

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
SPECIALITE : COMMANDE ELECTRIQUE



FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE :

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MASTER**

Présenté par :
NOM et Prénom
Abdellahi Sid'ahmed Kenkou

Intitulé

**Conception Multi-Objectifs d'une Machine Asynchrone
à Cage Utilisant les Algorithmes Génétiques Modifiés**

Soutenue le 26 /06/ 2019 devant le jury composé de :

LEDGHAM CHIKOUCHE Brahim	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Président
CHAKROUNE Salim	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Encadreur
ZORIG Assam	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2018/ 2019

Remerciements

Avant tout, je remercié le bon dieu tout puissant qui me donne de la foi, du courage et de patience, qu'il ma donné durant toutes ces années d'étude.

*Ainsi, je tien également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur **Mr : S. CHAKROUNE** pour avoir d'abord proposée ce thème, pour suivi continuel durant toute cette période. Qui n'a pas cessée de me donner ses conseils.*

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département de génie électrique qui a contribué à notre formation par ailleurs, ainsi à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.

En fin je tien à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutient moral et matériel.

DEDICACE

Je dédie ce mémoire à

Mes chers parents: la mère mahjouba le père sid'ahmed avec toute ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et d'encouragement, Mon frère : med salem, Mes très chers sœurs (Mouna, Mahfouda), Et particulièrement l'enfant de ma sœur : Brahim.

Mes grands parents que dieu le garde, A ma grand-mère Fatima.

A tous les membres de ma famille grande et petite.

A mon encadreur S. Chakroune et sa femme

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un ingénieur de commandes électriques.

A tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux & je ne sais pas qui choisir.

A tous les étudiants de la faculté en génie électrique surtout les étudiants de la 5ème année promotion 2019. Commande électrique.

A tous mes voisins & à tous les habitants d'Atar.

Sommaire

Table des matières

Introduction générale	1-2
Chapitre 1 Généralités sur la machine asynchrone (MAS)	
Introduction	3
1. Généralités sur la machine asynchrone (MAS)	3
2. Constitution	4
2.1. le stator	4
2.2. Le rotor	5
3. Principe de fonctionnement	5
4. Classification des moteurs	5-7
5. Différents types d'encoches	7
6. Rendement des moteurs à induction	8
6.1. Différentes pertes dans la machine à induction	8
7. Avantages et inconvénients des moteurs à induction	10
8. Normes et détermination du rendement	11
8.1. Méthode de mesure du rendement du moteur à induction	12
8.2. Utilité d'améliorer le rendement	12
8.3. Amélioration d'énergie par moteur éconergétique	12
Conclusion	14

Chapitre 2

Conception multi-objectifs d'une MAS

Introduction	15
2.1. Définitions et étapes de CAO	15
2.2. Méthodologies de conception des machines électriques	16
2.3. Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques	17
2.3.1. Calcul des dimensions principales	19
2.3.2. Calcul de la F.M.M	20
2.3.3. Calcul du nombre de spires N_1 par phase du primaire	23
2.3.4. Dispersion	25
2.3.5. Evaluation des pertes	26
2.4. Synthèse des méthodes d'optimisation	29
2.5. Conception optimisée appliquée au MHR	36
2.5.1. Variable de décision	36
2.5.2. Résultats	37
2.5.3. Interprétation des caractéristiques	41
2.5.4. Analyse dynamique	43
Conclusion	45
Conclusion générale	46
Références bibliographiques		

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre 1 Généralités sur la machine asynchrone (MAS)

Figure I.1 Constitutions de la machine asynchrone	4
Figure I.2 Stator d'une machine asynchrone	4
Figure I.3 Rotor d'une machine asynchrone	5
Figure I.4 Courbes couple/vitesse en fonction de la classe du moteur	7
Figure I.5 Forme d'encoches pour diverses classes de moteurs	7
Figure I.6 Encoches semi-ouvertes et ouvertes	8
Figure I.7 Représentation des différentes pertes dans la machine asynchrone	9

Chapitre 2 Conception multi-objectifs d'une MAS

Figure II.1 Itérations possibles lors de la conception	17
Figure II.2 Organigramme de calcul pour la conception d'une machine électrique	18
Figure II.3. Méthodes d'optimisation stochastiques	30
Figure II.4 Cycle de vie de l'évolution des espèces régies par les algorithmes génétiques	32
Figure II.5 Meshgrid de la fonction HUMP	33

Liste des figures

Figure II.6 Evolution de la fonction objective en fonction de générations Cas d'une mutation uniforme	34
Figure II.7 Evolution de la fonction objective en fonction de générations Cas d'une mutation adaptative	35
Figure II.8 Organigramme de la méthode d'optimisation proposée	36
Figure II.9 Evolution de la fonction objective en (w) en fonction de générations Cas d'une mutation uniforme	38
Figure II.10 Evolution de la fonction objective en (w) en fonction de générations Cas d'une mutation adaptative	39
Figure II.11 Caractéristique $I_1 = f(g)$	40
Figure II.12 Caractéristique $C_e = f(g)$	40
Figure II.13 Caractéristique $\eta = f(g)$	40
Figure II.14 Caractéristique $N_r = f(g)$	41
Figure II.15 Caractéristique $P_u = f(g)$	41
Figure II.16 Caractéristique $\text{Cosphi} = f(g)$	41
Figure II.17 Résultats de simulation pour le couple nominal $C_n=33(\text{Nm})$	43
Figure II.18 Résultats de simulation pour le couple de démarrage C_{max}	44
Figure II.19 Résultats de simulation pour le couple maximal $C_{\text{dém}}$	44

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Chapitre 2 Conception multi-objectifs d'une MAS

Tableau II.1 : Paramètres d'optimisation et leurs limites	37
Tableau II.2 : Regroupement des résultats d'optimisation	37
Tableau II.3 : Tableau récapitulatif	45

Introduction générale

Introduction générale

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

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

Vu que, le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Il est conçu pour fonctionner à vitesse constante. Cependant il est de plus en plus associé à un variateur ce qui permet d'améliorer la flexibilité des machines. L'utilisation d'un variateur de vitesse élimine certaines faiblesses du moteur asynchrone : le courant de démarrage, le facteur de puissance, l'influence des variations de tension sur le couple moteur, avec des variateurs utilisant le contrôle vectoriel, la différence de vitesse entre vide et charge, le courant absorbé à vide [3].

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

En effet, le mémoire est divisé en deux parties à savoir:

Dans le premier chapitre, on s'intéressera de tous qui est aspect théorique concernant la machine asynchrone. Commençons par leurs constituants, principe de fonctionnement, méthodes et normes d'évaluation du rendement ainsi que les actions pour l'améliorer.

En revanche le but du deuxième chapitre est d'appliqué une méthode d'optimisation au problème de conception. L'approche proposée est basée sur les algorithmes génétiques modifiés.

Une synthèse des résultats trouvés et une conclusion générale sont également présentées à la fin de ce travail.

Chapitre 1

Généralités sur la machine asynchrone (MAS)

Introduction

Le moteur asynchrone, dit parfois d'induction, est utilisé depuis de très nombreuses années pour assurer la variation de vitesse non seulement de processus industriels, mais aussi de chaînes de traction pour les transports (ferroviaires et véhicules électriques), également de systèmes domotiques... Pour des applications de faible puissance et pour des domaines restreints de variation de vitesse, on peut agir sur cette dernière par variation de l'amplitude de la tension statorique à l'aide de gradateurs. La récupération rotorique permet la variation de vitesse pour des machines de grande puissance (machine asynchrone associée à des éoliennes), sur des plages réduites de vitesse. Actuellement, la majorité des variateurs de vitesse utilise des alimentations à fréquence et amplitude variables sur le stator de la machine asynchrone. Le domaine de vitesse est beaucoup plus étendu et les performances dynamiques plus élevées. La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse, surtout si le rotor est à cage d'écureuil [3, 4].

Dans ce chapitre, on s'intéressera aux généralités et la classification des moteurs par le NEMA, on voit aussi les différents types d'encoches, normes de détermination du rendement de la machine asynchrone.

1. Généralités sur la machine asynchrone (MAS)

Les moteurs asynchrones triphasés sont des machines électriques extrêmement robustes, qui ne demandent que très peu d'entretien et sont fréquemment utilisées dans le secteur industriel. On les retrouve dans des applications très diverses telles que des ventilateurs, des pompes, des machines complexes modulaires, des machines exigeant du couple et de la précision à très basse vitesse ainsi qu'une dynamique élevée et également pour des machines de forte puissance.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et en raison du plus faible coût des moteurs asynchrones, nombre d'applications, qui utilisaient hier des moteurs à courant continu ou encore des moteurs synchrones, emploient aujourd'hui un moteur asynchrone associé à un variateur de vitesse.

Les moteurs asynchrones sont habituellement alimentés au niveau du stator, et le courant est induit dans le rotor. C'est pour cette raison que l'on parle également de « moteurs ou de machines à induction ». La machine asynchrone est principalement utilisée en moteur, mais elle est parfois utilisée en génératrice, [4].

Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques, principalement les machines asynchrones [5].

2. Constitution

La machine asynchrone est composée de deux parties séparées par un entrefer.

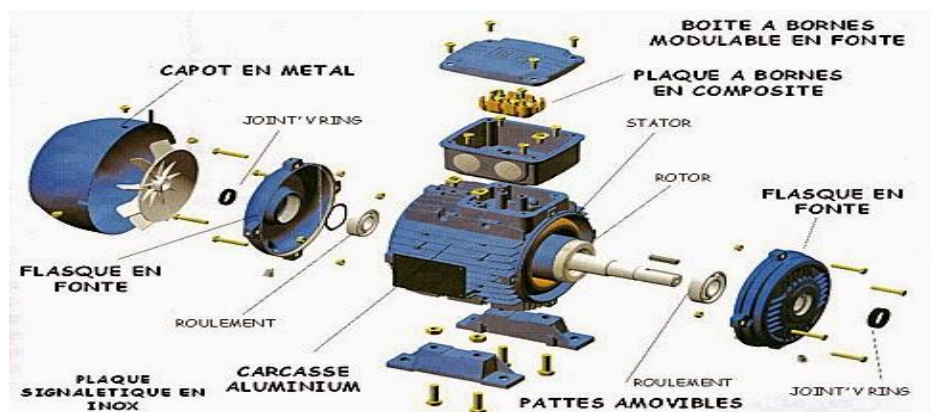


Figure I.1 Constitutions de la machine asynchrone

2.1. Le stator

Le stator comporte une carcasse en fonte ou en tôle d'acier dans laquelle est inséré un circuit magnétique formé d'un empilage de tôle. Le stator d'une machine asynchrone triphasée port un enroulement triphasé réparti dans des encoches du circuit magnétique. Il est généralement couplé en étoile ou en triangle [5].

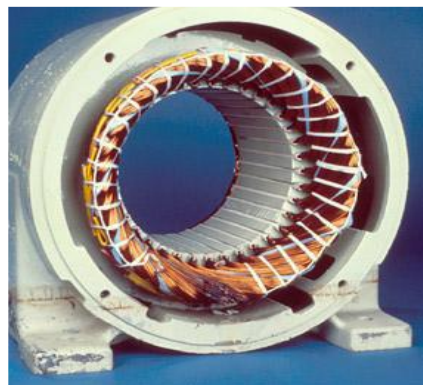


Figure I.2 Stator d'une machine asynchrone

2.2. Le rotor

Partie libre en rotation comportant des conducteurs qui seront soumis au champ tournant. Ces conducteurs peuvent être soit des bobines (technologie en voie de disparition) soit des barres de cuivres ; on parle alors de rotor en court-circuit (ou a cage d'écureuil). La rotation possible grâce aux paliers supporte par la carcasse [5, 6].

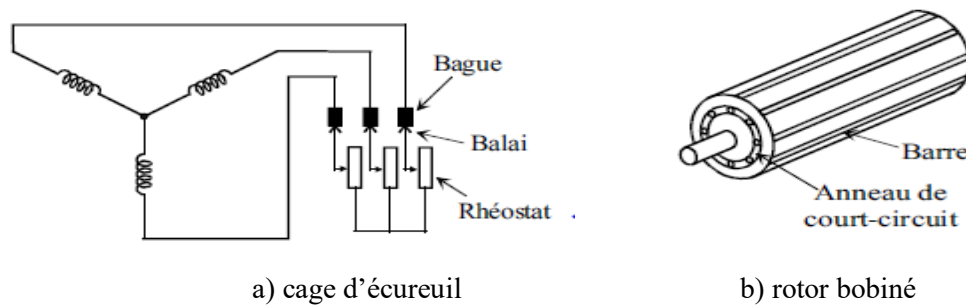


Figure I.3 Rotor d'une machine asynchrone

3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose :

D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux). D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite..

4. Classification des moteurs

La NEMA (Nationale Electrical Manufacturer Association) classe les moteurs à cage d'écureuil comme suit [7, 8] :

Classe A : Moteur a couple nominal et a courant de démarrage normal;

Classe B : Moteur a couple nominal et a faible courant de démarrage;

Classe C : Moteur a fort couple et a faible courant de démarrage;

Classe D : Moteur a fort glissement;

Classe F : Moteur à faible couple et à faible courant de démarrage.

Cette classification se base sur la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur sur rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage est petit et meilleur. Le couple de démarrage, jusqu'à une certaine limite, bien entendu. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes.

L'encoche du rotor d'un moteur de **classe A** n'est pas tellement creuse est l'enroulement a une faible résistance de même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur ; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de démarrage est suffisamment élevé pour nécessiter dans la plupart des cas, l'ajout d'un compensateur ou d'un démarreur spécifique comme un autotransformateur, des résistances ou un démarreur électrique. Ce type de moteur ne se fabrique presque plus [9].

Le moteur de **classe B** est le plus utilisé nos jours. Ses caractéristiques découlent de l'emploi d'encoches profondes et étroites lors du démarrage, la réactance est plus forte dans le bas du conducteur ; cela force le courant a passer surtout dans le haut du conducteur, ce qui en réduit la surface active et augmente sa résistance. Le courant se trouve ainsi limité et on peut, dans bien des cas, démarrage ce moteur a pleine tension ; c'est un avantage par rapport au moteur de classe A. Le couple au démarrage demeure toutefois normal.

Un de **classe C** possède un rotor a double cage d'écureuil. On peut construire cet enroulement de différentes façons. Le principe consiste à placer un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface. Durant le démarrage, le conducteur éloigné de l'entrefer a une grande réactance, ce qui force le courant à passer dans le conducteur extérieur. Le courant est donc faible mais le couple est fort. L'osque le rotor a atteint sa pleine vitesse, la réactance du conducteur situé le plus loin de l'entrefer devient faible ; la répartition du courant est alors à peu près uniforme dans tout le conducteur.

Un moteur de **classe D** a un enroulement d'une grande résistance en raison de sa faible section, ce qui lui confère au démarrage un fort couple ainsi qu'un faible courant. Par contre, il a un glissement à pleine charge qui peut atteindre 15% et même 20%.

Les conducteurs du rotor d'un moteur de **classe F** sont placés loin de l'entrefer. Au démarrage, la réactance est grande et le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est faible [7, 8].

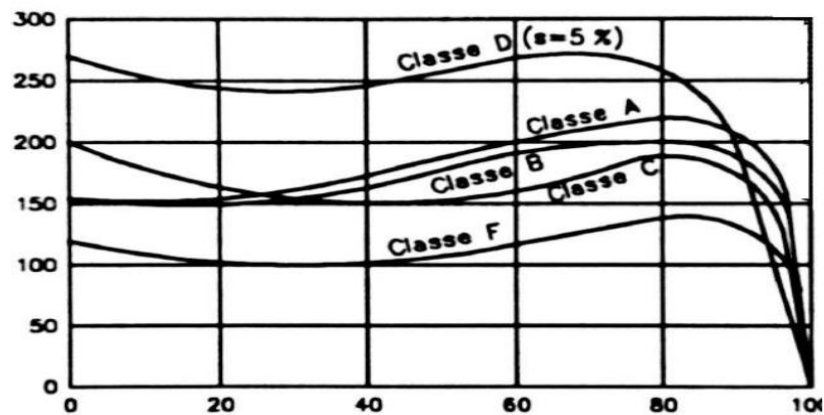


Figure I.4 Courbes couple/vitesse en fonction de la classe du moteur

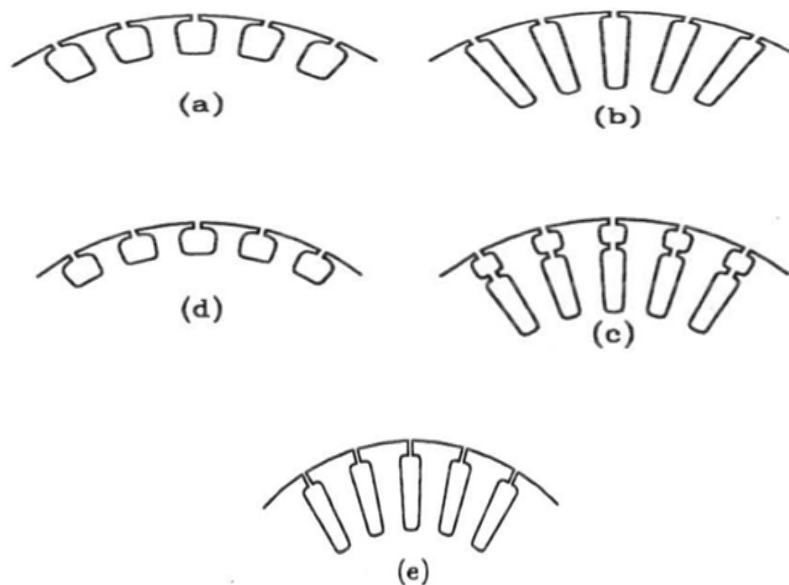


Figure I.5 Forme d'encoches pour diverses classes de moteurs

5. Différents types d'encoches

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé. On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique [2, 9].

Lors du démarrage, les lignes de courant se concentrent près de la périphérie et tendent ainsi à assigner une section de conducteur apparente réduite et par conséquent une résistance rotorique importante.

En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche).

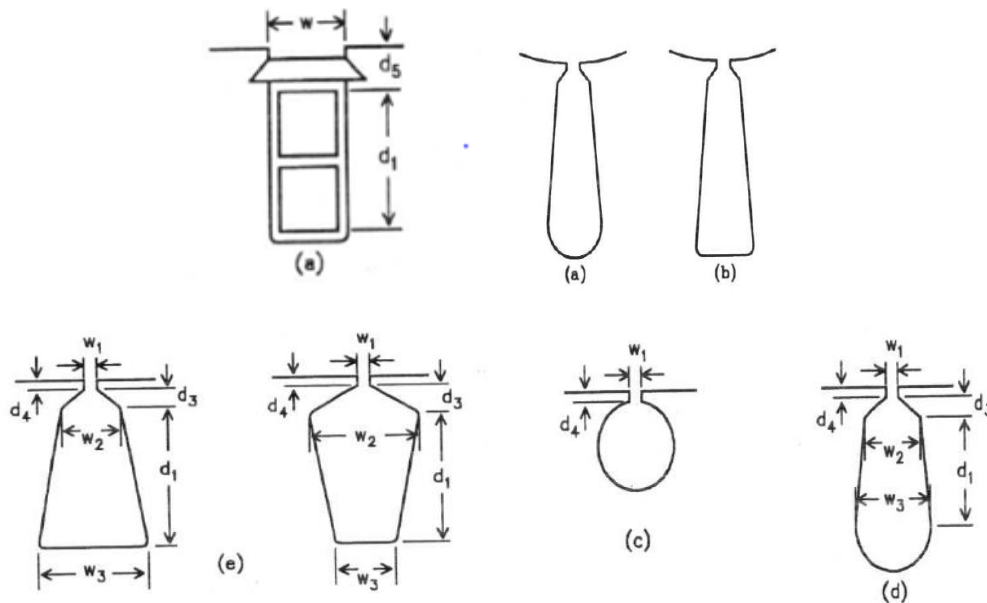


Figure I.6 Encoches semi-ouvertes et ouvertes

6. Rendement des moteurs à induction

Le rendement c'est le rapport de la puissance mécanique rendue à l'arbre et de la puissance électrique absorbée, il est s'exprimé en % [1, 2].

$$\eta = \frac{P_U}{P_a} = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{utile}} + \Sigma \text{pertes}} \quad (\text{I.1})$$

✓ Différentes pertes dans la machine à induction

Le fonctionnement du moteur asynchrone est accompagné par des pertes de puissance lors du transfert de la puissance électrique en une puissance utile à la charge.

Ces pertes sont dues principalement aux pertes joules dans les enroulements du stator et du rotor, des pertes fer, des pertes mécaniques et des pertes supplémentaires en charge.

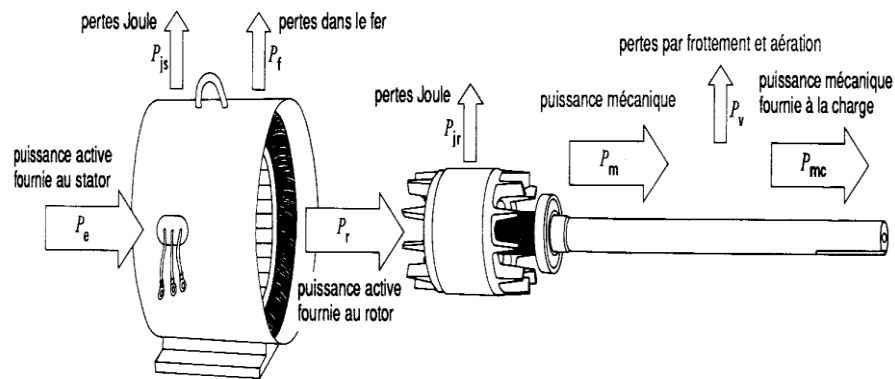


Figure I.7 Représentation des différentes pertes dans la machine asynchrone

- **Pertes joule au stator P_{js}**

$$p_{js} = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot R \cdot I^2 \quad (I.2)$$

- **Pertes joule au rotor P_{jr}**

Appelées aussi pertes de glissement. Elles peuvent augmenter suite à un bris des barres de la cage d'écureuil.

$$p_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (I.3)$$

- **Pertes fer ou pertes magnétiques**

Elles représentent les pertes à vide. Elles sont dues aux courants de Foucault et à l'hystérésis dans le fer. Ces pertes peuvent augmenter suite à la détérioration des isolants entre les laminations du rotor et du stator.

- **Pertes mécaniques par frottement et par ventilation**

Ces pertes sont principalement dues aux contacts de frottement et au mauvais lubrification ou une détérioration des roulements peuvent causer l'augmentation de ces pertes.

- **Pertes supplémentaires**

En charge sont dues à la répartition spatiale de la sinusoïde imparfaite de la force magnétomotrice créant le flux tournant dans l'entrefer (harmoniques au stator et au rotor, et flux de fuite près des extrémités des enroulements). Aussi, elles sont dues à aux imperfections mécaniques dans l'entrefer et aux irrégularités de flux d'entrefer. Elles

varient linéairement avec la puissance de sortie. D'après les normes de mesure du rendement, elles sont estimées à 1.8% de la puissance nominale de la sortie du moteur.

❖ Le glissement g

L'origine des courants rotorique réside dans la différence des vitesses N_s et N . On introduit une grandeur fondamentale, sans dimension, le glissement g définit par :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I.4)$$

❖ Les puissances

- puissance absorbée

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos\phi \quad (I.5)$$

- puissance utile

$$P_u = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos\phi - \sum \text{pertes} \quad (I.6)$$

- Puissance transmise au rotor

$$P_{tr} = P_u - \text{pertes stator} = P_a - p_{js} - p_{fs} \quad (I.7)$$

7. Avantages et inconvénients des moteurs à induction

7.1. Avantages

Le plus grand avantage des moteurs à induction à courant alternatif est leur pure simplicité. Ils ont une seule pièce mobile; le rotor, ce qui les rend à faible coût, calme, durable et relativement sans problème. Les moteurs à courant continu, en revanche, ont un commutateur et de carbone brosses qui usent et qui ont besoin de remplacer de temps à autre. Le frottement entre les balais et le collecteur produit aussi des moteurs à courant continu relativement bruyants (et parfois même assez malodorants) [2, 8].

- Une maintenance réduite car pas de balais ni collecteur;
- Sa robustesse;
- Son prix (facile à produire, en série).

7.2 Inconvénients

Etant donné que la vitesse d'un moteur asynchrone dépend de la fréquence du courant alternatif qui l'entraîne, il tourne à une vitesse constante à moins d'utiliser un variateur de fréquence; la vitesse de moteurs à courant continu est beaucoup plus facile à contrôler en tournant simplement la tension d'alimentation vers le haut ou vers le bas. Bien que relativement simple, les moteurs à induction peuvent être assez lourds et encombrants

à cause de leurs bobinages. Contrairement aux moteurs à courant continu, ils ne peuvent pas être chassés de batteries ou de toute autre source de courant continu (panneaux solaires, par exemple) sans utiliser un onduleur (un dispositif qui transforme DC en AC). Cela est parce qu'ils ont besoin d'un champ magnétique changeant faire tourner le rotor.

8. 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 : [3, 8].

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

➤ 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.

➤ Norme de l'IEEE

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

➤ Norme de l'IEC

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

➤ 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.

8.1. Méthode de mesure du rendement du moteur à induction

L'augmentation du coût de la puissance électrique a rendu l'utilisation des moteurs à faible rendement plus chère. L'amélioration du rendement du moteur à induction est donc très importante. Cette amélioration n'est possible qu'avec la mesure de ce dernier, ainsi la mesure du rendement permet:

- D'étudier la possibilité de remplacer les moteurs en fonctionnement par d'autres à meilleur rendement;
- D'assurer la fiabilité des procédés en évaluant leur efficacité énergétique;
- De vérifier la validité de la valeur du rendement indiquée sur la plaque signalétique.

Le rendement dépend de la géométrie des moteurs électriques, des paramètres de construction et de la technologie de fabrication. Plusieurs travaux de recherche à travers le monde se font actuellement pour assurer l'amélioration du rendement énergétique.

Ces travaux présentent plusieurs contraintes telles que:

- Degré intrusif (nécessite des interventions exigeant le découplage du moteur de sa charge);
- Coûts assez élevés d'opération pour l'industrie;
- Limites de la technologie des matériaux (propriétés magnétiques de certains aciers);
- La méconnaissance de tous les paramètres liés au rendement.

8.2. Utilité d'améliorer le rendement

Le coût de l'énergie consommée par un moteur dépend des éléments suivants:

- La puissance installée;
- Les cycles de fonctionnement;
- L'efficacité énergétique du procédé;
- Le rendement intrinsèque;

L'amélioration du rendement permet d'économiser l'énergie, de réduire les dépenses d'exploitation et d'améliorer la productivité en permettant aux moteurs d'accomplir plus de travail par unité d'électricité consommée [1, 8].

8.3. Amélioration d'énergie par moteur éconergétique

Si l'on a pris la décision de remplacer un moteur existant à rendement normal par un modèle éconergétique, on prendra soin de s'assurer que ce remplacement aboutira réellement à des économies. Mal employé, le nouveau moteur pourrait dans certains cas,

consommer davantage d'énergie que l'ancien. Cela ne signifie pas que le nouveau moteur a un rendement moins élevé, mais plutôt que le nouvel ensemble moteur charge se comporte différemment de l'ancien. Ceci peut résulter d'un moteur fournissant davantage d'énergie qu'il n'est nécessaire. Avec le remplacement d'un moteur, il convient donc de s'assurer que la charge est ajustée de façon à correspondre au nouveau moteur, [10].

1) Redimensionnement d'un moteur

Une pratique courante a toujours été de surdimensionner un moteur pour être certain qu'il sera capable d'entraîner la charge. Un moteur surdimensionné a toutefois un moins bon rendement et abaisse le facteur de puissance. Dans les cas de charges variables, on devra s'assurer que le moteur ne dépasse jamais sa pleine charge ou son facteur de surcharge assignés, [10].

2) Réglages de la vitesse

Les moteurs éconergétique fonctionnent en principe avec un glissement inférieur à celui des moteurs à rendement normal. Cela signifie que pour des charges à couple variable, le moteur va en régime équilibré, tourner à une vitesse plus élevée et consommer davantage d'énergie. Ce problème pourra être corrigé en modifiant le rapport des poulies du moteur et de la charge dans le cas des transmissions par courroie, [1, 8].

3) Ajustements de la charge

Dans le cas des charges à couple variable à entraînement direct, un moteur éconergétique aura tendance, comme on l'a noté au paragraphe précédent, à tourner plus rapidement. On devra dans ces cas procéder à des ajustements de la charge entraînée. Par exemple, on changera le pas des ventilateurs ou on diminuera les aubes de pompes. Mais cela exige des compétences particulières, [6, 11].

4) Facteur de puissance

Les moteurs éconergétique sont habituellement des facteurs de puissance plus élevés que les moteurs à rendement normal. On réévaluera donc les condensateurs de correction du facteur de puissance afin d'éviter une correction exagérée, [9].

Conclusion

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

Dans le prochain chapitre, on va voir les différentes méthodes utilisées dans le dimensionnement et la conception des machines électriques dont on s'intéresse plus particulièrement à la méthode classique de LIWSCHITZ.

Chapitre 2

Conception multi- objectifs d'une MAS

Introduction

Les outils d'analyses par ordinateur des dispositifs électrotechniques de façon générale ne permettent que de déterminer les performances des machines électriques en partant d'une conception initiale ou d'une expérience, cela implique qu'un problème de dimensionnement qui utilise des outils de CAO doit être traité obligatoirement par un processus itératif. Dans ce contexte, on cherche généralement à établir une méthodologie de conception la plus efficace possible pour les machines électriques de façon générale.

Ce chapitre a pour objectif de rendre compte des outils et méthodologies utilisés pour la CAO des machines électriques par des apports théoriques et par la mise en œuvre des méthodologies proposées.

2.1. Définitions et étapes de CAO

Le terme de «Conception assistée par ordinateur» ou bien la CAO est aujourd'hui utilisée à tort et à travers, ce qui lui vaut de perdre de sa signification. Pour des personnes, cette appellation couvre l'ensemble des tâches qu'un ordinateur est capable d'assumer lors du développement de produits techniques [1].

Un outil de CAO est un moyen de simulation permettant la définition de la structure du dispositif à concevoir, son dimensionnement et la détermination de ces performances à partir de ces spécifications géométriques de construction et des conditions d'utilisations. En partant d'un cahier des charges donné, il permet d'explorer automatiquement l'ensemble des solutions possibles. De sa part, un problème de CAO optimisée consiste à concevoir un dispositif du point de vue structure, dimensionnement et conditions d'utilisations, pour obtenir de meilleures performances et respecter un ensemble de contraintes préalablement exigé par un cahier des charges.

Le développement de produit passe par plusieurs étapes nécessitant un ensemble de compétences et des moyens spécifiques que ne possèdent pas systématiquement les entreprises. Parmi ces différentes étapes, dans l'ordre chronologique, on peut noter :

- La définition du cahier des charges fonctionnel (expression du besoin, analyse fonctionnelle, analyse de la valeur);
- La recherche de solutions innovantes pour répondre au besoin (méthode, méthodes de créativité, veille technologique et concurrentielle, ...);

- La conception : conception du design 3D du produit (CAO), définition des différents composants, choix des matériaux, choix des techniques d'assemblage;
- La simulation numérique : validation ou optimisation du dimensionnement, optimisation des fonctionnalités du produit, validation de la CAO et/ou du choix de matériau utilisé;
- La réalisation de prototypes : maquette de validation esthétique, prototype fonctionnel, prototype de pré-série (bonne matière et bon procédé);
- Les essais de validation sur prototype, dans des conditions réelles d'utilisation ou dans des conditions représentatives spécifiquement définies : validation fonctionnelle, validation du dimensionnement, validation des simulations numériques, ... Les résultats de cette dernière étape peuvent rendre nécessaires des modifications ou des améliorations sur la conception du produit, comme un redimensionnement ou un changement de matériau.

2.2. Méthodologies de conception des machines électriques

La démarche de conception des machines électriques semble simple et séquentielle, à partir d'un cahier des charges clairement exprimé, le concepteur a la tâche de le traduire dans l'un des formalismes mathématiques que nous verrons dans la suite. Ensuite vient sa résolution au moyen d'un algorithme ou méthode d'optimisation. Pour chaque formulation, il existe une multitude d'algorithmes adaptés. Enfin, l'exploitation et l'analyse des résultats par le concepteur expert permettent de valider la solution optimale obtenue.

En pratique, les choses ne sont pas aussi simples, lors de l'analyse des résultats, il apparaît bien souvent que la solution obtenue ne peut être retenue en raison de causes multiples. La Figure 2.1 montre les itérations nécessaires pour obtenir une solution satisfaisante [1, 9].

La boucle la plus courte consiste en un retour sur la résolution du problème, elle peut être motivée par un problème de convergence de l'algorithme signalé par le fait que les conditions d'optimalités ne sont pas remplies pour la solution trouvée ou par un arrêt de la procédure suite à un temps de calcul excessif. Il est alors possible de modifier les paramètres de réglage de l'algorithme qui en font usage.

La boucle intermédiaire est un retour sur la formulation du problème d'optimisation, ce retour est nécessaire lorsque la résolution du problème conduit à une solution remplissant le critère mathématique d'optimalité. Dans ce cas, la démarche permet au concepteur

d'affiner son expérience par une série d'essais/erreurs au cours de laquelle il en apprend davantage sur les limites des modèles utilisés et sur la façon de formuler le problème d'optimisation pour obtenir des solutions pertinentes.

La boucle la plus longue consiste à revenir sur l'analyse du cahier des charges ou sur le cahier des charges lui-même. Il peut se produire que la démarche de conception aboutisse à la conclusion qu'il n'existe pas de solution faisable au cahier des charges exprimé. Dans ce cas, la démarche proposée peut être utilisée de façon itérative: Le concepteur relaxe des contraintes pour aboutir à une solution faisable en dialoguant avec le client pour arbitrer parmi les choix possibles.

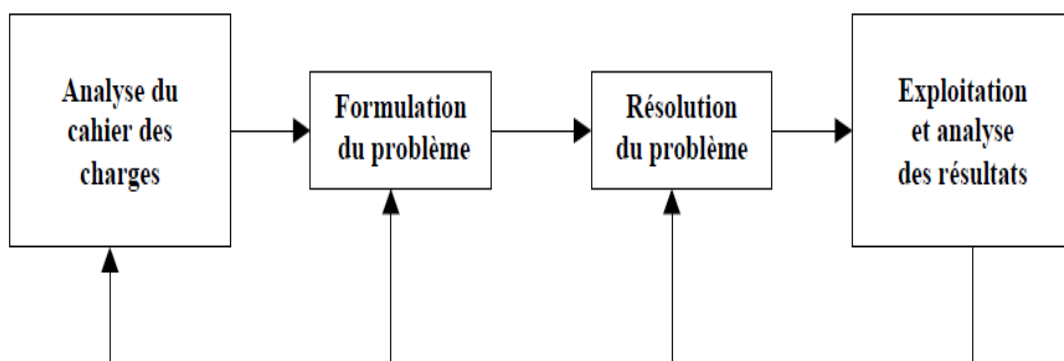


Figure II.1 Itérations possibles lors de la conception

En-outre, la conception optimale se situe dans la parfaite adéquation entre quatre éléments:

- Les modèles capables d'apporter des informations ou critères sur les machines électriques;
- Les algorithmes d'optimisation pouvant maximiser ou minimiser ces critères;
- Les formulations mathématiques dans lesquels peuvent se traduire les problèmes de conception de machine électrique;
- Les démarches de résolution des problèmes de conception.

2.3. Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques

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

La première méthode elle est proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, basée le dimensionnement du fer statorique ensuite le calcul rotorique.

2.3.1. Calcul des dimensions principales

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre comme base la puissance apparente (P_s). La liaison entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation (II.1) définissant le coefficient d'utilisation de la machine.

$$c = \frac{P_s \cdot 10^{-3}}{D^2 \cdot L_i \cdot 60 \cdot n} = \frac{K_w \cdot 1 \cdot B_{\delta \max} \cdot A_1}{8,6 \cdot 10^3} \quad (\text{II.1})$$

La relation (II.1) permet de déterminer le volume $D^2 l_i$, choisissant un champ d'induction B_δ dans l'entrefer, une densité linéaire du courant A_1 et le coefficient d'utilisation C . Les valeurs de C, B_δ, A_1 sont données dans des abaques en fonction de τ_p, p , [9].

Pour pouvoir déterminer, au moyen du coefficient d'utilisation, les dimensions de la machine à partir de la puissance et de la vitesse de rotation, on doit fixer le rapport λ de la longueur virtuelle l_i de l'induit au pas polaire τ_p , [9].

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} \quad (\text{II.2})$$

✓ Choix des nombres d'encoches

Le choix du nombre d'encoches statiques Z_1 lié au nombre de pôles et au nombre de phases ainsi qu'aux contraintes géométriques. Alors le choix du nombre d'encoches rotoriques est lié au nombre d'encoches statoriques.

$$Z_1 = 2 \cdot p \cdot q \cdot m_1 \quad (\text{II.3})$$

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

✓ L'entrefer

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Alors eu égard au courant magnétisant (facteur de puissance), l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible. L'épaisseur d'entrefer de machines normales est en fonction du pas polaire pour divers nombres de paires de pôles [9].

✓ Enroulement de la machine

L'enroulement dans toute machines électriques est la pièce maîtresse nécessaire pour la création de champ électromagnétique. La caractéristique essentielle d'un tel enroulement c'est le nombre d'encoches par pole et par phase (q) qui détermine le nombre de bobine dans un groupe, il permet de placer les côtés des bobines ou des sections en précisant à quelle phase ils appartiennent et dans quel sens y passent les courants, [9].

a) Facteur de bobinage

$$K_{w1} = K_{p1} \cdot K_{d1} \cdot K_{inc1} \quad (\text{II.4})$$

b) Facteur de distribution

Il est défini par :

$$K_{d1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2 \cdot m}}{q \cdot \sin \frac{\pi}{2 \cdot \pi \cdot m}} \quad (\text{II.5})$$

c) Facteur de raccourcissement

Il est défini par :

$$K_{p1} = \sin \left(\beta \cdot v \cdot \frac{\pi}{2} \right) \sin \left(v \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{II.6})$$

v : Ordre d'harmonique

$$\beta = \frac{c'}{\tau_p} \quad (\text{II.7})$$

2.3.2. Calcul de la F.M.M

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

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

On a alors :

$$B_i = \frac{\Phi_{\tau max}}{S_i} = \frac{l_i \cdot \tau_p}{K_{Fe} \cdot l_{Fe} \cdot Z_y} \cdot B_{\delta max} \quad (\text{II.8})$$

Le passage à la valeur de H_i pour chaque tronçon se fait à travers de la courbe de première aimantation des tôles constituant le circuit magnétique de la machine, [11]. La valeur du

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

a) F.M.M dans l'entrefer

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

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta = \delta \cdot \frac{B_\delta}{\mu_0} \quad (\text{II.9})$$

Tel que :

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot l_i} \quad (\text{II.10})$$

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

$$S_\delta = l_i \cdot b_i \quad (\text{II.11})$$

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

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (\text{II.12})$$

Soit :

$$\alpha_i = \frac{B_{\delta eff}}{B_{\delta max}} < 1 \quad (\text{II.13})$$

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

b) Chute de potentielle magnétique dans les dents

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

Lorsque l'induction est très grande $B_{1z} > 1.8$ T, le calcul précédent n'est plus valable. Dans ce cas on considère qu'une partie seulement du flux correspondant à un pas dentaire passe par l'encoche. Dans le cas général de 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, on à intérêt à avoir $B_{zy} < 1.8$ T. On supposerait dans ces conditions que tout le flux passe par la dent, pour calculer le champ magnétique dans

cette dernière, on doit la diviser en plusieurs sections, déterminer le champ dans chaque section et faire la somme des chutes de potentiels magnétiques:

$$F_z = \int_0^{z=h} h_z \cdot H_z \quad (\text{II.14})$$

Cependant dans la pratique, on utilise la règle de **Simpson** qui donne des résultats meilleurs. Sachant qu'on subdivise la dent en trois parties. L'intensité moyenne du champ est calculée comme suit:[8, 9 et 10].

$$H_{z.moy} = 16(H_{z.min} + 4H_{z.med} + H_{z.max}) \quad (\text{II.15})$$

$H_{z.min}$ La valeur du champ minimum dans la dent; $H_{z.med}$ La valeur du champ médian; $H_{z.max}$ La valeur du champ maximum.

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

$$F_z = h_z \cdot H_{z.moy} \quad (\text{II.16})$$

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

✓ Coefficient de saturation

Le coefficient de saturation K_s à une grande influence sur les caractéristiques de la machine électrique est défini comme suit :

$$K_s = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (\text{II.17})$$

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

c) Chute de potentiel magnétique dans la culasse

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

$$B_{ji} = \frac{\phi}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} \quad (\text{II.18})$$

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

$$F = H_{ji} \cdot l_{ji} \quad (\text{II.19})$$

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

2.3.3. Calcul du nombre de spires N_1 par phase du primaire

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

$$V_1 \approx E_1 = 4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_w \cdot \Phi \quad (\text{II.20})$$

On a aussi :

$$E_1 = V_1 - X_{\delta 1} \cdot I_0 \approx V_1 - X_{\delta 1} \cdot I_m \quad (\text{II.21})$$

$$E_1 = V_1 \left(1 - \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1} \right) = V_1 \cdot \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \quad (\text{II.22})$$

D'où l'on peut écrire :

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot \left(\frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \right)}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_w \cdot \Phi} \quad (\text{II.23})$$

$\frac{1}{1 + \sigma_{H1}}$: Désigne le coefficient de dispersion de **Heyland** du primaire, est obtenu à partir d'un diagramme. On remarque sur ce diagramme que l'augmentation du nombre de pair de pôles engendre une augmentation de dispersion, [9].

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 $\phi_{\sigma 1H}$ passe partiellement par la culasse et les dents du stator. Donc, les inductions magnétiques doivent être augmentées d'une quantité proportionnelle au flux de fuite dans le calcul de la chute de tension magnétique.

Dans le calcul, on prend avec une approximation suffisante:

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

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

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

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

$$B_{\delta} = \frac{\phi_{\delta}}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot l_i} \quad (\text{II.24})$$

a) Pour le stator

$$B_{z1p} = \frac{l_i}{K_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \delta_{H1}) \quad (\text{II.25})$$

$$B_{z1m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \frac{2}{3} \delta_{H1}) \quad (\text{II.26})$$

$$B_{z1t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \frac{1}{3} \delta_{H1}) \quad (\text{II.27})$$

$$B_{j1} = \frac{\phi_{\delta}}{K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j1}} \cdot B_{\delta} (1 + \delta_{H1}) \quad (\text{II.28})$$

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{II.29})$$

b) Pour le rotor

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{II.30})$$

$$B_{z2m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{II.31})$$

$$B_{z2t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{II.32})$$

$$B_{j2} = \frac{\phi}{2} \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j2} \quad (\text{II.33})$$

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

$$F_{\delta} = K_c \cdot \delta \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \quad (\text{II.34})$$

$$F_{z1} = H_{z1} \cdot h_{z1} \quad (\text{II.35})$$

$$F_{z2} = H_{z2} \cdot h_{z2} \quad (\text{II.36})$$

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot l_{j1} \quad (\text{II.37})$$

$$F_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2} \quad (\text{II.38})$$

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

$$F_{tot} = 2 \cdot F_{\delta} + 2 \cdot F_{z1} + 2 \cdot F_{z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad (\text{II.39})$$

Avant de déterminer la chute de potentiel dans les culasses, il faut calculer la valeur de K_s , et la comparer avec la valeur de K_s celle choisi au préalable. Si ces valeurs sont différentes, on prend la valeur intermédiaire moyenne et on refait les calculs jusqu'à

l'égalité des deux valeurs, ce qui permet d'avoir les trois coefficients K_s , K_f et α_i ; coefficients qui seront utilisés par la suite dans les calculs, [10].

✓ **Evaluation du courant magnétisant**

$$I_m = \frac{P.F_{tot}}{0.9.m_1.N_1.K_{w1}} \quad (\text{II.40})$$

✓ **Courant de barre et anneau de court-circuit**

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

$$E_2 = (V_1 - I_m \cdot X_{\delta 1}) \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (\text{II.41})$$

$$= \frac{V_1}{1 + \delta_{H1}} \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (\text{II.42})$$

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

$$P_{méc} = P_U + P_{ft} + Vt_{FT+VT} + P_{SUP} \quad (\text{II.43})$$

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

$$m_2 \cdot I_2 \cdot E_2 (1 - g) = P_{mec} = P_u + P(f_t + V_t) + (P_{sup}) \quad (\text{II.44})$$

D'où on déduit I_2 :

$$I_2 = \frac{P_u + P(f_t + V_t) + P_{sup}}{m_2 \cdot E_2 (1 - g)} \quad (\text{II.45})$$

g : Etant le glissement estimé;

m_2 : Nombre de phase du secondaire.

Ainsi le courant d'anneau est :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \cdot \sin \frac{\pi \cdot P}{z_2}} \quad (\text{II.46})$$

2.3.4. Dispersion

Pour obtenir les formules à employer dans le calcul des inductances et des réactances de fuite des machines électriques, on décompose le flux total de dispersion en trois flux partiels : Flux de dispersion d'encoche ; Flux de dispersion des têtes de bobines ; Flux de dispersion différentielle ; Flux de dispersion des têtes de dents.

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.

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 :

$$\lambda_{\sigma z} = \frac{h_1}{3.b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (\text{II.47})$$

a) Réactance de fuite différentielle

Pour le stator :

$$\lambda_{\sigma d1} = \frac{m_1}{\delta.\pi^2} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot \frac{\mu_0}{K_s.K_c} \sum \left(\frac{K_{wv}}{v} \right)^2 \quad (\text{II.48})$$

Pour le rotor :

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0 \cdot \frac{z_2}{2.m_1.p} \cdot \frac{m_1}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_p.l_i}{K_c.K_s.\delta} \cdot \sum_v \left(\frac{1}{(2.z_2 \cdot \frac{v}{2p}) + 1} \right)^2 \quad (\text{II.49})$$

b) Réactance de fuite des têtes de bobines

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

On a :

$$X_{\sigma b} = 12,25 \cdot f \cdot \frac{N_2}{p} \cdot \Lambda_{\sigma b} \quad (\text{II.50})$$

c) Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m} \quad (\text{II.51})$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma 2}}{X_{\sigma 2}} \cdot \sigma_{H1} \quad (\text{II.52})$$

2.3.5. Evaluation des pertes

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

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

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

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

À une vitesse réduite, le rendement est critique, ceci est dû au fait que la plupart des entraînements électriques fonctionnent la plupart du temps avec 40% à 80% de la vitesse nominale, [10].

✓ **Pertes joules**

a) Dans le stator :

$$p_{jr1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (\text{II.53})$$

La résistance statorique par phase est :

$$R_1 = \rho \cdot \frac{L_{tot}}{s} \quad (\text{II.54})$$

b) Dans le rotor

Les pertes dans le cuivre pour le secondaire sont :

$$p_{jr2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (\text{II.55})$$

$$R_2 = R_{bar} + \frac{2 \cdot R_{an}}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot p}{z_2}} \quad (\text{II.56})$$

$$R_{bar} = \rho \cdot \frac{L_{bar}}{s_{bar}} \quad (\text{II.57})$$

$$R_{an} = \rho \cdot \frac{L_{an}}{s_{an}} \quad (\text{II.58})$$

R_{bar} : Résistance d'une barre ;

R_{an} : Résistance de l'anneau.

✓ **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 dans la culasse

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

$$P_{hj} = K_h \cdot f \cdot B_j^2 \cdot m_j \cdot K_j \cdot 10^{-2} \quad (\text{II.59})$$

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

$$P_{wj} = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B_{\max}^2)^2 \cdot m_j \cdot K_{wj} \cdot 10^2 \quad (\text{II.60})$$

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.

b) Pertes dans les dents

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

$$P_{hz} = K_H \cdot f \cdot B^2 \cdot m_z \cdot 10^{-2} \quad (\text{II.61})$$

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

$$P_{wz} = K_w \cdot (s_t \cdot f \cdot B)^2 \cdot m_z \cdot 10^2 \quad (\text{II.62})$$

✓ 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 .

2.4. Synthèse des méthodes d'optimisation

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 ou encore de critères non quantifiables tels que l'esthétique du produit. Il en résulte qu'une même conception peut être optimisée de différents points de vue [12].

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.

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 au développement des méthodes stochastiques et d'étudier leur application aux problèmes de conception rencontrés en électrotechniques.

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.

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

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

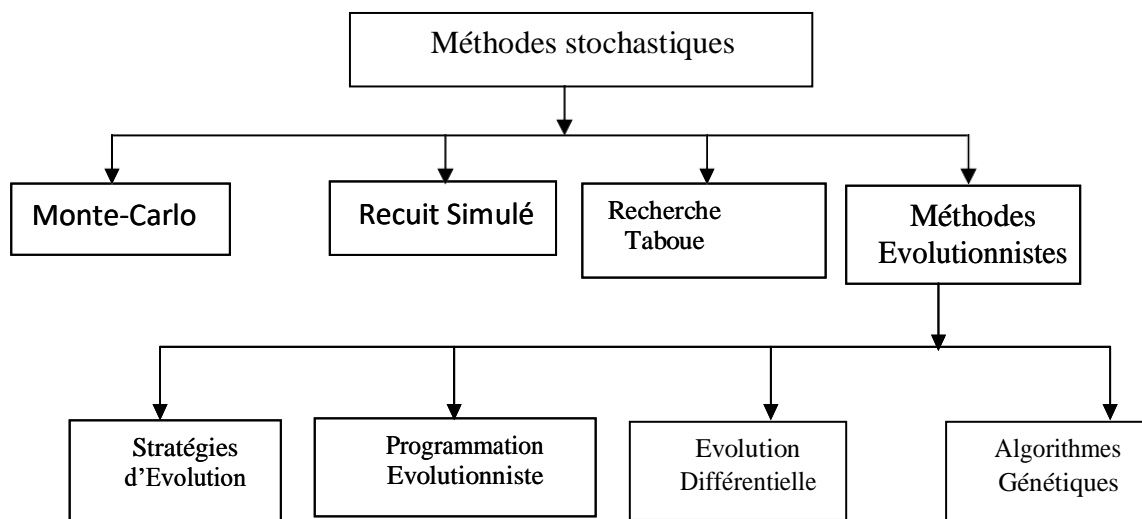


Figure II.3. Méthodes d'optimisation stochastiques

✓ 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, [12].

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 :

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, [8].

Un algorithme génétique permet de simuler des mécanismes du vivant. Les principes ci dessous caractérisent cette approche :

- Le système est composé d'une population d'individus simples indépendants les uns des autres.
- Chaque individu définit ses réponses à son environnement local et ses interactions avec les autres.
- Il n'existe pas de chef qui donne des ordres aux autres individus.
- Il n'existe pas de règle dictant un comportement global.
- Tout comportement ou propriété d'un niveau supérieur émerge uniquement des interactions entre individus.

La simulation débute par la création d'une population d'individus simples, régis par des lois simples, interagissant pour développer une structure globale, sans contrôle global du comportement.

Les algorithmes génétiques sont fondés sur l'utilisation d'un code individuel universel à l'instar de l'ADN, le génome, et sur l'étude de l'évolution d'une population d'individus, comme dans l'étude du vivant. Peut-on pour autant parler de l'émergence d'une vie artificielle ?

✓ Conception d'un algorithm génétique

L'utilisation d'un algorithme génétique nécessite le choix préalable d'un code génétique représentant le problème à traiter. Le choix de ce codage est essentiel car il va déterminer essentiellement les performances de l'algorithme. Le code est représenté sous forme d'une chaîne de bits ou de caractères, chaîne analogue à un chromosome. Il y a un nombre fini de chaînes. Sur ces codes s'appliquent des opérateurs génétiques, dont les principaux sont :

- ✓ Opérateur de reproduction, qui duplique le code d'un individu pour en créer un nouveau,
- ✓ Opérateur de croisement, qui mélange les chromosomes des individus parents pour créer le code génétique d'un individu fils,
- ✓ Opérateur de mutation, qui apporte une modification aléatoire au code génétique d'un individu,
- ✓ Opérateur de sélection, qui choisit dans une population les individus qui survivront à la génération suivante, en fonction d'une valeur d'adaptation opérateur d'évaluation, qui mesure le degré d'adaptation d'un individu à son environnement.

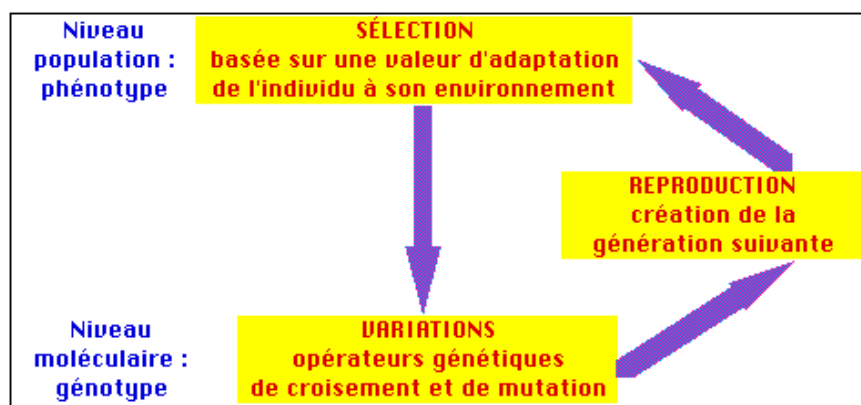


Figure II.4 Cycle de vie de l'évolution des espèces régies par les algorithmes génétiques

Le cycle de vie se résume alors à ceci :

- Sélectionner les individus les mieux adaptés, seuls jugés aptes à survivre :
- Évaluer le degré d'adaptation de chaque individu à son environnement,
- Sélectionner des paires de génotypes en fonction de la valeur de l'adaptation de leur phénotype à l'environnement,
- Appliquer des opérateurs de diversification de la population car il est prouvé qu'une population qui vivrait en cercle fermé et serait xénophobe et raciste dégènerait et disparaîtrait : l'opérateur de croisement ou l'opérateur de mutation, développer les

génotypes pour obtenir les phénotypes de la nouvelle génération, puis recommencer le cycle.

- **Conception d'un algorithm génétiques modifiés**

Vu que la mutation est un opérateur d'importance secondaire, mais qui permet d'éviter une convergence prématurée vers un maximum local, en maintenant une diversité de solution. Pour l'appliquer, choisir au hasard un bit du chromosome et modifier sa valeur. La mutation ne doit pas être appliquée systématiquement, mais en fonction d'une probabilité, paramètre de la simulation. Pour le cas d'une mutation uniforme, les probabilités de l'ordre de 0,01 à 0,03 sont généralement choisies. Alors il excite une nouvelle version dans laquelle la probabilité de mutation est générée par un algorithme adaptatif, [12].

- **Exemple mathématique**

Concevoir le minimum d'une fonction mathématique (HUMP) dans l'intervalle [-3, 3].

Cette fonction connue sous la forme suivante :

$$F(x) = (4 - 2.1 \cdot x_1^2 + (x_1^4/3)) \cdot x_1^2 + x_1 \cdot x_2 + (-4 + 4 \cdot x_2^2) \cdot x_2^2 \quad (\text{II.64})$$

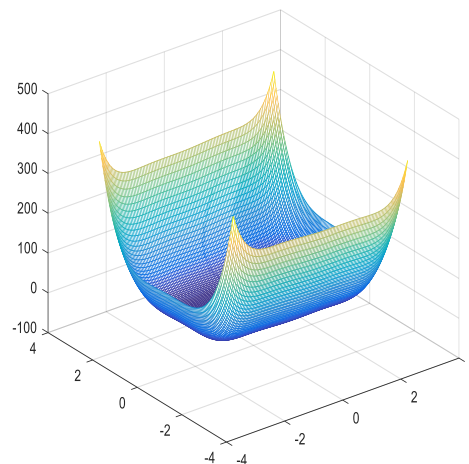
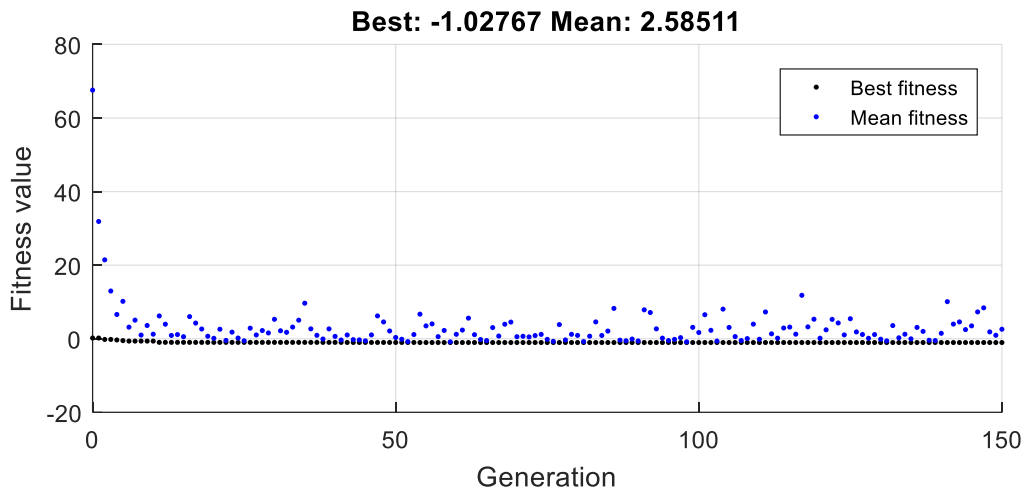


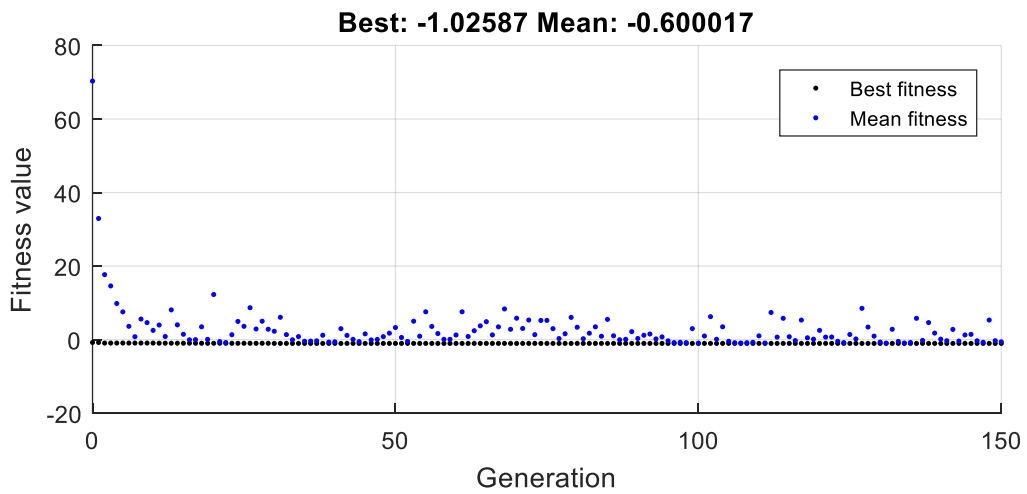
Figure II.5 Meshgrid de la fonction HUMP

Théoriquement cette fonction présente un minimum de : (-1.031) [8]

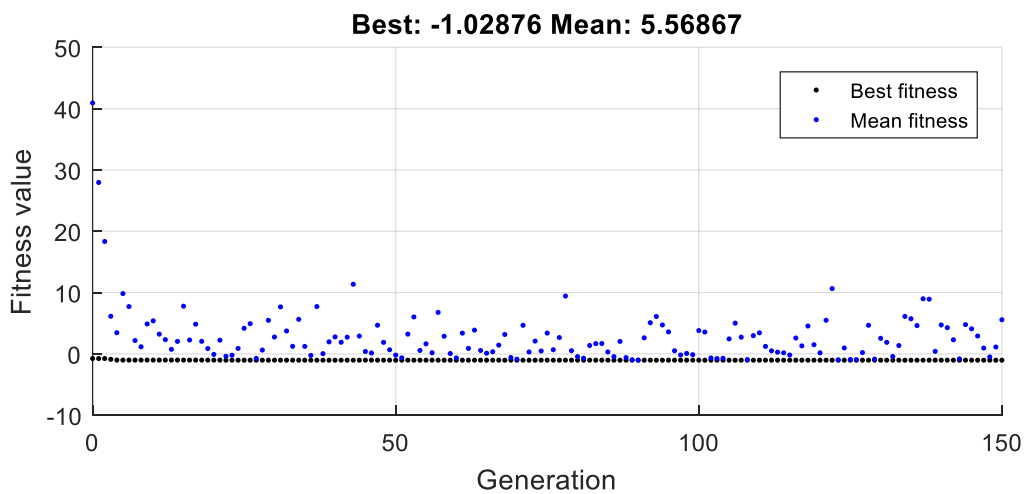
Ce résultat sera vérifié utilisant matlab toolbox par deux modes de mutation à savoir la mutation uniforme et la mutation adaptative.



a) 1^{ère} exécution



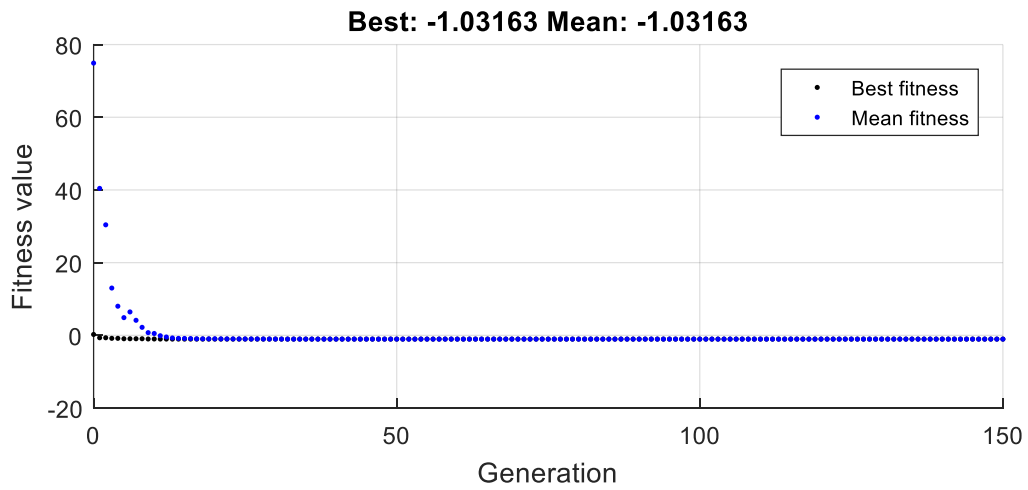
b) 2^{ème} exécution



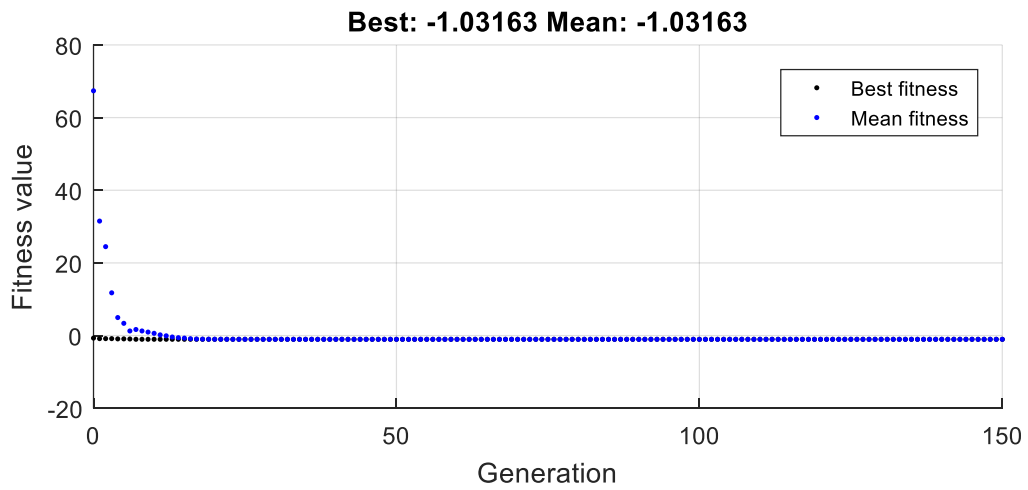
c) 3^{ème} exécution

Figure II.6 Evolution de la fonction objective en fonction de générations

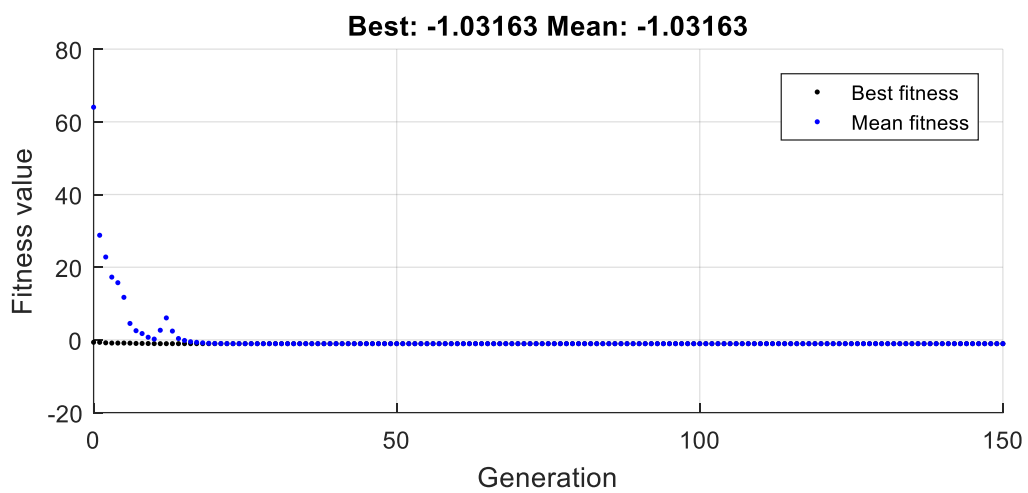
Cas d'une mutation uniforme



a) 1^{ère} exécution



b) 2^{ème} exécution



c) 3^{ème} exécution

Figure II.7 Evolution de la fonction objective en fonction de générations

Cas d'une mutation adaptative

2.5. Conception optimisée appliquée au MHR

En utilisant la boîte à outil “Genetic algorithm and Direct Search” du logiciel MATLAB on peut résoudre le problème d'optimisation tel que la procédure est représentée dans la Figure II.8 en mentionnant les variables de conception et les fonctions objectives.

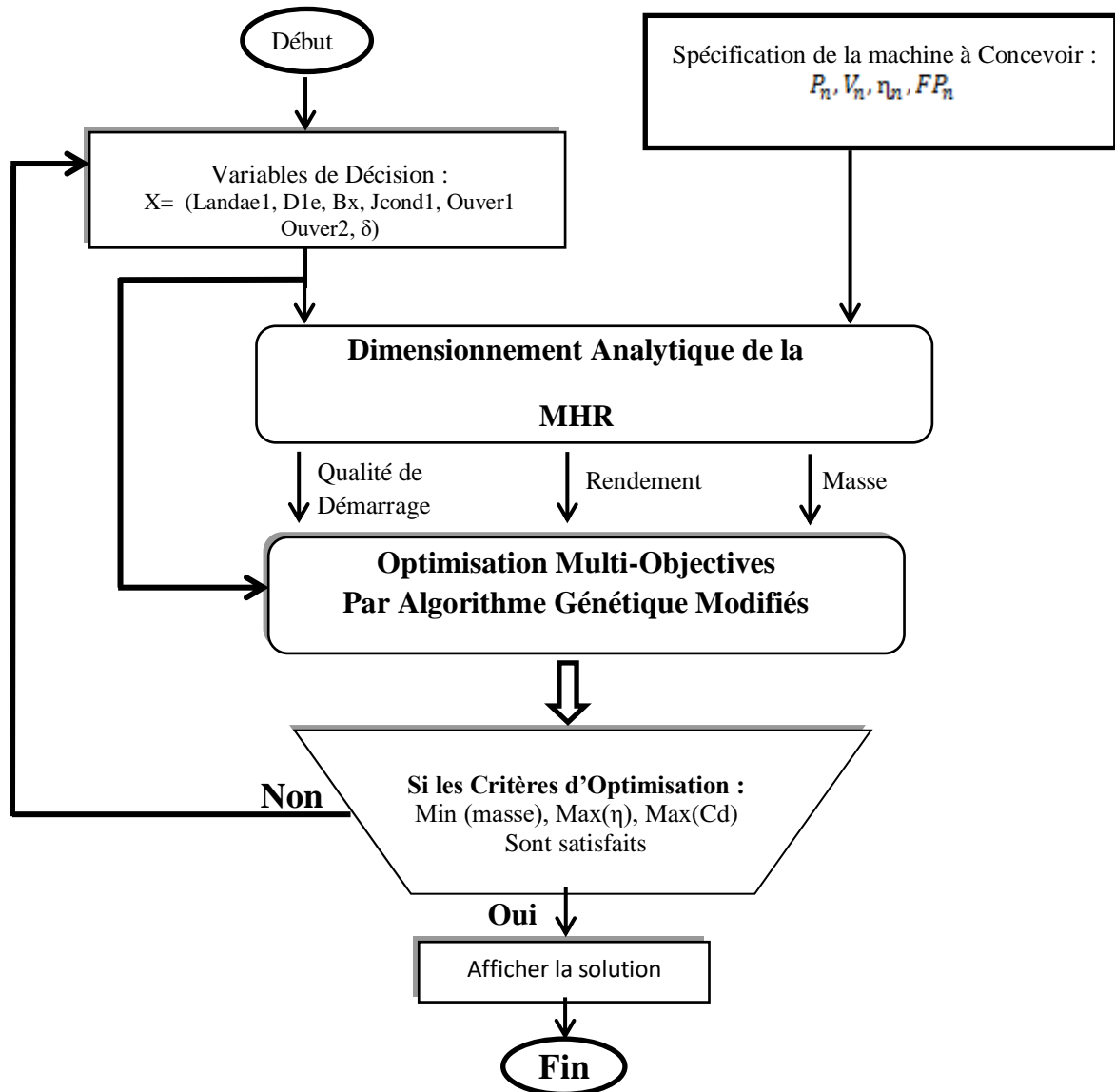


Figure II.8 Organigramme de la méthode d'optimisation proposée

2.5.1. Variable de décision

Les variables de conception peuvent être classifiées en deux catégories :

- Variables qui représentent les spécifications de la machine à concevoir (de la plaque signalétique) dont ils sont fixes comme la puissance, la vitesse de rotation, la tension d'alimentation ... etc.

- Variables de décision ou d'optimisation X qui sont des paramètres flexibles, dont ils permettent à nous de trouver la variante optimisée avec les performances désirées sachant que :

$$X = (L_{andae1}, D_{1e}, \Delta, J_{cond1}, O_{uver1}, O_{uver2}, \delta)$$

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

Variable de décision	Désignation	Unités	Espace de recherche
Rapport géométrique	L_{andae1}	--	[0.75 ÷ 1.75]
Diamètre d'alésage	D_{1e}	m	[0.13 ÷ 0.16]
Epaisseur d'entrefer	δ	mm	[0.30 ÷ 0.40]
Densité du courant statorique	J_{cond1}	A/mm ²	[3e+6 ÷ 4e+6]
L'induction dans l'entrefer	B_x	T	[0.6 ÷ 0.63]
Ouverture d'encoche statorique	O_{uver1}	mm	[3.5 ÷ 4.5]
Ouverture d'encoche rotorique	O_{uver2}	mm	[4 ÷ 6]

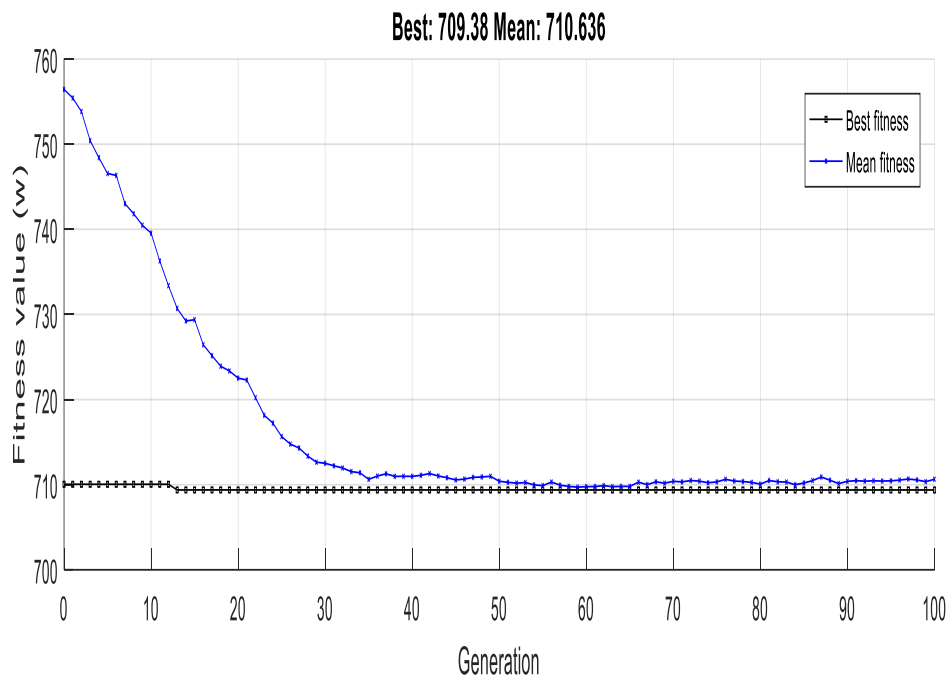
Tableau II.1 : Paramètres d'optimisation et leurs limites.

2.5.2. Résultats

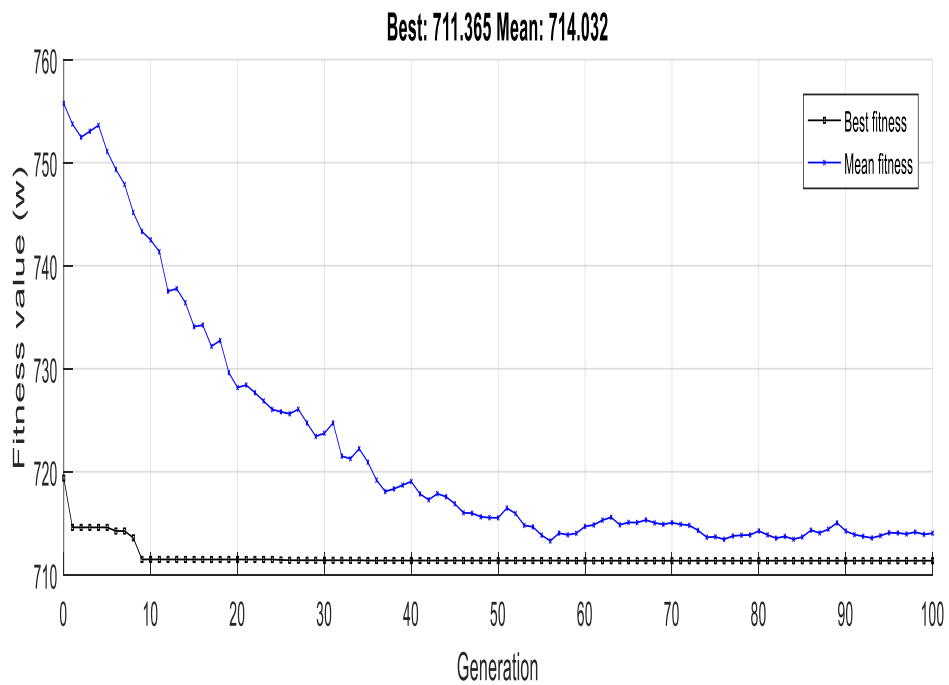
Les résultats de plusieurs exécutions pour les deux cas de mutation sont regroupés dans le tableau suivant :

Désignation	Unités	Solution (cas de mutation uniforme)			Solution (cas de mutation adaptative)		
		1 ^{ère} exc	2 ^{ème} exc	3 ^{ème} exc	1 ^{ère} exc	2 ^{ème} exc	3 ^{ème} exc
L_{andae1}	--	1.073	1.37	1.66	0.814	1.127	0.883
D_{1e}	m	0.13	0.13	0.13	0.13	0.13	0.13
δ	mm	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003
J_{cond1}	A/mm ²	3e6	3e6	3.02e6	3e6	3e6	3e6
B_x	T	0.63	0.628	0.628	0.629	0.0628	0.627
O_{uver1}	mm	0.0045	0.0044	0.0037	0.0044	0.0044	0.0043
O_{uver2}	mm	0.0004	0.0004	0.0005	0.0004	0.0004	0.0005
Min de pertes	W	709.38	709.47	711.36	709.38	709.40	709.52

Tableau II.2 : Regroupement des résultats d'optimisation

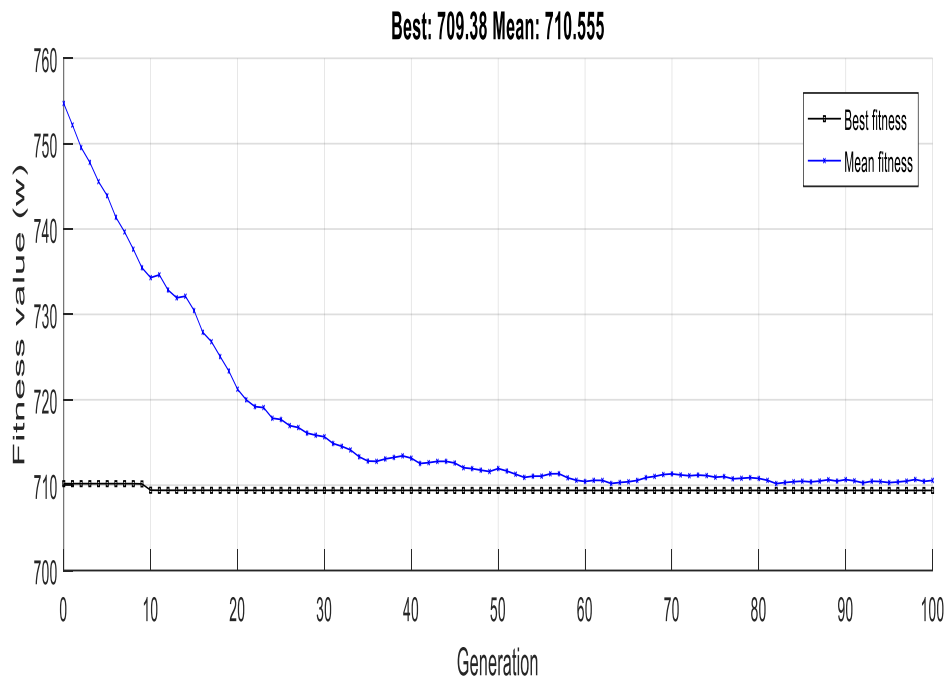


a) 1^{ère} exécution

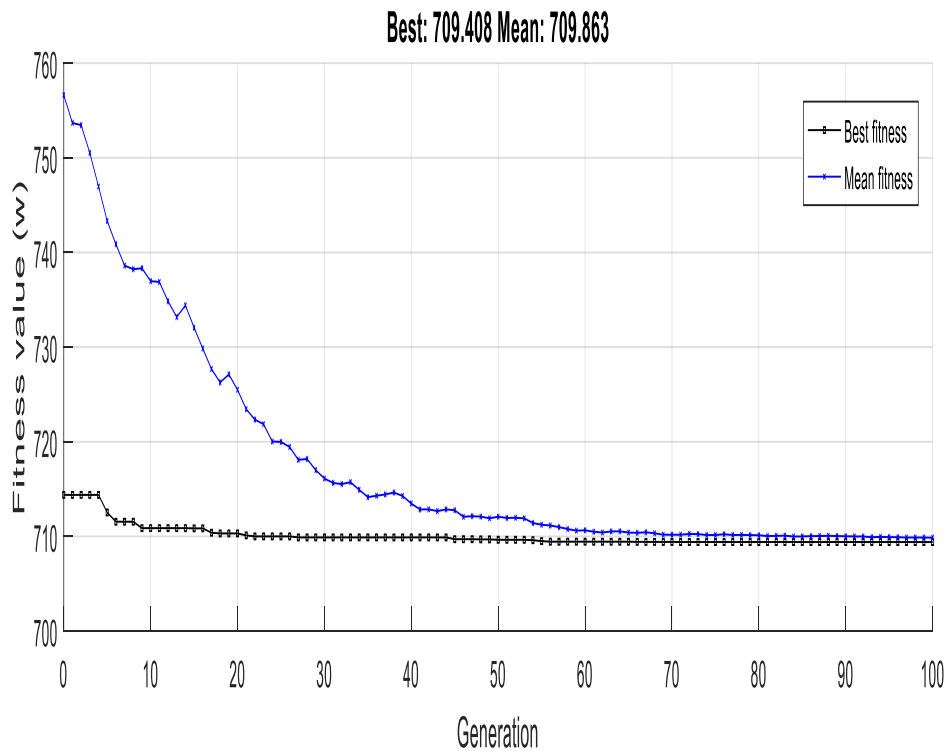


c) 2^{ème} exécution

Figure II.9 Evolution de la fonction objective en (w) en fonction de générations
Cas d'une mutation uniforme



a) 1^{ère} exécution



b) 2^{ème} exécution

Figure II.10 Evolution de la fonction objective en (w) en fonction de générations

Cas d'une mutation adaptative

Les résultats du Tableau 2.2 sont utilisés dans le programme de conception développé, dont les résultats de ce programme sont les paramètres du schéma équivalent. Utilisant la méthode du schéma équivalent, on peut tracer les différentes caractéristiques des deux machines classique et optimisée sur le même plant.

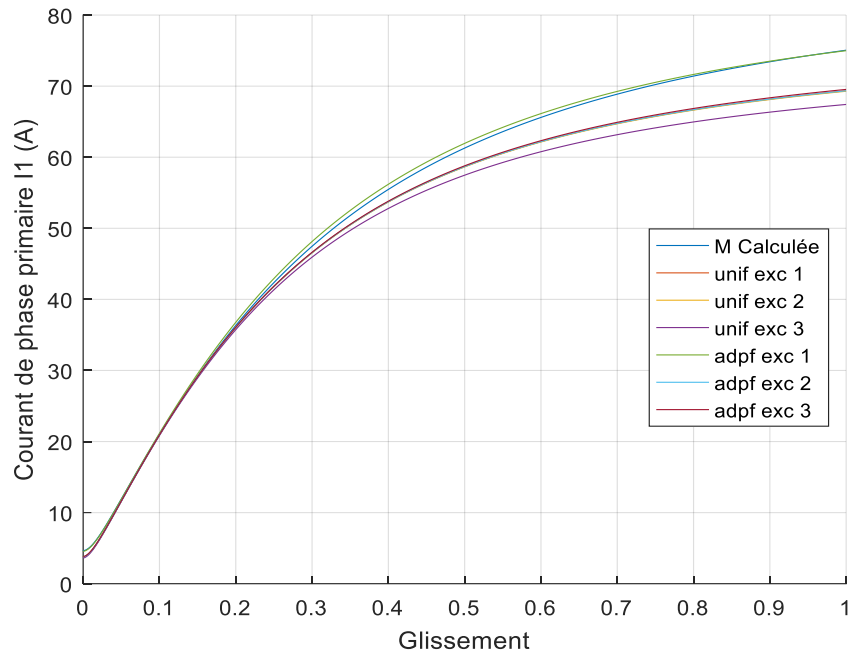


Figure II.11 Caractéristique $I_1 = f(g)$

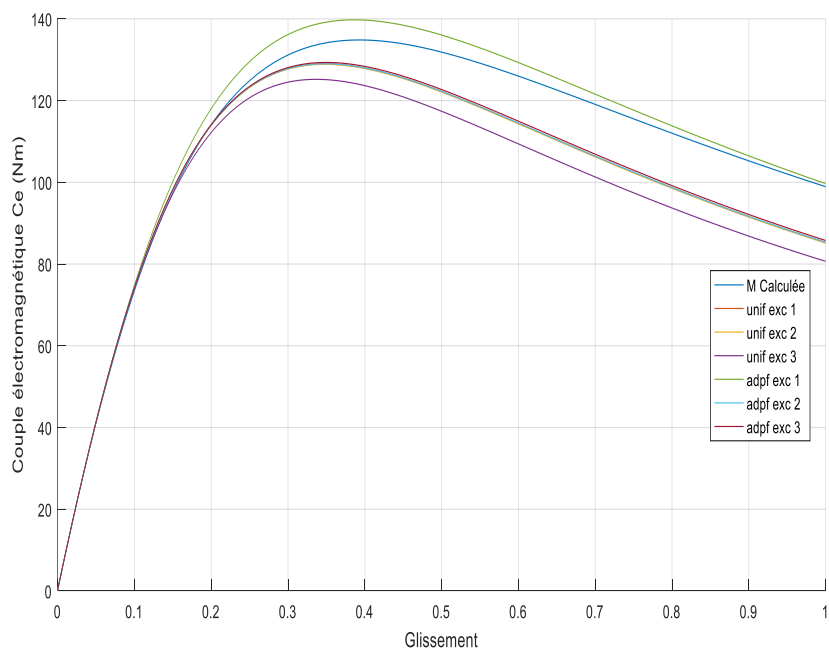


Figure II.12 Caractéristique $C_e = f(g)$

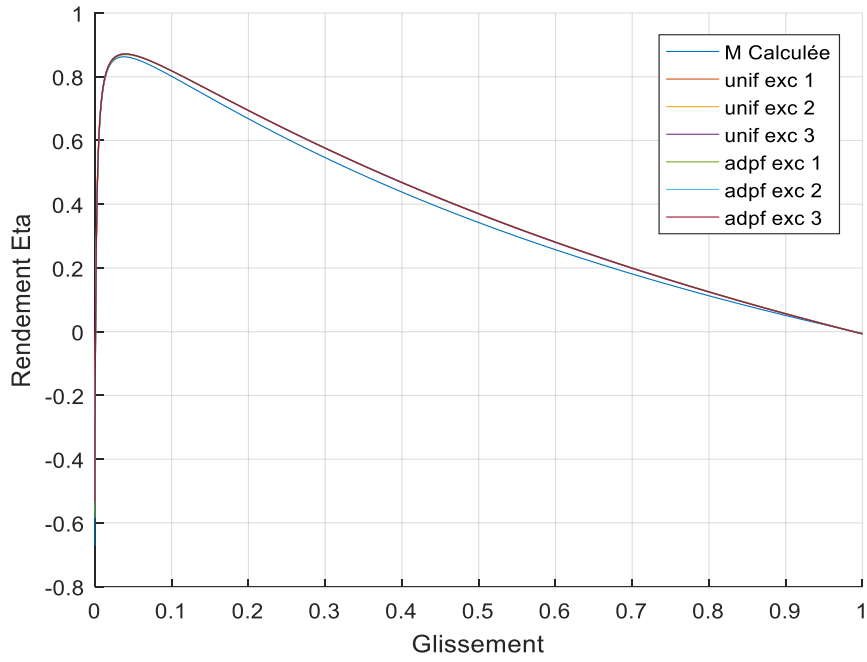


Figure II.13 Caractéristique $\eta = f(g)$

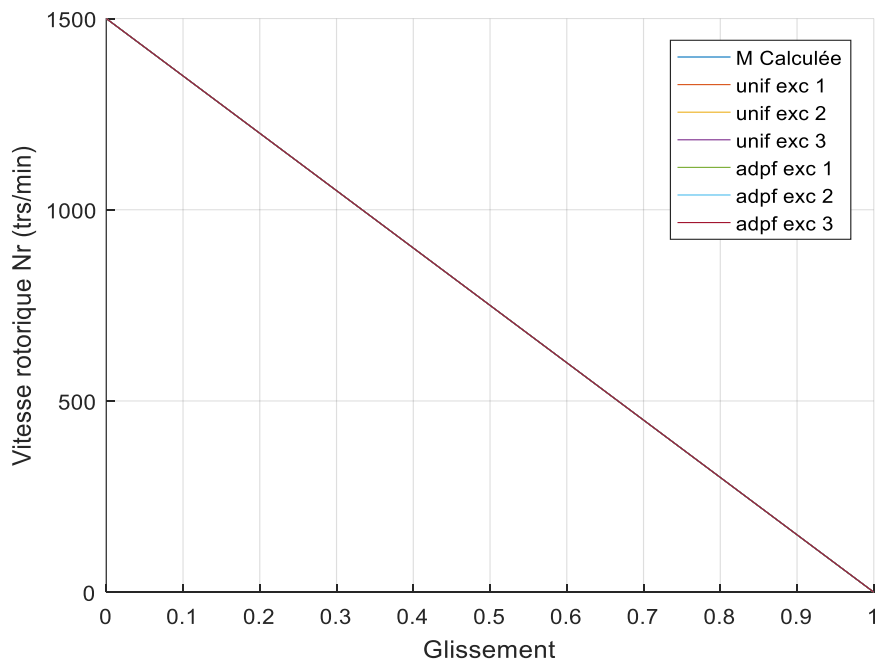


Figure II.14 Caractéristique $N_r = f(g)$

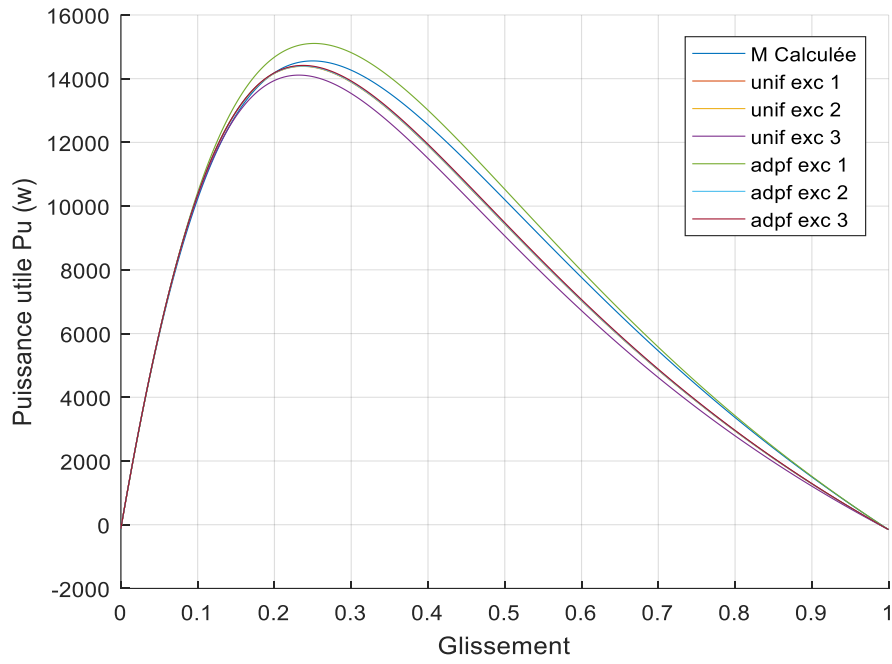


Figure II.15 Caractéristique $P_u = f(g)$

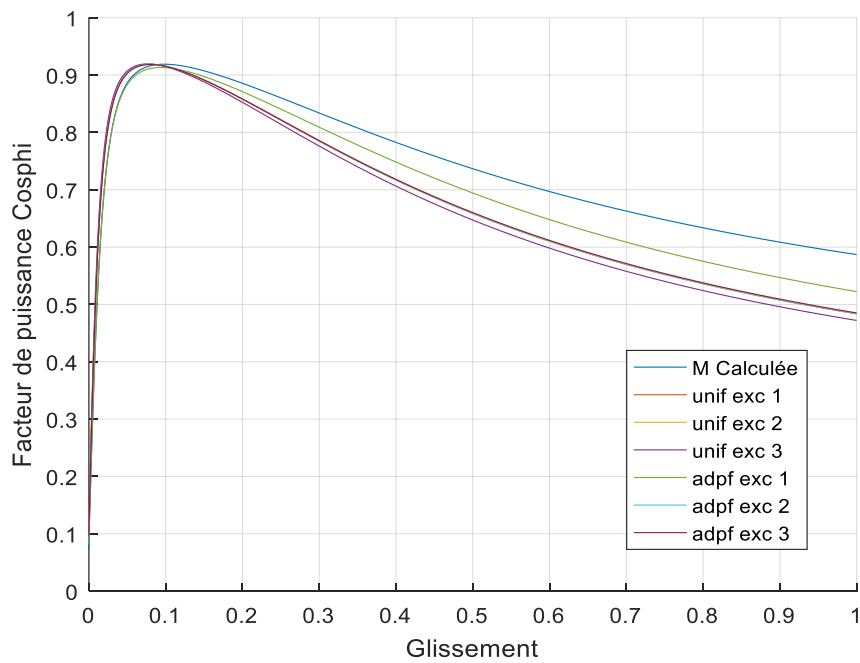


Figure II.16 Caractéristique $\cos\phi = f(g)$

2.5.3. Interprétation des caractéristiques

Caractéristique $I_1 = f(g)$:

Le courant part d'une valeur faible (courant à vide), pour les sept exécutions, sauf pour la mutation adaptative le courant augmente au fur et à mesure que le glissement augmente avec un certain écart pour les différentes exécutions. Cet écart est faible pour le cas de la mutation uniforme et celle de la machine calculée.

Caractéristique $C_e = f(g)$:

Les courbes partent d'une valeur nulle puis augmentent progressivement, au fur et à mesure avec g jusqu'à $g = 20\%$; au delà les résultats de toutes les exécutions convergent.

On remarque ainsi que, les exécutions de la mutation uniforme restent proche l'une de l'autre et avec celle de la machine existante.

Caractéristique $\eta = f(g)$:

Pour les différentes exécutions, le rendement croit rapidement avec le glissement et prend une valeur proche de celle du rendement nominal. On remarque que le rendement obtenu pour la machine optimisée est supérieur par rapport à la machine calculée, puis toutes les allures convergent vers zéro avec une certaine proportionnalité.

Caractéristique $N_r = f(g)$:

On a représenté cette courbe en vue de vérifier les points particuliers ($g=1$ pour $N_r=0$, $g=0$ pour $N_r=N_s$). Cette particularité est bien illustrée sur la courbe correspondante.

Caractéristique $P_u = f(g)$:

Pour toutes les exécutions 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 ($g = 1$).

Caractéristique $\cos\phi = f(g)$:

Pour les différentes exécutions, 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. Les résultats du facteur de puissance obtenus pour le cas de mutation adaptative restent toujours meilleurs par rapport aux autres cas.

2.5.4. Analyse dynamique

Dans le premier test on appliquera un couple nominal en vue de déterminer les performances de trois machines successivement calculée, optimisée utilisant la mutation uniforme et optimisée dans le cas de mutation adaptative.

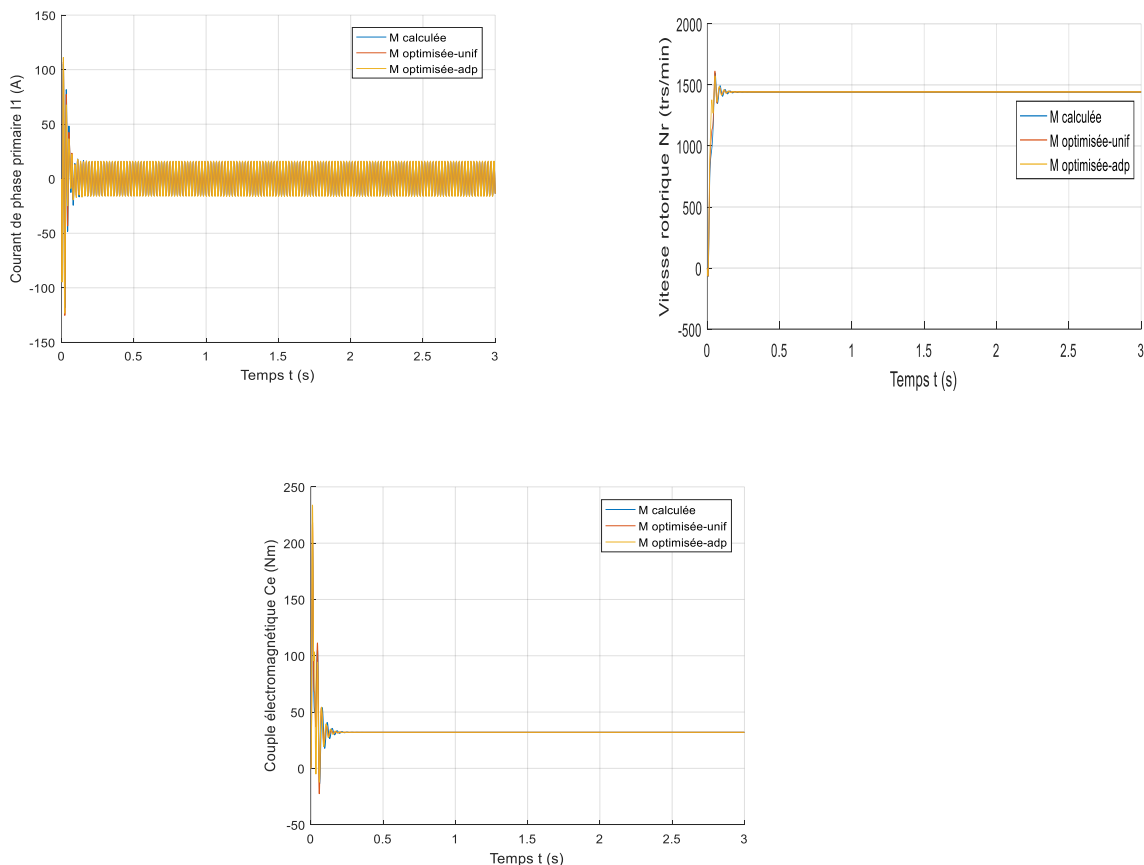


Figure II.17 Résultats de simulation pour le couple nominal $C_n=33(\text{Nm})$

Alors, comme second test on appliquera un couple de démarrage pour pouvoir vérifier la capacité de démarrage pour les trois machines.

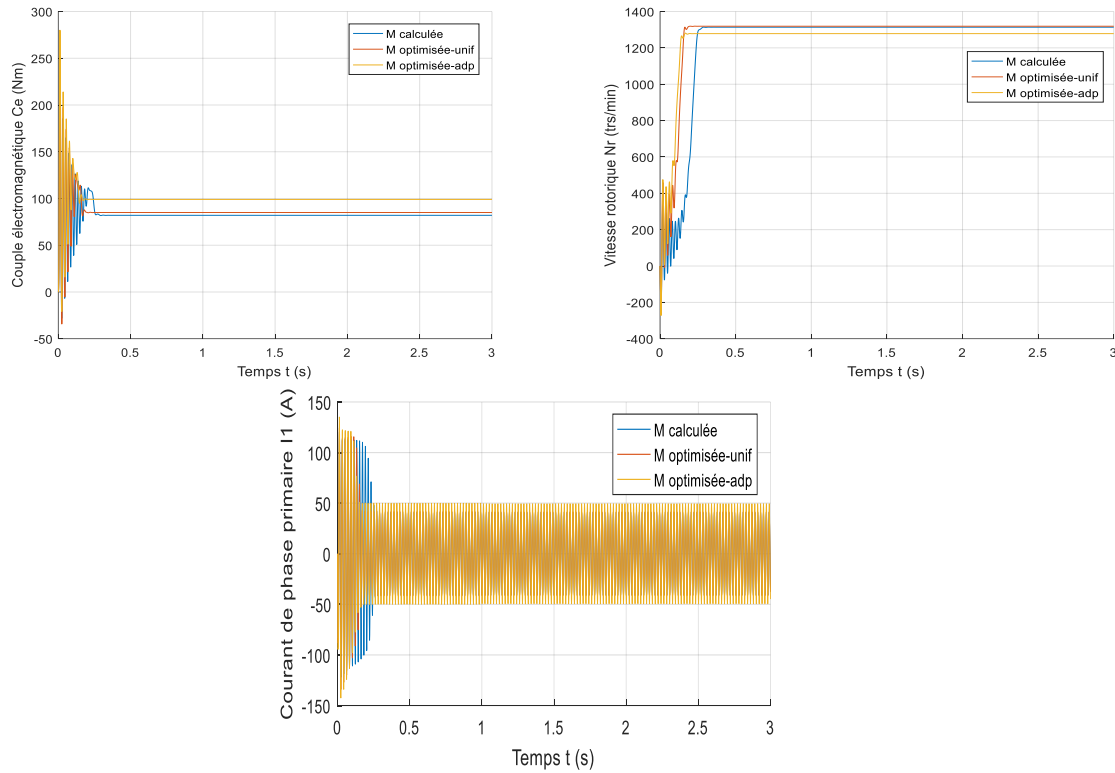


Figure II.19 Résultats de simulation pour le couple maximal $C_{dém}$

Finalement on maintenir le fonctionnement de la machine un certain temps, on fait changé le couple de charge brusquement cela à pour objectif de vérifier l'aptitude des trois machines en régime variationnel.

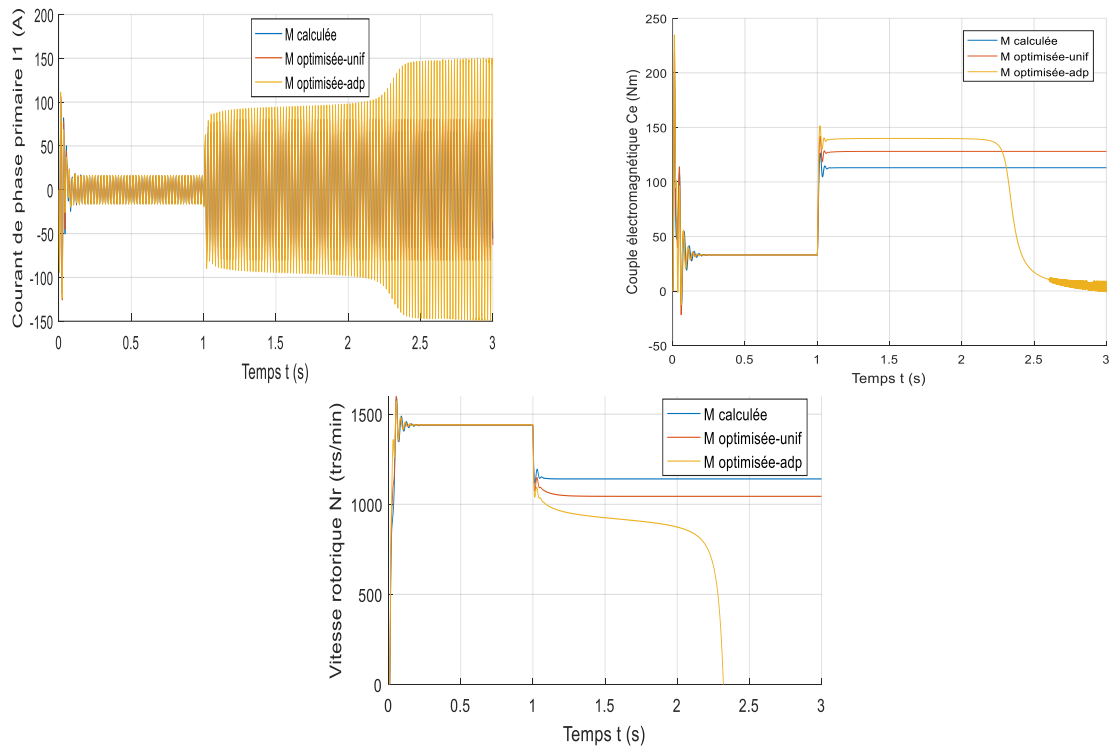


Figure II.18 Résultats de simulation pour le couple de démarrage C_{max}

On récapitule les résultats trouvés dans le tableau suivant :

Machine Paramètres	Machine calculée	Machine optimisée	
		Mutation uniforme	Mutation adaptative
Couple nominal (Nm)	33	33	33
Couple max (Nm)	112	129	140
Couple de démarrage (Nm)	78.3	85	99
Courant de démarrage (A)	75	69.5	69.2
Rendement	0.8623	0.8712	0.8714

Tableau II.3 : Tableau récapitulatif

Conclusion

Dans ce chapitre on a met en évidence l'utilisation des techniques d'optimisation dans le domaine de la conception. Cette stratégie est appliquée avec succès pour l'optimisation d'une machine asynchrone à flux radial et encoches rotoriques ouvertes cela par les algorithmes génétiques modifiés. Cette version d'algorithme utilise un operateur de mutation différent que celui des algorithmes génétiques classiques.

À travers des exécutions successives plusieurs fois, les résultats trouvés pour la mutation adaptative semblent à être presque les mêmes, par contre dans le cas de la mutation uniforme les résultats sont différents. Cela montre l'efficacité de la méthode proposée.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les moteurs électriques utilisés dans l'industrie consomment trop. Beaucoup trop. A eux seuls, ils englobent plus des deux tiers de la consommation énergétique du secteur, contre un tiers pour le tertiaire. Les domaines les plus gourmands sont pointés du doigt : la compression, qui compte pour 30 % de la consommation industrielle, le pompage (20 %) et la ventilation (13 %). En réponse, les constructeurs se font les avocats de l'efficacité énergétique et prônent l'utilisation de moteurs à haut rendement.

La prise en compte de l'efficacité énergétique des systèmes d'entraînement devient un enjeu mondial, puisque les applications motorisées constituent un important gisement d'économies potentielles. Les moteurs à haut rendement énergétique consomment moins et s'échauffent moins, prolongeant la durée de vie des roulements et du bobinage, selon plusieurs travaux de recherche. Pour étoffer leur propos, nombreux sont ceux qui mettent en ligne sur leur site internet des simulateurs pour calculer le retour sur investissement de l'achat d'un moteur à haut rendement. Selon les applications, il peut aller d'un peu moins d'un an à quelques années. Suffisamment, selon eux, pour justifier l'investissement. Après tout, sur 10 ans, le coût à l'achat ne représente de quelques pourcents du coût global d'un tel équipement, tout comme la maintenance. Les 95 % restants sont à imputer à la consommation énergétique. Mais jusqu'à l'année dernière encore, les industriels pouvaient faire la sourde oreille devant ces arguments : aucune réglementation ne les contraignait à suivre leurs conseils. Mais récemment, un vent d'écologie a soufflé sur le secteur et a changé la donne. Impossible de reculer : de gré ou de force, à court ou moyen terme, les moteurs employés dans le futur devront être à haut rendement. Aussi, autant se tenir prêt. Evidemment, parmi les critères de choix d'un tel engin, on retrouvera les mêmes caractéristiques qu'un moteur classique. La puissance, par exemple, qui est naturellement dictée par l'application.

À travers de ce qui été exposé, l'objectif principal de ce travail est de contribuer aux efforts concernant le sujet de maîtrise d'énergie. Ce thème est considéré comme axe de recherche d'actualité.

Après l'exposition des méthodes de conception et la synthèse des méthodes d'optimisation. Dans le deuxième chapitre, on a appliqué une méthode d'optimisation sur un problème de conception en tenant compte d'un opérateur de mutation. Ce dernier est un paramètre fondamental dans les algorithmes génétiques.

Les résultats trouvés sont satisfaisants principalement ceux de la mutation adaptative. Cela ouvre des perspectives pour la continuité de ce travail.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

1. C. Saravanan, J. Sathiswar and S. Raja, "Y – Steady–State Performance of Induction and Transfer Field Motors–A Comparison", *Nigerian Journal of Technology (NIJOTECH)*, Vol. 34, N° 2, pp. 385-395, April 2015.
2. C. Verucchi, R. Ruschetti and G. Kazlauskas, "High Efficiency Electric Motors: Economic and Energy Advantages, " *IEEE Trans. Latin America*, Vol. 11, N° 6, pp. 1325 - 1331, December 2013.
3. A. Zabardast, H. Mokhtari, "Effect of High-Efficient Electric Motors on Efficiency Improvement and Electric Energy Saving", *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pp. 533 - 538, May 2008.
4. S. Chekroun, B. Abdelhadi and A. Benoudjit, " A New Approach Design Optimizer of Induction Motor Using Particle Swarm Algorithm", *AMSE. Journal, Modelling. A*, Vol. 87, N°2, pp. 89-108, 2014.
5. R. Figura, E. Szychta and L. Szychta, "In-Service Efficiency Estimation with the use Modified Air-Gap Torque Method for Squirrel-Cage Induction Motor", *Electronics and Electrical Engineering Journal*. Vol. 8, pp. 51-56, 2011.
6. 110th Congress of the United States, "The Energy Independence and Security Act (EISA) of 2007", *An official website of the United States government*, Signed on December 19, 2007.
7. A. Boglietti, A. Cavagnino and S. Vaschetto, " Induction Motor EU Standards for Efficiency Evaluation: The Scenario After IEC 60034-2-1", *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, Australia, 03 January 2012
8. S. Chekroun, B. Abdelhadi and A. Benoudjit, " A Design Optimization of Induction Motor using Hybrid Genetic Algorithm "A Critical Analyze"", *AMSE. Journal, Advances C*, Vol. 71, N°.1, pp.1-23, 2015.

9. G. Calzada-Lara, " Energetic Consumption Improvement in Induction Motors with Possible Mechatronics Applications", *Mechanics Based Design of Structures and Machines An International Journal*, Vol. 44, N°.1-2, pp.1-23, 2016.
10. S. Sivaraju, N. Devarajan, " Novel Design of Three Phase Induction Motor Enhancing Efficiency, Maximizing Power Factor and Minimizing Losses", *European Journal of Scientific Research*, Vol. 58, N°. 3, pp. 423-432, 2011.
11. M. Liwschitz et L. Maret, "Calcul des Machines Electriques ", Tome 1, Tome 2, Edition Dunod, Paris, France, 1967.
12. 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.