

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

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



UNIVERSITE Med BOUDIAF DE M'SILA  
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE**

**THEME**

---

**MODELISATION ET IDENTIFICATION DES MACHINES ASYNCHRONES  
A HAUT RENDEMENT PAR  
L'EXPLOITATION DES ALGORITHMES GENETIQUES**

---

Proposé et dirigé par :

Monsieur: S. CHEKROUN

Présenté par :

- ZIANE Fateh  
- ZOUAOU Farid

Année Universitaire : 2005/2006

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE**

**Proposé et dirigé par** : Monsieur: S. CHEKROUN

**Présenté par** : F. ZIANE  
F. ZOUAOU

**Thème :**

MODELISATION ET IDENTIFICATION DES MACHINES ASYNCHRONES  
A HAUT RENDEMENT

**PAR L'EXPLOITATION DES ALGORITHMES GENETIQUES**

**Résumé :**

Depuis Euclide (450 ans avant J.C) les mathématiques n'ont pas cessé de modéliser des phénomènes naturels en mettant au point des concepts de plus en plus raffinés pour prendre en compte les multiples aspects de ces derniers. Ainsi naquirent alors des théories toujours plus complexes et plus abstraites pour cerner le monde qui nous entoure.

En effet, l'objectif de ce travail est un survol des algorithmes, nous présentons les principes de fonctionnement de ces algorithmes ainsi que leurs champ d'application parmi lesquels on trouve l'amélioration du rendement des machines asynchrones.

**Mots Clés:**

Machines asynchrones, haut rendement, algorithmes génétiques.



# *Remerciements*

---

*Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé, et la patience, qu'il nous a données durant toutes ces années d'étude.*

*Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **salim CHEKROUN** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de*

*Ce mémoire, et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarques.*

*Nos sincères remerciements à messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidé, de près ou de loin, à accomplir ce travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui a contribué à notre formation*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...*





# Dédicace

---

*Je dédie ce modeste travail*

*A mes chers parents mon père Ben henni et ma mère Dahbia, mon grand père Lakhdar, mon grand mère Aichoch, me frère : Mahmoud et mes sœurs Amina,*

*Sara et Abir. A tous les membres de ma grande famille,*

*je dédie ce mémoire à mon grand père Belkacem,*

*mon grand mère Saadia, mon oncle Nourdine, et me frère Riad (رحمة الله عليهم)*

*A tout mes profs qu'il m'ont appris durant toutes mes années d'étude*

*A mon encadreur S. Chakroun et sa femme.*

*A tout les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être*

*un jour un ingénieur d'état en électrotechnique.*

*Et bien sur à mon collègue Zouaou farid qui m'a accompagné pendant le*

*long de cette période pour réaliser ce modeste travail.*

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

*A tous mes collègues sans exception & à toutes les promos 2006 surtout*

*Commande électrique.*

*A tous mes voisins & à tout les habitants de Ain elhdjel.*

*Je vous remercie tous*



# Notation et Symbole

Symboles	Notations	Unité
$N$	Nombre des barres d'une cage	
$q$	Nombre des phases	
$p$	Nombre de paire de pôle	
$n_s$	Vitesse de synchronisme ou vitesse du champ tournant	trs/min
$n_r$	Vitesse rotorique ou vitesse d'exploitation	trs/min
$n_n$	Vitesse nominale	trs/min
$g$	Glissement	
$P$	Puissance active	W
$Q$	Puissance réactive	W
$C_u$	Couple utile	N.m
$C_n$	Couple nominal	N.m
$C_{\acute{e}le}$	Couple électromagnétique	W
$P_{mec}$	Puissance mécanique	W
$P_{\acute{e}le}$	Puissance électrique	W
$P_a$	Puissance absorbée	W
$P_u$	Puissance utile	W
$P_{js}$	Pertes joule statorique	W
$P_{jr}$	Pertes joule rotorique	W
$P_{fs}$	Pertes fer statorique	W
$P_{fr}$	Pertes fer rotorique	W
$P_j$	Pertes joule	W
$P_{v+p}$	perles par ventilation et par frottement aux paliers	W
$\eta$	Rendement	
$R$	Résistance de conducteur	$\Omega$
$I$	valeur efficace de courant continu ou alternatif	A
$\rho$	Résistivité du matériau	
$a$	Nombre de voies parallèles	
$L_{moy}$	Longueur moyenne	m
$N_s$	Nombre de spires en série	
$\alpha$	Coefficient caractéristique du matériau	
$E_p$	Epaisseur de peau	m
$f$	Fréquence	Hz
$\mu$	Perméabilité	
$D_0$	Diamètre du conducteur à section circulaire	m
$d$	Diamètre réduit	m
$R_0$	Résistance du conducteur en courant continu	$\Omega$
$h_{cd}$	Epaisseur du conducteur	m
$h_{cdr}$	Epaisseur réduite du conducteur	m
$R_i$	Résistance des termes de série de Fourier	$\Omega$
$f_i$	fréquence des termes de série de Fourier	Hz
$P_{j1}$	Pertes dues au fondamental du courant	W
$K_f$	Coefficient du aux harmoniques	
$K_r$	Coefficient caractéristique de tôle	
$P_f$	Pertes par effet de Foucault	W
$e$	Epaisseur de la tôle	m
$B_m$	Induction maximale	T
$P_h$	Pertes par hystérésis	W
$K_h$	Coefficient de pertes par hystérésis	

$V_t$	Vitesse tangentielle du rotor	trs/min
$Z_1$	Nombre d'encoches dans le stator	
$Z_2$	Nombre d'encoches dans le rotor	
$f_{d1}$	Fréquence de pulsation dans le stator	Hz
$f_{d2}$	Fréquence de pulsation dans le rotor	Hz
$U$	Tension composée	V
$\cos\varphi$	Facteur de puissance	
$\Omega_s$	Vitesse de synchronisme	rad/s
$\Omega_r$	Vitesse angulaire mécanique	rad/s
$E$	Espace de recherche	
$y$	Fonction du coût	
$h$	fonction de transformation	
$f_j$	fonction d'aptitude de la chaîne $j$	
$f_{moyen}$	Valeur moyenne de la fonction de cout	
$f_{max}$	Valeur maximum de la fonction de cout	
$f_{min}$	Valeur minimale de la fonction de cout	
$R+$	Fitness ou fonction d'évaluation d'individu	
$P_1, P_2$	Parents de la population	
$E_1, E_2$	Enfants de la population	
$L$	Longueur de chromosome	
$K$	Nombre entier	
$P_c$	Probabilité de croisement	
$P_m$	Probabilité de mutation	
$P_s$	Probabilité de sélection	
$N$	Nombre d'individu de la population ou taille de population	
$F$	Nombre d'évaluation totale	
$F$	Fonction simple	
$a, b$	Nombre réel	
$feval$	Fonction d'évaluation	
$q$	Probabilité cumulative	
$v_j$	Code binaire de chaque chromosome binaire	
$x$	Valeur décimale	
$R$	Nombre généré aléatoirement	
$V_1, V_2, V_3, V_4$	Vecteur de la génération initiale en binaire	
$V_1$	Tension statorique simple	V
$P_s$	Puissance apparente	W
$N_1, N_2$	Nombre de spire par phase rotorique et statorique	
$\Phi$	Flux par pôle	Wb
$B_\delta$	L'induction dans l'enterfer	T
$A_1$	Densité linéaire de courant	A/m
$\tau_p$	Pas polaire	
$l_i$	Longueur virtuelle de l'induit	m
$\alpha_i$	Coefficient d'aplatissement de la courbe	
$D$	Désigne le Diamètre intérieur du stator (diamètre d'alésage)	m
$C$	Coefficient d'utilisation	
$K_{wl}$	Facteur de bobinage	
$K_{d1}$	Facteur de distribution	
$K_{p1}$	Facteur de raccourcissement	
$E_1, E_2$	Force électromotrice primaire et secondaire	V
$m_1, m_2$	Nombre de phase primaire et secondaire	

$F.M.M$	Force magnétomotrice totale	At
$I_1, I_2$	Valeur efficace du courant primaire et secondaire	A
$f_1$	Fréquence	Hz
$\lambda$	Rapport	
$\beta$	rapport du raccourcissement	
$C'$	Désigne l'ouverture de la bobine	
$y$	L'ordre d'harmonique	
$H$	Intensité du champ magnétique	A/m
$F$	F.M.M nécessaire pour l'excitation de la machine	At
$B_i$	Induction dans chaque tronçon	T
$H_i$	Intensité du champ pour chaque tronçon	A/m
$S_i$	Section de chaque tronçon	mm <sup>2</sup>
$F_i$	Tension magnétique pour chaque tronçon	At
$\mu_0$	Perméabilité magnétique dans l'aire	
$\mu_{ri}$	Perméabilité relative pour chaque tronçon	
$H_\delta$	Intensité du champ dans l'entrefer	A/m
$\delta$	Entrefer	m
$\delta'$	Entrefer fictif	m
$F_\delta$	Force magnétomotrice dans l'entrefer	At
$b_i$	Pas polaire virtuel	m
$l_a$	Longueur effective du paquet des tôles	m
$B_{\delta eff}$	Induction dans l'entrefer efficace	T
$B_{\delta max}$	Induction dans l'entrefer maximale	T
$B_z, B_{zm}$	Induction dans la dent	T
$K_f$	Facteur de forme de la courbe d'induction	
$K_s$	Coefficient de saturation	
$K_c$	Facteur de carter	
$K_{c1}$	Pour un stator lisse	
$K_{c2}$	Pour un rotor lisse	
$\Phi_\delta$	Flux dans l'entrefer	Wb
$h_{zi}$	Profondeur de l'encoche statorique $i = 1$ ou rotorique $i = 2$	m
$S_\delta$	Surface virtuelle traversée par le flux	mm <sup>2</sup>
$B_{ji}$	Induction dans la culasse statorique $i = 1$ ou rotorique $i = 2$	T
$L_{fe}$	Longueur d'empilage sans les canaux de ventilation	m
$K_{fe}$	Facteur de remplissage, compte tenu du foisonnement	
$h_{ji}$	Épaisseur de la culasse statorique $i = 1$ ou rotorique $i = 2$	m
$l_{ji}$	Longueur du tronçon du circuit magnétique pour la culasse	m
$K_r$	Coefficient de remplissage	
$\sigma$	Coefficient de dispersion	
$\sigma_H$	Représente une constante du matériau utilisé	
$\sigma_{h1}$	Coefficient de dispersion de Heyland du primaire	
$\sigma_{h2}$	Coefficient de dispersion de Heyland du secondaire	
$\sigma_w$	Constante du fer	
$B_{z1b}, B_{z1m}, B_{z1p}$	Induction au pied, à mi-hauteur, à la tête de la dent statorique	T
$B_{z2b}, B_{z2m}, B_{z2p}$	Induction au pied, à mi-hauteur, à la tête de la dent rotorique	T
$B_{pont}$	Induction dans le pont	T
$\tau_{z1}, \tau_{z2}$	Pas dentaire statorique et rotorique	
$F_z$	Chute de potentiel magnétique dans la dent	At
$F_{z1}, F_{z2}$	Force magnétomotrice au dent statorique et rotorique	At
$F_{j1}, F_{j2r}$	Force magnétomotrice dans la culasse statorique et rotorique	At

$I_{bardema}$	Courant de la barre au démarrage	A
$I_{an}$	Courant dans l'anneau de court-circuit	A
$l_{\sigma 1}, l_{\sigma 2}$	Induction de fuite primaire et secondaire	H
$\Phi_{\sigma}, \Phi_c$	Flux commun et Flux de dispersion	Wb
$\Phi_i$	Flux par pôle dans chaque tronçon	Wb
$\Phi_{\sigma 1}$	Flux correspondent à la réactance de fuite $X_{\sigma 1}$	Wb
$h$	Hauteur (au profondeur) d'encoche	m
$h_1, h_2$	Profondeur d'encoche statorique et rotorique	m
$h_z$	Hauteur de la dent	m
$h_{z1}, h_{z2}$	Profondeur de la dent statorique et rotorique	m
$h_{an}$	Hauteur de l'anneau	m
$h^*$	Hauteur fictive de l'encoche	m
$b_z$	Largeur d'encoche	m
$d_{21}, d_{31}$	Dimension de conducteur	m
$\lambda_{\sigma s}$	Coefficient de perméance d'une encoche	
$\Lambda$	Perméance de Pont	
$\Lambda_{\sigma}$	Perméance d'encoche	
$\Lambda_{\sigma d1}, \Lambda_{\sigma d2}$	Perméance de dispersion différentielle statorique et rotorique	
$\Lambda_{b1}, \Lambda_{b2}$	Perméance de dispersion des têtes de bobines statorique	
$\Lambda_{\sigma z1}, \Lambda_{\sigma z2}$	Perméance d'encoche statorique et rotorique	
$L_{c0}$	Longueur d'un conducteur	m
$L_{tot}$	Longueur totale de l'enroulement statorique	m
$\delta$	Résistivité	$\Omega \cdot m$
$g_v$	Facteur qui dépend de la distance	
$K_c$	Coefficient de sur charge	
$K_d$	Coefficient de démarrage	
$K_{max d}$	Rapport du couple maximal et le couple de démarrage	
$H_z$	Champ magnétique dans la dent	T
$H_{z.min}$	Valeur du champ magnétique minimum dans la dent	T
$H_{z.med}$	Valeur du champ magnétique médian dans la dent	T
$H_{z.max}$	Valeur du champ magnétique maximum dans la dent	T
$H_{z.moy}$	Valeur du champ magnétique moyenne dans la dent	T
$pt$	Pont rotorique	
$\gamma_B$	Densité des tôles	
$X_{\sigma 1}, X_{\sigma 2}$	Réactance de fuite statorique et rotorique ramenée au stator	$\Omega$
$X_{\sigma tot}$	Réactance de fuite totale	$\Omega$
$Z_{z1}$	Nombre de conducteur	
$Z_z$	Nombre de conducteur par encouche	
$Z_{1p}$	Largeur de la dent au pied statorique	m
$Z_{1t}$	Largeur de la dent à la tête statorique	m
$Z_{1m}$	Largeur de la mi-hauteur statorique	m
$Z_{2p}$	Largeur de la dent au pied rotorique	m
$Z_{2t}$	Largeur de la dent à la tête rotorique	m
$Z_{2m}$	Largeur de la mi-hauteur rotorique	m
$H_{z1moy}, H_{z2moy}$	Valeur moyenne du champ magnétique statorique, rotorique	T
$H_{j1}, H_{j2}$	Champ magnétique dans la culasse statorique et rotorique	T
$H_{z1}, H_{z2}$	Champ magnétique dans la dent statorique, rotorique	T
$\Delta h_z$	Pertes en hauteur d'encoche	m
$\hat{h}$	Dépassement du largeur	m
$P_{ft+vt}$	Pertes par frottement et ventilation	W

$P_{sup}$	Pertes superficielles et par pulsation du flux dans la dent	W
$L_1, L_2$	Inductance cyclique d'une phase statorique et rotorique	H
$M$	Inductance mutuelle	H
$L_s, L_r$	Inductance propre statorique et rotorique	H
$R_1, R_2$	Résistance statorique et rotorique par phase	$\Omega$
$R_2'$	Résistance totale d'une phase secondaire ramenée au primaire	$\Omega$
$R_{bar}$	Résistance de barre	$\Omega$
$P_{j1}, P_{j2}$	Pertes par effet Joule dans les enroulements du stator et rotor	W
$S$	Section des conducteurs utilisant dans l'enroulement	mm <sup>2</sup>
$l_{co}$	Longueur de conducteur	m
$L_a$	Longueur de la machine	m
$N_n$	Nombre du conducteur par phase	
$L_{tot}$	Longueur totale de l'enroulement pour une phase	m
$I_{bar}$	Courant de la barre	A
$I_2'$	Courant de barre ramenée au primaire	A
$L_{bar}$	Longueur d'une barre	m
$R_{an}$	Résistance de anneau	$\Omega$
$d_b$	Diamètre de barre	m
$S_{an}$	Section de anneau	mm <sup>2</sup>
$S_t$	Désigne l'épaisseur de la tôle du fer	m
$P_w$	Pertes par courant de Foucault	W
$P_{h+w}$	Pertes Hystérésis et de Foucault	W
$P_{hz}$	Pertes d'Hystérésis dans les dents d'encoche statorique	W
$P_{(h+w)z}$	Pertes totales par Hystérésis et par courants de Foucault	W
$D_e$	Diamètre extérieur de la culasse	m
$m_i$	Masse de la culasse	Kg
$m_z$	Masse totale des dents	Kg
$M_{z1}$	Masse d'une dent	Kg
$K_j, K_{Hj}, K_{wj}$	Coefficient	
$\gamma$	Densité volumique des tôles des fers	
$v$	Volume du fer	
$I_0$	Courant de marche a vide	A
$I_{0a}$	Courant watté	A
$I_m$	Courant déwatté.	A
$I_{cc}$	Courant de court-circuit	A
$\cos\phi_{cc}$	Facteur de puissance de court-circuit	
$\cos\phi_0$	Facteur de puissance de vide	
$K_{wp}$	Facteur de raccourcissement d'onde fondamentale	

# Sommaire

# SOMMAIRE

## Introduction Générale

Généralités .....	1
Objectif .....	2
Présentation du mémoire .....	2

## Chapitre Un

### Machines Asynchrones à haut rendement

1.1 Introduction .....	3
1.2 Généralités sur les machines asynchrones .....	3
1.2.1 Constitution des machines asynchrones .....	4
1.2.1.1 Le stator .....	4
1.2.1.2 Le Rotor .....	4
1.2.1.2.1 Rotor à bagues .....	4
1.2.1.2.2 Rotor à cage .....	4
1.2.2 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone .....	5
1.2.3 Caractéristique de fonctionnement .....	6
1.2.3.1 Fonctionnement à vide .....	6
1.2.3.2 Fonctionnement en charge .....	6
1.2.3.3 Caractéristique mécanique $C_u = f(n)$ .....	6
1.3 Evaluation du rendement d'une machine asynchrone .....	7
1.3.1 Le rendement .....	7
1.3.2 Evaluation du rendement .....	7
1.4 Les Pertes dans les machines asynchrones .....	8
1.4.1 Les pertes électriques .....	8
1.4.1.1 Pertes normales en basse fréquence .....	8
1.4.1.2 Pertes supplémentaires à fréquence élevée .....	9
1.4.2 Les pertes magnétiques de fer .....	10
1.4.2.1 Les pertes par courant de Foucault .....	10
1.4.2.2 Les pertes par hystérésis .....	11
1.4.3 Les pertes mécaniques .....	11
1.4.3.1 Les pertes par ventilation .....	12
1.4.3.2 Les pertes par frottement dans les paliers .....	12
1.4.3.3 Les pertes par frottement dans les roulements .....	12
1.4.3.4 Les pertes aérodynamiques .....	13
1.4.4 Les pertes complémentaires .....	13
1.5 Bilan énergétique .....	14
1.6 Moteur asynchrone à haut rendement .....	15
1.7 Caractéristiques des moteurs à haut rendement .....	16
1.8 Conclusion .....	17

## **Chapitre Deux**

### **Les Algorithmes Génétiques**

2.1. Introduction .....	18
2.2. Définition et Description de l'AG .....	19
2.3. Technique d'aptitude .....	19
2.3.1. Transformation directe .....	20
2.3.2. Fenêtrage .....	21
2.3.3. Changement linéaire d'échelle .....	21
2.4 Principes généraux des fonctionnements .....	22
2.5 Description détaillée .....	23
2.5.1 Le codage des données .....	23
2.5.2 La génération de la population initiale .....	23
2.5.3 Une fonction à optimiser .....	24
2.5.4 La diversification du milieu .....	24
2.5.4.1 l'opérateur de croisement .....	24
2.5.4.1.1 Croisement à un point .....	25
2.5.4.1.2 Croisement en deux points .....	26
2.5.4.1.3 Croisement aléatoire .....	26
2.5.4.2 L'opérateur de mutation .....	27
2.5.4.3 Les mécanismes de sélection .....	27
2.6. Principe général des AGs .....	28
2.7. Mécanisme d'un AG .....	29
2.8. Application des AGs aux Fonctions Mathématiques .....	29
2.8.1. Procédure de Maximisation des Fonction par algorithmes génétiques .....	30
2.8.2. Exemples simples .....	31
2.9. Conclusion .....	34

## **Chapitre Trois**

### **Identification Géométrique d'une MAS**

3.1 Introduction .....	35
3.2 Détermination des dimensions principales .....	35
3.2.1 Coefficient d'utilisation .....	35
3.2.2 Enroulement et encoche de la machine .....	37
3.2.2.1 Encoche statorique .....	37
3.2.2.2 Encoche rotorique .....	37
3.2.2.3 les enroulements .....	38
3.3 Circuit magnétique .....	39
3.3.1 Calcul de la F.M.M .....	39
3.3.2 Chutes de potentiels magnétiques partiels .....	40
3.3.2.1 La chute de potentiels magnétiques dans l'entrefer .....	40
3.3.2.2 La chute de potentiel magnétique dans les dents .....	41

3.3.2.3	Chute de tension magnétique dans la culasse .....	41
3.3.2.4	Coefficient de saturation .....	42
3.3.2.5	Coefficient de forme de la courbe d'induction .....	43
3.3.2.6	Facteur de carter (correction de l'entrefer) .....	44
3.3.3	Calcul du nombre de spires $N_1$ par phase du primaire .....	44
3.3.4	Correction de l'induction dans les dents et la culasse du stator .....	45
3.3.5	Recalcul de la F.M.M. dans l'entrefer .....	47
3.3.6	Courant magnétisant .....	47
3.3.7	Courant de barre et anneau de court-circuitage .....	47
3.4	La dispersion .....	48
3.4.1	Calcul pratique de la dispersion .....	49
3.4.1.1	Dispersion d'encoche .....	50
3.4.1.2	Réactance de fuite différentielle .....	50
3.4.1.3	Réactance de fuite des têtes de bobines .....	52
3.4.2	Calcul des coefficients de dispersion .....	52
3.5	Les pertes .....	52
3.5.1	Pertes en cuivre .....	52
3.5.1.1	Pertes en cuivre dans le stator .....	53
3.5.1.2	Perte en cuivre dans le rotor .....	54
3.5.2	Pertes fer .....	54
3.5.2.1	pertes d'Hystérésis .....	54
3.5.2.2	Pertes par courant de Foucault .....	54
3.5.2.3	Pertes dans la culasse statorique .....	54
a-	Les pertes Hystérésis dans la culasse statorique .....	55
b-	Les pertes par courants de Foucault dans la culasse statorique .....	55
3.5.2.3	Pertes dans les dents .....	55
a-	Les pertes Hystérésis dans les dents .....	55
b-	Les pertes par courant de Foucault dans les dents .....	55
3.6	Détermination des paramètres de marche à vide de la machine .....	56
3.7	Calcul des paramètres de marche en court circuit .....	57
3.8	Paramètres du schéma équivalent de la machine .....	57
3.9	Conclusion .....	58

## Chapitre Quatre

### Identification Paramétrique d'une MAS par L'AG

4.1	Introduction .....	59
4.2	Méthode d'identification .....	59
4.3	Notre contribution .....	60
4.4	Présentation des Résultats d'identification .....	60
4.4.1	Tableaux de résultats .....	60

a) Influence de la fréquence .....	61
b) Influence de l'induction d'entrefer (tôles 3.6 w/kg) .....	62
c) Influence de l'induction d'entrefer (tôle d'acier) .....	63
d) Influence de la densité du courant rotorique .....	64
4.4.2 Les figures .....	65
a) Influence de fréquence .....	65
b) Influence de l'induction d'entrefer (tôle de 3.6 W/Kg) .....	66
c) Influence de l'induction d'entrefer (tôle d'acier) .....	68
d) Influence de la densité du courant rotorique .....	69
4.5 Analyse et interprétation des résultats .....	71
4.6 Conclusion .....	72

## **Conclusion générale**

Travail accompli .....	73
Problèmes rencontrés .....	73
Suggestions et perspectives .....	73

# Introduction générale

# Introduction Générale

## Généralités

La phase d'identification des problèmes et de modélisation est sans doute la tâche la plus difficile pour le chercheur. Il s'agit avant tout de respecter les contraintes opérationnelles essentielles, sans se noyer dans tous les détails, afin de pouvoir identifier des problèmes de taille raisonnable sur lesquels on va pouvoir appliquer des méthodes d'optimisation. Il faut en outre garder en permanence à l'esprit les contraintes initialement laissées de côté et veiller à ce qu'on puisse les réintégrer ultérieurement, une fois les méthodes de résolution identifiées. Dans ce contexte, on a pu observer, au travers des différentes approches du problème de résolution de conflits, que les différents algorithmes choisis imposent des modélisations qui ne permettent pas toujours la réintégration des contraintes opérationnelles. Il faut donc tenir compte non seulement de la performance de l'algorithme sur la modélisation choisie, mais également de sa capacité à intégrer les contraintes opérationnelles. Une fois un problème identifié, on peut résumer l'approche de la façon suivante:

- modélisation mathématique du problème
- calcul de sa complexité
- recherche d'algorithmes adaptés
- validation des résultats obtenus, sur un plan expérimental par la simulation, sur un plan scientifique par la publication. La validation des résultats obtenus sur le plan expérimental est une tâche très délicate et coûteuse en temps, la qualité des données dont nous disposons devant être vérifiée avec précaution.

Le traitement des données brutes est souvent fastidieux. La recherche d'algorithmes adaptés nous a entraînés dans divers domaines d'optimisation. Si le laboratoire s'est largement spécialisé dans les algorithmes génétiques, ou plus généralement évolutionnaires, nous tâchons de rechercher les méthodes d'optimisation les plus efficaces. Cela nous a conduits à aborder des méthodes aussi diverses que des méthodes d'intervalles, de réseaux de neurones, de parcours de graphe, ou de programmation semi définie. L'hybridation de différentes méthodes s'avère également parfois très efficace. La grande difficulté est alors d'acquérir la compétence nécessaire dans l'emploi des différents algorithmes, afin de les mettre en oeuvre de façon efficace, rendant ainsi les comparaisons pertinentes.

En pratique, on observe aujourd'hui que les algorithmes génétiques se sont révélés les plus performants pour la résolution de problème. D'une part, ils permettent de conserver des profils de trajectoires réalistes. On ne peut néanmoins envisager d'application opérationnelle concrète de tels algorithmes.

## **Objectifs**

Des objectifs étaient fixés dans ce travail :

- Passer en revue les machines asynchrones à haut rendement par l'exposition des possibilités pour l'améliorer.
- Présenter une nouvelle approche d'amélioration du rendement à l'aide des algorithmes génétiques, dimensions géométriques et les grandeurs de la plaque signalétique, qui sont utilisées comme contraintes pour la conception de ces machines. Les résultats obtenus seront ensuite vérifiés et validés par comparaison avec les résultats donnés par le constructeur.

## **Présentation du mémoire**

Ce travail est structuré en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre, traitera les machines asynchrones, à haut rendement en cas particulier.

Ensuite nous présenterons les différentes pertes existantes.

Des généralités sur les algorithmes génétiques, et un exemple d'application sont donnés à la fin de ce chapitre.

Le troisième chapitre sera consacré à la présentation de l'approche d'identification géométrique.

Dans le dernier chapitre, nous présenterons les travaux déjà réalisés dans le domaine d'identification des machines asynchrones, en suite notre contribution par l'application des algorithmes génétiques.

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

# Chapitre Un

## Machines Asynchrones à Haut rendement

## 1.1 Introduction

*Depuis plusieurs années la tendance dans la conception des machines électriques porte d'une part sur l'amélioration des performances et d'autre part à la minimisation de la puissance massique et du prix de revient. En effet, cela repose particulièrement sur le rendement de ces machines. Avec 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 conduit au lancement d'importants travaux à travers le monde, particulièrement pour l'amélioration du rendement des machines asynchrones. Cela est principalement à la place qu'elles occupent.*

*Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie qui représente 80% des moteurs utilisés. Etant donné leur simplicité de construction et leur facilité de démarrage. Dans ce chapitre on donne les caractéristiques de fonctionnement et les différents types des moteurs asynchrones à cage d'écureuil. Ensuite on situera les principales pertes existantes et les procédés d'amélioration de ces pertes pour obtenir un rendement élevé. Enfin on terminera avec la présentation des moteurs à haut rendement ainsi que la normalisation internationale dans ce domaine.*

## 1.2 Généralités sur les machines asynchrones

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

Mais ce n'est qu'à partir de (1870) que l'électrotechnique industrielle s'affirma notamment grâce a la production d'énergie électrique par les génératrices a courant continu (dynamos) de gramme et de siemens. Ensuite, dans les années (1880), furent conçus les alternateurs et les transformateurs polyphasés. Les premiers devaient concurrencer et détrôner les dynamos pour la production de l'électricité, enfin les travaux du yougoslave TESLA et de l'italien FERRARIS complétèrent les systèmes a courants alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou asynchrones en (1888), [1].

Les machines asynchrones couvrent actuellement l'essentiel de besoins de la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, A titre d'exemple, elle sont utilisées pour la quasi-totalité des fonction auxiliaires d'une centrale de production électrique ; il sont généralement de même dans les procédés industrielles. L'étude de ces machines acquit donc une grande importance,

### **1.2.1 Constitution des machines asynchrones**

Les moteurs asynchrones, appelés aussi moteurs à inductions, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant. Les moteurs asynchrones comportant deux armateurs coaxiales à champ tournant, l'une est fixe (c'est le stator) et l'autre mobile (c'est le rotor), [2].

#### **1.2.1.1 Le stator**

Précisément constitué d'un bobinage polyphasé, il est appelé inducteur ou primaire, car c'est au champ tournant qu'il se développe, il en résulte un courant induit dans le rotor, [2].

#### **1.2.1.2 Le Rotor**

Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie. (ni continue, ni alternative) ce qui simplifie beaucoup sa construction on distingue deux type de rotor, [2].

##### **1.2.1.2.1 Rotor à bagues**

Ce rotor à pôle lisse comporte dans ces rainures un enroulement identique à celui du stator, les trois phases sont branchées en étoile ce qui permet d'insérer un rhéostat dans leur circuit, ce rhéostat qui est mise en marche normale et permet d'assurer des meilleures conditions de démarrage.

Signalons que, si le nombre des pôles du rotor est obligatoirement le même, que celui de stator, le nombre de phases peut être différent. Cependant, il n'est pas intéressant pour un moteur a bagues d'augmenter le nombre des phases du rotor car il faudrait augmenter le nombre des bagues et des balais, [2].

##### **1.2.1.2.2 Rotor à cage**

L'enroulement est remplacé par des barres de cuivre ou d'aluminium logées dans des encoches, et réunie à leurs extrémités par deux couronnes de cuivre ou d'aluminium. Ces cages comportant généralement des barreaux décalés afin de réduire les harmoniques d'encoches, il en résulte une légère diminution de la *F.E.M* induite par le champ tournant

statorique dans ces barreaux. Un tel rotor est très robuste, de puis sa construction est particulièrement économique.

La cage étant généralement réalisée avec l'aluminium que l'on coule dans les encoches préparées à l'avance. En effet il n'est pas nécessaire d'isoler les barres et la masse du rotor, car les courants induits s'établissent surtout dans les barres, et leur étude théorique est identique à celle des moteurs à bagues.

Si  $N$  désigne le nombre des barres d'une cage, les extrémités des barres, étant en court-circuit par les flasques. Un rotor à cage est assimilable à un rotor à bagues qui aurait  $q=N$  phases si la cage tourne dans un champ bipolaire alors qu'il a  $q=N/p$  phases si la cage tourne à un champ  $2p$  pôles.

Par comparaison avec les moteurs à bagues, les moteurs à cage ont l'avantage d'être robustes et du coût plus faible. Il n'est pas possible de faire varier la résistance de leur rotor. Ce qui rend défavorable les conditions de démarrage quand on l'alimente à tension et à fréquence constantes. On remédie cet inconvénient en utilisant soit des rotors à double cages, soit des rotors à une seule cage, mais à barre en la cause de leur profil, soit des moteurs à encoches très profondes : barres « lames de sabre », [2].

### 1.2.2 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statique par le réseau et des courants induits dans le champ tournant le fonctionnement d'un moteur asynchrone est équivalent à celui d'un transformateur à vide, le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire, qui peut dans le cas général tourner. Deux vitesses distinguées

- Vitesse de synchronisme ou vitesse du champ tournant:

$$n_s = \frac{2\pi f}{p} \quad (1, 1)$$

D'où  $N_s$  : rad/s

P : nombre de paire de pôles

- Vitesse rotorique ou vitesse d'exploitation  $n_r$  ( $n_r > n_s$ ).

L'écart entre les deux vitesses caractérise le glissement qui a pour expression

$$g = 1 - \left( \frac{n_r}{n_s} \right) \quad (1, 2)$$

## 1.2.3 Caractéristique de fonctionnement

### 1.2.3.1 Fonctionnement à vide

A vide le moteur n'entraîne pas de charge.

**Conséquence :** le glissement est presque nul est le moteur tourne à la vitesse proche du synchronisme.

A vide :  $g \approx 0$  et donc  $n_0 \approx n_s$ .

#### Autres observation

Le facteur de puissance à vide est très faible et le courant absorbée reste fort (P est petit et Q et grand). On parle alors de courant réactif ou magnétisant (ils servent à créer le champ magnétique).

### 1.2.3.2 Fonctionnement en charge

Le moteur fournit maintenant de la puissance active, le stator appelle un courant actif.

Remarque : le moteur asynchrone est capable de démarrer en charge.

### 1.2.3.3 Caractéristique mécanique $C_u = f(n)$

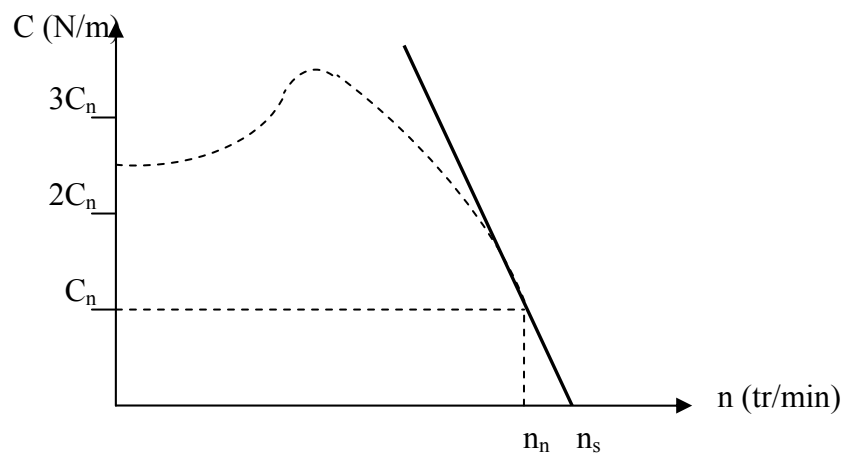


Figure 1.1. Caractéristique mécanique

$C_n$  : Couple nominal.

- ❖ Couple de démarrage du moteur. On constate que ce couple est fort, la machine peut démarrer en charge.
- ❖ Zone de fonctionnement du moteur. On constate qu'elle est presque linéaire, cette partie de la courbe est très verticale la vitesse varie peu avec la charge.
- ❖ La zone de fonctionnement peut être modélisée par une droite, [4].

## 1.3 Evaluation du rendement d'une machine asynchrone

### 1.3.1 Le rendement

Le rendement du moteur est le rapport entre la puissance mécanique  $P_{mec}$  fournie à la charge et la puissance électrique  $P_{éle}$  fournie au moteur soit :

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{éle}} = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - P_{js} - P_{fs} - P_{jr} - P_u - P_m}{P_a} \quad (1, 3)$$

Et on a :

$$P_{jr} = g \cdot P_{fr} = g (P_a - P_{js} - P_{fs}) \quad (1, 4)$$

$$\eta = \frac{((1 - g)(P_a - P_{js} - P_{fs}) - P_m)}{P_a} \quad (1, 5)$$

La puissance absorbée sous forme électrique est mesurée directement, mais la puissance mécanique est évaluée en déduisant les pertes calculées, et peut être obtenu directement ou indirectement, dans différents chemins. Dans le cas indirect qui constitue la tâche la plus difficile ou les pertes doivent être réparties, par une variété de méthodes normalisées. En effet, les pertes dans les machines tournantes peuvent être divisées en trois groupes principaux : pertes électriques, pertes magnétiques de fer et pertes mécaniques.

### 1.3.2 Evaluation du rendement

Le rendement d'un système électrique dépend de plusieurs facteurs tels que : le rendement du moteur et les techniques du contrôle, les qualités du réseau de distribution, la transmission mécanique c'est à dire ; problèmes d'entretien et d'entraînement et la gestion de la charge. Pour l'amélioration du rendement d'un système électrique, différentes approches sont proposées. Ces dernières utilisent principalement la vitesse variable, ainsi qu'une dimension optimale des moteurs électriques pour améliorer leur conception. La première approche a un rapport avec le réseau, alors que la seconde est en rapport avec le concepteur du moteur lui-même. Pour l'évaluation du rendement, diverses méthodes sont proposées, [3] :

- ✓ Méthode de la plaque signalétique.
- ✓ Méthode directe.
- ✓ Méthode Statistique.
- ✓ Méthode du circuit équivalente.
- ✓ Méthode des pertes séparées.

## 1.4 Les Pertes dans les machines asynchrones

Les moteurs asynchrone ont les mêmes pertes que tous autres moteurs électriques, c'est-à-dire les pertes mécaniques et les pertes complémentaires, pertes fer, pertes cuivre.

Les pertes principales sont celles qui sont dues aux principaux phénomènes électromagnétiques et mécaniques qui se manifestent lors du fonctionnement de la machine. Ces pertes sont : les pertes principales dans le cuivre de l'enroulement statoriques et électrique, les pertes dans le fer, les pertes par frottement dans les paliers et par frottement des balais sur les bagues ainsi que les pertes par ventilation.

### 1.4.1 Les pertes électriques

Ce sont les pertes par effet joule dans les enroulements d'induit, dans toutes les parties conductrices d'une machine traversées par des courants.

#### 1.4.1.1 Pertes normales en basse fréquence

Tout conducteur e résistance  $R$  parcouru par un courant continu ou alternatif de valeur efficace  $I$  est le siège de pertes par effet joule qui valent :

$$P_j = R I^2 \quad (1, 6)$$

Les pertes par effet joule sont :

- a) pertes par effet joule dans les enroulements statoriques.
- b) pertes par effet joule dans les enroulements rotorique.

En basse fréquence et pour les conducteurs de section filiforme, la densité de courant est uniformément répartie dans toute la section du conducteur. La résistance d'un enroulement, réalise à l'aide de fils fin, [4].

$$R_0 = \rho \cdot \frac{L_{moy} \cdot N_s}{a \cdot s} \quad (1, 7)$$

Ou :

$\rho$  Résistivité ;

$a$  Nombre de voies parallèles ;

$L_{moy}$  Longueur moyenne ;

$N_s$  Nombre de spires en série.

La résistivité  $\rho$  doit être celle qui correspond à la température de fonctionnement de l'enroulement selon la loi :

$$\rho(\theta_2) = \rho(\theta_1) \frac{1 + \alpha \cdot \theta_2}{1 + \alpha \cdot \theta_1} \quad (1, 8)$$

$\alpha$  Coefficient caractéristique du matériau.

#### 1.4.1.2 Pertes supplémentaires à fréquence élevée

##### ▪ Cas des courant sinusoïdaux

Lorsque le courant, qui parcourt un conducteur, est de forme sinusoïdale à fréquence  $f$  élevée, la densité de courant dans une section droite du conducteur n'est plus uniforme (effet kelvin). Cela est du à l'action du flux propre interne du conducteur qui rejette le courant vers la périphérie de celui-ci. La résistance du conducteur se réduit à celle d'une couronne d'épaisseur  $E_p$ , dite de peau, qui est définie par l'équation :

$$E_p = \sqrt{\frac{\rho}{2 \cdot \mu \cdot f}} \quad (1, 9)$$

La résolution des équations de Maxwell conduit aux expressions simplifiées suivantes pour des conducteurs dans l'air.

❖ Pour un conducteur à section circulaire de diamètre  $D_0$  : on introduit le diamètre réduit :

$$d = \frac{D_0^2}{4 \cdot E_p} \quad (1, 10)$$

Si  $R_0$  est la résistance du conducteur en courant continu, la résistance effective  $R$  est donnée, de façon approchée.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } d < 1 \text{ par } R = R_0 \cdot \left( 1 + \left( \frac{3}{4} d \right) \right) \\ \text{Si } d > 1 \text{ par } R = R_0 \cdot \left( 1 + \frac{1}{4} + \frac{3}{64d} \right) \end{array} \right. \quad (1, 11)$$

$$(1, 12)$$

❖ Pour un conducteur à section rectangulaire plate, pour un tel conducteur, lorsque la largeur est nettement supérieure à l'épaisseur  $h_{cd}$ , On introduit l'épaisseur réduite :

$$h_{cdr} = \frac{h_{cd}}{E_p} \quad (1, 13)$$

On obtient alors :

$$R = R_0 \cdot \frac{(sh(2h_{cdr}) + \sin(2h_{cdr}))}{(ch(2h_{cdr}) - \cos(2h_{cdr}))} \quad (1, 14)$$

### ▪ Cas des courant non sinusoïdaux

Pour les courants alternatifs non sinusoïdaux, les conducteurs étant généralement de matériaux à caractéristiques linéaires, il suffit de calculer la résistance  $R_i$  correspondant à chaque fréquence  $f_i$  des termes de série de Fourier composant le courant et d'additionner les pertes dues à chaque harmonique sous la forme :

$$P_j = \sum_{i=1}^n R_i I_i^2 = R_0 \cdot I_1^2 \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_0} \left( \frac{I_i}{I_1} \right)^2 = P_{j1} K_f \quad (1, 15)$$

$P_{j1}$  Pertes dues au fondamental  $I_1$  du courant ;

$K_f$  Coefficient du aux harmoniques (pour des courant en créneaux,  $K_f$  est de l'ordre de 8 à 10 %).

### 1.4.2 Les pertes magnétiques de fer

Elles sont appelées aussi fer du fait que les matériaux utilisés pour ce circuit sont habituellement, à base de fer. Ces pertes regroupent les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault.

#### 1.4.2.1 Les pertes par courant de Foucault

Dans ces alliages résultent, selon la loi de Faraday, des variations temporelles des flux qui induisent des force électromotrices, dans leurs masses. Ces f.é.m générées dans ces alliages conducteurs, de résistivité voisine de  $50 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ , donnent naissance à des courants qui se ferment dans la masse du fer dans ces plans normaux à la direction du flux. Le phénomène est analogue à celui qui génère des courant dans une boucle fermée conductrice traversée par un flux variable, la masse du fer pouvant être décomposée, par la pensée, en un ensemble de boucles fermées conductrices. Ces courant sont constitués par le mouvement des électrons libres du matériau magnétique, du fait de l'action du champ électrique local, que l'on peut déduire des équations de Maxwell à partir du champ magnétique d'excitation, comme dans tout conducteur excité par une f.e.m.

On peut exprimer les pertes par courant de Foucault par la relation :

$$P_f = K_r (e \cdot f \cdot B_m^2) \quad (1, 16)$$

Avec :

$P_f$  Pertes par effet de Foucault ;

$e$  Epaisseur de la tôle ;

$f$  Fréquence de l'induction (Hz) ;

$B_m$  Induction maximale à la fréquence  $f$  (T) ;

$K_f$  Coefficient caractéristique de tôle.

#### 1.4.2.2 Les pertes par hystérésis

Résultent, sous l'effet de la variation en intensité et /ou en direction du champ magnétique appliqué, de transformation de l'organisation de la matière en domaines de Weiss dans lesquels l'aimantation est uniforme en direction et module, les moments magnétisation des atomes d'un domaine étant colinéaire. La variation de la magnétisation provoque des déplacements, des suppressions ou des créations des parois entre domaines qui tendent à orienter leurs moments dans le sens du champ appliqué. Ces transformations irréversibles se font avec apparition d'hystérésis et absorbent de l'énergie.

Les électrons concernés ici sont les électrons liés du matériau et le phénomène est totalement différent du précédent. Il est évident que ce phénomène d'hystérésis est discontinu à l'échelle microscopique des domaines. Mais, à l'échelle macroscopique de l'électrotechnique, les tôles les plus minces ayant encore une épaisseur de  $50 \mu m$  (soit environ  $10^3$  longueurs de domaines).

On peut déterminer les pertes par hystérésis par l'expression :

$$P = K_h \cdot f \cdot B_m^2 \quad (1, 17)$$

Avec :

$K_h$  Coefficient de pertes par hystérésis.

#### 1.4.3 Les pertes mécaniques

Les pertes mécanique sont dues aux frottement :

- dans les paliers ;
- dans les roulements ;
- de l'air sur l'induit et sur le ventilateur destiné au refroidissement de la machine ;
- pertes aérodynamiques.

Les pertes qui proviennent du frottement du rotor des organes fixes (paliers, balais) entraînent l'échauffement de la machine. Plus la machine tourne vite, plus que les pertes mécaniques deviennent importantes. Ces pertes dépendent de nombreuses factures et il est très difficile de prédire leur valeur. Pour les déterminer avec exactitude, il faut faire des essais sur la machine, [4].

### 1.4.3.1 Les pertes par ventilation

Elles représentent la puissance consommée par les moteurs d'actionnement des ventilateurs ou des pompes qui assurent la circulation du fluide dans le système de refroidissement.

Cette puissance est proportionnelle au débit  $Q$  du fluide, c'est à dire à sa quantité passant par le système de refroidissement par unité de temps et à la pression  $H$  développée par le ventilateur ou par de la pompe. Cette puissance est d'autant plus grande que le rendement  $\eta_v$  du ventilateur ou de pompe est plus faible.

Les pertes de puissance par ventilation sont déterminées lors du calcul hydraulique ou thermique de la machine. Elles sont d'autant plus faibles que le système hydrodynamique de refroidissement est plus perfectionné et le choix du fluide de refroidissement est plus approprié. Sa valeur est plus petite pour les fluides liquides que pour les fluides gazeux, [5].

### 1.4.3.2 Les pertes par frottement dans les paliers

Dépendent du type de palier (lisse ou à roulements) et de la lubrification. Dans les petites machines, on obtient des pertes acceptables en utilisant des roulements à billes ou à galets lubrifiés avec de la graisse consiste. Dans les grosses machines, on utilise des paliers à friction brifiés, pour réduire le frottement, avec des huiles minérales. Toutes choses étant égales par ailleurs, les pertes par frottement, dans les paliers croissent avec l'augmentation de la vitesse de rotation, de la masse du rotor et du diamètre du tourillon dans la zone du palier.

L'expression suivant donne la somme des pertes par ventilation et par frottement aux paliers (en W) :

$$P_{v+p} = 0,3\dot{a}0,7(P_u V_t^2 10^{-5}) \quad (1,18)$$

Avec :

$P_u$  (W) Puissance utile de la machine ;

$V_t$  (m/s) Vitesse tangentielle du rotor, [4].

### 1.4.3.3 Les pertes par frottement dans les roulements

Les pertes mécaniques, dues aux frottement dans les roulements, ont des origines très diverses, elles proviennent :

- Des contacts corps roulants chemin de roulement, corps roulants cage, cage bagues ;
- Du barattage (brassage) du lubrifiant ;
- Des joints intégrés aux roulements.

Ces frottements dépendent de nombreux facteurs :

- Type de lubrification (graisse, barbotage ou injection d'huile) ;
- Viscosité, voir la rhéologie (Viscosité élasticité) du lubrifiant ;
- Type de géométrie interne du roulement.
- Charge et vitesse de rotation auxquelles les roulements sont soumis.

L'évaluation des pertes par frottement dans les roulement ou les joints peut être effectuée de deux manières :

- ❖ Par l'utilisation de formules simples issues de l'expérience et largement diffusées par les constructeurs de roulement ;
- ❖ Par le calcul des pertes élémentaires pour chaque contact interne, cette démarche est encore du domaine de la recherche et est employée lorsque les roulement sont sollicités sous des conditions très sévères, par exemple dans l'aéronautique, cette méthode est très lourde à mettre en œuvre, ne sera pas abordée dans ce travail, [4].

#### **1.4.3.4 Les pertes aérodynamiques**

Le fluide gazeux, confiné dans le volume de l'entrefer d'une machine frotte sur la surface du rotor en mouvement, lorsque la vitesse périphérique du rotor est importante ce frottement est source de pertes non négligeables à la surface du rotor, d'autant plus que la pression dans l'entrefer est élevée.

#### **1.4.4 Les pertes complémentaires**

Elles forment un groupe de pertes spéciales, se sont :

- a) Les pertes complémentaires dans le cuivre ;
- b) Les pertes complémentaires dans le fer.

Pour une tension sinusoïdale aux bornes du moteur, les pertes complémentaires dans le cuivre prennent naissance partiellement sous l'influence des harmoniques supérieurs de la F.M.M et partiellement sous l'effet de déplacement du courant.

Les pertes complémentaires dans le cuivre dues aux harmoniques supérieur de la F.M.M. Elles ont lieu surtout dans les enroulements d'un rotor à cage d'écureuil. Lorsque le rotor tourne dans les champs magnétiques créés par les harmoniques supérieurs de la F.M.M du stator, des courants prennent naissance dans l'enroulement rotorique dont la fréquence dépend du glissement et la fréquence du champ tournant. Pour réduire ces pertes on raccourcit le pas d'enroulement du stator, ce qui provoque une diminution des harmoniques supérieures de la F.M.M. l'inclinaison des encoches du rotor par rapport à celles du stator joue le même rôle

que le raccourcissement du pas, et on choisit convenablement le nombre d'encoches dans le stator et dans le rotor  $Z_1$  et  $Z_2$ .

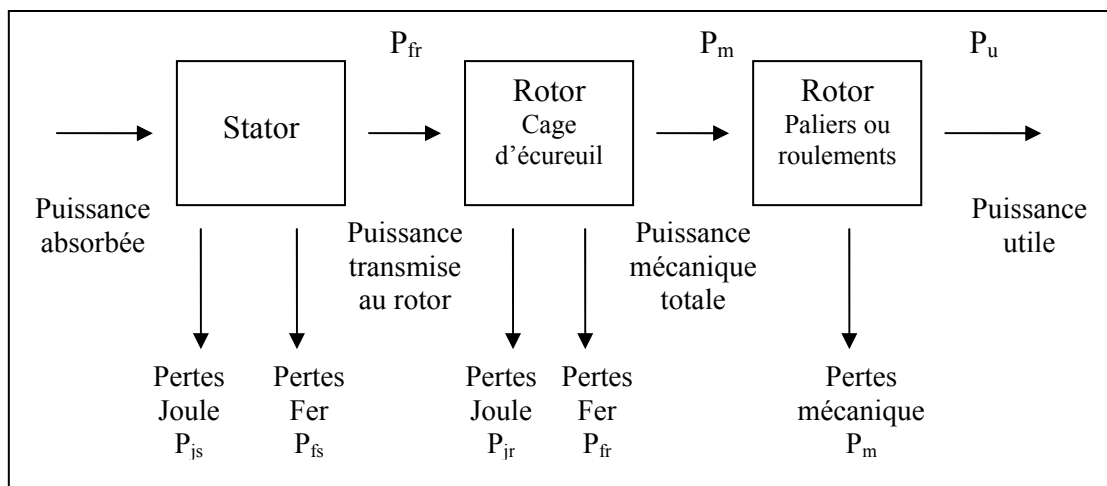
L'analyse montre que si les pertes complémentaires dans le rotor ne doivent pas dépasser 10% des pertes principales provoquées par le premier harmonique du courant, avec des encoches non inclinées  $Z_2 \leq 4/3 Z_1$ .

Les pertes complémentaires dans le fer des machines asynchrones comme dans le cas des machines synchrones, comprennent les pertes de pulsation et les pertes superficielles.

Les pertes de pulsation sont provoquées par les pulsations longitudinales du flux magnétique par suite de la variation de la perméance provoquée par la variation continue de la position relative des dents du stator et du rotor lors de la rotation de ce dernier. La fréquence de pulsation dans le stator  $f_{d1} = Z_2 n$  et la fréquence de pulsations dans le rotor  $f_{d2} = Z_1 n$ , où  $Z_1$  et  $Z_2$  sont respectivement les nombres d'encoches dans le stator et le rotor,  $n$  est la vitesse de rotation du rotor, [6].

## 1.5 Bilan énergétique

La figure 1.2, représente les différentes puissances et les pertes de la machine asynchrone.



**Figure 1.2** Le bilan énergétique d'un moteur asynchrone

- Puissance absorbée :  $Pa = \sqrt{3}.U.I.\cos\varphi$
- Pertes : - Joule stator :  $P_{js} = (3/2).R.I^2$ 
  - Fer stator :  $P_{fs}$
  - Mécanique :  $P_m$
- Pertes : - Joule rotor :  $P_{jr} = (3/2).R.I^2$ 
  - Fer rotor :  $P_{fr}$

- Puissance utile :  $P_u = \sqrt{3}.U.I.\cos\varphi$  - pertes
- Puissance transmise au rotor :  $P_{\acute{e}le} = P_u - \text{pertes stator} = P_a - P_{js} - P_{fs}$  (1, 19)

Cette puissance est transmise au rotor par le couple électromagnétique développé grâce au champ tournant d'où :

$$C_{\acute{e}le} = \frac{P_{\acute{e}le}}{\Omega_s} \quad (1, 20)$$

Ce couple est aussi celui du rotor d'où :

$$P = C_{\acute{e}le} \cdot \Omega_r \quad (1, 21)$$

Pertes joule rotorique :

La différence des deux puissances stator et rotor est perdue par effet dans le rotor à cause du glissement.

$$P_{jr} = P_{fr} - P = C_{\acute{e}le} (\Omega_s - \Omega_r) \quad (1, 22)$$

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (1, 23)$$

$$\text{Alors : } P_{jr} = C_{\acute{e}le} \cdot g \cdot \Omega_s = g \cdot P_{fr} \quad (1, 24)$$

Les pertes joules rotor sont égales au produit du glissement par la puissance transmise.

## 1.6 Moteur asynchrone à haut rendement

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 1.1 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 ces derniers 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, [6].

charge		100%		75%		50%	
hp	Type	$\eta$	F <sub>p</sub>	$\eta$	F <sub>p</sub>	$\eta$	F <sub>p</sub>
0.75	HR	84.0	80.5	84.0	74.0	81.5	62.0
0.75	CL	72.0	78.0	72.0	70.0	68.0	58.0
7.5	HR	90.2	88.0	90.2	85.0	90.2	77.0
7.5	CL	84.0	85.5	84.0	80.5	81.5	75.0
37	HR	92.8	84.5	93.0	81.0	91.7	73.0
37	CL	91.7	84.0	91.7	81.0	90.2	71.5
75	HR	93.5	91.5	94.0	91.0	93.8	87.0
75	CL	91.7	83.5	91.7	80.5	90.2	73.0
150	HR	94.8	90.5	94.6	88.5	94.3	83.0
150	CL	89.0	88.5	91.7	86.5	89.5	80.0

**Tabl. 1.1** Comparaison entre les moteurs à haut rendement et les moteurs classiques.

## 1.7 Caractéristiques des moteurs à haut rendement

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

- L'acier mince et de bonne qualité pour le stator ;
- Une augmentation de la qualité pour le stator ;
- Une minimisation de l'épaisseur de cuivre dans les enroulements ;
- Une réduction des pertes de ventilation ;
- Une grande longueur ;
- Une augmentation de la taille de la carcasse, [4].

Pour un coût supplémentaire de 20 à 30 %, les moteurs efficaces (EEMs), 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 la durée de vie de l'isolation du bobinage et des roulements du moteur augmente.

De plus, dans de nombreux cas ;

- La fiabilité augmente ;
- Les coûts de maintenance et d'arrêt sont réduits ;
- La tolérance aux stress thermiques s'accroît ;
- La capacité de résistance aux surcharges s'améliore.

## **1.8 Conclusion**

Les moteurs asynchrones, comme la plupart des moteurs électriques, ont la réputation d'avoir de bons rendements. Pour augmenter le rendement, il faut chercher à réduire chacun des principaux postes de pertes. On peut tout d'abord chercher à réduire les pertes joule des enroulements du stator. Les moteurs ont profité des caractéristiques thermiques améliorées des isolants modernes, qui sont désormais couramment de classe de température, pour augmenter la température de service des enroulements, tout en maintenant des températures de fonctionnement assurant une longévité compatible avec des exigences de service industriel. En suite, on a introduit les moteurs à haut rendement qui permet d'économiser de l'énergie.

# Chapitre Deux

## Principe des Algorithmes Génétiques

## 2.1 Introduction

*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, [7].*

*La procédure d'optimisation est une technique de grande importance pour le traitement des problèmes de prise de décision. Elle a prise une grande ampleur avec l'évolution substantielle de technologie des systèmes information 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, cet outil d'optimisation s'avère 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 fonction 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 exploitation 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 à cause notamment de leur excessive. Par ailleurs, des études d'analyse ont montré que les algorithmes génétiques, ayant un caractère de recherche aléatoire, réalisent un compromis équilibré et raisonnable entre l'exploitation et l'exploration et gèrent ce compromis de manière presque optimale, [9].*

*Vu l'actualité des Algorithmes Génétique et leurs pouvoirs de traitement des processus complexes, on s'est intéressé à ces algorithmes dans ce présent chapitre.*

## 2.2 Définition et description de l'AG

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle<sup>1</sup> : croisements, mutations, sélection, etc. Les algorithmes génétiques ont déjà une histoire relativement ancienne, puisque les premiers travaux de John Holland sur les systèmes adaptatifs remontent à 1962 [Hol62]. L'ouvrage de David Goldberg [Gol89c] a largement contribué à les vulgariser, [13].

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 : [10].

- AGs utilisent, en générale, un codage intermédiaire des paramètres ;
- Ils travaillent sur une population diversifiée de points ;
- Ils se limitent à l'utilisation des valeurs de la fonction à étudier et non une autre connaissance auxiliaire (sa dérivée) ;
- Ils utilisent des règles de simulation probabilistes ;
- Ils possèdent l'habilité de traiter des problèmes complexes et variés ;
- 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, [9].

## 2.3 Technique d'aptitude

Pour appliquer les AGs, on doit avoir une fonction du coût ou un 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 différent 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  $y(.)$  est calculée et cette valeur du coût est alors transformée en valeur d'aptitude pour qu'elle convienne dans un AG, [11].

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 :

$$\max_{x \in E} \{f(x)\} \quad (2, 1)$$

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 (2, 1).

$$\max_{x \in E} \{f(x)\} + F_{min} \quad (2, 2)$$

Dans beaucoup de situation, l'objectif est exprimé sous la forme de minimisation d'une fonction de performance  $y$ ,

$$\min_{x \in E} \{y(x)\} \quad (2, 3)$$

Le passage du problème de minimisation au problème de maximisation est obtenu par la transformation de la fonction  $y$ .

Il y a plusieurs méthodes pour établir cette transformation. Ces méthodes sont appelées les techniques d'aptitudes.

### 2.3.1 Transformation directe

Cette technique transforme la fonction  $y(.)$  à minimiser en une valeur d'aptitude  $f_j$  qui doit être maximisée par l'AG. La plus utilisée est :

$$\max_{x \in E} \{h(x)\} \quad (2, 4)$$

Avec :

$$h(x) = \begin{cases} G_{max} - y(x) & G_{max} \geq y(x) \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (2, 5)$$

Le choix de la fonction  $h$  n'est pas unique. En effet, toute composition de la fonction  $y$  par une fonction quelconque décroissante et monotone sur le domaine  $E$ , conduira à un problème de maximisation équivalent à l'équation (2, 3). On rencontre notamment dans la littérature la fonction de la transformation  $h$  donnée par :

$$h(x) = \frac{1}{1 + y(x)} \quad (2, 6)$$

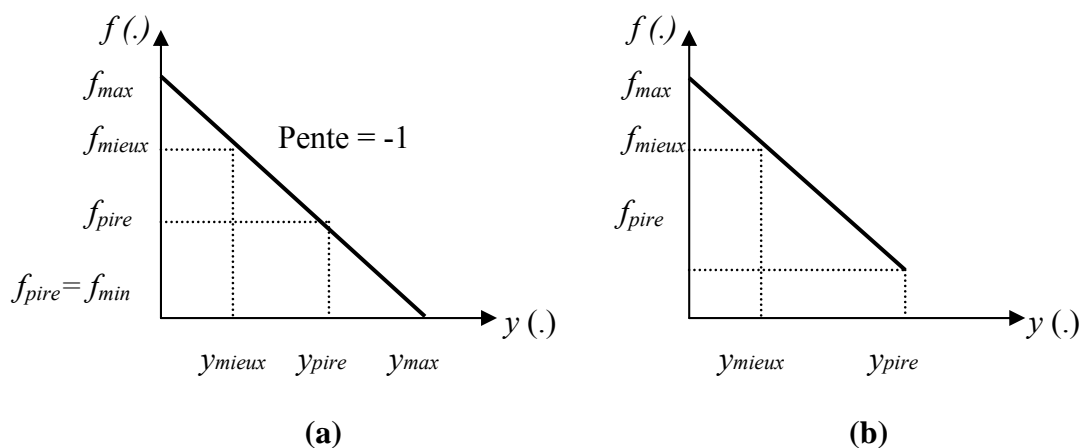
### 2.3.2 Fenêtrage

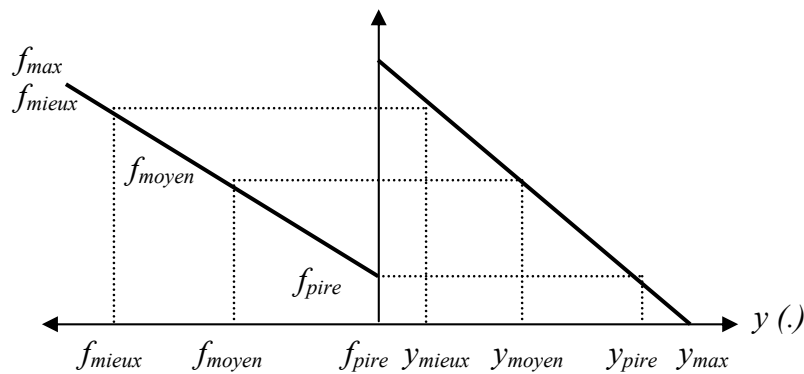
Une valeur d'aptitude minimale au zéro est donnée au pire chromosome. Alors chaque membre de la population est crédité avec une aptitude croissante proportionnelle à la quantité avec laquelle le coût du pire cas dépasse son coût.

### 2.3.3 Changement linéaire d'échelle

Premièrement une aptitude brute est calculée en utilisant une transformation directe, puis une fonction linéaire transforme l'aptitude brute en  $f_j$  tel que le coût moyen de la population est transformé en aptitude moyenne et aptitude zéro ou une quantité minimale est donnée au chromosome avec la coût maximale.

La transformation directe est le plus simple et directe est le plus simple et directe des méthodes transformant les valeurs du coût en valeur d'aptitude ; mais, aussitôt que la recherche se développe, la population devient plus uniforme et la différence d'aptitude entre les chromosomes bons et mauvais devient petit. Puisque cette différence la gouverne la survie et la décadence des chromosomes, la performance de l'algorithme décroît. Le fenêtrage et le changement linéaire d'échelle produisent deux alternatives pour surmonter cette difficulté, [11].





(c)

**Figure 2.1** fonction d'adaptation ; (a) transformation directe, (b) fenêtrage, (c) changement linéaire d'échelle.

## 2.4 Principes généraux des fonctionnements

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, [13]:

- ❖ 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 ;
- ❖ 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 ;
- ❖ Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur de  $\mathbf{R}^+$  appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu ;
- ❖ 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 ;
- ❖ 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.

## 2.5 Description détaillée

### 2.5.1 Le 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, [13] :

- 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.
- 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.

### 2.5.2 La 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 à 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.

### **2.5.3 Une 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 suivant 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  $\mathbf{R}^+$  appelée fitness, ou adaptabilité. Un élément de population qui viole une contrainte ou qui est en total dé adéquation 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.

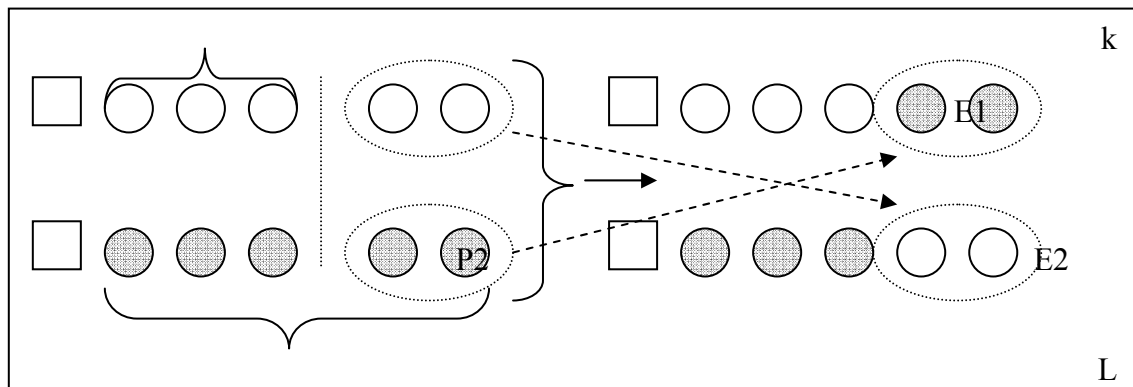
### **2.5.4 La diversification du milieu**

Afin de diversifier le milieu d'une génération à l'autre, il est nécessaire d'introduire divers opérateurs :

#### **2.5.4.1 l'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). 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, [13].



**Figure 2.2** Mécanisme de l'opération de croisement à découpage de chromosomes

Autrement dit, les nouveaux individus sont déterminés par combinaison linéaire comme suit :

$$E_1(i) = k \cdot P_1(i) + (L - k) P_2(i) \quad (2, 7)$$

$$E_2(i) = (L - k) P_1(i) + k \cdot P_2(i) \quad (2, 8)$$

Il existe plusieurs types d'opérateurs de croisement :

### 2.5.4.1.1 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 (2, 3).

Parent 1	00110100	1110
Parent 2	01110110	0101
-----		
Enfant 1	00110100	0101
Enfant 2	01110110	1110

**Figure 2.3** Croisement à un point.

### 2.5.4.1.2 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 2.4** Croisement en deux points.

### 2.5.4.1.3 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 2.5** croisement aléatoire.

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.

#### 2.5.4.2 L'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, [13].

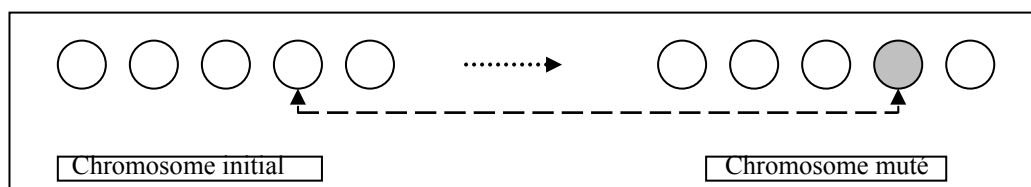


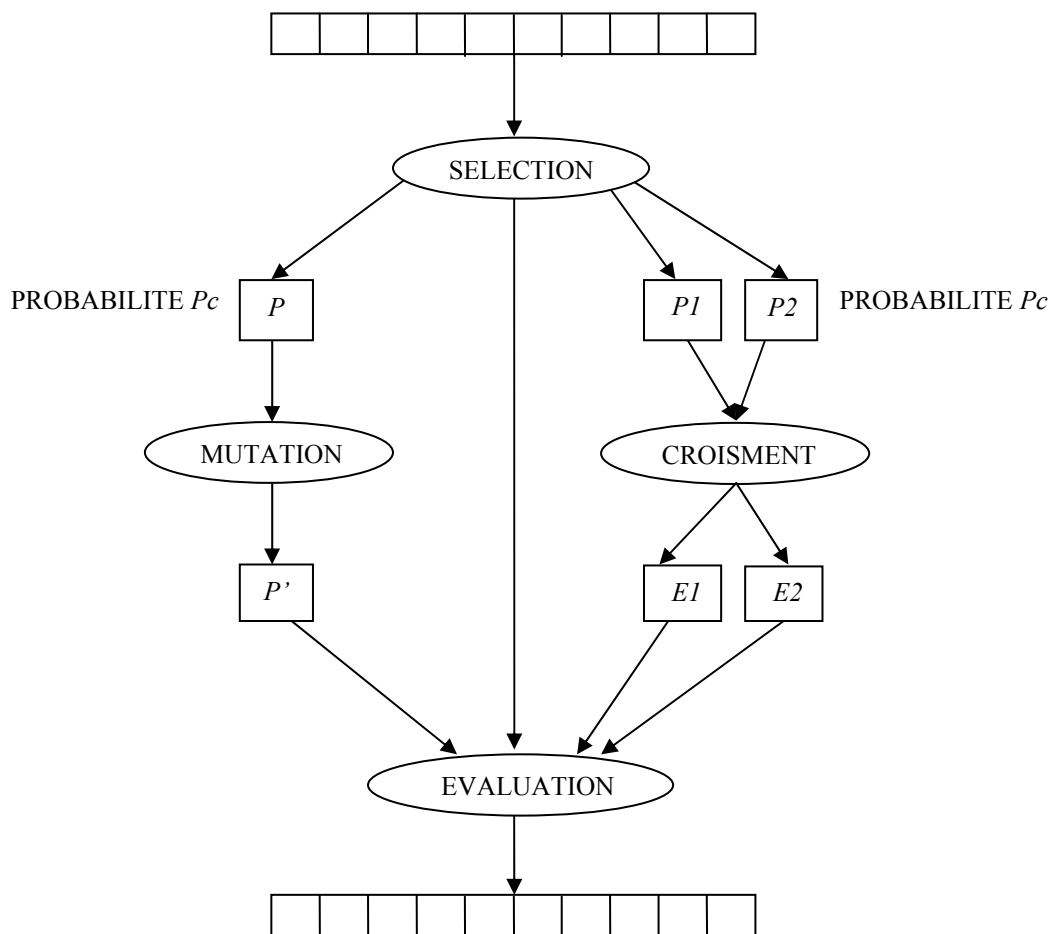
Figure 2.6 Opération de mutation d'un gène

#### 2.5.4.3 Les 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

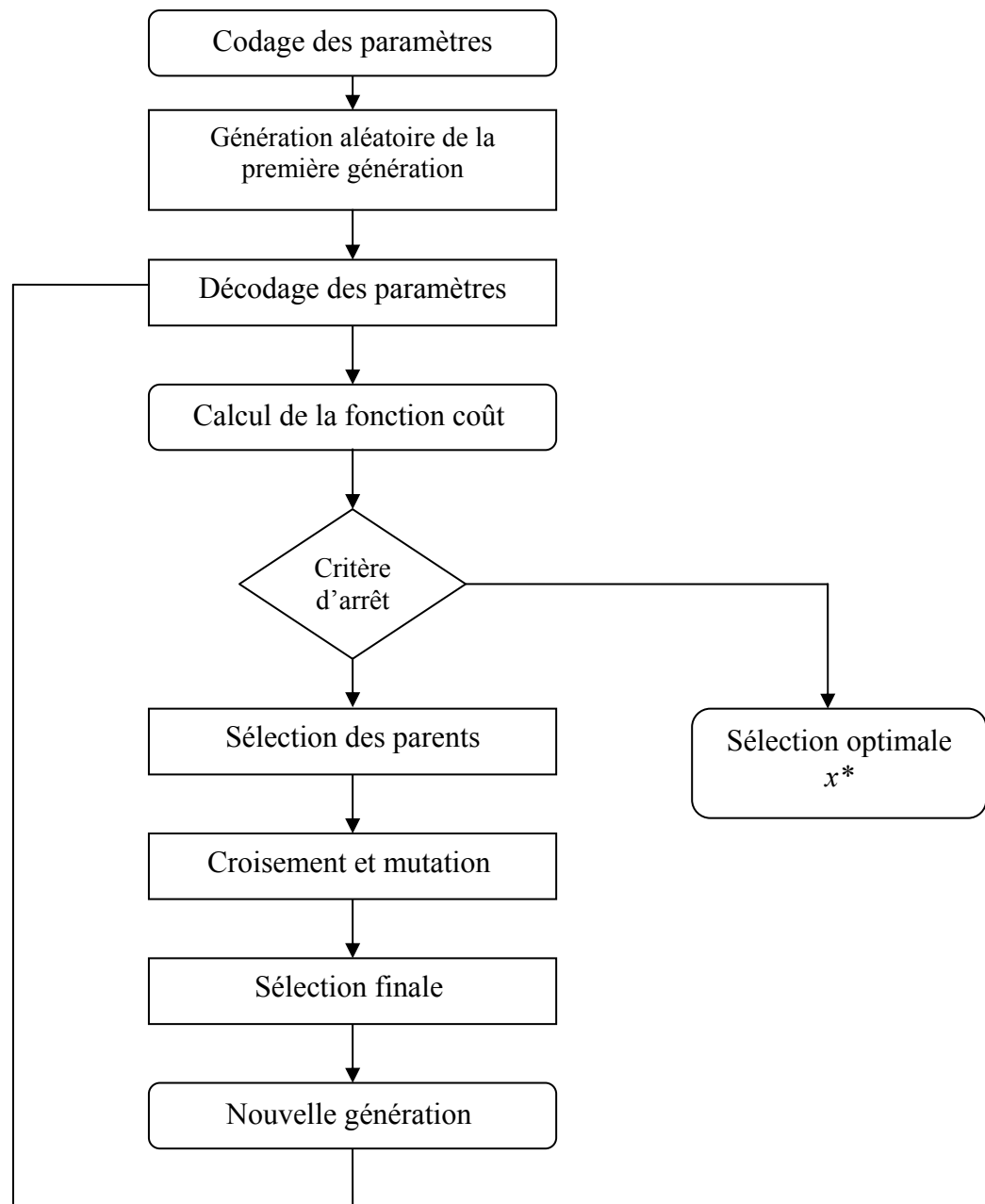
athématique de sélection en raison du peu de tirages effectués. Un biais de sélection plus ou moins fort existe suivant la dimension de la population. D'autres méthodes, que je ne détaillerais pas car elles sont beaucoup plus complexes en terme de nombre de calculs, peuvent être utilisées, telles que la méthode du " stochastic remainder without replacement selection ".

## 2.6 Principe général des AGs



**Figure 2.7** Principe général des algorithmes génétiques, [12].

## 2.7 Mécanisme d'un AG



**Figure 2.8** Organigramme de l'AG, [11].

## 2.8 Application des AGs aux Fonctions Mathématiques

On a constaté qu'il est d'intérêt de développer la procédure de la mise en œuvre d'un algorithme génétique pour résoudre des problèmes d'optimisation concrétisés par des exemples.

### 2.8.1 Procédure de Maximisation des Fonction 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, [10] :

- L'intervalle  $[a, b]$  est subdivisé en  $(b-a)10^n$  petits intervalles qui représenteront chacun un chromosome.
- Chaque chromosome est codé en binaire à l'aide de  $k$  bits, avec  $k$  vérifiant les inéquations suivantes :

$$2^{(k-1)} < (b-a)10^n \leq 2^k \quad (2, 9)$$

- La valeur décimale,  $x'$ , correspondant au code binaire de chaque chromosome binaire  $v_j = (a_{k-1} \dots a_1 a_0)_j$ , est calculé par :

$$x'_j = \sum_{i=0}^{i=k-1} a_i 2^i \quad (2, 10)$$

- Le nombre réel,  $x$ , correspondant à la valeur binaire est déterminé par :

$$x_j = a + x'_j \left( \frac{b-a}{2^k - 1} \right) \quad (2, 11)$$

- Pour chaque génération les calculs suivants sont effectués :
  - Calcul de la fonction d'évaluation  $feval(x_j)$  pour chaque chromosome  $v_j$ ,
  - Calcul de l'évaluation totale,  $F$ , de la population constitué de  $N$  individus :

$$F = \sum_{j=1}^N feval(x_j) \quad (2, 12)$$

- Calcule de la probabilité de sélection,  $P_s$ , de chaque chromosome :

$$P_{sj} = \frac{feval(x_j)}{F} \quad (2, 13)$$

- Calcul de la probabilité de cumulative,  $q$ , pour chaque chromosome :

$$q_j = p_1 + p_2 + \dots + p_j \quad (2, 14)$$

- 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  $r_i (i = 2, N)$ .

- 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  $ri < P_c$ , le  $i^{\text{ème}}$  chromosome est sélectionné pour le croisement, sinon il n'est pas.
  - 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.
  - On mute un bit de l'ensemble des gènes des différents chromosomes si le nombre généré arbitrairement  $r \leq$  probabilité de mutation  $P_m$ .
- Dans notre cas, après chaque génération, le nombre d'individus est incrémenté progressivement afin d'introduire une assez grande diversification dans la population.

## 2.8.2 Exemples simples

Les exemples suivants sont choisis très simples pour faciliter la compréhension de l'implémentation de l'approche génétique.

- **Maximisation d'une fonction à une variable**

Cherchons le maximum de  $f(x) = -x^2 + 4x$  dans l'intervalle  $[1, 3]$  avec une précision de  $1/10$ .

- ✓ Analytiquement, on voit rapidement que  $f'(x) = -2x + 4$ , que  $f''(x) = -2 < 0$  et que le maximum correspond à  $x = 2$  et  $f(x) = 4$ .
- ✓ Cherchons la longueur du chromosome (nombre de bits de la chaîne).
- ✓ La longueur de l'intervalle est  $3 - 1 = 2$ .
- ✓ Chaque unité doit être subdivisée en 10 (précision souhaitée).
- ✓ Donc, l'intervalle est subdivisé en  $2 \times 10 = 20$  petits intervalles.
- ✓ Le nombre de bits requis pour représenter tous les réels considérés dans l'intervalle est  $k$  tel que

$$2^{(k-1)} \leq 20 \leq 2^k \quad k = 5.$$

- ✓ Pour modéliser le problème, convenons de ce qui suit :

Une population de 4 individus (chromosomes), chaque individu codé sur 5 bits (gènes).

- ✓  $P_c = 0,75$  et  $P_m = 0,01$ .

Construisons aléatoirement la génération initiale.

$V_1$	01100	$x1' = 12$	$x1 = 1 + x1' (2 / (2^5 - 1)) = 1.8$	$eval = 3.96$
$V_2$	00011	$x2' = 12$	$x2 = 1.2$	$eval = 3.96$
$V_3$	11011	$x3' = 12$	$x3 = 2.74$	$eval = 3.96$
$V_4$	10100	$x4' = 12$	$x4 = 2.29$	$eval = 3.96$

La somme des évaluation est 14.68 ; la plus grande évaluation 3,96 et la valeur moyenne 3,67.

✓ Formons la première génération.

### ➤ Sélection

En calculant les probabilités de sélection, on obtient :

$$P1 = 0,269 \quad Q1 = 0,269$$

$$P2 = 0,228 \quad Q2 = 0,497$$

$$P3 = 0,235 \quad Q3 = 0,733$$

$$P4 = 0,266 \quad Q4 = 1$$

On fait tourner 4 fois la roulette pour générer des nombres  $r$  dans  $[0, 1]$ , on obtient :

$$0,512 \quad 0,710 \quad 0,216 \quad 0,773$$

$$r = 0,512 \quad Q3 > 0,512 \quad V3 \text{ est sélectionné}$$

$$r = 0,710 \quad Q3 > 0,710 \quad V3 \text{ est sélectionné}$$

$$r = 0,216 \quad Q1 > 0,216 \quad V1 \text{ est sélectionné}$$

$$r = 0,773 \quad Q4 > 0,773 \quad V4 \text{ est sélectionné}$$

La première génération devient :

$$V1' \quad 11011$$

$$V2' \quad 11011$$

$$V3' \quad 01100$$

$$V4' \quad 10100$$

### ➤ Croisement

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 : 0,82 0,52 0,17 0,35.

Alors  $V2$ ,  $V3$ ,  $V4$  sont sélectionnés. Comme le nombre est impair, on laisse tomber le dernier.

Cela donne pour le croisement :

$$V2' \quad 11011 \quad \rightarrow \quad 11100$$

$$V3' \quad 01100 \quad \rightarrow \quad 01011$$

Après croisement on obtient :

$V1''$  11011  
 $V2''$  11100  
 $V3''$  01011  
 $V4''$  10100

➤ **Mutation**

Il y a  $4 \times 5 = 20$  bits.

On tourne la roulette 20 fois pour générer  $r$  dans  $[0, 1]$ . Si  $r < 0,01$ , on mute, alors le  $18^{\text{ième}}$  bit qui correspond au  $3^{\text{ième}}$  bit du  $4^{\text{ième}}$  vecteur.

Finalement, la première génération devient :

$V1$  11011  
 $V2$  11100  
 $V3$  01011  
 $V4$  01000

En évaluant la première génération, on obtient :

$X1 = 2,6$      $eval(V1) = 3,6$   
 $X2 = 2,5$      $eval(V2) = 3,7$   
 $X3 = 1,7$      $eval(V3) = 3,8$   
 $X4 = 1,5$      $eval(V4) = 3,7$

Évaluant totale = 14,8 la plus grande valeur = 3,8 la valeur moyenne = 3,7. On vient de terminer une itération de la boucle "Tant que".

➤ **Formons la deuxième génération**

En prenant maintenant comme population initiale la première génération et en refaisant la boucle "tant que" (on applique les opérateurs de sélection, de croisement et de mutation) on obtient la deuxième génération :

$V1$  01100     $x1 = 1,7$      $eval(V1) = 3,9$   
 $V2$  11011     $x2 = 2,6$      $eval(V2) = 3,6$   
 $V3$  01100     $x3 = 1,7$      $eval(V3) = 3,9$   
 $V4$  01011     $x4 = 1,6$      $eval(V4) = 3,8$

Somme des évaluations = 15,2.

La plus grande valeur = 3,9 (revient 2 fois).

La moyenne = 3,8.

En formant la troisième génération, à partir de la deuxième, on obtient :

Somme des évaluations = 15,5.

La plus grande valeur = 3,9 (revient trois fois).

La moyenne = 3,8.

On remarque une certaine stagnation autour de  $x = 1,7$  et  $x = 2,3$  qui donnent tous les deux  $f(x) = 3,9$ . Si on avait opté pour une précision de  $1/1000$ , l'évolution aurait été plus rapide et le maximum encore plus proche de 4 (par exemple 3,986). Dans ce cas, on aurait codé chaque nombre de l'intervalle  $[1, 3]$  sur 11 bits car l'intervalle serait subdivisé en 2000 nombres réels (voir le début de la section pour ces calculs).

## 2.9 Conclusion

Les Algorithmes Génétiques sont des systèmes originaux, s'inspirant du fonctionnement présumé du vivant. La méthode utilisée est très différente des algorithmes classiques d'optimisation. On retient quatre points principaux:

1. Utilisation d'un codage des paramètres, et non des paramètres eux-mêmes ;
2. Travail sur une population de points, au lieu d'un point unique ;
3. Utilisation des seules valeurs de la fonction à optimiser, et non de leur dérivée ou d'une autre connaissance auxiliaire ;
4. Utilisation de fonctions de transition probabilistes, non déterministes.

Il est important de comprendre que le fonctionnement d'un tel algorithme ne garantit nullement la réussite. Nous sommes en présence d'un système stochastique et la probabilité existe qu'un pool génétique soit trop éloigné de la solution, où, par exemple, qu'une convergence trop rapide bloque le processus d'évolution. Ces algorithmes n'en sont pas moins extrêmement performants, leur utilisation se développe dans des domaines aussi divers que la prévision boursière, l'ordonnancement des systèmes de production ou la programmation des robots d'assemblage dans l'industrie automobile.

# Chapitre Trois

## Identification Géométrique d'une MAS

### 3.1 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.

Le dimensionnement d'une machines électrique dépend, tant du point de vue magnétique que du point de vue électrique, d'une série de facteur liés en partie aux propriétés thermiques des matériaux isolants et en partie, à la durée de vie du collecteur (lorsque celui-ci fonction sans étincelles), ainsi qu'aux exigences de l'exploitation, pour ce qui concerne notamment la capacité de surcharge, le rendement, le facteur de puissance et les conditions de démarrage.

### 3.2 Détermination des dimensions principales

#### 3.2.1 Coefficient d'utilisation

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente ( $P_s$ ). La liaison entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par la relation, [14]:

$$\frac{P_s 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n_s} = \frac{K_{w1} B_\delta A_1}{8.6 10^3} = C \quad (3, 1)$$

$C$  est appelé coefficient d'utilisation.

La puissance apparente est :

$$P_s = \frac{P_u}{\eta \cos \varphi} \quad (3, 2)$$

On a:

$$P_s = m_1 V_1 I_1 \quad (3, 3)$$

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

$$V_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{w1} \phi$$

Et La valeur approximative de Flux :

$$\phi = a_i \tau_p l_i B_\delta \quad (3, 4)$$

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

$N_1$  Nombre de spire de primaire par phase.

$K_{w1}$  Facteur de bobinage.

- $\phi$  Flux par pôle.  
 $\tau_p$  Pas polaire.  
 $l_i$  Longueur virtuelle de l'induit.  
 $\alpha_i$  Coefficient d'aplatissement de la courbe.

En introduisant :  $f_1 = pn$  et  $\tau_p = \frac{\pi D}{2p}$ .

$p$  Nombres de paire de pôles;

$D$  désigne le Diamètre intérieur du stator (diamètre d'alésage), et en posant :

$$A_1 = \frac{2m_1 N_1 l_i}{\pi D} \quad (3, 5)$$

On obtient :

$$P_s = \frac{A_1 B_\delta K_{wl} 60 n_s D^2 l_i 10^3}{8.6 \cdot 10^3} \quad (3, 6)$$

Où  $A_1$  désigne la densité linéaire du courant, c'est-à-dire le nombre d'ampères tours par m de périphérie d'induit. Alors que l'induction dans l'entrefer  $B_\delta$  caractérise l'utilisation magnétique de la machine, la densité linéaire  $A_1$  en caractérise l'utilisation électrique.

De l'équation précédente, on tire :

$$\frac{P_s 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n_s} = \frac{K_{wl} B_\delta A_1}{8.6 \cdot 10^3} = C \quad (3, 7)$$

Le rapport  $\frac{P_s 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n_s}$ , désigne par la lettre  $C$ , est appelé le coefficient d'utilisation de la machine.

Examinons en premier lieu quelles sont les grandeurs qui exercent une influence sur le facteur de puissance et sur la capacité de surcharge de la machine asynchrone.

L'équation (3, 7) est l'équation fondamentale pour le calcul des dimensions principales de la machine.

On procède à deux manières pour le calcul du volume  $D^2 l_i$ :

- Soit on choisit un champ d'induction dans l'entrefer  $B_\delta$ , et une densité de courant linéaire  $A_1$  ;
- Ou bien on choisit un coefficient d'utilisation "  $C$  ", tel que les valeurs de  $C$ ,  $A_1$ ,  $B_\delta$  sont déterminées par des abaques en fonction de  $\tau_p$ ,  $p$  etc...

Après le calcul de la valeur de  $D^2 l_i$  on peut calculer le diamètre  $D$  et la longueur virtuelle  $l_i$  par l'utilisation de la relation empirique suivante, [3]:

$$\frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} = \lambda \quad (3, 8)$$

Le rapport  $\lambda$  est en fonction du nombre de paires de pôles, et avec un intervalle de variation pour le quel les caractéristiques de la machine reste inchangées. Ainsi que le rendement  $\eta$  et le facteur de puissance  $\cos\varphi$  sont tirés d'après des diagrammes tracés à partir des études statistiques faites sur un grand nombre de moteurs (Normes allemandes), [3].

### 3.2.2 Enroulement et encoche de la machine

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

- De la tension de service.
- De la puissance.
- Du type de bobinage.

#### 3.2.2.1 Encoche statorique

$$Z_1 = 2pqm \quad (3, 9)$$

Pour choisir le nombre d'encoches du stator  $Z_1$  en choisit le nombre d'encoches par pôles et par phases  $q$ , sachant que le nombre de paires de pôles  $p$  et le nombre de phases  $m$  sont définis, alors :

$$q = \frac{Z_1}{2pm} \quad (3, 10)$$

Le nombre d'enroulement  $q$  par pôle et par phase du stator doit être, dans tous les cas, supérieur à 2 afin que la dispersion provenant des champs harmoniques supérieurs demeure faible. Vu les pertes par pulsation du flux dans le fer des dents, on doit, dans le cas d'encoches ouvertes, choisir le nombre d'encoches du stator supérieur à celui du rotor, [14].

#### 3.2.2.2 Encoche rotorique

Il n'existe aucune théorie pour le choix du nombre d'encoches rotoriques  $Z_2$ , Cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais ou résultats pratiques pour le choix de  $Z_2$  en fonction du nombre de paire de pôle  $p$  et du nombre d'encoches statoriques  $Z_1$ , [3].

### 3.2.2.3 les enroulements

#### ❖ facteur de bobinage

$$K_{w1} = K_{p1} K_{d1} \quad (3, 11)$$

$K_{w1}$  Facteur de bobinage.

$K_{p1}$  Facteur de raccourcissement.

$K_{d1}$  Coefficient de distribution.

Généralement on adopte le rapport du raccourcissement  $\beta = C' / \tau_p \cong \tau_p - \tau_p / 6$  parce que la diminution de  $K_{p1}$  engendre une augmentation du nombre de spires  $N_1$  est de la dispersion.

$C'$ : 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  $K_{p1}$  de telle sorte que les harmoniques d'ordre 3 et multiples de 3 soient automatiquement éliminés. On choisit alors un coefficient  $K_p$  pour atténuer les harmoniques d'ordre 5, 7, 11, Ets, [14].

Pour le montage triangle le choix de  $K_{p1}$  est plus difficile puisque tous les harmoniques supérieurs subsistent. On doit adapter un coefficient de raccourcissement  $K_{p1}$  pour atténuer les influences sans prendre un  $K_{p1}$  trop petit.

Dans les machines triphasées couplées en étoile, le rapport du raccourcissement du pas doit si possible être choisi à  $\frac{C'}{\tau_p} = 0,81$ .

Tel que, [3];

#### ❖ Facteur de distribution

Il est défini par:

$$K_{d1} = \frac{\sin(\pi / (2m))}{q \sin(\pi / (2\pi q))} \quad (3, 12)$$

#### ❖ Facteur de raccourcissement

Il est défini par:

$$K_{p1} = \sin(\beta y \frac{\pi}{2}) \sin(y \frac{\pi}{2}) \quad (3, 13)$$

$y$  L'ordre d'harmonique.

### 3.3 Circuit magnétique

La loi de la circulation constitue la base du calcul du circuit magnétique. Elle s'énonce ainsi: la circulation du champ magnétique  $H$  (ou différence, ou chute de potentiel magnétique) le long d'une ligne fermée est égale au volume de courant (ou force magnétisation : F.M.M.)  $F$  couplée avec cette ligne :

$$\oint H \cdot dl = F \quad (3, 14)$$

Où  $H$  représente la composant de  $H$  dans la direction de  $dl$ .

Si  $N$  désigne le nombre de spires couplées avec le circuit magnétique (ou, ce qui revient au même, le nombre de conducteurs qui traversent la surface délimitée par ledit circuit), et si tous les conducteurs sont parcourus par le même courant  $i$ , on a alors :

$$F = Ni \quad (3, 15)$$

Dans le calcul du circuit magnétique des machines électriques, on remplace l'intégrale  $\oint H \cdot dl$  par une somme  $\sum H_i l_i$ , et on choisit les différents tronçons  $l_i$  du circuit de telle façon que les intensités de champ  $H_1, H_2, \dots$  le long de ceux-ci puissent être considérées comme constantes. Dans ces conditions, l'équation (1,14) devient :

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 + \dots + H_n l_n = F \quad (3, 16)$$

$H$  Est exprimé en A/m ;

$l$  En mètre (m) ;

$F$  En Ampère tours (At).

#### 3.3.1 Calcul de la F.M.M

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

On tire des dimensions de la machine la section  $S$  (m<sup>2</sup>) de chaque tronçon du circuit. La valeur de la force électromotrice (F.E.M.) induite permet de déterminer le flux magnétique  $\Phi_i$  par pôle en Wb. Les valeurs de l'induction  $B_i$  et de l'intensité du champ  $H_i$ , qui correspondent au flux  $\Phi_i$  dans chaque tronçon  $l_i$  du circuit, sont alors :

$$B_i = \frac{\Phi_i}{S_i} \quad , \quad H_i = \frac{B_i}{\mu_i} \quad , \quad \mu_i = \mu_0 \mu_{ri} \quad (3, 17)$$

$\mu_0$  Perméabilité magnétique de l'air.

$\mu_{ri}$  Perméabilité relative du matériau.

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 :

$$H_i L_i = F_i \quad (3, 18)$$

$$\sum_{i=1}^n H_i L_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_n = F = NI \quad (3, 19)$$

### 3.3.2 Chutes de potentiels magnétiques partiels

#### 3.3.2.1 La chute de potentiels magnétiques dans l'entrefer

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est proportionnelle à la valeur de l'induction  $B_\delta$  dans l'entrefer et à l'épaisseur  $\delta$  de celui-ci :

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta = \delta \cdot \frac{B_\delta}{\mu_0} \quad (3, 20)$$

En outre :

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{S_\delta} \quad (3, 21)$$

La détermination de la valeur de  $S_\delta$  présentes quelques difficultés, du fait des interruptions du fer que produisent le long de l'entrefer les encoches, 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. On pose :

$$S_\delta = b_i l_i \quad (3, 22)$$

L'arc polaire virtuel  $b_i$  représente une fraction du pas polaire  $\tau_p$  mesuré dans l'entrefer :

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (3, 23)$$

On a donc :

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad (3, 24)$$

Soit :

$$\alpha_i = \frac{B_{\delta eff}}{B_{\delta max}} < 1 \quad (3, 25)$$

### 3.3.2.2 La chute de potentiel magnétique dans les dents

Lorsque la saturation dans les dents n'est pas forte on peut admettre qu'avec suffisamment d'exactitude, tout le flux correspondant à un pas dentaire passe par la dent. Dans ce cas l'induction dans la dent  $B_z$  doit être inférieure à  $1.8T$ . Lorsque l'induction est très grande  $B_z > 1.8T$ , 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 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 a intérêt à avoir  $B_z < 1.8T$ . On supposerait dans ces conditions que tout le flux passe par la dent, pour calculer le champ magnétique dans cette dernière, on doit diviser la dent en plusieurs sections, puis on détermine le champ dans chaque section et on fait la somme des chutes de potentiels magnétiques, [3].

Pour calculer l'intensité moyenne du champ dans les dents, on utilise la règle de **Simpson** qui donne des résultats meilleurs, sachant qu'on subdivise la dent en trois parties, [14] :

$$H_{z.moy} = \frac{1}{6}(H_{z.min} + 4H_{z.med} + H_{z.max}) \quad (3, 26)$$

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

$H_{z.med}$  La valeur du champ médian dans la dent.

$H_{z.max}$  La valeur du champ maximum dans la dent.

$H_{z.moy}$  La valeur du champ moyenne dans la dent.

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

$$F_z = h_z \cdot H_{z.moy} \quad (3, 27)$$

$h_z$  Hauteur de la dent.

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

### 3.3.2.3 Chute de tension magnétique dans la culasse

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

$$B_{ji} = \frac{\phi}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} \quad (3, 28)$$

$B_{ji}$  Induction dans la culasse statorique  $i = 1$  ou rotorique  $i = 2$  ;

$h_{ji}$  Epaisseur de la culasse ;

Ligne de parcours moyenne pour les lignes d'induction dans les culasses.

#### ☒ Rotorique

On prend pour la ligne de parcours moyenne:

$$h_{z2} = \frac{D - 2\delta - 2pt - h_{j2}}{2p} \cdot \pi \quad (3, 29)$$

$h_{j2}$  Epaisseur de la culasse rotorique ;

$h_{z2}$  Profondeur de l'encoche rotorique ;

$pt$  Pont rotorique.

#### ☒ Statorique

$$l_{j1} = \frac{D + 2h_{z1} + h_{j1}}{2p} \cdot \pi \quad (3, 30)$$

$h_{z1}$  Profondeur (ou hauteur) de l'encoche statorique ;

$h_{j1}$  Epaisseur de la culasse statorique.

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

$$F = H_{ji} \cdot l_{ji} \quad (3, 31)$$

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

$B_{ji}$  ;

### 3.3.2.4 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  $B_\delta$ .

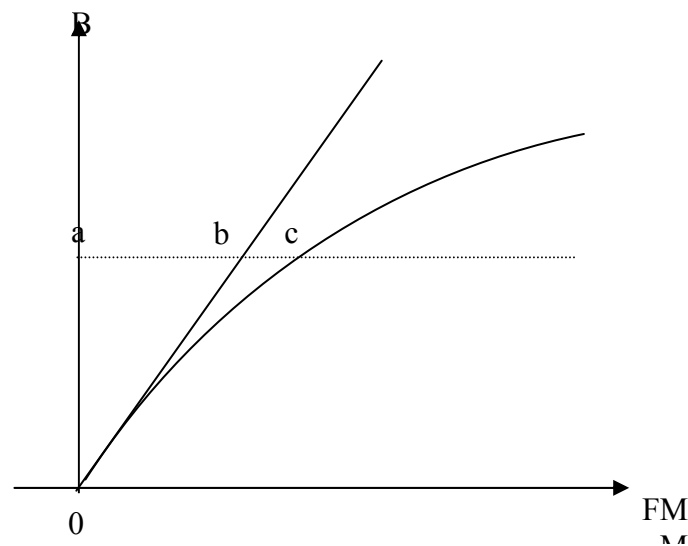
$F$  Etant la F.M.M nécessaire pour l'excitation de la machine.

On remarque que pour des petites valeurs de  $B_\delta$  la chute de tension magnétomotrice dans l'entrefer est prédominante, mais dès que  $B_\delta$  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  $F_\delta$  augmente, [15].

Ce rapport est appelé coefficient de saturation  $K_s$

$$K_s = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (3, 32)$$

Le coefficient de saturation  $K_s$  à 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.



**Figure 3.1** Courbe d'induction  $B=f(H)$  en fonction de la FMM

Avec :

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

### 3.3.2.5 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  $B_{\delta_{eff}}$  à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer  $B_{\delta}$ ,  $K_f \geq 1$ . Le coefficient  $K_f$  augmente quand la saturation diminue, celui-ci intervient dans le calcul de la F.E.M, le coefficient d'aplatissement et le coefficient de forme respectivement  $\alpha_i$  et  $K_f$  étant fonction de coefficient de saturation  $K_s$ , sont données par une courbe. Ces courbes ont été établies à partir d'études statistiques faites sur un grand nombre de machines asynchrones, [15].

### 3.3.2.6 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  $\delta$  par un

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

$K_c$  Est appelé facteur de carter.

Carter a démontré que :

$$\begin{cases} K_c = \frac{\tau_z}{\tau_z - \gamma_B \cdot \delta} \\ \gamma_B = \frac{4}{\pi} \left( \frac{s}{2\delta} \operatorname{artg} \frac{s}{2\delta} - \ln \sqrt{1 - \left( \frac{s}{\delta} \right)^2} \right) \end{cases} \quad (3, 33)$$

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

$s$  Ouverture de l'encoche ;

$\tau_z$  Pas dentaire ;

$\delta$  Entrefer.

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

$K_{c1}$  Pour un stator lisse ;

$K_{c2}$  Pour un rotor lisse.

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

D'où :

$$F_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot K_c \cdot \delta = \frac{\phi_\delta}{S_\delta \cdot \mu_0} \cdot K_c \cdot \delta \quad (3, 34)$$

### 3.3.3 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  $\phi$  dans le cas d'une induction sinusoïdale est :

$$E = 4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1} \phi \quad (3, 35)$$

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

On peut écrire pour une phase du primaire

$$N_1 = \frac{E_1}{4 \cdot K_r \cdot f_1 \cdot K_{w1} \cdot \phi} \quad (3, 36)$$

La F.C.E.M induite  $E_1$  par phase est toujours inférieure à la tension  $V$  aux bornes de la machine d'une quantité  $\Delta V$  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 .

Dans ce cas on a :

$$E_1 = V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_0 \approx V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m \quad (3, 37)$$

$$E_1 = V_1 \left( 1 - \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1} \right) = V_1 \cdot \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \quad (3, 38)$$

D'où l'on peut écrire :

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot \frac{1}{1 + \sigma_{H1}}}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot K_{w1} \cdot \phi} \quad (3, 39)$$

Le coefficient  $\sigma_{H1}$  est obtenu à partir d'un diagramme, [14].

On remarque sur ce diagramme que l'augmentation du nombre de paire de pôles engendre une augmentation de dispersion.

### 3.3.4 Correction de l'induction dans les dents et la culasse du stator

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

$$B_{\delta} = \frac{\phi_{\delta}}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad (3, 40)$$

#### ❖ Pour l'induction dans le stator

$$B_{z1p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \sigma_{H1}) \quad (3, 41)$$

$B_{z1p}$  Induction au pied de la dent ;

$\tau_{z1}$  Pas dentaire statorique ;

$Z_{1p}$  Largeur de la dent au pied de celle-ci.

$$B_{z1m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1m}} \cdot B_\delta \left( 1 + \frac{2}{3} \sigma_{H1} \right) \quad (3, 42)$$

$B_{z1m}$  Induction à mi- hauteur de la dent ;

$Z_{1m}$  Largeur de la dent à mi-hauteur de celle-ci.

$$B_{z1t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1t}} \cdot B_\delta \left( 1 + \frac{1}{3} \sigma_{H1} \right) \quad (3, 43)$$

$B_{z1t}$  Induction à la tête de la dent ;

$Z_{1t}$  Largeur de la dent à la tête de celle-ci ;

$$B_{ji} = \frac{\phi_\delta}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} (1 + \sigma_{H1}) \quad (3, 44)$$

#### ❖ Pour l'induction dans le rotor

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2p}} \cdot B_\delta \quad (3, 45)$$

$$B_{z2m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2m}} \cdot B_\delta \quad (3, 46)$$

$$B_{z2t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2t}} \cdot B_\delta \quad (3, 47)$$

$$B_{j2} = \frac{\phi_\delta}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j2}} \quad (3, 48)$$

### 3.3.5 Recalcul 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 :

$$2F_{\delta} = 2 \cdot K_c \cdot \delta \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \quad (3, 49)$$

$$2F_{z1} = 2 \cdot H_{z1} \cdot h_{z1} \quad (3, 50)$$

$$2F_{z2} = 2 \cdot H_{z2} \cdot h_{z2} \quad (3, 51)$$

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot l_{j1} \quad (3, 52)$$

$$F_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2} \quad (3, 53)$$

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

$$F_{tot} = 2F_{\delta} + 2F_{z1} + 2F_{z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad (3, 54)$$

On remarque que les dents rotoriques et statoriques sont parcourues deux fois.

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

$K_s, K_f$  et  $\alpha_i$ , coefficients qui seront utilisés par la suite dans nos calculs.

### 3.3.6 Courant magnétisant

L'équation (3.55) permet de calculer le courant magnétisant

$$I_m = \frac{p \cdot F_{tot}}{0.9 \cdot m_1 N_1 K_{w1}} \quad (3, 55)$$

### 3.3.7 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:

$$E_2 = \frac{V_1}{1 + \sigma_{H1}} \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (3, 56)$$

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

$$P_{\text{mec}} = P_u + P_{ft+vt} + P_{\text{sup}} \quad (3, 57)$$

$P_u$  Puissance utile à l'arbre ;

$P_{ft+vt}$  Pertes par frottement et ventilation ;

$P_{\text{sup}}$  Pertes superficielles et par pulsation du flux dans la dent.

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

$$m_2 I_2 E_2 (1 - g) = P_{\text{mec}} = P_u + P_{ft+vt} + P_{\text{sup}} \quad (3, 58)$$

D'où on déduit  $I_2$  :

$$I_2 = \frac{P_u + P_{ft+vt} + P_{\text{sup}}}{m_2 I_2 E_2 (1 - g)} \quad (3, 59)$$

$g$  Etant le glissement estimé ;

$m_2$  Nombre de phase du secondaire.

Ainsi le courant d'anneau est :

$$I_{\text{an}} = \frac{I_2}{2 \sin \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (3, 60)$$

### 3.4 La dispersion

Lorsqu'un circuit électrique linéaire est excité par un courant alternatif, il devient le siège d'une F.E.M. d'auto-induction, qui est différent de la F.E.M. induite dans un circuit secondaire (ouvert). La différence entre ces deux F.E.M est appelée la F.E.M de dispersion.

Le rapport de flux de dispersion au flux produit en commun entre deux circuits électriques est appelé coefficient de dispersion de **Heyland**, qu'indique le pourcentage de dispersion, [3,14].

$$\sigma_{H1} = \frac{(L_1 - M).I_1}{M.I_1} = \frac{L_{\sigma 1}}{M} \quad (3, 61)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{(L_2 - M).I_2}{M.I_2} = \frac{L_{\sigma 2}}{M} \quad (3, 62)$$

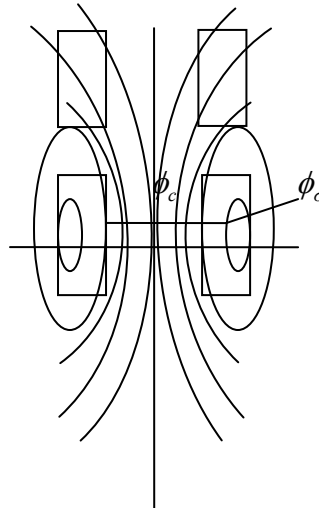
$L_1, L_2$  Inductance cyclique d'une phase statorique et rotorique.

$M$  La mutuelle.

Le coefficient de dispersion total de **Heyland** est :

$$\sigma_H = (\sigma_{H1} + \sigma_{H2}) + (\sigma_{H1} \cdot \sigma_{H2}) \quad (3, 63)$$

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



**Figure 3.2 Illustration de la notion de dispersion**

Tout ce qui a été dit sur l'application des définitions des dispersions aux machines et transformateurs a démontré qu'une détermination exacte de la dispersion rencontre de très grande difficulté. Cependant en pratique, il existe des formules qui donnent des résultats proche de la réalité.

Le calcul de la dispersion peut être divisé en 3 parties :

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

### 3.4.1.1 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 :

$$\lambda_{\sigma} = \frac{h_1}{3 \cdot b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (3, 64)$$

Pour une encoche trapézoïdale on prend  $b_z$  à la tête de la dent, [14,15].

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

$$\lambda_{\sigma s} = 0,66 + \frac{h_4}{b_4} \quad (3, 65)$$

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

### 3.4.1.2 Réactance de fuite différentielle

Pour pouvoir déterminer la réactance de fuite différentielle il faut sommer l'influence des harmoniques supérieures d'ordre  $\nu$

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

$$\Lambda_{\sigma d1} = \frac{m_1}{\delta \cdot \pi^2} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot \frac{\mu_0}{K_c \cdot K_s} \sum \left( \frac{K_{w\nu}}{\nu} \right)^2 \quad (3, 66)$$

$\sum \left( \frac{K_{w\nu}}{\nu} \right)^2$  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:

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \frac{m_1}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_p \cdot l_i}{K_c \cdot K_s \cdot \delta} \cdot \sum_{\nu} \left( \frac{1}{(2 \cdot Z_2 \cdot \frac{\nu}{2p}) + 1} \right)^2 \quad (3, 67)$$

La valeur des facteurs  $\sum_{\nu} \frac{1}{2 \cdot Z_2 \cdot \frac{\nu}{2p}}$  est donnée, [14].

### 3.4.1.3 Réactance de fuite des têtes de bobines

Le calcul de la dispersion des têtes de bobines est fait d'une manière très approximative, 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, [14,15].

On a :

$$X_{\sigma b} = 12,56 \cdot f \cdot \frac{N^2}{p} \cdot \Lambda_{\sigma b} \quad (3, 68)$$

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

$$\Lambda_{b1} = 1,13 \cdot \mu_0 \cdot K_{wp}^2 \cdot (d_{21} + 0,5 \cdot d_{31}) \quad (3, 69)$$

La signification de  $d_{21}$  et  $d_{31}$  est donnée au référence, [14].

Pour déterminer les deux dimensions  $d_{21}$  et  $d_{31}$ , il faut calculer la longueur d'un conducteur pour une petite machine.

$$L_c = L_a + 1,3 \tau_p \cdot \left( \frac{C}{\tau_p} \right) + 5 \text{ cm} \quad (3, 70)$$

$$L_{tête} = 1,3 \cdot \tau_p \cdot \left( \frac{C}{\tau_p} \right) + 5 \text{ cm} \quad (3, 71)$$

La longueur  $d_{31}$  peut être calculée, si on impose la longueur  $d_{21}$ .

$$d_{31}^2 = d_{21}^2 - \left( \frac{\tau_p}{2} \left( \frac{C}{\tau_p} \right) \right)^2 \quad (3, 72)$$

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot \Lambda_{\sigma b2} \quad (3, 73)$$

$$\Lambda_{\sigma b2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (3, 74)$$

$g_v$  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  $\tau_p$

$g_v = f\left(\frac{\tau_p}{d_e}, \frac{d_e}{e}\right)$ ; La distance  $d_e$  est déduite du schéma, [14].

D'où :

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (3, 75)$$

L'inclinaison des encoches du rotor, visa a des harmoniques de denture, provoque une augmentation de la réactance de fuite différentielle: soit  $\tau_{z2}$  le pas dentaire du secondaire,  $B$

l'induction de l'encoche, on admet un facteur de correction pour la perméance de fuite différentielle,  $\left(1 + \left(\frac{B}{\tau_{z2}}\right)^2\right)$

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot (\Lambda_{\sigma b2} + \Lambda_{\sigma z2} + \Lambda_{\sigma d2}) \quad (3, 76)$$

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

$$K = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{w1}}{K_{w1}}\right)^2 \quad (3, 77)$$

La présence du pont rotorique, pour l'encoche rotorique, provoque des fuites supplémentaires par le pont. En supposant une induction dans le pont, le cas le plus défavorable,  $B_{\text{pont}} = 2 \text{ T}$

On admet une perméance de pont:

$$\Lambda = \frac{B_{\text{pont}} \cdot 2K_{fe} \cdot l_{fe} \cdot p_{t2}}{2,84 \cdot I_{\text{bardema}} \cdot Z_{z2}} \quad (3, 78)$$

$I_{\text{bardema}}$  Le courant de la barre au démarrage

### 3.4.2 Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma1} \cdot I_m}{V_1 - X_{\sigma1} \cdot I_m} \quad (3, 79)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma2}}{X_{\sigma1}} \sigma_{H1} \quad (3, 80)$$

## 3.5 Les pertes

Nous avons dans " le chapitre un ", les pertes dans une machine divisées en quatre parties :

- ✓ Les pertes par effet Joule ou pertes en cuivre.
- ✓ Les pertes par Hystérésis, courants de Foucault et pulsation du flux (pertes dans le fer).
- ✓ Les pertes par frottement et ventilation, qui sont très petites par rapport aux autres pertes.
- ✓ Les pertes supplémentaires en cuivre et dans les parties constructives de la machine, généralement sont estimées à 0,5% de la puissance nominale (normes allemandes).

### 3.5.1 Pertes en cuivre

Dans un enroulement de résistance  $R$  les pertes joule simples de cuivre produit par un courant  $I$  sont égale à:

$$p_j = R.I^2 \quad (3, 81)$$

#### 3.5.1.1 Pertes en cuivre dans le stator

Le calcul de la résistance statorique est généralement rapporté à la température  $75^\circ\text{c}$ .

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

$$P_{j1} = m_1 R_1 I_1^2 \quad (3, 82)$$

$R_1$  Représente la résistance statorique par phase.

$I_1$  Courant de phase.

$m_1$  Nombre de phases.

Pour le calcul de la résistance statorique  $R_1$  pour une phase on utilise la formule suivante:

$$R_1 = \rho \cdot \frac{L_{tot}}{S} = 2 \cdot N_n \cdot l_{CO} \cdot \frac{\rho}{S} \quad (3, 83)$$

$$S = \pi \cdot \frac{d^2}{4} \quad (3, 84)$$

$S$  La section des conducteurs utilisant dans l'enroulement.

$\rho$  La résistivité de cuivre, elle est dépend de la température de cuivre.

$l_{CO}$  La longueur de conducteur.

$N_n$  Nombre du conducteur par phase.

La longueur totale de l'enroulement pour une phase est :

$$L_{tot} = 2 \cdot N_n \cdot l_{CO} \quad (3, 85)$$

$L_{tot}$  La longueur total d'enroulement pour une phase.

La longueur du conducteur est:

$$L_{CO} = l_a + 1,3\tau_p \left( \frac{C'}{\tau_p} \right) + 5cm \quad (3, 86)$$

#### 3.5.1.2 Perte en cuivre dans le rotor

Les pertes dans le cuivre pour le secondaire sont:

$$P_{CU2} = m_2 R_2 \cdot I_{2bar}^2 = m_2 R_2' I_2'^2 \quad (3, 87)$$

$R_2$  La résistance totale d'une phase du secondaire (résistance d'une barre).

$R_2'$  La résistance totale d'une phase du secondaire ramenée au primaire.

$I_2'$  Courant de barre ramenée au primaire.

$$R_{bar} = \frac{\rho L_{bar}}{S_{bar}} \quad (3, 88)$$

$L_{bar}$  La longueur d'une barre avec une inclinaison égale au pas dentaire statorique  $\tau_{z1}$ , et un dépassement de chaque coté.

$$L_{bar} = \frac{\tau_{z1}}{\sin \alpha} + \hbar \quad (3, 89)$$

$\hbar$  Le dépassement.

$$\tan g \alpha = \frac{\tau_{z1}}{L_a}, \alpha = \arctg \frac{\tau_{z1}}{L_a} \quad (3, 90)$$

La résistance de l'anneau:

$$R_{an} = \rho \frac{L_{an}}{S_{an}} \quad (3, 91)$$

La longueur de l'anneau est prise d'une manière approximation:

$$L_{an} = (\tau_p) - \left( \frac{d_b}{2} \right) \quad (3, 92)$$

$d_b$  Diamètre de la barre.

### 3.5.2 Pertes fer

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

#### 3.5.2.1 pertes d'Hystérésis

On peut déterminer les pertes par hystérésis par l'expression :

$$P_h = K_h \cdot f \cdot B_m^2 \quad (3, 93)$$

Avec :

$K_h$  Coefficient de pertes par hystérésis

### 3.5.2.2 Pertes par courant de Foucault

On peut exprimer les pertes par courant de Foucault par la relation :

$$P_w = \sigma_w (S_t f \hat{B})^2 10^{-2} \quad (W/Kg) \quad (3, 94)$$

$S_t$  Désigne l'épaisseur de la tôle du fer.

$f$  Fréquence des courant.

$\sigma_w$  Constant de fer.

Enfin les pertes dans le fer (Les pertes Hystérésis et de Foucault) sont transformés en chaleur.

La somme des pertes par seconde dans un Kg de fer:

$$P_{h+w} = \sigma_H f \hat{B}^2 10^{-2} + \sigma_w (S_t f \hat{B})^2 10^{-2} \quad (W/Kg) \quad (3, 95)$$

Les constants  $\sigma_H$ ,  $\sigma_w$  pour les différents matériaux sont donnés.

### 3.5.2.3 Pertes dans la culasse statorique

#### a- Les pertes Hystérésis dans la culasse statorique

On prend par considération l'influence de la répartition du champ dans la culasse en multiplie la formule (3, 93) par un coefficient  $K_{hj}$ , ce coefficient est donné par un diagramme en fonction de  $D/D_e$ , pour différentes paires de pôle.

$$P_{hj} = \sigma_H f \hat{B}^2 m_j K_{hj} 10^{-2} \quad (3, 96)$$

Les pertes sont d'autant plus grandes que ce coefficient est grand.

$D$  Diamètre à l'alésage.

$D_e$  Diamètre extérieur de la culasse

$m_j$  La masse de la culasse.

#### b- Les pertes par courants de Foucault dans la culasse statorique

Sur les mêmes considérations pour les pertes par courants de Foucault, la formule générale doit être multiplié par un coefficient  $K_{wj}$  pour tenir compte de la répartition du champ dans la culasse.

$$P_{wj} = \sigma_w (S_t f \hat{B}_J) m_j K_{wj} 10^2 \quad (3, 97)$$

Les pertes totales par Hystérésis et par courants de Foucault dans la culasse statorique sont:

$$P_{(h+w)j} = (K_{hj} \sigma_h f 10^{-2} + K_{wj} \sigma_w (S_t f)^2 10^2) \hat{B}_J^2 m_j \quad (3, 98)$$

$$m_j = \gamma K_{fe} L_{fe} \left( \left( \frac{D_e}{2} \right)^2 - \left( \frac{D}{2} + h_{z1} \right)^2 \right) \pi \quad (3, 99)$$

$$D_e = D + 2h_{j1} + 2h_{z1} \quad (3, 100)$$

$\gamma$  Densité volumique des tôles des fers.

$h_{z1}$  Profondeur de la dent statorique.

$h_{j1}$  Epaisseur de la culasse.

### 3.5.2.3 Pertes dans les dents

#### a- Les pertes Hystérésis dans les dents

Les pertes d'Hystérésis dans les dents d'encoche statorique des machines électriques sont :

$$P_{hz} = \sigma_H f \hat{B}_z^2 m_z 10^{-2} \quad (3, 101)$$

$m_z$  Masse totale des dents.

$B_z$  Est prise comme la valeur moyenne de l'induction au pied, au milieu et à la tête de la dent

#### b- Les pertes par courant de Foucault dans les dents

$$P_{wz} = \sigma_w (S_t f \hat{B})^2 m_z 10^2 \quad (3, 102)$$

$$m_z = M_{z1} Z_1 \quad (3, 103)$$

$$M_{z1} = \gamma v \quad (3, 104)$$

$\gamma$  Densité de la tôle de fer.

$Z_1$  Nombre d'encoche statorique.

$M_{z1}$  La masse d'une dent.

$v$  Volume du fer.

A titre d'exemple pour une encoche trapézoïdale :

$$v = (v_1 + v_2 + v_3) \quad (3, 105)$$

$$v_1 = (\tau_{z1} - s)h_4L_{fe}K_{fe} \quad (3, 106)$$

$$v_2 = \frac{Z_{1m} + (\tau_{z1} - s)}{2}L_{fe}K_{fe}h_3 \quad (3, 107)$$

$$v_3 = hZ_{1m}L_{fe}K_{fe} \quad (3, 108)$$

Les pertes totales par Hystérésis et par courants de Foucault dans les dents sont:

$$P_{(h+w)_z} = (f \cdot \sigma_h \cdot 10^{-2} + (S_t \cdot f)^2 10^2 \sigma_w) \cdot \hat{B}_z^2 \cdot m_z \quad (3, 109)$$

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

$$P_{(h+w)_z} = P_{fe}^- B_{zm} \quad (3, 110)$$

La valeur de  $P_{fe}^-$  est donnée, [14].

### 3.6 Détermination des paramètres de marche à vide de la machine

- Courant de marche à vide  $I_0$  ;
- 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, [14].

$$I_0 = I_{m0} + I_{0a} \quad (3, 111)$$

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

$I_{0a}$  Courant watté.

$I_m$  Courant déwatté.

$$I_{0a} = \frac{P_{fe} + P_{vt+ft}}{m_1 \cdot V_1} \quad (3, 112)$$

$$\begin{cases} I_0^2 = I_{0a}^2 + I_m^2 \\ \cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} \end{cases} \quad (3, 113)$$

### 3.7 Calcul des paramètres de marche en court circuit

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

Avec :

$$I_{cc} = \frac{V_1 \cdot (1 + \sigma_{H1})}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{tot})^2}} \quad (3, 114)$$

$$X_{\sigma tot} = X_{\sigma 1} + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot X_{\sigma 2}^-] \quad (3, 115)$$

$$R_{\sigma tot} = R_1 + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot R_2'] \quad (3, 116)$$

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

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{R_{tot}}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{tot})^2}} \quad (3, 117)$$

### 3.8 Paramètres du schéma équivalent de la machine

$$L_s = \frac{Q_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} = \frac{3 \cdot V \cdot I_0 \cdot \sin \varphi_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} \quad (3, 118)$$

$$L_s - l_{fs} = M \quad (3, 119)$$

$$L_r' = M + l_{f2}' \quad (3, 120)$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r' \cdot L_s} \quad (3, 121)$$

### **3.9 Conclusion**

Dans ce chapitre il a été consacré à l'identification paramétrique de la machine électrique en cas générale. Cette méthode est concéderai une méthode classique. Nous avons dans cette dernière, Les éléments du schéma équivalent sont obtenus à partir d'essais simples (essais à vide, essais en court-circuit) et traités de façon simple (cercle des courants).

Dans le chapitre suivant en utilise l'identification paramétrique de la machine asynchrone par l'algorithme génétique. Cette identification est utilisée des techniques numérique modernes à provoqué l'apparition des techniques plus performants dont la méthode est la plus utilisée.

# Chapitre Quatre

## Identification Paramétrique d'une MAS par l'AG

## 4.1 Introduction

*A travers ce chapitre, on développera la procédure d'identification par algorithmes génétique avec une stratégie d'adaptation des espaces de recherche. Elle vise à déterminer aléatoirement les valeur optimales des paramètres de la machine asynchrone a haut rendement traitée dans le chapitre un. Ces paramètres du modèle de la machine seront utilisés pour l'établissement des caractéristiques en régime permanent afin de les comparer à deux méthodes d'identification, géométrique et par l'algorithme génétique.*

*Du moment que les algorithmes génétiques standard sont des techniques à dynamique lente de nature, une stratégie viable est nécessaire pour accélérer ce dynamisme. Dans ce but, une stratégie d'adaptation des bornes de l'espace de recherche a été développée et appliquée à l'indentification paramétrique d'une machine asynchrone conventionnelle. Cette stratégie repose sur le principe de guidage et d'orientation de l'espace de recherche .En effet, cet espace se rétrécit progressivement suivant une cadence évolutive d'ajustement de ces bornes selon la meilleure solution courante (locale) de chaque itération. [10].*

## 4.2 Méthode d'identification

Classiquement, les éléments du schéma équivalent sont obtenus à partir des essais simples (essais à vide, en court circuit) et traités de façon simple (cercle des courant).

Les méthodes d'identification paramétriques utilisées et appliquées pour le moteur, sont :

- Méthode des essais classique;
- Méthode des moindres carrés;
- Méthode plaque;
- Méthode du diagramme H-G.

Nous proposons aussi l'identification par l'algorithme génétique qui été déjà présentée dans le deuxième chapitre.

L'utilisation des techniques numérique modernes a provoqué l'apparition des technique plus performantes dont la méthode du modèle est la plus utilisée.

La méthode du modèle est utilisée pour détermine les paramètres des machines électriques dont les équation sont écrites sous forme d'équation d'état, [11].

Le but de ce dernier est de trouver le vecteur  $x$  ( $x_1, \dots, x_n$ ) représentant une liste de  $n$  paramètre, chacun d'eux est borné par :

$$x_{i\min} \leq x_i \leq x_{i\max}$$

$i = 1, \dots, n$  qui minimise la fonction d'adaptation  $F(x)$ , en respectant les  $m$  contraintes :

$$G_k(x) \leq 0 ; k = 1, \dots, m.$$

Les bornes inférieure et supérieure de chaque paramètre  $x_i$  déterminent l'intervalle de recherche dans l'espace de recherche défini par  $x$ .

### **4.3 Notre contribution**

Il s'agit l'application de La fonction fitness (fonction aptitude) qui est la fonction que vous voulez optimiser. Pour les algorithmes de l'optimisation standard, c'est connu comme la fonction objective. La boîte à outils essaie de trouver le minimum de la fonction de l'aptitude. Vous pouvez écrire la fonction de l'aptitude comme un fichier et le passer comme une discussion de l'entrée à la fonction de l'algorithme génétique principale, l'individu est tout point auquel vous pouvez appliquer la fonction de l'aptitude, la valeur de la fonction de l'aptitude pour un individu est son résultat. Un individu est généralement connu sous le nom d'un génome et les entrées du vecteur d'un individu comme gènes.

La diversité est essentielle à l'algorithme génétique parce qu'il permet à l'algorithme de chercher une plus grande région de l'espace. La meilleure valeur de la fonction pour une population est la plus petite valeur de l'aptitude pour tout individu dans la population.

### **4.4 Présentation des Résultats d'identification**

La proposition décrite a été concrétisée et les paramètres de la machine asynchrone à haut rendement, présentée au chapitre un, ont été identifiés par ces algorithmes à l'aide d'un programme développé sous environnement Matlab7. Subséquemment, les résultats paramétriques des vecteurs optimums de trois lancements du programme avec ceux de la méthode géométrique de conception obtenue lors de l'étude d'identification menée au chapitre trois sont regroupés dans les tableaux suivants.

#### **4.4.1 Tableaux de résultats**

Les tableaux suivant représentent les résultats du programme d'optimisation et l'influence de chaque paramètre sur le rendement de la machine.

**a) Influence de la fréquence**

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$f_s=[ ]$ (Hz)	$f_{soptim}$ (Hz)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	77	78,33	78,50	[48 52]	51,35	260	416	7,602	0,7085	5,2067
5,5	85	85,25	85,46	[50 60]	52,87	90	109	1,158	0,2242	0,6658
11	87	87,57	88,00	[50 60]	56,16	32	38	0,347	0,745	0,1913
22	90	90,11	90,40	[54 60]	59,24	21	22	0,1235	0,0715	0,0780
75	94,5	94,39	94,66	[55 60]	57,26	5,3	8,5	0,0254	0,0188	0,0215
110	92,5	92,06	92,07	[50 55]	53,63	4,79	6,61	0,0171	0,0148	0,0117
220	94	93,31	93,49	[55 60]	57,70	1,35	2,18	0,0065	0,0049	0,0042

**Tabl. 4.1** Résultats pour p=1

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$f_s=[ ]$ (Hz)	$f_{soptim}$ (Hz)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	76,36	77,90	[50 60]	59,21	176	271	7,058	0,3802	6,6610
5,5	84	85,47	86,49	[50 60]	56,86	65	62	1,0111	0,1666	0,8226
11	88	87,27	88,06	[60 65]	63,91	28	30	0,3878	0,0791	0,3414
22	90,5	89,40	89,91	[55 65]	62,02	20	20	0,1589	0,0663	0,1411
75	94	93,04	93,49	[55 60]	58,01	3,34	3,78	0,0249	0,0124	0,0218
110	94,5	93,69	94,13	[55 65]	60,27	4,47	4,83	0,0198	0,0162	0,0181
200	95	94,54	95,10	[55 65]	64,93	1,31	1,2	0,0085	0,0043	0,0072

**Tabl. 4.2** Résultats pour p=2

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$f_s=[ ]$ (Hz)	$f_{soptim}$ (Hz)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	73,70	75,20	[50 58]	56,56	176	271	5,7852	0,2742	6,5270
5,5	84	84,08	85,03	[52 58]	54,99	65	62	1,1077	0,1477	1,1473
11	88	86,51	88,04	[60 70]	69,90	28	30	0,2928	0,0464	0,3255
22	90	88,81	90,08	[60 69]	68,52	20	20	0,1488	0,0421	0,1432
75	93,5	92,72	93,73	[60 69]	58,51	3,34	3,78	0,0330	0,0128	0,0329
110	94,5	93,35	94,07	[50 68]	66,64	4,47	4,83	0,0203	0,0087	0,9407
200	94,5	93,86	94,62	[60 69]	68,89	1,31	1,2	0,0084	0,0050	0,0080

**Tabl. 4.3** Résultats pour p=3

**b) Influence de l'induction d'entrefer (Tôles 3.6 W/Kg)**

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$B_d = [ \ ]$ (T)	$B_{doptim}$ (T)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	77	78,33	77,77	[0,4 0,5]	0,5114	111	154	5,2680	0,3517	3,2000
5,5	85	85,25	85,18	[0,4 0,6]	0,5415	90	110	1,1600	0,2261	0,6688
11	87	87,57	87,95	[0,7 0,8]	0,789	24	310	0,3529	0,0172	0,1949
22	90	90,11	90,23	[0,5 0,6]	0,599	37	32	0,1636	0,1206	0,1044
75	94,5	94,39	94,77	[0,6 0,7]	0,6813	4,89	7,85	0,0244	0,0165	0,0206
110	92,5	92,06	92,04	[0,6 0,7]	0,6815	4,83	6,66	0,0172	0,0095	0,0117
220	94	93,31	93,53	[0,6 0,8]	0,7421	1,31	2,11	0,0064	0,0026	0,0041

**Tabl. 4.4** Résultats pour p=1

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$B_d = [ \ ]$ (T)	$B_{doptim}$ (T)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	76,36	78,10	[0,5 0,7]	0,690	110	173	5,6343	0,2290	5,2888
5,5	84	85,47	86,34	[0,5 0,7]	0,6175	33	33	0,7447	0,0844	0,6012
11	88	87,27	88,64	[0,8 0,9]	0,880	15	16	0,2881	0,0407	0,2523
22	90,5	89,40	90,80	[0,7 0,9]	0,860	10	11	0,1189	0,0355	0,1050
75	94	93,04	93,77	[0,7 0,9]	0,8968	5,01	5,64	0,0304	0,0174	0,0276
110	94,5	93,69	94,36	[0,8 1,0]	0,956	3,54	3,85	0,0176	0,0124	0,0162
200	95	94,54	95,15	[0,8 0,9]	0,8765	8,44	7,95	0,0069	0,0027	0,0058

**Tal. 4.5** Résultats pour p=2

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$B_d = [ \ ]$ (T)	$B_{doptim}$ (T)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	73,70	75,52	[0,4 0,6]	0,59	303	318	9,1718	0,6506	10,420
5,5	84	84,08	85,69	[0,5 0,7]	0,67	57	66	1,1322	0,1537	1,1724
11	88	86,51	88,03	[0,8 1,0]	0,98	11	14	0,2714	0,0346	0,3015
22	90	88,81	90,05	[0,8 0,9]	0,8584	5,8	4,88	0,1087	0,0210	0,1040
75	93,5	92,72	93,62	[0,8 0,9]	0,8897	3,32	4,19	0,0324	0,0114	0,0322
110	94,5	93,35	94,05	[0,8 1,0]	0,9557	7,68	6,92	0,0117	0,0031	0,0110
200	94,5	93,86	94,65	[0,9 1,0]	0,99	1,06	1,23	0,0077	0,0041	0,0074

**Tabl. 4.6** Résultats pour p=3

**c) Influence de l'induction d'entrefer (tôle d'acier)**

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$B_d = [ \ ]$ (T)	$B_{doptim}$ (T)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$R_{ph1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	77	78,33	78,99	[0,4 0,6]	0,5416	322	512	8,43	0,7439	5,8000
5,5	85	85,25	85,56	[0,5 0,7]	0,6618	51	63	0,88	0,1140	0,4988
11	87	87,57	87,63	[0,7 0,8]	0,7516	37	45	0,3815	0,0501	0,2210
22	90	90,11	90,37	[0,7 0,8]	0,7427	20	21	0,1225	0,0429	0,0773
75	94,5	94,39	94,78	[0,6 0,7]	0,6898	2,95	4,7	0,019	0,0059	0,0069
110	92,5	92,09	91,81	[0,8 0,9]	0,8186	2,73	3,28	0,0120	0,0035	0,0081
220	94	93,31	93,54	[0,6 0,8]	0,7698	1,74	2,75	0,0073	0,0048	0,0047

**Tabl. 4.7** Résultats pour p=1

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$B_d = [ \ ]$ (T)	$B_{doptim}$ (T)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$R_{ph1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	75,88	77,32	[0,5 0,7]	0,6139	42	68	3,5200	0,0930	3,2800
5,5	84	85,47	86,08	[0,5 0,6]	0,5952	60	57	0,9733	0,1553	0,7942
11	88	87,27	87,97	[0,8 0,9]	0,8861	13	14	0,2713	0,0364	0,2373
22	90,5	89,40	89,92	[0,8 0,9]	0,8880	29	29	0,1907	0,0912	0,1700
75	94	93,04	93,73	[0,7 0,9]	0,8674	7,57	8,46	0,0372	0,0267	0,0329
110	94,5	93,69	94,37	[0,8 1,0]	0,9764	2,06	2,25	0,0135	0,0076	0,0123
200	95	94,54	95,04	[0,7 0,9]	0,8033	1,46	1,33	0,0089	0,0044	0,0076

**Tabl. 4.8** Résultats pour p=2

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$B_d = [ \ ]$ (T)	$B_{doptim}$ (T)	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4}H$ )	$R_{ph1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	73,70	75,10	[0,5 0,6]	0,566	314	328	9,3390	0,6689	10,605
5,5	84	84,08	84,98	[0,5 0,7]	0,616	37	44	0,9240	0,1000	0,9520
11	88	86,51	87,84	[0,8 1,0]	0,951	8,75	17	0,2400	0,0285	0,2660
22	90	88,81	90,16	[0,8 0,9]	0,940	7,98	6,76	0,1280	0,0278	0,1225
75	93,5	92,72	93,57	[0,8 0,9]	0,871	3,05	3,85	0,0311	0,0104	0,0309
110	94,5	93,35	94,10	[0,8 1,0]	0,981	1,34	1,19	0,0154	0,0048	0,0144
200	94,5	93,86	94,65	[0,9 1,0]	0,995	1	1	0,0076	0,0039	0,0073

**Tabl. 4.9** Résultats pour p=3

**d) Influence de la densité du courant rotorique**

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$J_2 [ \ ]$ ( $\times 10^6 A$ )	$J_{2optim}$ ( $\times 10^6 A$ )	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4} H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4} H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	77	78,33	78,42	[4,2 5]	4,83	250	390	7,3340	0,6780	4,4320
5,5	85	85,25	85,50	[3,5 4,5]	4,11	75	92	1,0616	0,1909	0,6614
11	87	87,57	87,54	[4,6 5]	4,98	46	57	0,4532	0,1012	0,2844
22	90	90,11	90,34	[4 4,8]	4,09	33	36	0,1642	0,0971	0,0624
75	94,5	94,39	94,54	[4 4,5]	4,32	6,88	11	0,0288	0,0238	0,0214
110	92,5	92,06	92,18	[4 5]	4,31	6,28	8,63	0,0195	0,0164	0,0091
220	94	93,31	93,42	[4 5]	4,26	2,21	3,54	0,0083	0,0072	0,0040

**Tabl. 4.10** Résultats pour  $p=1$

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$J_2 [ \ ]$ ( $\times 10^6 A$ )	$J_{2optim}$ ( $\times 10^6 A$ )	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4} H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4} H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	76,36	77,82	[4,5 5]	4,77	169	580	7,8102	0,6132	5,3310
5,5	84	85,47	85,63	[4,5 5]	4,92	82	78	1,1353	0,2081	0,9370
11	88	87,27	88,13	[3 3,5]	3,08	34	36	0,4273	0,0880	0,2194
22	90,5	89,40	90,44	[3,5 4,5]	3,90	22	22	0,1668	0,0725	0,1313
75	94	93,04	93,62	[2,5 3,5]	2,96	6,54	7,33	0,0347	0,0233	0,0237
110	94,5	93,69	94,35	[3 4]	3,42	4,85	5,25	0,0206	0,0174	0,0135
200	95	94,54	95,04	[2,5 3]	2,64	2,17	1,94	0,0108	0,0063	0,0050

**Tabl. 4.11** Résultats pour  $p=2$

$P_u$ (KW)	$\eta$ (%)	$\eta_{calcul}$ (%)	$\eta_{optimisé}$ (%)	$J_2 [ \ ]$ ( $\times 10^6 A$ )	$J_{2optim}$ ( $\times 10^6 A$ )	$L_{sf1}$ ( $\times 10^{-4} H$ )	$L_{fr2}$ ( $\times 10^{-4} H$ )	$Rph_{1m}$ ( $\Omega$ )	$M$ (H)	$R_{r21}$ ( $\Omega$ )
1,1	74	73,70	75,47	[3 3,5]	3,05	221	273	7,9281	0,4985	6,1249
5,5	84	84,08	84,66	[3,5 4,5]	4,45	56	64	1,1189	0,1488	0,8460
11	88	86,51	88,09	[3 4]	3,55	28	32	0,4121	0,0795	0,3025
22	90	88,81	90,80	[3 3,5]	3,25	20	17	0,2018	0,0620	0,1070
75	93,5	92,72	93,59	[2,5 3,5]	2,51	4,73	5,88	0,0384	0,0160	0,0201
110	94,5	93,35	94,05	[3 3,5]	3,06	2,85	2,48	0,0222	0,0092	0,0108
200	94,5	93,86	94,53	[2,5 3,5]	2,51	2,19	2,09	0,0111	0,0074	0,0053

**Tabl. 4.12** Résultats pour  $p=3$

## 4.4.2 Les figures

### a) Influence de fréquence

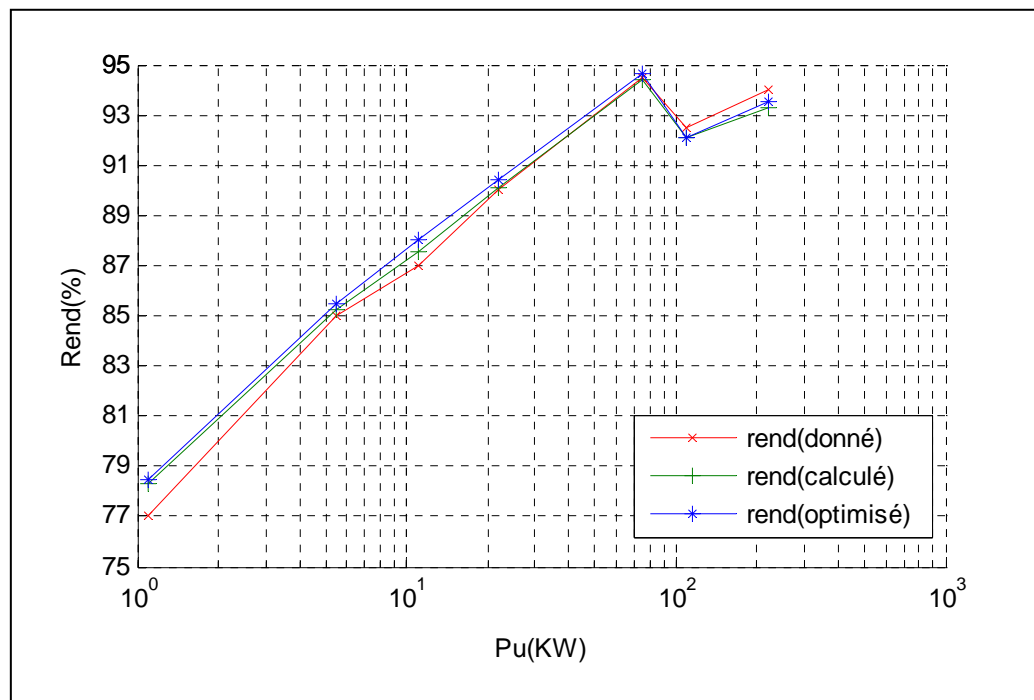


Figure 4.1  $\eta = f(Pu)$  pour  $p = 1$

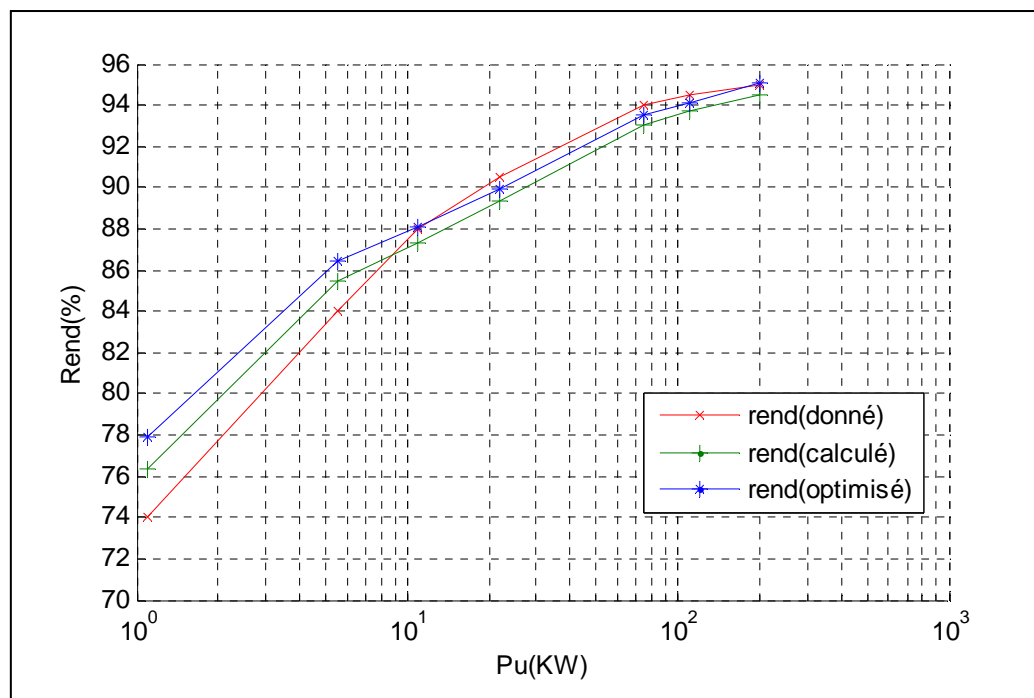
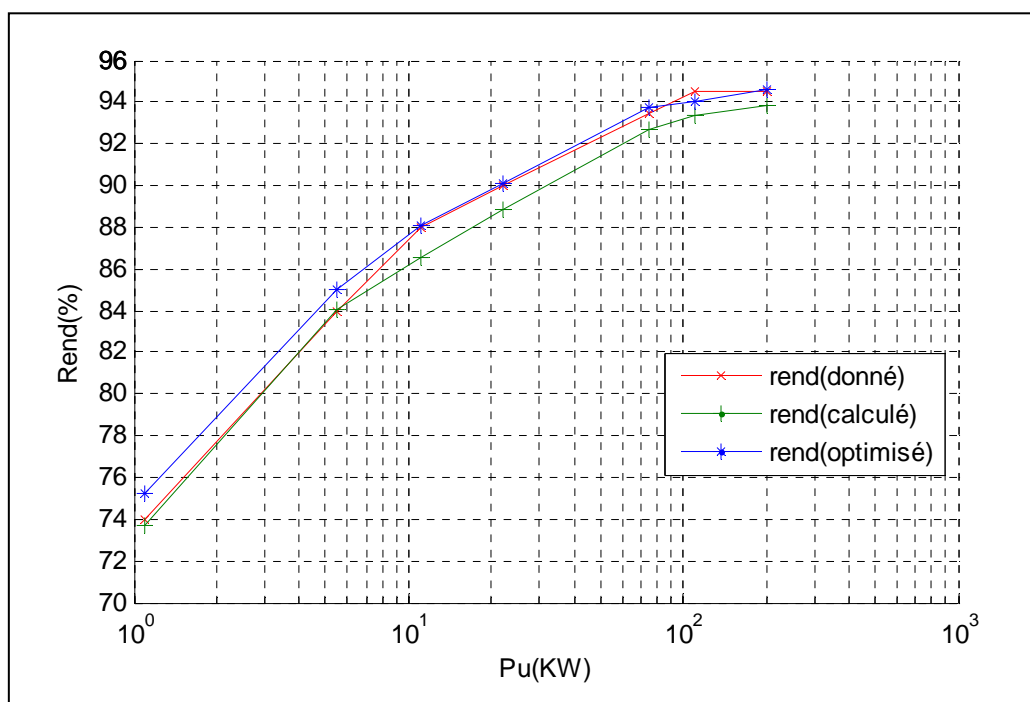
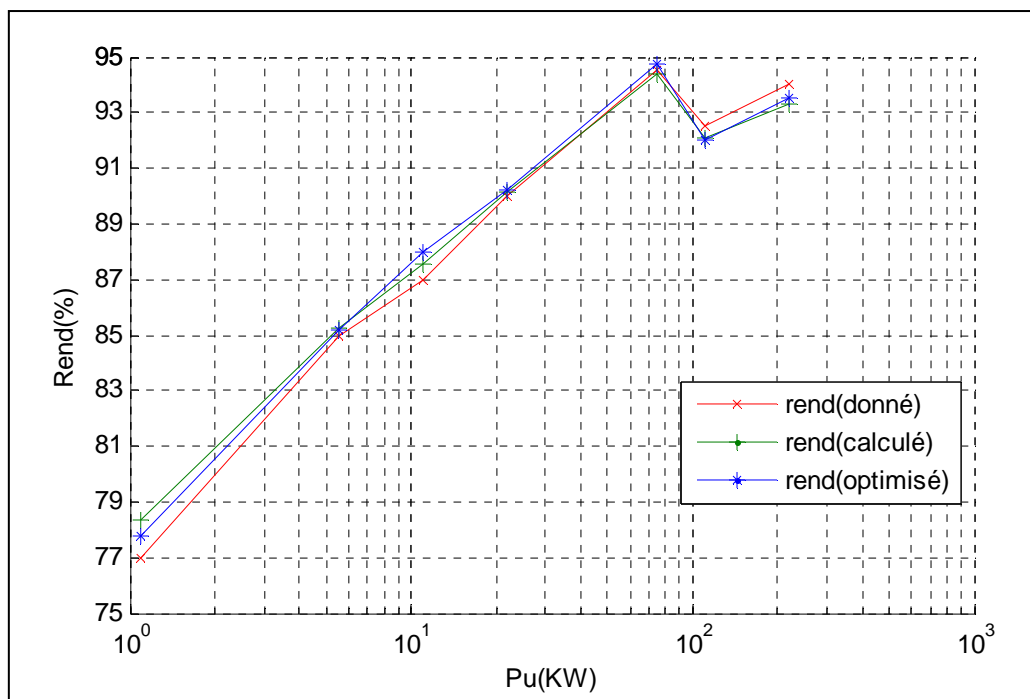


Figure 4.2  $\eta = f(Pu)$  pour  $p = 2$



**Figure 4.3**  $\eta = f(P_u)$  pour  $p = 3$

**b) Influence de l'induction d'entrefer (tôle de 3.6 W/Kg)**



**Figure 4.4**  $\eta = f(P_u)$  pour  $P = 1$

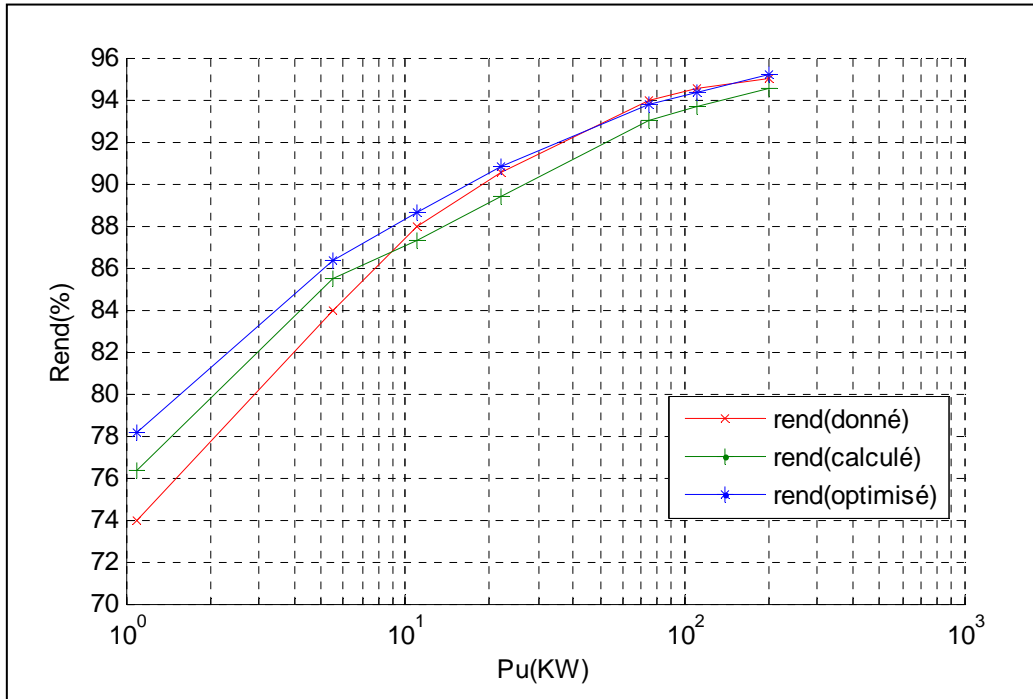


Figure 4.5  $\eta = f(Pu)$  pour  $P = 2$

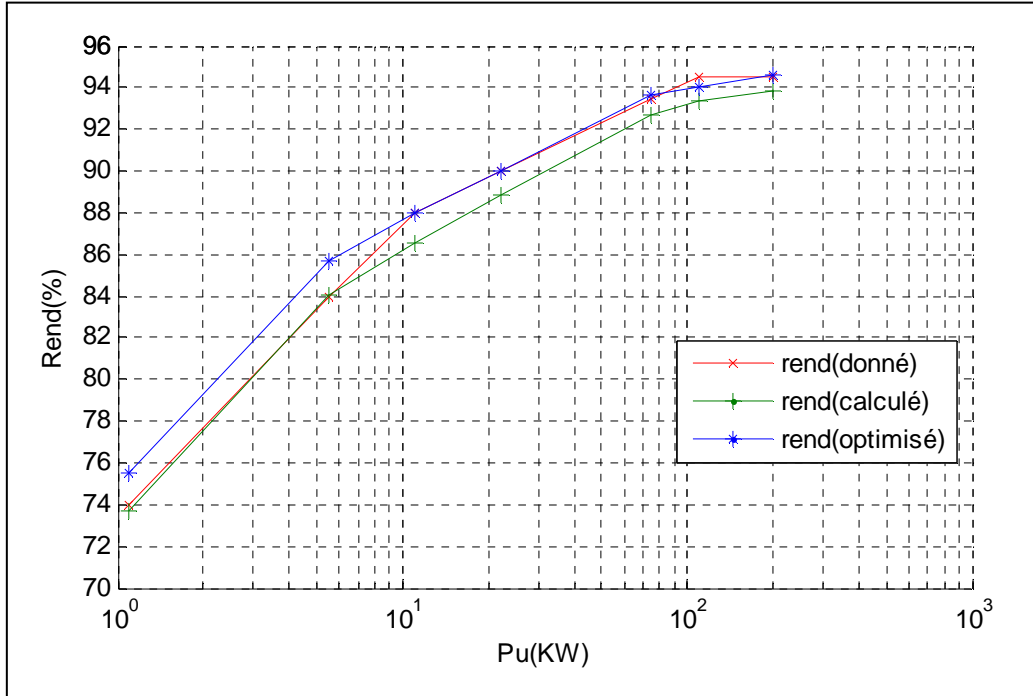


Figure 4.6  $\eta = f(Pu)$  pour  $P = 3$

c) Influence de l'induction d'entrefer (tôle d'acier)

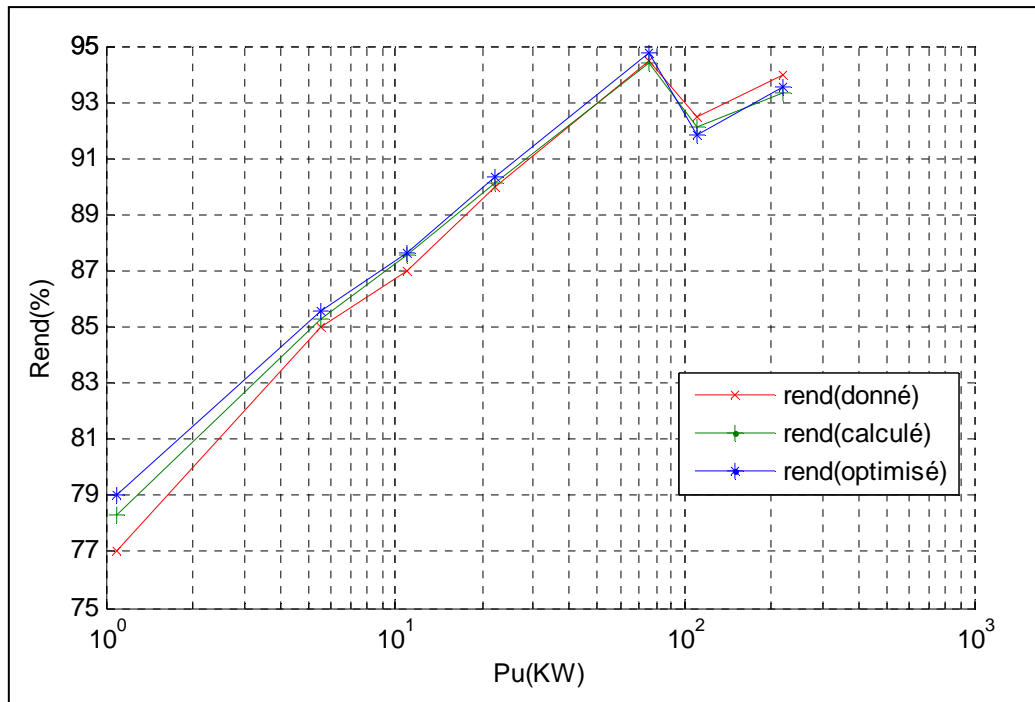


Figure 4.7  $\eta = f(P_u)$  pour  $P = 1$

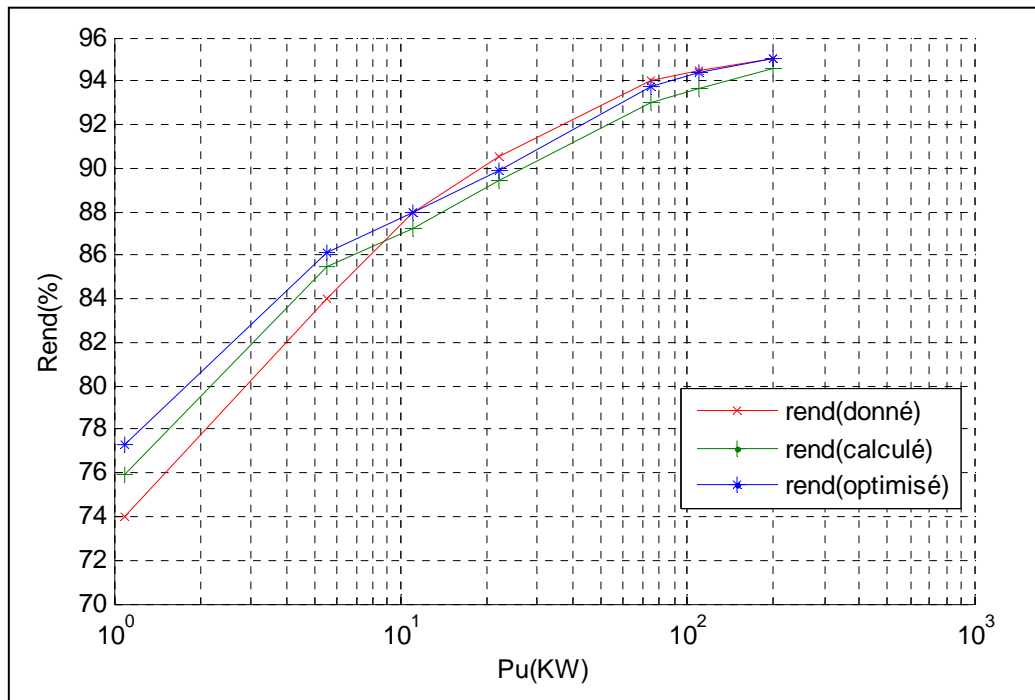


Figure 4.8  $\eta = f(P_u)$  pour  $P = 2$

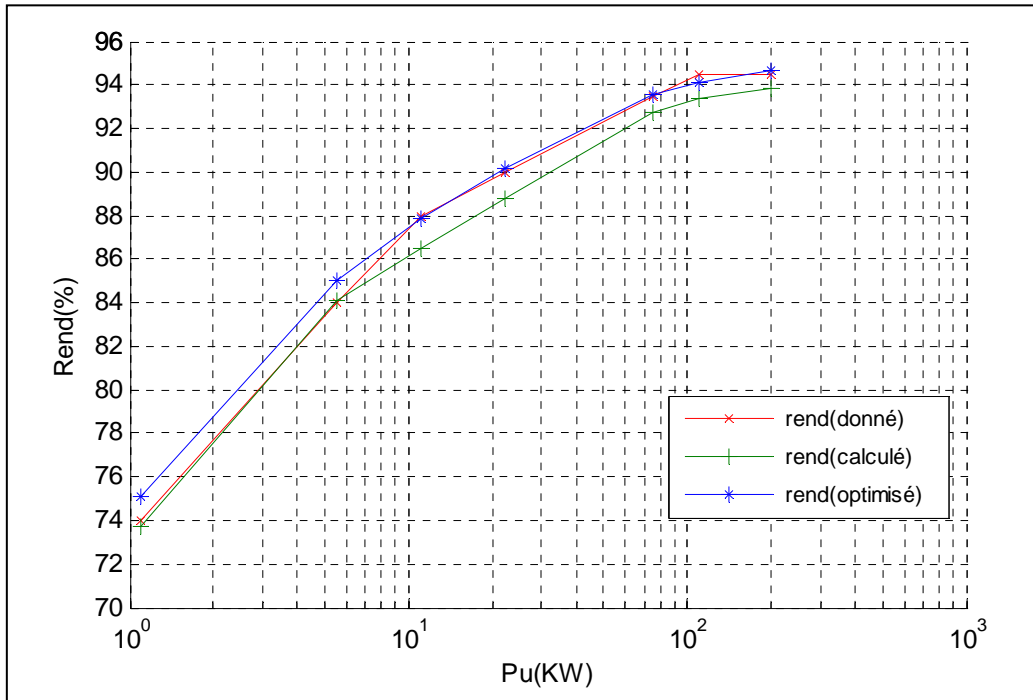


Figure 4.9  $\eta = f(P_u)$  pour  $P = 3$

d) Influence de la densité du courant rotorique

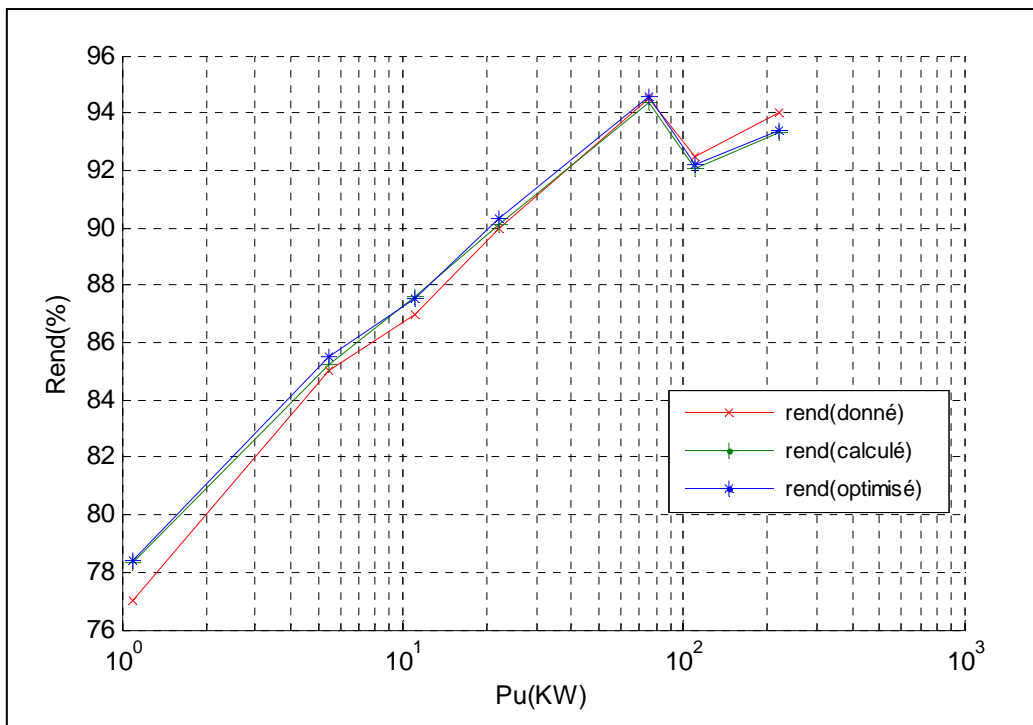


Figure 4.10  $\eta = f(P_u)$  pour  $p = 1$

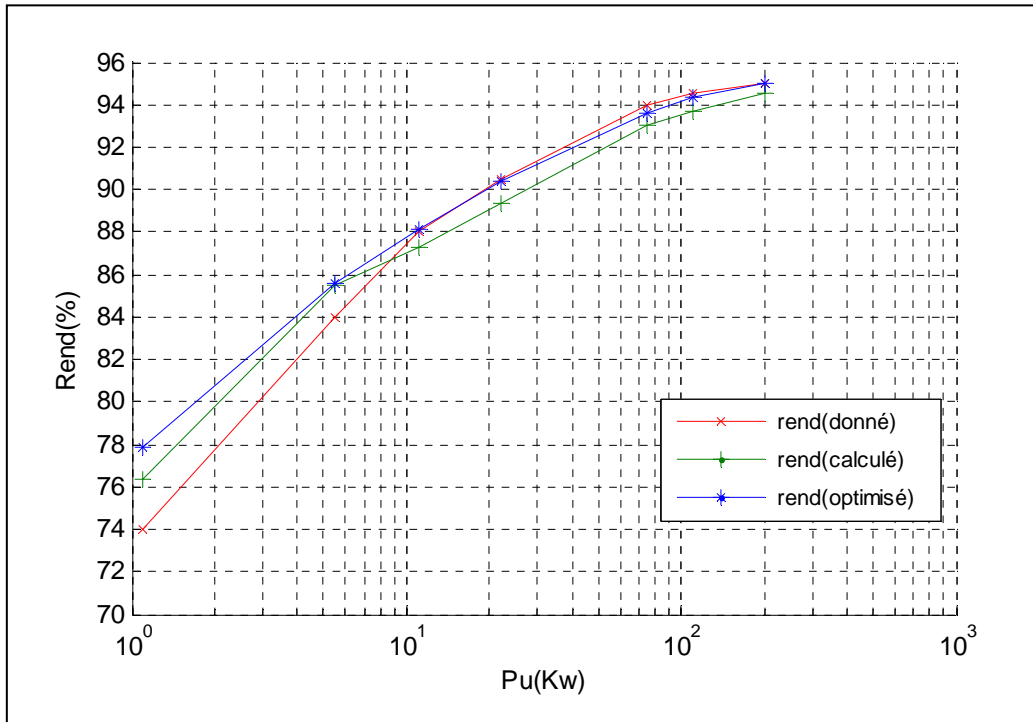


Figure 4.11  $\eta = f(Pu)$  pour  $p=2$

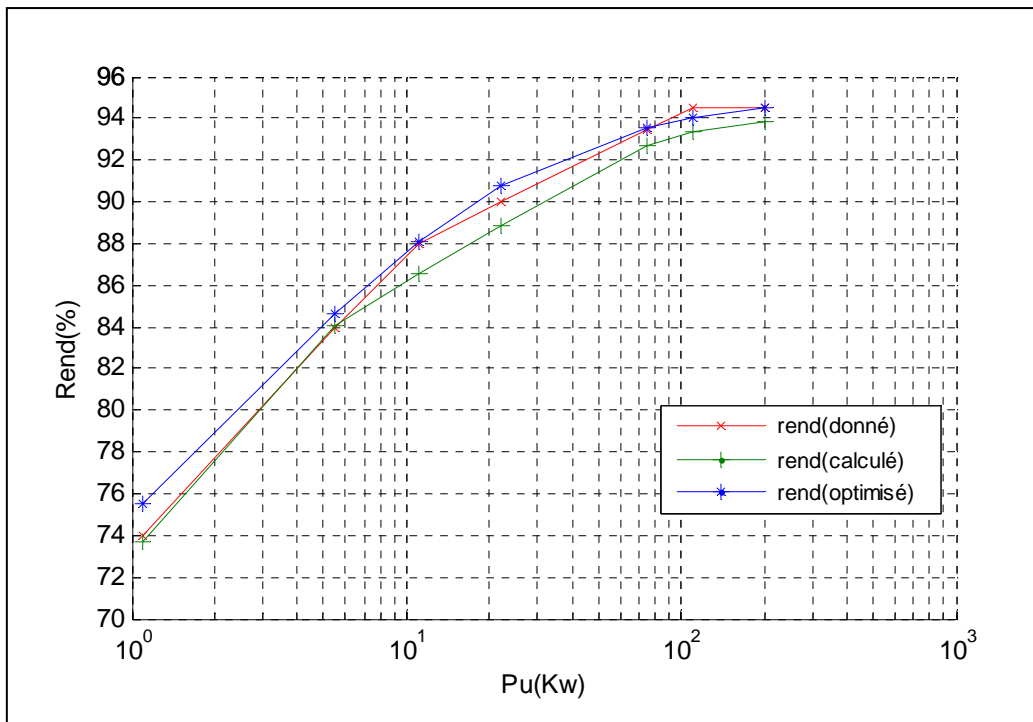


Figure 4.12  $\eta = f(Pu)$  pour  $p=3$

## Légende

$\eta$	Rendement donné ;
$\eta_{calculé}$	Rendement calculé ;
$\eta_{optimisé}$	Rendement optimisé ;
$R_{ph_{1m}}$	Résistance d'une phase statorique ;
$R_{r2l}$	Résistance d'une phase rotorique ;
$L_{sf1}$	Inductance de fuite statorique ;
$L_{fr1}$	Inductance de fuite rotorique ramenée au stator ;
$M$	Inductance mutuelle ;
$f_s$	Fréquence ;
$f_{s_{optim}}$	Fréquence optimisé ;
$B_d$	Induction magnétique d'entrefer, tôles de 3,6 W/Kg ;
$B_{d_{optim}}$	Induction magnétique d'entrefer optimisé, tôles de 3,6 W/Kg ;
$B_{dt}$	Induction magnétique d'entrefer, tôles d'acier ;
$B_{d_{optim}}$	Induction magnétique d'entrefer, tôles d'acier optimisé ;
$J_2$	Densité de courant rotorique ;
$J_{2_{optimis}}$	Densité de courant optimisée.

## 4.5 Analyse et interprétation des résultats

Cette étude concerne les résultats de simulation de quatre échantillons d'exécution du programme de l'approche des AGs et de ceux de la méthode géométrique. Dans La première exécution, on a pris la fréquence dans un certain intervalle bien défini, pour optimiser le rendement, et cela par la minimisation des pertes totale, cette dernière est réalisé par la fonction fitness.

On refera Le même travail concernant l'influence de l'induction dans l'entrefer, et cela pour deux matériaux ; tôle 3.6 (W/Kg) et tôle d'acier afin de vérifier l'effet de matériaux sur le rendement. Comme dernière étape on a essayé d'avoir l'influence de la densité du courant rotorique.

Dans cette étude on utilisée des machines de déférentes puissance utile (faible, moyenne et fort de puissance) et de nombre de paire de pôle ( $P=1, 2, 3$ ).

Les tableaux précédent, représente l'évolution de rendement donné de la machine et le rendement calculé par la méthode géométrique ainsi que le rendement optimisé on fonction de

la puissance utile. Finalement pour chaque exécution les paramètres électriques de la machine on été donnés.

Les figures précédentes représentent le rendement donné, calculé et optimisé en fonction de la puissance utile, pour l'influence de fréquence et pour l'induction et la densité de courant rotorique. On remarque pour les machines de faible puissance, le rendement optimisé est amélioré par rapport aux rendements donnés et calculés. Mais aucune modification du rendement des machines à fortes puissances.

## **4.6 Conclusion**

L'identification paramétrique par les Algorithmes Génétiques avec la fonction fitness proposée a permis de vérifier encore une autre fois les résultats d'identification de la méthode géométrique discutés dans le chapitre précédent. Cette identification paramétrique est donnée l'optimisation du rendement par minimisation des pertes totales de la machine.

Pour minimiser les pertes on a agi sur les éléments suivants :

- a) la fréquence;
- b) l'induction magnétique dans l'entrefer;
- c) densité du courant rotorique.

# Conclusion Générale

# Conclusion générale

## Travail accompli

De nos jours, l'amélioration du rendement des moteurs électriques, et son impact sur les économies d'énergie, deviennent un grand défi aux chercheurs et aux fabricants du monde entier. Les moteurs électriques utilisent plus que le demi de l'électricité a consommé ; avec une gamme typique de 40-60%, les limites sont inférieures ou supérieures selon le développement des pays. Les moteurs asynchrone représentent approximativement 90% de la consommation totale des moteurs électriques, comme il a été présenté dans. Ces données statistiques sur les moteurs électriques garent partout le spectacle mondial.

Les paramètres de la machine asynchrone sont affectés par la variation de la température et le niveau de saturation de la machine.

Toute déviation entre les valeurs réelles des paramètres et celles cédées au dispositif de commande provoque la détérioration des performances de la commande. Il s'avère donc indispensable de procéder à l'identification des paramètres de la machine asynchrone.

L'identification constitue une phase importante dans la définition du modèle de la machine asynchrone, c'est par elle que la classe du modèle est choisie puis les valeurs des paramètres précisées.

La technique d'identification paramétrique des machines asynchrones à haut rendement par les algorithmes génétiques, a donné des résultats encourageants.

## Problèmes rencontrés

Il nous appartient d'affirmer que la tâche qui nous a été confiée demeure délicate dans ce mémoire, la présence des travaux dans ce domaine pour des raisons de comparaison.

## Suggestions et perspectives

Vu l'importance de cette étude pour l'utilisation des machines asynchrones, certaines remarques fondamentales susceptibles d'améliorer cette étude au futur sont :

- Essayer de valider les résultats trouver sur un banc d'essai réel ;
- Voir l'influence de plus d'un variable ;
- Essayer d'avoir autres fonctions d'optimisation.

# Bibliographie

## Bibliographe

- [1] **J. Caron, J.hautier**, ‘‘ Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone ‘‘, Edition Techip, Paris, France, 1995.
- [2] **Fransaice Milsant**, ‘‘ Machine Electrique‘‘, Tom 2, Edition, Berti 1986.
- [3] **R. Messaoudi, Z. Hemil**, ‘‘Contribution à L’étude des Moteurs Asynchrones à Haut Rendement (type E.E.I. d’azazga)‘‘, Mémoire d’ingénieur, Encadré par M.S.Chekroun, Université Med Boudiaf, M’sila 2005.
- [4] **Malika Benaissa**, ‘‘ Maîtrise de L’énergie de Moteur à Haut Rendement Analyse expérimentale et Simulation du rendement d’une machine à induction de 4 kW ‘‘, Mémoire d’ingénieur, Encadré par Dr A.Benoudjit, Dr B.Abdelhadi, Université de Batna, 2004.
- [5] **A. Lvanov-Smolenski**, ‘‘ Machines électriques ‘‘, Volum1, Editions Mir, Moscou 1987.
- [6] **M. Kostenko, L. Piotroviski**, ‘‘Machine Electrique‘‘, Tome 2, Edition Mir Moscou,1969.
- [7] **Thomas Vallée, Murat Yildizoglu**, ‘‘ Présentation des algorithmes génétiques et de leurs applications en économie‘‘, Université de Nantes, Université Montesquieu Bordeaux IV, Décembre 2003.
- [8] **Jean-Philippe Rennard**, ‘‘ Introduction aux Algorithmes Génétiques ‘‘, Avril 2000.  
<http://www.rennard.org/alife/french/gavintr.html>
- [9] **Jean-Michel Renders**, ‘‘ Algorithmes génétique et réseaux de neurones : application à la commande de processus ‘‘, Edition hermès, paris, 1995.
- [10] **Bachir Abdelhadi**, ‘‘ Contribution à la conception d’un moteur à induction spécial à rotor externe pour système de propulsion électrique, développement d’un algorithme génétique adaptatif pour identification paramétrique ‘‘, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2004.
- [11] **S.Laouamen, A.Naili**, ‘‘Identification des paramètres de machines asynchrone par les algorithmes génétiques ‘‘, Mémoire d’ingénieur, UFAS.
- [12] **N. Barnier, P. Brisset**, ‘‘Optimisation par hybridation d’un CSP avec un algorithme génétique‘‘, Ecole Nationale de l’Aviation Civile 7, avenue Edouard Belin. F-31055 Toulouse Cedex 4, France.
- [13] **Nicolas Durand**, ‘‘ Algorithmes génétiques et autres outils d’optimisation appliqués à la gestion de trafic aérien ‘‘, 5 octobre 2004.
- [14] **M. Liwschitz**, ‘‘ Calcul des machines électriques ‘‘, Tome1, Tome2, Edition Duond, paris, France, 1967.
- [15] **M. Naili, M. Abache**, ‘‘Contribution à l’identification paramétrique de la machine asynchrone à flux radial ‘‘, Mémoire d’ingénieur, Encadré par M.S.Chekroun, Université Med Boudiaf, M’sila 2005.