montre que le moteur équivalent a ce optimisé par (MH) vaut peut être le meilleur marché couru que l'équivalent optimisé par (EP). Par contre, le moteur optimisé par EP est le mieux placé côté prix d'achat (minimum de poids) et peut être amorti en quatre ans.

Tableau 5.18 Analyse des résultats

Machines	Ecart de Poids de la machine (%)			Amélioration du rendement (%)			Conservation d'énergie (DA*10³)		
	AGS	EP	MH	AGS	EP	MH	AGS	EP	MH
M1	-9.345	+ 1.860	- 3.645	+2.75	2.33	2.59	----	----	---
M2	+6.99	+ 1.531	- 4.858	+2.72	1.92	2.76	1.222	0.871	1.2398
M3	+14.58	+ 13.53	+ 9.546	+3.01	2.21	2.93	----	----	-----

Conclusion

Le but principal de ce chapitre, est d'optimiser la conception d'une machine asynchrone en utilisant les algorithmes génétiques. Les paramètres d'optimisation sont : diamètre d'alésage, épaisseur de l'entrefer, le rapport géométrique, hauteur de la dent statorique, épaisseur de la culasse statorique, les inductions aux niveaux des dents statoriques et rotoriques afin de minimisé le poids de la machine et maximiser son rendement. Cela a été

appliqué avec succès sur une machine type DIN-IEC-F (AZAZGA) de 1.1 kW. Les résultats de cette optimisation ont démontré clairement que le rendement de la machine à été amélioré considérablement par cette procédure d'optimisation, d'où l'intérêt de ce travail dans le domaine de la conservation d'énergie.

L'optimisation par essaim de particules est une technique évolutionnaire qui utilise "une population" de solutions pour développer une solution optimale au problème. Le degré d'optimalité est mesuré par une fonction fitness (aptitude) définie par l'utilisateur (somme des pertes pour notre cas). L'OEP diffère des autres méthodes de calcul évolutionnaire de façon que les membres de la population appelés "particules", sont dispersés dans l'espace du problème. Dans le cadre de cette étude on a utilisé la technique d'Optimisation par Essaim de Particules (OEP) dans le domaine d'amélioration du rendement d'une machine asynchrone. A notre connaissance, très peu voire aucun travaux concernent ce thème. La mise au point de cette méthode et son utilisation dans un processus d'optimisation a montré l'adéquation de cette méthode et donne des résultats encourageants. C'est une bonne alternative aux méthodes classiques basées sur des algorithmes de gradient, elle permet d'éviter le problème de dérivation. La méthode convient particulièrement quand il s'agit d'optimiser plusieurs paramètres en même temps. L'utilisation d'une version dite "Hybride" des AGs afin d'améliorer, entre autre, les résultats d'optimisation. Cet AG Hybride se distingue par :

- a) l'ajout d'une méthode classique, ce qui permet d'améliorer l'efficacité des opérateurs de croisement et de mutation ;
- b) Une évolution dynamique de l'espace de recherche, ce qui doit permettre d'accélérer la convergence vers la solution optimale ;
- c) Une meilleure prise en compte des relations de contrainte entre les variables, ce qui doit permettre de réduire la dimension de l'espace de recherche.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

1. Travail accompli

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

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

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

2. Synthèse des résultats

Après l'exposition du concept de la maîtrise de l'énergie, rendement des moteurs à induction et de l'états de l'art des machines à haut rendement. Dans le deuxième chapitre, les différentes formulations dans lesquelles on peut traduire le problème de conception ont été présentées. Suivant cette stratégie un programme de conception d'une machine asynchrone de 2.2kW été développé. En suite les résultats trouvés sont analysés puis comparés avec ceux d'une autre méthode d'identification, dont on constate que l'ensemble des résultats sont satisfaisants.

Deux méthodes d'évaluation du rendement d'une machine asynchrone triphasées ont été ensuite décrites. La démarche employée s'appuie sur un schéma équivalent à fuites ramenées au stator pour la première méthode, alors que la seconde est dite statistique qui

est basée sur le programme de conception développé. Les résultats trouvés permettent de juger et de dire que la méthode statistique est meilleure puisque elle donne une valeur du rendement proche à celle donnée par le constructeur. Après l'exposition des facteurs influents sur le rendement qui sont multiples ; fréquence, qualité des tôles et dimensions géométriques. A la fin du troisième chapitre, une contribution à l'amélioration du rendement des machines asynchrone produites en Algérie par action sur la longueur effective du circuit magnétique a été faite. L'analyse des résultats montre que le rendement de la machine croît en fonction de la longueur virtuelle, il passe par un maximum puis décroît. Pour déterminer ces maxima il faut une méthode d'optimisation appropriée.

On peut regrouper les méthodes d'optimisation dans plusieurs catégories selon leurs mécanismes de recherche et les problèmes qu'ils sont capables de résoudre :

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

Malgré leur simplicité, les AGs représentent bien l'exploration stochastique mais orientée. Cela ne signifie nullement que ces algorithmes soient suffisants pour résoudre tous les problèmes en conception des machines électriques. En effet, quand il s'agit de bien explorer l'espace de stratégies particulièrement complexes, ils peuvent s'avérer extrêmement coûteux en temps de calcul et cela peut limiter considérablement, par exemple, leur application en temps réel. Alors, leur efficacité peut être considérablement augmentée si l'on intègre dans leur utilisation un mécanisme inductif qui correspond à une certaine représentation de leur environnement de manière à orienter leur exploration. Cela est à la base des algorithmes d'optimisation hybrides. En outre, cette thèse est la première consacrée à l'Optimisation par Essaims Particulaires (OEP), qui est une méthode heuristique non spécifique, au même titre que, les algorithmes évolutionnaires. Son domaine original de prédilection depuis sa naissance en 1995 est l'optimisation numérique continue - discrète fortement non linéaire et à ce titre elle est utilisée un peu partout. Sa rapidité de convergence en fait aussi un outil privilégié en optimisation dynamique.

Dans le dernier chapitre, une application de la CAO optimisée d'une machine asynchrone de 1.1kW est faite. Donc le problème de conception est transformé en un problème

d'optimisation, dont l'objectif est d'obtenir un moteur avec le meilleur rendement η tout en répondant à une contrainte technique ; la masse totale M_{tot} ne doit pas excéder 15 kG. Pour cela, trois méthodes sont utilisées à savoir (AGS, EP et MH) :

A partir des résultats obtenus, il apparaît que les essais particuliers sont moins bons que les algorithmes génétiques. Plusieurs exécutions sont nécessaires pour réduire les risques de convergence vers un optimum local. Chaque algorithme est dédié à une formulation unique mais l'emploi des transformations permet d'étendre son champ d'application. Enfin, les caractéristiques des classes d'algorithmes sont souvent complémentaires et l'hybridation est une solution efficace pour réduire le temps d'optimisation et augmenter la précision. Alors, la MH semble excellente, car elle trouve l'optimum en moins de 50 générations. Il s'agit donc d'un algorithme hybride, ce qui explique que les performances soient meilleures. La robustesse est très grande comme en témoigne le faible poids de la machine (- 4.86%) et encore la conservation annuelle d'énergie par l'utilisation de cette type de conception qui est de $1.2398 (DA \cdot 10^3)$

3. Perspectives

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

- a) L'Utilisation des algorithmes génétiques au problème d'amélioration du rendement d'une machine asynchrone restent très riches. Les connaissances de base de conception des machines peuvent en plus mettre en oeuvre de nouvelles applications (algorithmes hybrides) qui dépassent la puissance technique des AGs, pour les utiliser comme base d'une approche heuristique très riche de ces types de problèmes.*
- b) L'algorithme des (EP) est récent et moins connu. Ainsi, il a été nécessaire de faire une analyse de sensibilité des résultats de l'optimisation en fonction des paramètres de contrôle des algorithmes.*
- c) Malgré ces résultats encourageants, beaucoup de travail reste à faire pour améliorer les performances de telles approches évolutives. Le principal objectif consiste à obtenir une convergence plus rapide vers des solutions de qualité. Malheureusement, plusieurs voies de recherches sont ouvertes dans cette direction.*
- d) Gardons bien à l'esprit que, comme pour toute simulation, la validation par l'expérience reste indispensable.*

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] **A. Benoudjit, B. Abdelhadi, N. S. Nait Said, S. Idir**, “High Efficiency Induction Motors- Impact on Energy Saving Potential in Algeria”, *Conference on Electrical Engeneering, CEE02*, University of Batna, Algeria, pp. 01-06, 10-11 December, 2002.
- [2] Loi N° 99-09 du 15 Rabie Ethani 1420 correspondant au 28 juillet 1999 relative à la maîtrise de l'énergie, p.3. (N° JORA : 051 du 02-08-1999) :
- [3] **A. Boglietti, A. Cavagnino**, “Induction Motor Efficiency Improvements with Low Additional Production Costs ”, *Conference Proceedings on Electric Machines and Drives*, Vol. 2, pp. 775, 31 March-2 April, 2004.
- [4] **S. Salana, K. Singh, T. Singh, Navjeevanjot**, “Saving Energy Using Energy Efficient Motors: A case study ”, *Conference Proceedings on Electric Machines and Drives*, pp. 1, 19-21 April, 2010.
- [5] **B. Dessus**, “Maîtrise de l'Energie et Coût de Mise à Disposition d'un Service”, *Revue de l'Energie*, Vol. 38, N°392, pp. 235-244, Editions Techniques et Economiques, Paris, France, 1987.
- [6] **A. Robert, D. Hubert**, “Maîtrise de l'Energie dans les Bâtiments. Définitions. Usages. Consommations”, *Techniques de l'Ingénieur*, Vol. 4, N° BE9020, pp. BE9020.1-BE20, 2004.
- [7] **M. S. Bouzeriba**, “La Maîtrise de l'Energie en Algérie”, *Liaison Energie Francophonie*, Edition Institut de l'Energie des Pays Ayant en Commun l'Usage du Français, N° 71, pp. 39-44 , 2006.
- [8] **A. Boglietti, M. Lazzari**, “A Simplified Method for the Iron Losses Prediction in Soft Magnetic Materials With Arbitrary Voltage Supply ”, 4th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion System, Bologna, Italy, 19-20 June, 2001.
- [9] **A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli**, “International Standards for the Induction Motor Efficiency Evaluation - a Critical of the Stray Load Loss Determination”, *Conference Proceedings on Industry Applications*, pp. 841-848, 12-16 October, 2003.
- [10] **A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli**, “Induction Motor Efficiency Measurements in Accordance to IEEE 112-B, IEC 34-2 and JEC 37 international standards”, *Conference Proceedings on Electric Machines and Drives*, Vol. 3, pp. 1599-1605, 1- 4 June, 2003.
- [11] **A. G. Jack, B . C. Mecrow**, “Iron Loss in Machines with Powered Iron Stators”, 4th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion System, Bologna, Italy, 19-20 June, 2001.

- [12] **A. Boglietti, A. Cavagnino**, “Two Simplified Methods for the Iron Losses Prediction in Soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter”, 4th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion System, Bologna, Italy, 19-20 June, 2001.
- [13] **R. Kytomaki, A. Arkkio**, “Validity of Conventional and Modern Methods of No-Load Loss Calculation in Asynchronous Machines Statistic Approach”, Conference Publication N°.44, IEE, 1997.
- [14] **G. Grellet**, “Pertes dans les Machines Tournantes”, Technique de l’Ingénieur, D3450, Décembre, 1989.
- [15] **M. S. Lancarotte, A. de Arruda**, “Estimation of Core Losses Under Sinusoidal or Non-Sinusoidal Induction by Analysis of Magnetization Rate”, 4th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion System, Bologna, Italy, 19-20, June, 2001.
- [16] **R. Hanitsch**, “*Energy Efficient Electric Motors*”, University of Technology Berlin Germany, 48 RIO 02 - World Climate & Energy Event, 6-11 January, 2002.
- [17] **C. N. Glew**, “Stray Load Losses in Induction Motors; a Challenge to Acadimia”, Conference Publication, N°. 44, IEE, 1997.
- [18] **J. S. Hsu, J. D. Don and M. Olszewski**, “Comparison of Induction Motor Field, Efficiency Evaluation Methods”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.E-34, N°. 1, pp. 117-125, January/February, 1998.
- [19] **K. B. Mohammad, B. B. Sharifian and J. Mohammadi**, “Induction Motor Efficiency Estimation Using Genetic Algorithm”, *IEEE Trans. Engineering*, Vol. 3, pp. 271-275, December, 2004.
- [20] **J. R. Holmquist**, “Practical Approach for Determining Motor Efficiency in the Field Using Calculated and Measured Values”, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 40, N°. 1, pp. 242-248, January, 2004.
- [21] **A. Boglietti, A. Cavagnino**, “Effects of Punch Process on the Magnetic and Energetic Properties of Soft Magnetic Material”, 4th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion System, Bologna, Italy, 19-20 June, 2001
- [22] **C. Zhengshi, H. P. Beck, L. Zhen and W. Zhiyong**, “A High Efficiency and Economical Energy, AC Speed- Governing Experiment System with Analogue Load”, *3rd International Power Electronics and Motion Control Conference Proceedings*, Beijing, China, Vol. 3 , pp. 1386-1389, 15-18 August, 2000.
- [23] **J. Haataja and J. Pyrhones**, “Improving Three Phase Induction Motor – Efficiency in Europe”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. E-36, pp. 1555- 1562, November /December, 2000.
- [24] **L. Vuichard, P. Schouwey, M. Lakhal, M. Ghribi et A.Kaddouri**, “Optimisation Energétique par Logique Floue Dans un Moteur a Induction Triphasé”, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 1082 - 1085, May, 2006.

- [25] Catalogues des Moteurs Asynchrones (0.18 - 400 kW) et Alternateurs (16-180kVA), Azazga, Tizi-Ouzou, Algérie.
- [26] **A. Benoudjit**, “Contribution à l’Etude et à la Réalisation des Moteurs à Inductions Directement Couplés aux Roues”, Thèse de Doctorat d’Etat, Université de Batna, Mai, 2000.
- [27] **T. Lecomte**, “Conception Assistée par Ordinateur (CAO)”, Technique d’Ingénieur, D3595, Juin, 1994.
- [28] **M. Liwschitz et L. Maret** “Calcul des Machines Electriques”, Tome 1, Tome 2, Edition Dunod, Paris, France, 1967.
- [29] **T. Hiyama, M. Ikeda, and T. Nakayama**, “Artificial Neural Network Based Induction Motor Design, ”*Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 1, pp. 264-268, August, 2002.
- [30] **M. Kostenko, L. Piotrovski** , “Machines Electriques ”, Tome 2, Edition Mir Moscou, 1969.
- [31] **G. Segulier**, “Electrotechnique Industrielle”, Lavoisier, 2^{ème} Edition, Paris, France, 1985.
- [32] **B. Abdelhadi, A. Benoudjit, M. S. Nait Said, S. Chekroun**, “Geometrical Approach of Parameter Identification for Induction Machines”, Conférence Maghrebine en Génie Electrique, Université de Constantine, Algérie, pp. 05-06, 01-05 Novembre, 2001.
- [33] **G. Grellet**, “Pertes dans les Machines Tournantes”, Technique de l’Ingénieur, D3450, Décembre, 1989.
- [34] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Approche Géométrique pour la Conception Assistée par Ordinateur des Machines à Induction ”, Conférence en Génie Electrique, CEE02, Université de Batna, Algérie, pp.198-201, 10-11 Decembre, 2002.
- [35] **A. Benoudjit, N. Nait Said**, “Design Parameters Choice and Effects on the Performances of Axial and Radial Flux Induction Motors – For on Wheel Drive”, CMGE’99, Conférence Maghrébine en Génie Electrique, Université de Constantine, pp. 464-470, 4-6 Décembre, 1999.
- [36] **A. Benoudjit, A. Guettafi, N. Nait Said**, “Axial Flux Induction Moteur for On-Wheel Drive Propulsion System”, EMPS - Electric Machines and Power Systems, N°28, pp. 1107-1125, 2000.
- [37] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, “Modélisation des Machines Electriques”, Presse de l’Université de Batna, Algerie,1997.
- [38] **N. Khenfer**, “Machine Asynchrone ses Modèles, son Identification et sa Commande ”, Thèse de Doctorat d’Etat, Polytechnique d’Alger, 1993.

- [39] **N. Bellaaj Mrabet, K. Jelassi**, “Comparaison des Méthodes d’Identification des Paramètres d’une Machine Asynchrone”, *The European Physical Journal Applied Physics*, EDP Science, 1998.
- [40] **K. Rac Cho, H. Jeffrey, Lang, Stephen D. Umans**, “Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors Using State and Parameter Estimation”, *IEEE*, June, 1992.
- [41] **S. Chekroun, A. Benoudjit, B. Abdelhadi et N. Nait Said** , “Quantification des Pertes Fer par Caractérisation du Matériau Magnétique des Machines à Induction ”, Conférence en Génie Electrique, CEE02, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 10-11 Decembre, 2002.
- [42] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi** , “Increasing the Efficiency of Induction Motors A Critical Analysis of the Algerian Motors ”, Conférence en Génie Electrique, CEE06, Université de Batna, Algérie, pp.238-243, 07-08 Novembre, 2006
- [43] **B. Gérard, S. Patrick**, “Etat de l'Art des Méthodes d’Optimisation Globale”, *Operations Research Journal*, Vol. 35, N°3, pp. 329-365, 2001.
- [44] **W. Frédéric**, “Une Nouvelle Approche pour la Conception sous Contraintes de Machines Electriques ”, Thèse de Doctorat d’Etat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1996.
- [45] **A. Gottvald**, “Comparative Analysis of Optimization Methods for Magnetostatics”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 24, Issue 1, pp. 411-414, January, 1988.
- [46] **G. Liuzzi, S. Lucidi and M. Villani**, “Multiobjective Optimization Techniques for the Design of Induction Motors, ” *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 39, Issue 3, pp. 1261-1264, May, 2003.
- [47] **B. Singh, B. Singh and B. P. Murthy**, “Experience in Design Optimization of Induction Motor Using 'SUMT' Algorithm”, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, Issue 10, pp. 3379-3384, October, 1985.
- [48] **Berthiau, Gérard and Siarry** , “État de l’Art des Méthodes d’Optimisation Globale: State of the Art”, *Recherche Opérationnelle, Canadian Journal*, Vol. 35, Issue 3, pp. 329-365, July, 2001.
- [49] **A. Cornuéjols, L. Miclet**, “Apprentissage Artificiel (Concepts et Algorithmes)”, Edition Eyrolles, 2002.
- [50] **S. Datta, S.W. McLaughlin**, “An Enumerative Method for Runlength-Limited Codes: Permutation Codes”, *IEEE Trans. Information Theory* , Vol. 45, Issue 6, pp. 2199-2204, September, 1999.
- [51] **A. Gherbi, B. Francois and M. Belkacemi**, “Methods for Power System Transient Stability Analysis: State of the Art”, *Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal*, Vol. 31, Issue 1, pp. 3-13, July, 2006.

- [52] **S. Brisset**, “Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques”, Rapport de Synthèse, Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre, 2007.
- [53] **P. Pandey, C. Kenney and A. Packard**, “A Gradient Method for Computing the Optimal H_{∞} Norm”, *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. 36, no. 7, pp. 887- 890, July, 1991.
- [54] **J. Huibo, M. Huang and J.B. Moore**, “A Globally Convergent Conjugate Gradient Method for Minimizing Self-Concordant Functions with Application to Constrained Optimisation Problems”, *Conference Proceedings on American Control Conference, ACC '07*, pp. 540 - 545, 9-13 July, 2007.
- [55] **S. Wenyu, Y. Ya-Xiang**, “Optimization Theory and Methods (Non linear Programming)”, Edition Springer, 05/10/2006.
- [56] **Ph. Lautier**, “Modélisation des Convertisseurs à Découpage pour la Conception et la Commande”, Thèse de Doctorat, Encadré par R. Peret, B. Fornel, Laboratoire CEGELY de l'INSA de Lille, Janvier, 1998.
- [57] **T. Polyak, YA. Z. Tsyppkin**, “Algorithmes d'Optimisation Stochastique Liés au Critère”, *Avtomatika Telemekhanika*, N°. 6, pp. 95-104, 1984.
- [58] **F. You-tong, F. Cheg-zhi**, “Application of stochastic Method to Optimum Design of Energy-Efficient Induction Motors With a Target of LCC”, *Journal of Zhejiang University Science*, Vol. 4, N°. 3, pp. 270-275, May-June, 2003.
- [59] **C. Singh, D. Sarkar**, “Practical Considerations in the Optimisation of Induction Motor Design”, *Electric Power Applications*, Vol. 139, N°. 4, pp. 365 - 373, July, 1992.
- [60] **J. A. Moses, J.L. Kirtley**, “A Computer-Based Design Assistant for Induction Motors”, *EEE. Industry Applications Society Annual Meeting Conference Proceedings*, Vol. 1, pp. 1 - 7, 28 September - 4 October, 1991.
- [61] **A. Abdelli**, “Optimisation Multicritère d'une Chaîne Eolienne Passive”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 15 Octobre, 2007.
- [62] **M. Chiampi, G. Fuertratt, Ch. Magele, C. Ragusa, M. Repetto**, “Multi-Objective Optimisation with Stochastic Algorithms and Fuzzy Definition of Objective Function”, *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol. 9, N°. 4, pp. 381-389, 1998.
- [63] **D. Jeon, D. Kim and H. Song-Yop, G. Cha**, “Optimum Design of Linear Synchronous Motor Using Evolution Strategy Combined with Stochastic FEM”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 35, Issue 3, pp. 1734 - 1737, May, 1999.
- [64] **T. Jacques, P. Marc**, “Optimisation Approchée en Recherche Opérationnelle (Traité IC2, Série Informatique et Systèmes d'Information), Edition Lavoisier, 2002.

- [65] **J. Faiz, M. B. B. Sharifian**, “Optimal Design of an Induction Motor for an Electric Vehicle ”, *European Trans. on Electrical Power*, Vol. 16, N°. 3, pp. 15-33, January, 2006.
- [66] **S. Christine**, “Optimisation par Colonies de Fourmis (Collection Programmation par Contraintes) ”, Edition Lavoisier, 2008.
- [67] **K. S. Tang, K. F. Man and S. Kwong**, “Genetic Algorithms: Concepts and Applications [in Engineering Design] ”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 43, N°. 5, pp. 519-534, October, 1996.
- [68] **M. Çunka and R. Akkaya**, “Design Optimization of Induction Motor by Genetic Algorithm and Comparison with Existing Motor”, *Math. Comp. Applications*, Vol. 11, no.3, pp. 193-203, 2006.
- [69] **B. Abdelhadi, A. Benoudjit and N. Nait Said**, “Identification of Induction Machine Parameters Using a New Adaptive Genetic Algorithm”, *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 20, N°.2, pp. 284- 291, June, 2005.
- [70] **D. Weile and E. Michielssen**, “Genetic Algorithm Optimization Applied to Electromagnetics”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 45, N°. 3, pp. 343-353, March, 1997.
- [71] **H. Jang, C. Hwan and C. Gyun**, “Multimodal Function Optimization Based on Particle Swarm Optimization”, *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 42, N° 4, pp. 1095-1098, April, 1988.
- [72] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Application of Genetic Algorithms to Optimization of Induction Motor Design”, Conférence en Génie Electrique, CEE08, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 27-29 Octobre, 2008.
- [73] **S. Chekroun, B. Abdelhadi and A. Benoudjit**, “Design Optimization of Induction Motor Efficiency by Genetic Algorithms”, *AMSE. Journal, Modelling. A*, Vol. 81, N°. 2, pp. 14-29, January/February, 2008.