

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



UNIVERSITE 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 DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

**THEME**

---

**ALGORITHME D'OPTIMISATION PAR ESSAIM DE PARTICULES (OEP)  
APPLICATION AUX MACHINES ASYNCHRONES DU TYPE HEM**

---

Proposé et dirigé par :

Monsieur : S. CHEKROUN

Présenté par :

TAYOUB YOUSOUF

TAYOUB ABDERRAZAK

Année Universitaire : 2008 / 2009

**OPTION: ELECTROMECHANIQUE**

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

**Présenté par** : Y . TAYOUB  
A . TAYOUB

**Thème :**

**«ALGORITHME D'OPTIMISATION PAR ESSAIM DE PARTICULES (OEP)  
APPLICATION AUX MACHINES ASYNCHRONES DU TYPE HEM»**

**Résumé :**

L'optimisation par essaim de particules est une technique évolutionnaire qui utilise "une population" de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Le degré d'optimalité est mesuré par une fonction fitness (aptitude) définie par l'utilisateur. L'OEP diffère des autres méthodes de calcul évolutionnaire de façon que les membres de la population appelés "particules", sont dispersés dans l'espace du problème.

Dans le cadre de cette première étude nous proposons d'utiliser la technique d'Optimisation par Essaim de Particules (OEP) dans le domaine d'amélioration du rendement d'une machine asynchrone. A notre connaissance, très peu voire aucun travaux concernent ce thème.

**Mots Clés :**

Machines Asynchrones, Optimisation, Algorithme à essaim de particules.

# Remerciements

## Remerciements

*Tout d'abord nous remercions le bon Dieu tout puissant de la bonne santé, de la volonté et de la patience qu'il nous a accordées tout au long de nos études.*

*Nous tenons en premier lieu à remercier cordialement, notre cher encadreur Mr **Chekroun Salim** pour sa précieuse collaboration et ses conseils pertinents, qu'il n'ait cessé de nous donner tout au long de l'élaboration de ce modeste travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants ainsi que tous personnels administratifs du département de l'électrotechnique, Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.*

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

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

## *INTRODUCTION GENERALE*

1. généralité.....	1
2. objective du thème.....	2
3. Présentation du mémoire.....	2

### *Chapitre un*

#### *Généralités sur les machines asynchrones*

1.1 Introduction.....	3
1.2 Historique sur les machines asynchrones.....	4
1.3 Constitution de la machine asynchrone.....	4
1.3.1 Stator.....	5
1.3.1.1 Enroulement et encoche du stator.....	5
1.3.2 Rotor.....	6
1.3.2.1 Rotor bobiné.....	6
1.3.2.2 Rotor à cage (rotor en court-circuit).....	6
1.3.2.2.1 Caractéristique de rotor à cage.....	7
1.3.2.3 Rotor à double cage.....	7
1.3.2.4 Rotor à encoche profonde.....	8
1.3.3 Les organes mécanique.....	8
1.4 Choix du membre d'encoches.....	10
1.4.1 L'entrefer.....	10
1.4.2 L'isolation.....	10
1.5 Schéma équivalent.....	11
1.5.1 Schéma général.....	11
1.5.2 Schéma ramené au stator.....	11
1.6 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	12
1.6.1 Caractéristique de fonctionnement.....	13
1.6.1.1 Fonctionnement à vide.....	13
1.6.1.2 Fonctionnement en charge.....	14

1.6.2 Caractéristique mécanique $T_U = f(n)$ .....	14
1.7 Glissement d'une machine asynchrone.....	15
1.8 La plaque signalétique d'un moteur asynchrone.....	16
1.9 Les pertes d'une machine asynchrone.....	17
1.9.1 Les pertes dans les circuits électriques.....	17
1.9.1.1 Pertes nominales en basse fréquence.....	17
1.9.1.2 Pertes supplémentaires à fréquence élevée.....	18
1.9.1.2.1 Cas des courants sinusoïdaux.....	18
1.9.1.2.2 Cas des courants non sinusoïdaux.....	18
1.9.2 Les Pertes dans le circuit magnétique.....	19
1.9.2.1 Les pertes magnétiques de fer .....	19
1.9.2.1.1 Les pertes par courant de Foucault .....	19
1.9.2.1.2 Les pertes par Hystérésis ou pertes Hystérétiques .....	19
1.9.3 Les Pertes mécanique.....	20
1.9.3.1 Pertes par frottement.....	20
1.9.3.1.1 Pertes par frottement dans les paliers.....	20
1.9.3.1.2 Pertes par frottement dans les roulements.....	20
1.9.3.1.3 Pertes aérodynamiques.....	21
1.9.3.1.4 Pertes aux contacts balais - collecteur et balais- bague.....	21
1.9.3.2 Pertes par ventilation.....	21
1.10 Bilan de puissance.....	22
1.10.1 La puissance au stator.....	22
1.10.2 puissances au rotor.....	22
1.10.3 Bilan complet.....	23
1.11 Rendement.....	23
1.12 Les avantages et les inconvénients d'utilisation des moteur asynchrones.....	23
➤ Les avantages.....	23
➤ Les inconvénients.....	23
1.13 Utilisation du moteur asynchrone.....	23
1.14 Conclusion.....	24

**Chapitre deux**  
**Méthode de conception**

2.1 Introduction.....	25
2. 2 Méthode conception.....	26
2. 2.1 Organigramme de calcul.....	26
2.2.1.1 Cahier de charge.....	27
2.2.1.2 calcul préliminaire.....	27
2.2.1.3 Calcul des dimensions géométriques principales du rotor –stator.....	28
2.2.1.3.1 Dimensionnement des encoches statorique.....	28
2.2.1.3.2 Encoche rotorique.....	29
2.2.1.3.3 L'entrefer.....	29
2.2.1.3.4 Enroulement de la machine.....	29
✱ Facteur de bobinage $K_w$ .....	29
✱ Facteur de distribution $k_{dl}$ .....	29
✱ Factor de raccourcissement.....	30
2.2.1.4 Calcul de la F.M.M.....	30
2.2.1.4.1 Circuit magnétique.....	30
2.2.1.4.2 Procédure de Calcul de la F.M.M.....	30
2.2.1.4.3 F.M.M dans l'entrefer.....	31
2.2.1.4.4 Chute de potentiel magnétique dans les dents.....	32
2.2.1.4.5 Coefficient de saturation.....	33
2.2.1.4.6 Coefficient de forme de la courbe d'induction.....	33
2.2.1.4.7. Facteur de carter (correction de l'entrefer).....	33
2.2.1.4.8. Calculs du nombre de spires $N_l$ par phase du primaire.....	34
2.2.1.4.9. Correction de l'induction dans les dents et les culasses.....	34
2.2.1.4.9.1. Pour l'induction dans le stator.....	35
2.2.1.4.9.2. Pour l'induction dans le rotor.....	35
2.2.1.4.10. Le courant magnétisant.....	36
2.2.1.4.11. Courant de barre et anneau de court-circuitage.....	36
2.2.1.5. Dispersion.....	37
2.2.1.5.1 Calcul de la dispersion.....	38

2.2.1.5.1.1 Dispersion d'encoche.....	38
2.2.1.5.1.2 Réactance de fuit différentielle.....	40
2.2.1.5.1.2.1 Pour le stator.....	40
2.2.1.5.1.2.2. Pour le rotor.....	40
2.2.1.5.1.3 Réactance de fuite des têtes de bobines.....	41
☞ Pour le stator.....	41
☞ Pour le rotor.....	42
2.2.1.5.2 Calcule des coefficients de dispersion.....	43
2.2.1.6. Les pertes dans la machine.....	43
2.2.1.6.1. Pertes dans le cuivre ou pertes joule de la machine.....	44
2.2.1.6.1.1. Les pertes par effet Joule au stator $P_{JS}$ .....	44
2.2.1.6.1.2. Pertes Joule au rotor $P_{JR}$ .....	44
2.2.1. 6.2. Pertes fer.....	44
➤ Hystérésis.....	44
➤ Courants de Foucault.....	45
➤ Principe .....	45
1.3.2 Le rendement .....	46
2.3 Conclusion.....	46

### ***Chapitre trois***

#### ***Les méthodes d'optimisation***

3.1 Introduction.....	47
3. 2 Algorithmes d'optimisation déterministes.....	48
2. 2.1 Méthodes énumératives.....	48
3.2.2 Méthode de la descente de gradient.....	49
3.2. 3 Méthode du gradient conjugué.....	50
3.2. 4 Méthodes de Newton et quasi-Newton.....	51
3.2. 5 Méthode de relaxation de Rosenbrock.....	52
3.2. 6 Méthode du poly tope de Nelder-Mead.....	52
3.3 Algorithmes d'optimisation stochastiques.....	53
3.3.1 Méthode de Monte-Carlo.....	53
3.3.2 Méthode de recherche tabou.....	54

3.3.3 Algorithme de Métropolies.....	55
3.3.4 Méthode du recuit simulé.....	55
3.3.5 Algorithmes génétiques.....	56
3.3.5.1 Technique d'aptitude.....	56
✓ Transformation directe.....	57
✓ Fenêtrage.....	58
✓ Changement linéaire d'échelle.....	58
3.3.5.2 Principes généraux des fonctionnements.....	59
✓ Le codage des données.....	59
✱ La génération de la population initiale.....	60
✱ Une fonction à optimiser.....	60
3.3.5.3 La diversification du milieu.....	61
✓ l'Opérateur de croisement.....	61
✱ Croisement à un point.....	62
✱ Croisement en deux points.....	62
✱ Croisement aléatoire.....	62
✓ L'opérateur de mutation.....	63
✓ Les mécanismes de sélection.....	63
3.3.5.4 Principe général des AGs.....	64
3.3.5.5 Procédure de Maximisation des Fonction par algorithmes génétiques.....	65
3.3.6 Programmation évolutive.....	66
3.3.7 Stratégies d'évolution.....	66
3.3.8 Méthode de bruitage.....	68
3.3.9 Méthode de colonie de fourmis.....	68
3.3.10 Méthode des essaims de particules.....	69
3.4 Conclusion.....	70

**Chapitre quatre****Moteur asynchrone à haut rendement**

4.1 Introduction.....	72
4.2 Evaluation des mesures techniques d'économie d'énergie.....	73
4.3 Comment déterminer les économies possibles.....	74
4.3.1 Calcul des économies.....	74
4.3.2 Economie d'énergie par les moteurs à induction à haut rendement (E.U).....	74
4.3.3 Economies réalisées par la réduction de la consommation d'énergie(USA).....	75
4.3.4 Economies réalisées par la réduction de la demande.....	75
4.3.5 Economies réalisées par l'amélioration du facteur de puissance.....	76
4.3.6 Economies annuelles totales.....	76
4.3.7 Analyse technico-économique.....	77
4.4 Consommation d'électricité des moteurs.....	78
4.5 Moteur à haut rendement.....	78
4.5.1 Remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement.....	79
4.5.2 Moteur haut rendement sérié SEE.....	79
4.5.2.1 Présentation.....	79
4.5.2.2 Technologie.....	79
4.5.2.3 Economie.....	79
4.5.2.4 Environnement.....	79
4.5.2.5 Programme.....	80
4.5.2.6 Formule.....	80
4.5.3 Moteur à haut rendement par rapport au moteur standard.....	80
4.6 Les caractéristiques techniques.....	81
4.6.1 Enveloppe.....	82
4.6.2 Moteur ouvert protégé contre les gouttes d'eau.....	82
4.6.3 Moteur fermé auto ventilé.....	82
4.6.4 Moteur fermé antidéflagrant.....	82
4.6.5 Tension d'alimentation.....	82
4.6.6 Vitesse.....	83
4.6.7 Couple.....	83

✱ Le couple de démarrage ou à rotor bloqué .....	83
✱ Le couple minimal pendant le démarrage .....	84
✱ Le couple de décrochage.....	84
4.6.11 Le glissement à pleine charge .....	84
4.7 Rendement .....	84
4.8 Les normes de rendement .....	85
4.8.1 Termes décrivant le rendement .....	85
4.8.2 Nominal, moyen prévu ou typique .....	85
4.8.3 Minimal, minimum ou garanti .....	85
4.8.4 Apparent .....	85
4.9 Normes de rendement .....	86
4.9.1 Norme de la CSA.....	86
4.9.2 Norme de l'IEEE.....	86
4.9.3 Norme de la CEL.....	87
4.9.4 Norme de la JEC.....	87
4.10 Réparation des moteurs.....	87
4.11 Pertes dans le moteur .....	88
4.11.1 Pertes dans le fer (environ 25% des pertes totales) .....	88
4.11.2 Pertes statorique (environ 35% des pertes totales).....	88
4.11.3 Pertes rotoriques (environ 25% des pertes totales).....	88
4.11.4 Pertes supplémentaire dues à la charge (environ 10% des pertes totales).....	88
4.11.4 Pertes par ventilation et par frottement (environ 5% des pertes totales) .....	88
4.12 Méthodes des mesures.....	89
4.13 L'influence de quelques facteurs sur le rendement des moteurs électriques.....	90
4.13.1 Qualité d'alimentation d'énergie.....	90
4.13.2 Charge du moteur.....	91
4.13.3 Plage d'utilisation des moteurs.....	91
4.14 Comment commander un moteur à haut rendement.....	91
4.15 Amélioration du rendement des moteur.....	91
4.16 Maintenance.....	91
4.17 Avantage des moteurs à haut rendement.....	92
4.18 conclusion.....	92

**Chapitre cinq****CAO optimisée par PSO**

5.1 Introduction .....	93
5.2 Présentation des machines étudiées .....	94
5.3 Résultats de conception.....	94
5.4 Application de la méthode PSO.....	101
5.4.1 Organigramme de la méthode PSO.....	101
5.4.2 Les variables de conception et l'espace de recherche.....	103
5.4.3 Résultats d'optimisation et discussion.....	103
5.4.4 Comparaison des résultats.....	106
5.4.5 Interprétations des résultats.....	107
5.5 Conclusion.....	108
Conclusion générale.....	109

**Chapitre I**

<b>Fig. 1.1</b>	Les constituants d'une machine asynchrone.....	3
<b>Fig.1.2</b>	Stator d'une machine asynchrone.....	5
<b>Fig.1.3</b>	Structure d'un rotor a cage d'écureuil.....	7
<b>Fig.1.4</b>	Rotor en cage d'écureuil.....	7
<b>Fig. 1.5</b>	Coupe de rotor à encoche profonde.....	8
<b>Fig. 1.6</b>	Tôle utilisée pour la réalisation à encoche profonde.....	8
<b>Fig. 1.7</b>	Les organes mécanique du machines asynchrones.....	9
<b>Fig. 1.8</b>	Schéma équivalent d'une machine asynchrone.....	11
<b>Fig. 1.9</b>	Schéma équivalent ramené au stator.....	11
<b>Fig. 1.10</b>	Schéma équivalent ramené au stator.....	12
<b>Fig.1.11</b>	Principe de fonctionnement d'un moteur à induction.....	13
<b>Fig.1.12</b>	Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone.....	14
<b>Fig.1.13</b>	Bilan de puissance d'une machine asynchrone.....	22

**Chapitre II**

<b>Fig.2.1</b>	Organigramme de calcul d'une machine asynchrone.....	26
----------------	------------------------------------------------------	----

**Chapitre III**

<b>Fig. 3.1</b>	Fonction d'adaptation .....	58
<b>Fig. 3.2</b>	Mécanisme de l'opération de croisement à découpage de chromosomes.....	61
<b>Fig. 3.3</b>	Croisement à un point avec $k = 8$ .....	62
<b>Fig. 3.4</b>	Croisement en deux points.....	62
<b>Fig. 3.5</b>	Croisement aléatoire.....	63
<b>Fig. 3.6</b>	Opération de mutation d'un gène.....	63
<b>Fig. 3.7</b>	Principe général des algorithmes génétiques.....	64
<b>Fig. 3.8</b>	Principe de la méthode de colonie de fourmis.....	69

**Chapitre IV**

<b>Fig. 4.1</b> Economies annuelles totales.....	76
<b>Fig. 4.2</b> Répartition de la consommation d'électricité dans l'industrie en France.....	78
<b>Fig. 4.3</b> Répartition des consommations des systèmes motorisés.....	78
<b>Fig. 4.4</b> Moteur à haut rendement par rapport moteur standard.....	80
<b>Fig. 4.5</b> Couple du moteur.....	83
<b>Fig. 4.6</b> Courbe de rendement.....	85
<b>Fig. 4.7</b> Réduction typique des pertes dans des moteurs à haut rendement.....	89

**Chapitre V**

<b>Fig. 5.1</b> Organigramme de la méthode d'optimisation PSO.....	102
<b>Fig. 5.2</b> Pour machine de <b>1.1</b> (KW).....	104
<b>Fig. 5.3</b> Pour machine de <b>11</b> (KW).....	104
<b>Fig. 5.4</b> Pour machine de <b>37</b> (KW).....	105
<b>Fig. 5.5</b> Pour machine de <b>55</b> (KW).....	105
<b>Fig. 5.6</b> Pour machine de <b>75</b> (KW).....	106
<b>Fig. 5.7</b> Caractéristique du rendement en fonction de la puissance utile.....	107

# *Liste des tableaux*

## **Chapitre 04 :**

- ✓ **Tableau. 4.1** Mesures d'économie d'énergie dans les systèmes d'entraînement.

## **Chapitre 05 :**

- ✓ **Tableau.5.1** Plaque signalétique.
- ✓ **Tableau.5.2** Paramètre d'optimisation et espace de recherche.
- ✓ **Tableau.5.3** Résultats d'optimisation.
- ✓ **Tableau.5.4** Comparaison des résultats.

# Notation et symbole

N	Nombre de barres d'une cage	
p	Nombre de paires de pôles	
$n_s$	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
$C_{éle}$	Couple électromagnétique	N.m
$P_{mec}$	Puissance mécanique	W
$P_{éle}$	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
$P_{ve+fr}$	pertes par ventilation et par frottement aux paliers	W
$\eta$	Rendement	%
R	Résistance du conducteur	$\Omega$
I	valeur efficace du courant continu ou alternatif	A
$\rho$	Résistivité du matériau	$\Omega$
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, $f_1$	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	
$f_i$	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	
$P_{fer}$	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	
$E$	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	
$F$	Nombre d'évaluation totale	
$F$	Fonction simple	
$a, b$	Nombre réel	
$f_{eval}$	Fonction d'évaluation	
$q$	Probabilité cumulative	
$v_j$	Code binaire de chaque chromosome binaire	
$x$	Valeur décimale	
$V_1, V_2, V_3,$	Nombre généré aléatoirement	
$V_4$	Vecteur de la génération initiale en binaire	
$V_1$	Tension statorique simple	V
$P_s$	Puissance apparent	W
$N_1, N_2$	Nombre de spire par phase rotorique et statorique	
$\Phi$	Flux par pôle	Wb
$B_\delta$	L'induction dans l'entrefer	T
$A_l$	Densité linéaire de courant	A/m
$p \tau$	Pas polaire	m
$l_i$	Longueur virtuelle de l'induit	m
$D$	Désigne le Diamètre intérieur du stator (diamètre d'alésage)	m
$C$	Coefficient d'utilisation	
$K_{w1}$	Facteur de bobinage	
$m_1, m_2$	Nombre de phases primaire et secondaire	
$F.M.M$	Force magnétomotrice totale	At
$I_1, I_2$	Valeur efficace du courant primaire et secondaire	A

$\lambda$	Rapport géométrique	
$\beta$	rapport du raccourcissement	
y	L'ordre d'harmonique	
H	Intensité du champ magnétique	A/m
F	F.M.M nécessaire pour l'excitation de la machine Induction	At
H <sub>i</sub>	Intensité du champ pour chaque tronçon	A/m
F <sub>i</sub>	TCnsion magnétique pour chaque tronçon	At
H $\delta$	Intensité du champ dans l'entrefer	A/m
$\delta$	Epaisseur de Entrefer	m
$\delta'$	Entrefer fictif	m
F $\delta$	Force magnétomotrice dans l'entrefer	At
$K_f$	Facteur de forme de la courbe d'induction	
$K_s$	Coefficient de saturation	
$\phi\delta$	Flux dans l'entrefer	Wb
H $\sigma$	Représente une constante du matériau utilisé	
W $\sigma$	Constance du fer	
$\tau z1$	Pas dentaire statorique et rotorique	m
Fz1, Fz2	Force magnétomotrice au dent statorique et rotorique	At
Fj1, Fj2r	Force magnétomotrice dans la culasse statorique et rotorique	At
I2bara	Courant de la barre	A
h	Hauteur (au pro fendeur) d'encoche	m
hj1, hj2	Profondeur de la dent statorique et rotorique	m
$\delta$	Résistivité	
Hj1, Hj2	Champ magnétique dans la culasse statorique et rotorique	A/m
Hz1, Hz2	Champ magnétique dans la dent statorique, rotorique	A/m
R1, R2	Résistance statorique et rotorique par phase	$\Omega$
R2'	Résistance totale d'une phase secondaire ramenée au primaire	$\Omega$
Rbar	Résistance de barre	$\Omega$
Ibar	Courant de la barre	A
I'2	Courant de barre ramenée au primaire	A
Lbar	Longueur d'une barre	m
Ran	Résistance d'anneau	$\Omega$
Db	Diamètre de barre	m
La	Longueur de la machine	m
St	Désigne l'épaisseur de la tôle du fer	m
PF	Pertes par courant de Foucault	W
Ph	Pertes Hystérésis et de Foucault	W
Phz	Pertes d'Hystérésis dans les dents d'encoche statorique	W
De	Diamètre extérieur de la culasse	m
Mi	Masse de la culasse	kG
Mz	Masse totale des dents	kG
Kwj	Masse d'une dent	kG
m <sub>1</sub>	Nombre des phases	
$p_k$	Le rapport entre la norme au carré du gradient actuel et la norme au carré du gradient précédent	
$\omega$	Inertie	
b <sub>1</sub>	Tiré aléatoirement dans [0, $\phi_1$ ]	
b <sub>2</sub>	Tiré aléatoirement dans [0, $\phi_2$ ]	
R(STD)	Rendement en % du moteur standard	
R(MHR)	Rendement en % du moteur à haut rendement	
E	Economie	Euros
N	Nombre d'heures	
% $\rho$	Pourcentage entre la puissance utilisé et la puissance thermique du moteur	

# Introductio générale

## 1. Généralité

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

- Adapter la vitesse au besoin ;
- Optimiser le rendement ;
- Réaliser des opérations de maintenance ;

Parmi ces moteurs, le moteur asynchrone dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, sa structure simple, et robuste facile à construire, sa puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante, comme il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable.

La conception des machines électriques est un procédé très délicat puisqu'il n'existe pas de théorie précise pour le calcul des machines, ou plutôt des méthodes de calcul plus ou moins précises basées sur des diagrammes établis à partir d'études statistiques. En effet, l'étude des caractéristiques de la machine à induction est basé sur un modèle mathématique qui possède un caractère multivariable, non linéaire et fortement couplé. Les paramètres définissant son modèle sont en général dépendant de la position de son point de fonctionnement qui dépend non seulement de sa charge, mais aussi de son degré de saturation et de sa température de fonctionnement.

## ***2. Objectif du thème***

L'objectif principal de ce présent travail est:

Présenter une nouvelle approche d'amélioration du rendement à l'aide de la méthode d'optimisation à essaim de particules **PSO**( particle swarm optimisation ), les dimensions géométriques, et les grandeurs de la plaque signalétique sont utilisés comme contraintes.

Les résultats obtenus seront ensuite vérifiés et validés par comparaison avec les résultats donnés du constructeur.

## ***3. Présentation du mémoire***

Ce travail est structuré en cinq chapitres comme suit :

Le premier chapitre présente des généralités sur la machine asynchrone ainsi que les différentes caractéristiques de fonctionnement, suivi d'une brève description des pertes existant dans la machine.

Le chapitre deux dresse un état de l'art sur les différentes approches et équations proposées pour la conception assistée d'une machine asynchrone.

Le troisième chapitre présentera les différentes méthodes d'optimisation : nous introduirons les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques, en insistant sur la méthode PSO qui constitue le centre de nos travail.

Dans le quatrième chapitre, on présentera les moteurs à induction à haut rendement, les différentes méthodes et les normes pour le calcul du rendement. L'effet des moteurs à induction à haut rendement sur la maîtrise et l'économie d'énergie électrique à grande échelle sera également étudié.

Dans le dernier chapitre, nous présenterons une contribution à l'amélioration du rendement d'une machine asynchrone par l'application de PSO.

Enfin on terminera par une conclusion générale présentant le travail accompli.

## 1.1 Introduction :

La machine asynchrone est la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Les machines triphasées, alimentées directement sur le réseau, représentant la grande majorité des applications ; supplantant les machines monophasées aux performances bien moindres et au couple de démarrage nul sans artifice, [1].

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants.

Le moteur asynchrone, alimenté directement depuis le réseau industriel triphasé ou monophasé de fourniture de l'énergie électrique à tension et à fréquences constantes. Ce moteur nécessite peu d'entretien et sa durée de vie est presque illimitée, [2].

Dans ce chapitre, on présente des généralité sur la machine asynchrone pour faire la différence entre cette dernière, et les autres machines à partir de sa construction, son principe de fonctionnement, et sa caractéristique mécanique.



**Fig. 1.1** Les constituants d'une machine asynchrone

## 1.2 Historique sur les machines asynchrones :

La paternité de la machine asynchrone est controversée entre trois inventeurs : en 1887, Nicola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé (Le triphasé est un système de trois tensions sinusoïdales de même fréquence qui sont déphasées entre elles à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur (Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants...) à fréquence variable, permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros, [3].

## 1.3 Constitution de la machine asynchrone :

Les machines asynchrones sont constituées du principaux éléments suivants :

- Le stator (la partie fixe) constituée de disque en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitue de disque en tôles magnétiques empilées sur l'arbre de la machine pourtant un enroulement bobiné ou injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

### 1.3.1 Stator:

Il est constitué d'un cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches permettant d'y loger les bobinages. Ce cylindre est constitué d'un empilement de plaques de tôle afin de limiter les courants de Foucault.

Il est courant de réaliser une protection contre les échauffements anormaux des bobinages en plaçant au cœur de ceux-ci soit un disjoncteur thermique, soit un capteur de température, ceci afin de couper l'alimentation électrique en cas de dépassement d'un seuil déterminé de température.

Afin de réaliser le branchement du moteur au réseau, toutes les connexions sont regroupées dans un boîtier, généralement appelé par les électriciens, plaque à bornes. On y retrouve donc six connexions pour les enroulements statoriques, plus éventuellement celles du capteur de température, [3].

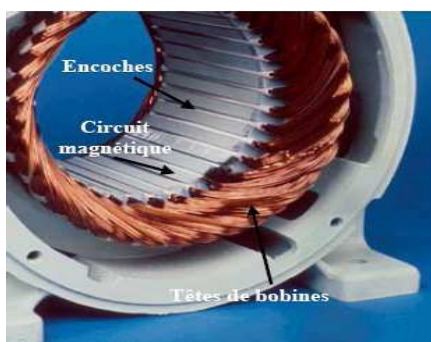


Fig.1.2 Stator d'une machine asynchrone

#### 1.3.1.1 Enroulement et encoche du stator :

Le stator des machines petites et moyennes, à basse tension, est exécuté avec des encoches semi-ouvertes et celui des autres machines, le plus souvent, avec des encoches ouvertes. Le type d'enroulement préféré est celui à deux couches, auquel on recourt toujours lorsqu'on a des encoches ouvertes. Comparativement à l'enroulement à une couche, il offre l'avantage de pouvoir être exécuté comme un enroulement à pas partiel (ou à pas raccourci) ; de ce fait, les facteurs d'enroulements des harmoniques supérieurs sont fortement diminués.

Un autre avantage de cet enroulement est la faible hauteur radiale de la tête d'enroulement qui limite les pertes additionnelles dans l'espace frontal. La partie de la machine qui fournit le courant magnétisant est pourvue d'un nombre entier d'encoches par pôle et par phase, car avec un enroulement d'excitation situé dans un nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase, la marche de la machine peut devenir irrégulière.

Le nombre  $q$ , par pôle et par phase du stator doit être, dans tous les cas, supérieur à 2 afin que la dispersion provenant des champs harmoniques supérieur 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, [2].

### 1.3.2 Rotor :

Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie, ni continue, ni alternative ce qui simplifie beaucoup sa construction. Il tourne à la vitesse de rotation  $\Omega$ .

On peut distinguer 4 types de rotor :

#### 1.3.2.1 Rotor bobiné :

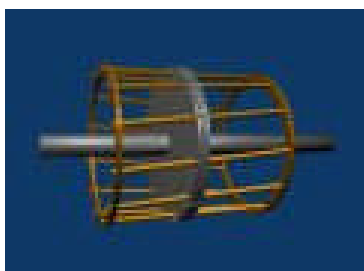
Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilées sur l'arbre des machines. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, (en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile). Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon de à réduire la variation de réactance liée à la position angulaire rotor/stator, et certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments des circuits complémentaires (résistance, électronique de puissance...) qui permettent le réglage de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux ; En effet les Pertes rotoriques pendant la phase de démarrage valant approximativement  $\frac{1}{2} J\omega^2$  ne sont pas toujours supportées par la cage, [1].

#### 1.3.2.2 Rotor à cage (rotor en court-circuit) :

C'est le plus fréquent. Ce type de rotor a été inventé par Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski au début des années 1890. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit. Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champ tandis que les barres accueillent les courants induits. Pour les moteurs de faible puissance, les rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées les unes des autres (feuilletage) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi que les anneaux de court-circuit. Pour les moteurs de forte puissance, les barres sont insérées dans le rotor puis les anneaux de court-circuit sont soudés ou brasés aux Barres.

Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit sont généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton. En général, les barres sont légèrement inclinées suivant l'axe du rotor afin que le nombre de barres présentes sous une phase statorique soit constant quelle que soit la position du rotor. Ce procédé permet de diminuer la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours de la rotation du rotor (ou « effet d'encoches ») et de diminuer ainsi les oscillations de couple. C'est cette inclinaison des encoches qui donne à l'ensemble barres plus anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil déformée, [3].



**Fig.1.3** Structure d'un rotor a cage d'écureuil



**Fig.1.4** Rotor en cage d'écureuil

#### 1.3.2.2.1 Caractéristique de rotor à cage :

- ✓ Durée de vie très élevée; maintenance quasi inexistante .
- ✓ Faible coût.
- ✓ Vitesse de rotation dépendant fortement de la charge appliquée sur l'axe.
- ✓ Contrôle électronique de vitesse et de couple complexe, [4].

#### 1.3.2.3 Rotor à double cage :

Le rotor est construit suivant le principe du rotor à cage simple, mais avec deux cages électriquement indépendantes. Une cage externe à la périphérie du rotor est composée de matériaux résistifs (laiton, bronze) et possède une faible dispersion magnétique. Une cage interne en cuivre possède une résistivité plus faible et une dispersion magnétique importante. La cage externe, surtout active au démarrage, permet d'obtenir un couple plus important dans cette phase de fonctionnement.

Tandis qu'à régime nominal la cage interne permet de retrouver les caractéristiques d'un rotor à simple cage, [3].

#### 1.3.2.4 Rotor à encoche profonde :

Ce sont des rotors à cage qui utilisent l'effet de peau dans les conducteurs afin de faire varier la résistance du rotor en fonction de la vitesse de fonctionnement de la machine. L'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui fait que plus la fréquence des courants augmente, plus le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs. Ainsi, au démarrage, la fréquence des courants rotoriques est égale à celle de l'alimentation et le courant n'utilise que la partie supérieure de la barre. Puis, au fur et à mesure que la vitesse de rotation du rotor augmente, la fréquence des courants rotoriques diminue et le courant utilise une surface de plus en plus importante des barres. Ces topologies de rotor permettent un démarrage avec un couple plus important lorsque la machine est alimentée par une source de tension fixe (sans variateur), [3].



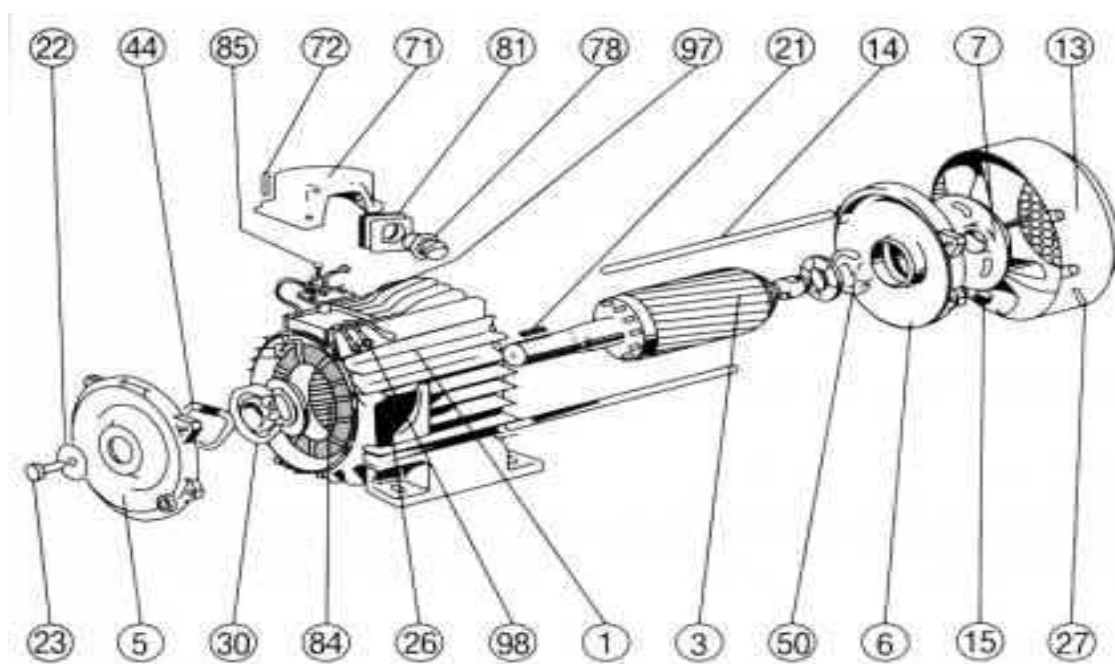
**Fig. 1.5** Coupe de rotor à encoche profonde



**Fig. 1.6** Tôle utilisée pour la réalisation à encoche profonde

#### 1.3.3 Les organes mécanique :

Le stator auto-poteur reçoit de chaque côté un flasque sur lequel le rotor sera positionné grâce à des enroulements à billes ou à rouleaux suivant le type de charge (axial ou radial). Un ventilateur est placé en bout d'arbre sur le rotor pour le refroidissement de la machine. Il peut être remplacé par une ventilation forcée motorisée pour le refroidissement aux vitesses lentes, [1].

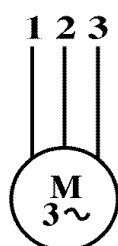


- |                               |                                        |
|-------------------------------|----------------------------------------|
| 1 Carter et stator bobiné     | 27 Vis fixation capot                  |
| 3 Rotor                       | 30 Roulement côté accouplement         |
| 5 Flasque côté accouplement   | 44 Rondelle élastique                  |
| 6 Flasque côté ventilation    | 50 Roulement côté ventilateur          |
| 7 Ventilateur                 | 71 Boîte à bornes                      |
| 13 Capot de ventilateur       | 72 Vis fixation boîte à bornes         |
| 14 Tige d'assemblage          | 78 Presse-étoupe                       |
| 15 Ecrou de tige d'assemblage | 81 Plaque support presse-étoupe        |
| 21 Clavette de bout d'arbre   | 84 Planchette à bornes                 |
| 22 Rondelle de bout d'arbre   | 85 Vis de fixation planchette à bornes |
| 23 Vis de serrage rondelle    | 97 Vis bornes de masse                 |
| 26 Plaque signalétique        | 98 Barrettes de connexion              |

Fig. 1.7 Les organes mécanique du machines asynchrones

**Symbole :**

Moteur à cage d'écureuil :



Moteur à rotor bobiné :



## 1.4 Choix du nombre d'encoches :

Le choix du nombre d'encoches du stator et du rotor obéit à des contraintes de nature géométrique et électromécanique. Les contraintes géométriques sont avant tout liées à la mise en place du bobinage statorique. Pour limiter les coûts, un certain rapport hauteur/largeur d'encoches (2) à (4) doit être adopté. De plus, le pas d'encoche doit s'accroître avec le diamètre d'alésage.

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

Le choix du nombre d'encoches rotoriques est lié au nombre d'encoches statoriques et doit être tel que les effets réductances (influence de la variation des perméances de dents) soient minimisés afin de réduire le bruit et les couples parasites et d'éliminer toute attraction unilatérale, [5].

### 1.4.1 L'entrefer :

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand est également avantageux pour ce qui est des pertes supplémentaires dans le fer, produites par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieurs. En revanche, en égard au courant magnétisant (facteur de puissance) l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible.

Dans les machines ayant un nombre de paires de pôles =12, l'épaisseur de l'entrefer dépend exclusivement des exigences mécaniques. Un dimensionnement économique de la carcasse et de l'arbre exige le maintien d'un rapport déterminé de l'entrefer à l'alésage, [5].

### 1.4.2 L'isolation :

L'isolation du conducteur est en papier et en coton ; l'augmentation d'épaisseur du conducteur se monte à 0.6 mm dans le sens de la largeur et à 0.7 mm dans celui de la hauteur (compte tenu du fait que pour le rapport relativement grand des côtés du conducteur, soit  $6.9/2.6=2.65$ , l'isolation sur le côté long, n'adhère pas aussi bien que sur le côté court). L'enroulement est isolé par rapport au fer des dents au moyen d'une gaine de 1,9 mm d'épaisseur. A la tension nominale de 3000 V, il n'est pas encore nécessaire d'imprégner l'enroulement sous vide. Pour chaque côté de bobine, il y'a 8 conducteurs disposés les uns au-dessus des autres. Etant donné l'isolation relativement épaisse des conducteurs, il n'est pas nécessaire de disposer des intercalaires spéciaux entre eux. Les deux cotés de bobine sont séparés par une feuille de presspahn de 2,5 mm d'épaisseurs, [5].

### 1.5 Schéma équivalent :

Sous le vocable schéma équivalent, on désigne un circuit électrique composé de dipôles linéaires permettant de modéliser la machine réelle. Le schéma équivalent le plus pertinent est fonction du domaine d'utilisation et du degré de précision nécessaire. Dans le cas des machines asynchrones, il comprend, au minimum, une association de résistances et d'inductances, [2].

#### 1.5.1 Schéma général :

Les deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} \underline{V}_A &= (R_S + j\omega_S \mathcal{L}_S) \underline{I}'_S + j\omega_S \mathcal{M}_{rS} \underline{I}'_r \\ 0 &= \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_S \mathcal{L}_r\right) \underline{I}_r + j\omega_S \mathcal{M}_{rS} \underline{I}'_S \end{aligned} \quad (1.1)$$

Correspondent à un schéma équivalent ne comportant que des tensions et des courants ayant une fréquence identique à celle de l'alimentation qui alimente la machine et dont le schéma est le suivant :

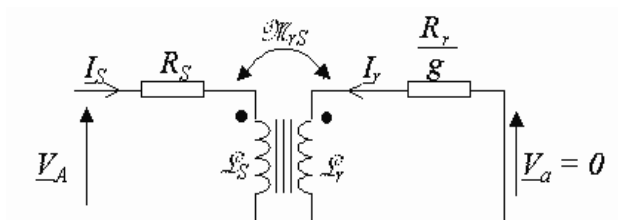


Fig. 1.8 schéma équivalent d'une machine asynchrone

#### 1.5.2 Schéma ramené au stator :

Les circuits magnétiquement couplés peuvent être transformés en de nombreux schémas équivalents (pour plus de détails, on se référera à l'article correspondant). Chacune de ces transformations conduit à un modèle possible pour décrire la machine asynchrone. Dans la pratique, seuls certains modèles sont effectivement utilisés.

Le modèle à fuites secondaires avec l'ensemble ramené au stator est le plus fréquent dans la littérature car il comporte des éléments que l'on peut identifier relativement simplement et de manière suffisamment précise et il est simple d'emploi, [3].

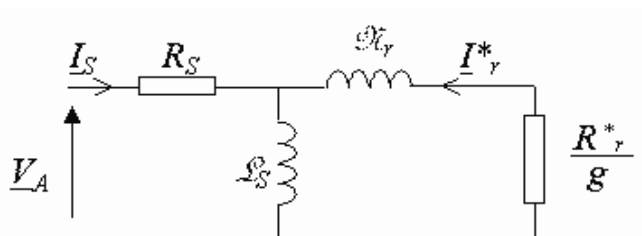


Fig. 1.9 Schéma équivalent ramené au stator

Avec :

$$N_r = \mathcal{L}_S \left( \frac{\mathcal{L}_S \mathcal{L}_r}{M_{rS}^2} - 1 \right) \qquad R_r^* = R_r \cdot \frac{\mathcal{L}_S^2}{M_{rS}^2} \qquad (1.2)$$

Ces grandeurs ne sont pas calculables (en particulier  $R_r$ ), mais l'important est de savoir que si l'on admet les hypothèses de départ, alors il existe un dipôle identique à celui représenté ci-dessus

Équivalent à une phase de la machine asynchrone alimentée par un système de tensions triphasées équilibré, [6].

Il est intéressant pour les bilans de puissance de décomposer la résistance  $\frac{R_r^*}{g}$  en deux termes :

$R_r^*$  : Résistance ramenée de l'enroulement rotorique, responsable des pertes par effet Joule au rotor (pertes Joule rotoriques).

$R_r^* \cdot \frac{1-g}{g}$  : Résistance fictive : la puissance qu'elle consomme correspond en réalité à la puissance utile de la phase considérée. (Puissance transformée en puissance mécanique par la machine), [3].

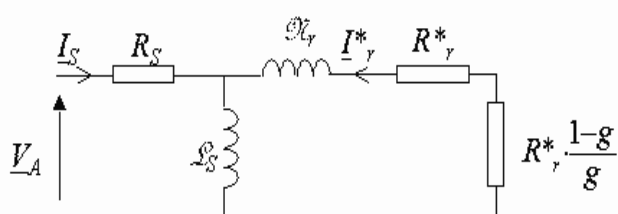


Fig. 1.10 Schéma équivalent ramené au stator

## 1.6 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques décalées entre elles par un angle de  $2\pi/3$  et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine (théorème de FERRARIS).

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant.

Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent, [2].

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

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

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement, [6].

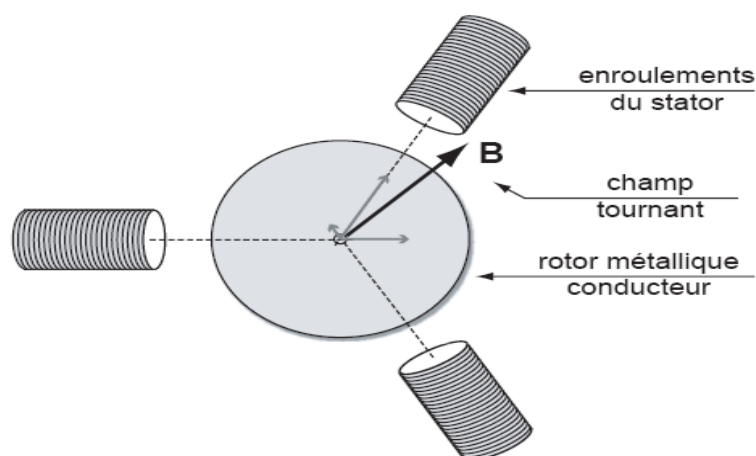


Fig.1.11 Principe de fonctionnement d'un moteur à induction

### 1.6.1 Caractéristique de fonctionnement :

#### 1.6.1.1 Fonctionnement à vide :

À vide, le rotor n'entraîne pas de charge, par conséquent le glissement est pratiquement nul, et le rotor tourne quasiment à la vitesse de synchronisme : on supposera que, à vide,  $g \approx 0$  et  $n \approx n_s$ .

Le facteur de puissance  $\cos \varphi$  à vide est très faible (il est inférieur à 0,2), en l'absence de charge, la puissance réactive  $Q$  consommée est élevée. Le courant absorbé, essentiellement réactif, est un courant de magnétisation : il sert à créer le champ magnétique tournant, [7].

### 1.6.1.2 Fonctionnement en charge :

Lorsque on charge le moteur, c'est à dire lorsqu'on lui demande de fournir un effort mécanique, la consommation de puissance active augmente et le stator absorbe un courant actif.

De plus, comme nous pourrions le montrer au prochain paragraphe, le moteur asynchrone est capable de démarrer en charge, [7].

### 1.6.2 Caractéristique mécanique $T_u = f(n)$ :

Nous avons reporté sur la Fig. 1.12 l'allure de la caractéristique du couple utile d'un moteur asynchrone en fonction de la vitesse de rotation et du glissement.

$$T_u = f(n)$$

où  $T_u$  est le couple utile. Nous avons repéré la zone de fonctionnement du moteur asyn-

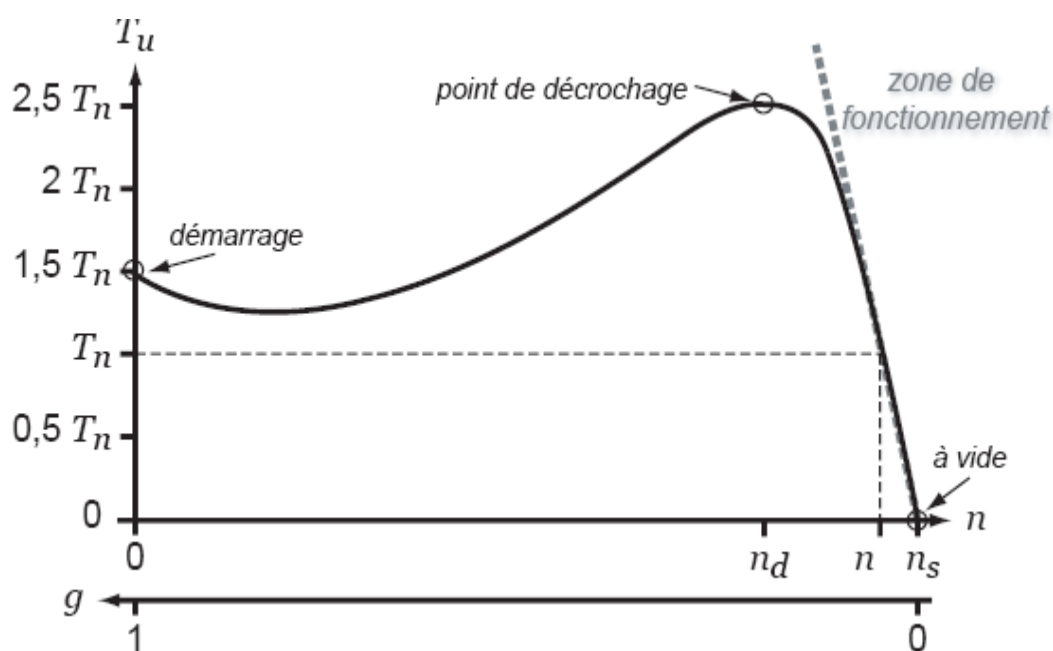


Fig.1.12 Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone

chrone, c'est à dire les conditions de vitesse, de glissement et de couple dans lesquelles le moteur va travailler après avoir démarré. Celle-ci se trouve dans la zone des valeurs élevées de  $n$ , c'est à dire pour les faibles valeurs du glissement  $g$ . Nous pouvons remarquer que, dans ce régime, la

vitesse varie peu en fonction de la charge, et que l'on peut approcher la caractéristique  $T_u(n)$  par une droite, de sorte que :

$$T_u = an + b \tag{1.3}$$

où a et b sont des constantes.

D'autre part, nous pouvons observer que toujours dans la zone de fonctionnement, le couple utile est proportionnel au glissement, et, de fait :

$$T_u = k.g \tag{1.4}$$

où k : est une constante.

Nous avons aussi reporté sur la Fig.1.12 a vitesse de décrochage  $n_d$  : lorsque le moteur est en fonctionnement, si la charge amène la vitesse de rotation du moteur à descendre en dessous de  $n_d$  alors celui-ci cale. Typiquement,  $n_d \approx 0,8.n_s$ , [7].

### 1.7 Glissement d'une machine asynchrone :

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator.

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour-cent : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet Joule (L'effet Joule est la manifestation thermique de la résistance électrique, il se produit lors du passage d'un courant...) dans le rotor étant proportionnelles au glissement. Une machine de qualité doit fonctionner avec un faible glissement.

On désigne par  $n_s$  : la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine.

On désigne par  $n$  : la fréquence de rotation de la machine.

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

En 50 Hz c'est un sous multiple de 3000 tr/min soit : 3000 ; 1500 ; 1000 ; 750 ; etc.

En 60 Hz c'est un sous multiple de 3600 tr/min, soit : 3600 ; 1800 ; 1200 ; 900 ; etc.

soit  $p$  le nombre ( Un nombre est un concept caractérisant une unité, une collection d'unités ou une fraction d'unité.) de paires de pôles de la machine et  $f$  la fréquence de l'alimentation.

On a :  $n_s = \frac{f}{p}$  en tr/s ou  $n_s = \frac{60f}{p}$  en tr/min. (1.5)

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

$$n_s - n = g.n_s, \text{ soit } g = \frac{n_s - n}{n_s} \tag{1.6}$$

Le glissement peut aussi être calculé à partir des vitesses angulaires :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \tag{1.7}$$

Avec :

$\omega_s$  : La vitesse angulaire (En physique, et plus spécifiquement en mécanique, la vitesse angulaire  $\omega$ , aussi appelée fréquence angulaire, est...) de synchronisme du champ statorique dans la machine.

$\omega$  : La vitesse angulaire de rotation de la machine, [3].

### 1.8 La plaque signalétique d'un moteur asynchrone :

Exemple de plaque signalétique d'un moteur asynchrone triphasé industriel :

<b>Mot 3~ 50/60Hz</b>	<b>IEC34</b>	<b>IP55</b>
<b>MT90L24-4</b>		
<b>1.5 / 1.75 kW</b>	<b>1420 / 1710 tr/min</b>	
<b>380-420 / 440-480 V - Y</b>	<b>3.7 / 3.6 A</b>	
<b>220-240 / 250-280 V - Δ</b>	<b>6.4 / 6.3 A</b>	
<b>cos φ = 0.75 / 0.78</b>		

Moteur triphasé utilisable en 50 et 60 Hz	Plaque établie conformément à la norme internationale IEC34	Classement IP (Indice de Protection)
Référence constructeur précisant notamment : - la taille de la carcasse moteur - le nombre de pôles		
Puissance utile nominale		fréquence de rotation nominale
Tension entre phase du réseau d'alimentation pour un couplage étoile		Courant de ligne nominal pour un couplage étoile
Tension entre phase du réseau d'alimentation pour un couplage triangle		Courant de ligne nominal pour un couplage triangle
		facteur de puissance au régime nominal

Soit on dispose d'un réseau d'alimentation correspondant aux valeurs de tension de la troisième ligne et on doit réaliser un couplage étoile symbolisé par  $\mathbf{Y}$  (cas le plus fréquent), soit on dispose d'un réseau d'alimentation correspondant aux valeurs de tension de la quatrième ligne et on doit réaliser un couplage triangle symbolisé par  $\Delta$ . Sur la même ligne, la plaque signalétique indique pour chacun des couplages la valeur de l'intensité du courant de ligne qui sera absorbée au régime nominal.

À l'aide de grandeurs électriques fournies : tensions entre phases, intensités des courants de ligne et facteur de puissance, il est possible de calculer la puissance active absorbée et d'en déduire le rendement de la machine fonctionnant au régime nominal , [8].

En monophasé :

$$p_a = UI \cos \varphi \quad (1.8)$$

En triphasé :

$$p_a = \sqrt{3}UI \cos \varphi \quad (1.9)$$

Le rendement :

$$\eta = \frac{p_u}{p_a} \quad (1.10)$$

## 1.9 Les pertes d'une machine asynchrone :

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

- ✓ Les pertes dans les circuits électriques ;
- ✓ Les pertes dans les circuits magnétiques ;
- ✓ Les pertes mécaniques ;

### 1.9.1 Les pertes dans les circuits 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.

#### 1.9.1.1 Pertes nominales en basse fréquence :

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

$$p_j = RI^2 \quad (1.11)$$

En basse fréquence et pour les conducteurs de sections filiformes, la densité de courant est uniformément répartie dans toute la section du conducteur.

La résistance d'un enroulement, réalisé à l'aide de fils fins de résistivité  $\rho$ , de section nue  $s$  et constitué de  $N_s$  spires en série, chacune de longueur moyenne  $L_{moy}$  et formant  $a$  voies en parallèle, vaut (à fréquence nulle) :

$$R_0 = \rho \cdot \frac{L_{moy} \cdot N_s}{a \cdot s} \quad (1.12)$$

La résistivité  $\rho$  doit être celle qui correspond à la température de fonctionnement  $\theta_2$  de l'enroulement selon la loi :

$$\rho(\theta_2) = \rho(\theta_1) \frac{1 + \alpha\theta_2}{1 + \alpha\theta_1} \quad (1.13)$$

Avec :

a: Coefficient caractéristique du matériau;

$\rho(\theta_1)$ : Résistivité à la température  $\theta_1$ , [9].

### 1.9.1.2 Pertes supplémentaires à fréquence élevée :

#### 1.9.1.2.1 Cas des courants sinusoïdaux :

Lorsque le courant, qui parcourt un conducteur, est sinusoïdal à fréquence  $f$  élevée, la densité de courant dans une section droite du conducteur n'est plus uniforme (effet Kelvin). Cela est dû 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  $\delta$ , dite *de peau*, qui est définie par l'équation :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu.f}} \quad (1.14)$$

Avec :

$\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$  Perméabilité égale à celle du vide pour les conducteurs non magnétiques habituels. Par rapport au fonctionnement en basse fréquence, il en résulte un accroissement de sa résistance et de son inductance et donc un accroissement des pertes Joule pour un même courant transporté, [9].

#### 1.9.1.2.2 Cas des courants non sinusoïdaux :

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

$$P_J = \sum_{i=1}^n R_i I_i^2 = R_1 I_1^2 \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_1} \left( \frac{I_i}{I_1} \right)^2 = P_{j1} k_f \quad (1.15)$$

Avec :

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

$k_f$ : Coefficient dû aux harmoniques (pour des courants en créneaux,  $k_f$  est de l'ordre de 8 à 10%), [9].

## 1.9.2 Les Pertes dans le circuit magnétique :

### 1.9.2.1 Les pertes magnétiques de fer $P_{fer}$ :

Les alliages ferromagnétiques utilisés dans les circuits magnétiques sont communément appelés fer, étant donné le fort pourcentage de fer dans ceux-ci.

Les pertes magnétiques de fer ou pertes fer subdivisent en deux catégories:

#### 1.9.2.1.1 Les pertes par courant de Foucault $P_f$ :

Les pertes par courant de Foucault dans ces alliages résultent, selon la loi de Faraday, des variations temporelles des flux qui induisent des forces électromotrices dans leur masse. Ces fém. générées dans ces alliages conducteurs, de résistivité voisine de  $50 \cdot 10^{-8} \Omega m$ , donnent naissance à des courants qui se ferment dans la masse du fer dans des plans normaux à la direction du flux. le phénomène est analogue à celui qui génère des courants 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 courants 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 fém.

$$P_f = k_r (e \cdot f \cdot B_m^2) \quad (1.16)$$

Avec :

$P_f$  : Pertes par courant de Foucault ;

$e$  : Epaisseur de la tôle ;

$f$  : Fréquence de l'induction (Hz) ;

$k_r$  : Coefficient caractéristique de tôle, [9].

#### 1.9.2.1.2 Les pertes par Hystérésis ou pertes Hystérétiques $P_h$ :

Les pertes par hystérésis ou pertes hystérétiques résultent, sous l'effet de la variation en intensité et/ou en direction du champ magnétique appliqué, de transformations de l'organisation de la matière en domaines de Weiss dans lesquels l'aimantation est uniforme en direction et module, les moments magnétiques des atomes d'un domaine étant colinéaires.

La variation de la magnétisation provoque des déplacements, des suppressions ou des créations de 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.

$$P_h = k_h \cdot f \cdot B_m^2 \quad (1.17)$$

$k_h$  : Coefficient de pertes par hystérésis.

Les deux termes de pertes ne sont pas indépendants du fait qu'il s'agit du même champ appliqué et de la même induction locale à laquelle les deux phénomènes participent, chacun à sa manière.

$$P_{\text{fer}} = P_h + P_f \quad (1.18)$$

### 1.9.3 Les Pertes mécanique :

#### 1.9.3.1 Pertes par frottement :

##### 1.9.3.1.1 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 briffés, 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, [9].

##### 1.9.3.1.2 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 roulements 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 employé lorsque les roulements sont sollicités Sous des conditions très sévères, par exemple dans l'aéronautique, cette méthode est très lourde à mettre en œuvre, [9].

**1.9. 3.1.3 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, [9].

**1.9. 3.1.4 Pertes aux contacts balais - collecteur et balais- bague :**

Exprime de préférence en fonction de la pression d'appui des balais  $P_b$  de la surface  $S_b$  et de la vitesse tangentielle du collecteur  $V_c$  (en m/s) ou des bagues. On obtient (en W) :

$$P_b = 1.11 \cdot f_b \cdot P_b \cdot S_b \cdot V_c \quad (1.19)$$

Avec :

$P_b (N/cm^2)$  : Donné par le fabricant (**1,8 à 2,2 (N/cm<sup>2</sup>)** pour les balais des machines à collecteur et **1,5 (N/cm<sup>2</sup>)** pour les balais sur bagues) ;

$S_b (cm^2)$  : Surface de toutes les lignes de balais ;

$f_b$  : Coefficient de frottement, donné par le fabricant de balais, et de valeur moyenne égale à 0,2.

**1.9. 3.2 Pertes par ventilation :**

Ces pertes sont difficiles à évaluer avec précision avec des moyens simplifiés. Les écoulements, en principe laminaires, sont ici perturbés par les têtes de bobines, les encoches, etc., ce qui entraîne localement des mouvements tourbillonnaires. Cette situation est favorable au refroidissement, mais rend le calcul délicat. Les méthodes de calcul actuelles des écoulements, qui résolvent les équations de Navier-Stokes complètes, peuvent en principe appréhender des géométries complexes à l'aide des techniques d'éléments finis. La nature turbulente de l'écoulement complique très fortement l'étude. Cependant, des modèles qui décrivent les tensions turbulentes, avec des viscosités turbulentes (hypothèse de Boussinesq) donnent des résultats intéressants.

La situation est moins complexe dans les grandes machines où les obstacles à la circulation de l'air sont relativement moins importants que dans les petites.

Les constructeurs utilisent encore souvent les résultats de mesures effectuées sur de nombreuses machines, présentés soit sous forme d'abaques en fonction de la vitesse et de la Puissance utile ou du diamètre du rotor, soit sous forme de formules approchées qui donnent, au moins, un ordre de grandeur des pertes cherchées, [9].

### 1.10 Bilan de puissance

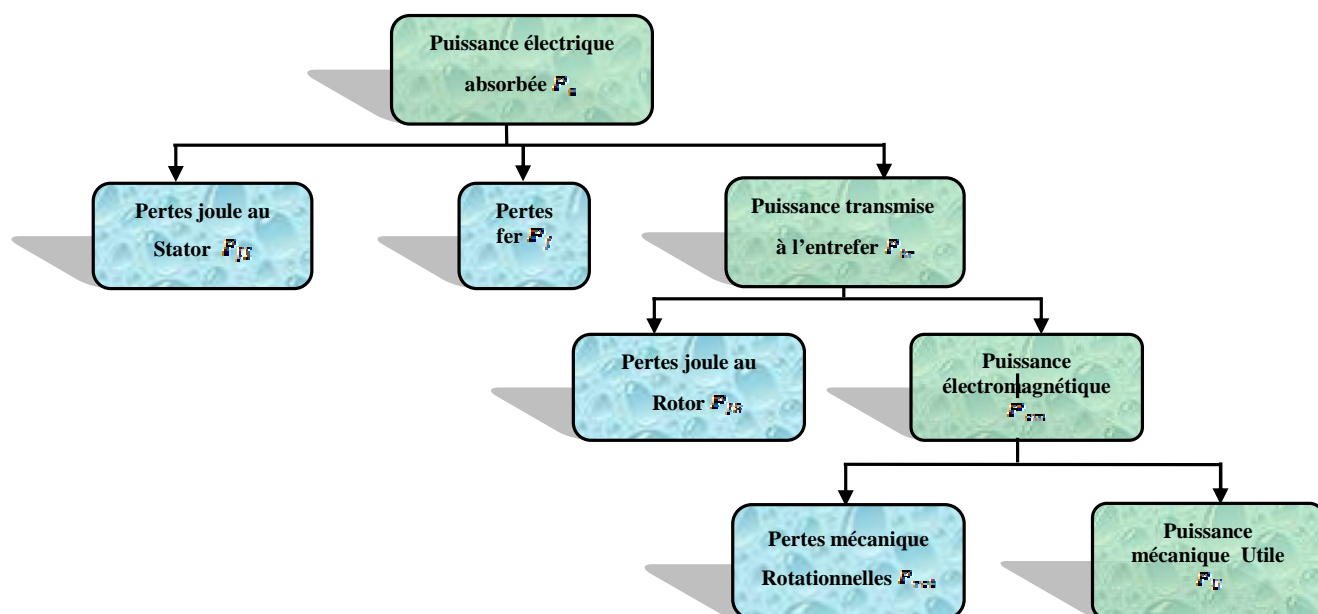


Fig.1.13 Bilan de puissance d'une machine asynchrone

#### 1.10.1 La puissance au stator :

- La puissance absorbée  $P_{\alpha}$  :

$$P_{\alpha} = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \tag{1.20}$$

U : tension entre deux bornes du moteur.

I : courant en ligne.

- Les pertes Joule  $P_{js}$  :

$$P_{js} = \frac{3}{2} R I^2 \quad R : \text{la résistance entre deux bornes.} \tag{1.21}$$

- Les pertes fer statorique  $P_{fs}$  :

Elle ne dépend que de la tension U et la fréquence f et sont donc constant si le moteur est couplé au réseau.

- Puissance transmise :  $P_{tr}$

C'est la puissance que reçoit le rotor.

$$P_{tr} = P_{\alpha} - P_{js} - P_{fs} \tag{1.22}$$

#### 1.10.2 puissances au rotor :

- Les pertes Joules  $P_{jr}$  :

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{les pertes fer dans le stator sont négligeables}). \tag{1.23}$$

- Les pertes mécaniques  $P_{m}$  :

La vitesse de rotation variant peu en marche normale, ces pertes sont pratiquement constantes.

$$P_m = P_u - P_M \quad (1.24)$$

➤ Les pertes collectives  $P_c$  :

Ces pertes ne dépendent que U, f et n. Comme ces grandeurs sont généralement constants, les pertes fer au stator et les pertes mécanique le sont aussi.

$$P_c = P_{fs} + P_m \quad (1.25)$$

➤ Puissance utile  $P_u$  :

$$P = P_M - P_m \quad (1.26)$$

### 1.10.3 Bilan complet :

$$P_a = P_u + P_{js} + P_{jr} + P_c \quad (1.27)$$

## 1.11 Rendement :

Le rendement d'un moteur asynchrone est le rapport de la puissance utile à la puissance absorbé, [10].

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = 1 - \frac{\Sigma \text{pertes}}{P_a} \quad (1.28)$$

## 1.12 Les avantages et les inconvénients d'utilisation des moteur asynchrones :

### ➤ Les avantages :

- Il n'y a pas d'alimentation de rotor donc aucun problème d'usure de collecteur.
- Le moteur asynchrone est facile de réaliser et très robuste.
- Le démarrage est autonome, sauf les charges élevées.

### ➤ Les inconvénients :

- La vitesse de rotation n'est pas parfaitement stable.
- Le domaine de puissance est limité à 10 MW, [11].

## 1.13 Utilisation du moteur asynchrone :

Comme la vitesse n reste très proche de la vitesse  $n_s$  de synchronisme, pour varier la vitesse du moteur il faut en fait varier la fréquence  $f_s$  à l'aide d'un onduleur.

Mais pour faire varier la vitesse sans modifier le couple utile il faut garder le rapport  $V_s / f_s$  constant ( $V_s$  est la tension d'alimentation d'un enroulement). Si on augmente la vitesse, il faut augmenter la fréquence et la tension d'alimentation dans les limites du bon fonctionnement de la machine.

Le moteur asynchrone triphasé, d'une puissance de quelques centaines de watts à plusieurs mégawatts est le plus utilisé de tous les moteurs électriques. Son rapport coût/puissance est le plus faible. Associés à des onduleurs de tension, les moteurs asynchrones de forte puissance peuvent fonctionner à vitesse variable dans un large domaine (les derniers TGV, le Tram de Strasbourg, ...).

Toute fois l'emploi de ce type de moteur est évité en très forte puissance ( $P > 10$  MW) car la consommation de puissance réactive est alors un handicap, [12].

### **1.14 Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a donné un historique sur les machines asynchrone et nous avons exposé des généralités sur la machine asynchrone pour faire la différence entre cette dernière, et les autres machines à partir de sa construction, son principe de fonctionnement, et sa caractéristique mécanique. En suite on a situé les principales pertes existantes.

Dans le deuxième chapitre, on présentera la méthode de conception d'une machine asynchrone.

## **2.1 Introduction :**

La conception et le dimensionnement des machines électriques sont des axes très importants dans l'industrie électrique surtout pour la construction et la fabrication du matériel dans une durée limitée et rapide. Elles sont applicables dans les différents types des machines.

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 choix de dimensions principales d'une machine électrique dépend, tant, du point de vue magnétique que du point de vue électrique, d'une série de facteurs liés aux propriétés thermiques des matériaux isolants ainsi qu'aux exigences de l'exploitation en ce qui concerne la capacité de surcharge, le rendement, le facteur de puissance et les conditions de démarrage.

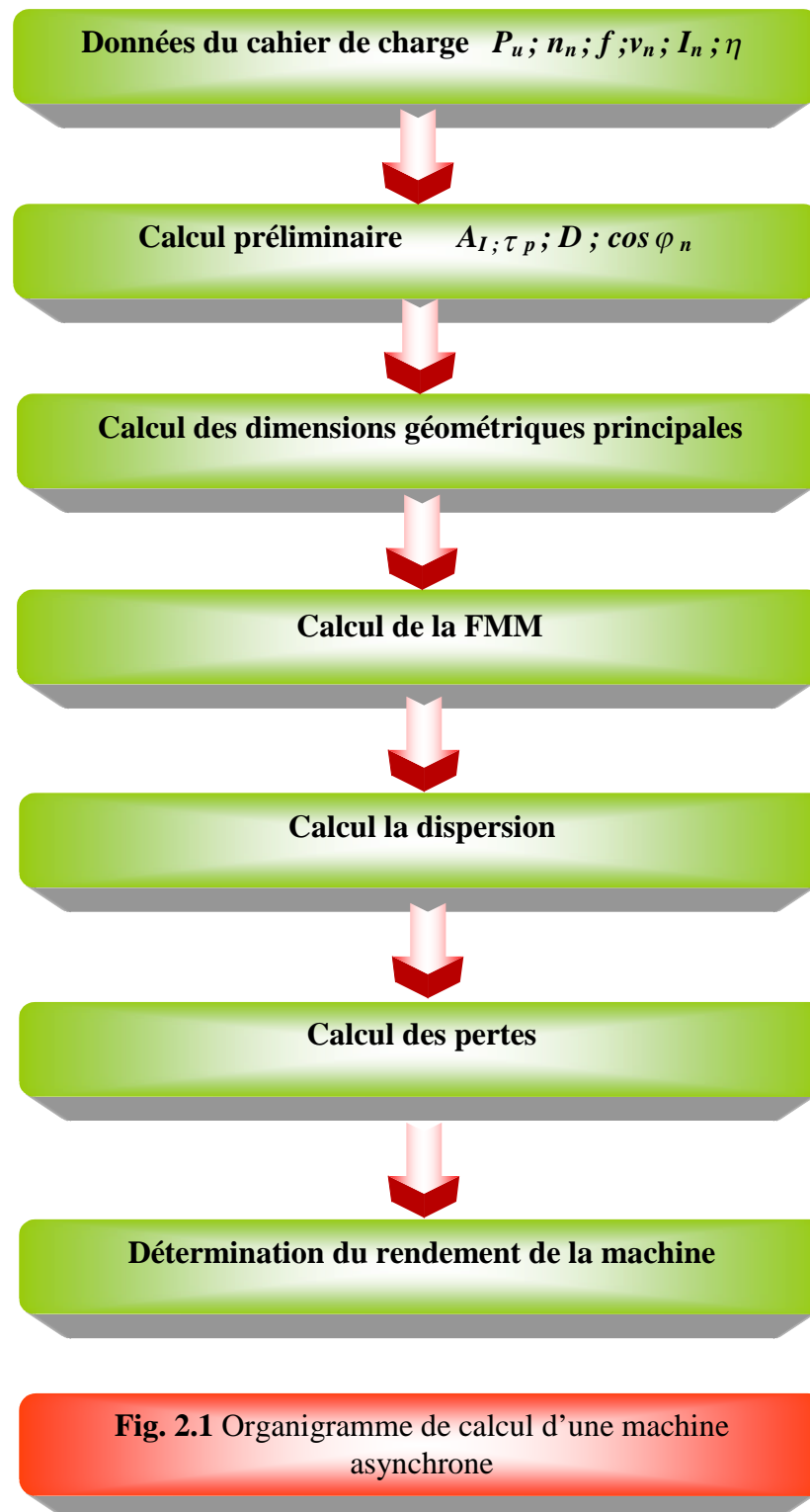
Les facteurs qui influent sur les dimensions du moteur sont multiples et variés selon le type de la machine à construire. Pour les machines asynchrones, ce sont les conditions de démarrage, la capacité de surcharge, le facteur de puissance et le rendement qui sont déterminants.

Dans la première partie de ce chapitre on présentera la procédure de calcul et le dimensionnement d'une machine asynchrone. A la suite de ces calculs, on apporte des corrections nécessaires s'il y a lieu dans les dimensions choisies primitivement. On choisit des matériaux présentant d'autres propriétés, puis on reprend tous ces calculs jusqu'à ce qu'on obtienne une variante qui répond entièrement aux exigences énoncées dans le cahier de charge, [13].

## 2. 2 Méthode de conception :

### 2. 2.1 Organigramme de calcul :

La procédure de calcul d'une machine électrique est résumée dans l'organigramme de la figure suivante :



**2.2.1.1 Cahier de charge :**

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

**2.2.1.2 calcul préliminaire :**

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, [13].

$$\frac{P_s \cdot 10^{-3}}{l_i \cdot D^2 \cdot 60 \cdot n} = \frac{k_{\omega 1} \cdot A_1 \cdot \beta_\delta}{8,6 \cdot 10^3} = C \quad (2.1)$$

$C$  : est appelé la coefficient d'utilisation .

$k_{\omega 1}$  : Facteur de bobinage ;

$l_i$  : Longueur virtuelle de l'induit ;

$D$  : Diamètre du stator à l'alésage (intérieur) ;

$A_1$  : Densité linéaire de courant à la périphérique de l'induit ;

$$A_1 = \frac{2m_1 N_1 l_i}{\pi D} \quad (2.2)$$

Pour déterminer les dimensions principales de la machine, on part de sa puissance apparente. En désignant par  $P_u$  la puissance à l'arbre en (W), le rendement ( $\eta$ ) et le facteur de puissance par  $\cos \varphi$ , la puissance apparente en (VA) est exprimée par:

$$P_s = \frac{P_u}{\eta \cdot \cos \varphi} \quad (2.3)$$

On à :

$$P_s = m_1 V_1 I_1 \quad (2.4)$$

Où, dans l'hypothèse d'un champ sinusoïdale :

$$V_1 \approx E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1} \phi \quad (2.5)$$

$$\phi = \frac{2}{\pi} \tau_p l_i \beta_\delta \quad (2.6)$$

$N$  : Nombre de spire de primaire par phase ;

$\phi$  : Flux par pôle ;

$\tau_p$  : Pas polaire ;

En exprimant: 
$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad \text{et} \quad f_l = p n. \quad (2.7)$$

La puissance apparente interne est :

$$P_s = \frac{A_l B_\delta K_{w1} 60 n_s D^2 l_i 10^3}{8.6 \cdot 10^3} \quad (2.8)$$

Où  $A_l$  désigne la densité linéaire du courant, c'est-à-dire le nombre d'ampères tours par "m" de périphérie d'induit.

La densité linéaire  $A_l$  en caractérise l'utilisation électrique, Alors que l'induction dans l'entrefer  $B_\delta$  caractérise l'utilisation magnétique de la machine, de l'équation (2.1) précédente, on tire:

$$\frac{P_s \cdot 10^{-3}}{l_i \cdot D^2 \cdot 60 \cdot n} = \frac{k_{\phi 1} \cdot A_l \cdot B_\delta}{8,6 \cdot 10^3} = C$$

(2.1) est l'équation fondamentale pour le calcul des dimensions principales de la machine.

On procède a 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  $A_l$ .
- Ou bien on choisit un coefficient d'utilisation "C", tel que les valeurs de  $C$ ,  $A_l$ ,  $B_\delta$  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:

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau_p} \cong \sqrt[3]{p} \quad (2.9)$$

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 nombres de moteurs (Normes allemandes), [13].

### 2.2.1.3 Calcul des dimensions géométriques principales du rotor –stator :

#### 2.2.1.3.1 Encoche statorique :

Pour choisir le nombre d'encoches du stator  $Z_1$  en choisir 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, [13].

$$Z_1 = 2.p.q.m \quad (2.10)$$

Le nombre d'enroulement  $q$ , par pôle et par phase du stator, doit être dans tout 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].

### 2.2.1.3.2 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'encoche statorique  $Z_1$ , [11].

### 2.2.1.3.3 L'entrefer :

L'entrefer dans la machine présente la réluctance principale dans le circuit magnétique de la machine qui s'oppose au flux magnétique, c'est-à-dire à peu près 80% de la chute de tension magnétique a lieu au niveau de l'entrefer.

Pour limiter le courant absorbé par la machine pendant le fonctionnement à vide on choisit l'entrefer très étroit. On détermine l'épaisseur de l'entrefer en utilisant la courbe qui donne la variation de l'épaisseur en fonction du diamètre et le nombre de paire de pôles, [9].

### 2.2.1.3.4 Enroulement de la machine :

☀ **Facteur de bobinage  $K_{w1}$  :**

$$k_{w1} = k_{p1}k_{d1} \quad (2.11)$$

$K_{w1}$  : Facteur de bobinage.

$K_{p1}$  : Facteur de raccourcissement.

$K_{d1}$  : Coefficient de distribution.

☀ **Facteur de distribution:**

$$K_{d1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} \quad (2.12)$$

✱ **Facteur de raccourcissement :**

$$K_{p1} = \sin \beta \frac{\pi}{2} \tag{2.13}$$

Avec :

$$\beta = \frac{C'}{\tau_p} \tag{2.14}$$

$C'$  : Désigne l'ouverture de la bobine, [11].

**2.2.1.4 Calcul de la F.M.M :**

**2.2.1.4.1 Circuit magnétique :**

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

$$\int H . dt = \sum F . m . m \quad (At) \tag{2.15}$$

La différence de potentiel magnétique le long d'une ligne fermée est égale à la somme des forces magnétomotrice (FMM).

Pour simplifier les calculs dans les machines électriques on décompose l'intégrale (2.16) en une somme de produits et en considère dans un circuit  $i$  la valeur du champ magnétique  $H_i$  est constante. On peut alors écrire, [14].

$$\int H_i . dL_i = \sum_{i=1}^n H_i L_i = H_1 L_1 + H_2 L_2 + \dots + H_n L_n \tag{2.16}$$

$H$  : Intensité du champ, (A/m).

$L$  : La largeur de tronçon, (m).

**2.2.1.4.2 Procédure de Calcul de la F.M.M :**

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

Connaissant la valeur de  $B_\delta$  et les dimensions du moteur on calcule le flux par pole  $\phi$ , alors on peut déterminer aisément les valeurs de l'induction  $B_i$  et du champ magnétique  $H_i$  dans chaque tronçon par conservation du flux :

$$B_i = \frac{\phi_i}{S_i} \quad , \quad H_i = \frac{B_i}{\mu_i} \quad , \quad \mu_i = \mu_0 \mu_{ri} \tag{2.17}$$

$\mu_0$  : 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, afin de réduire les pertes Hystérésis et les pertes par courants de Foucault.

Lorsque la valeurs du champ  $H_i$  il est déterminé et multipliées par la longueur du tronçon  $L_i$ , nous donne la valeur de la tension magnétique pour chaque tronçon.

$$H_i L_i = F_i \quad (At) \quad (2.18)$$

$$\sum_{i=1}^n H_i L_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_n = F = NI \quad (2.19)$$

#### 2.2.1.4.3 F.M.M dans l'entrefer :

L'entrefer constitue le premier pas de calcul de la *F.M.M*, puisque l'on considère comme une base de calcul d'induction  $B_\delta$  ou le flux  $\phi_\delta$  dans celui-ci, et le fait que la chute de potentiel dans l'entrefer est le plus importante dans la machine.

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est proportionnelle au champ magnétique de l'entrefer  $H_\delta$  et à l'épaisseur de l'entrefer  $\delta$  :

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta = \delta \cdot \frac{\beta_\delta}{\mu_0} \quad (At) \quad (2.20)$$

Tel que :

$$\beta_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad (2.21)$$

On note que la surface virtuelle traversée par le flux  $S_\delta$  est dépend de la longueur virtuelle  $l_i$  et à l'arc polaire virtuel  $b_i$  :

$$S_\delta = b_i l_i \quad (2.22)$$

$b_i$  : Arc polaire virtuel représentant une fraction du pas polaire  $\tau_p$ .

La détermination de la valeur de  $S_\delta$  présente quelque difficulté du fait des interruptions du fer que produisent les encoches le long de l'entrefer. Les canaux radiaux de ventilation et les intervalles entre les pôles ainsi que de l'influence exercée par la saturation des dents sur la répartition de l'induction dans l'entrefer. On not que l'arc polaire  $b_i$  est dépend de la forme des pôles et de la saturation du fer, donc de la forme de la courbe d'induction.

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (2.23)$$

Soit :

$$\alpha_i = \frac{\beta_{\delta_{eff}}}{\beta_{\delta_{max}}} < 1 \quad (2.24)$$

$\alpha_i$  : Est appelé le coefficient d'aplatissement de la courbe.

Pour un champ sinusoïdale  $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ , mais dans le cas général la courbe d'induction n'est pas sinusoïdale du fait de la saturation dans le fer. L'augmentation de la saturation engendre une augmentation de coefficient d'aplatissement  $\alpha_i$  qui devient supérieur à  $\frac{2}{\pi}$ , [14].

#### 2.2.1.4.4 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.

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 :

$$H_{z.moy} = \frac{1}{6}(H_{z.min} + 4H_{z.med} + H_{z.max}) \quad (2.25)$$

- $H_{z.min}$  : 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:

$$F_z = h_z \cdot H_{z, moy} \quad (2.26)$$

$h_z$  : 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, [11].

#### 2.2.1.4.5 Coefficient de saturation :

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

$$k_s = \frac{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}}{F_\delta} > 1 \quad (2.27)$$

L'augmentation de  $k_s$  signifie une saturation dans les dents statorique et rotorique donc une augmentation de la FMM qui engendre une augmentation du courant magnétisant, et une diminution du facteur de puissance.

Le facteur de saturation  $k_s$  pour les machines asynchrones est pris en première approximation entre 1,1 et 1,4, [11].

#### 2.2.1.4.6 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  $\beta_\sigma$ .

$$K_f = \frac{\beta_{\delta, eff}}{\beta_\sigma} \geq 1 \quad (2.28)$$

Le coefficient  $K_f$  augmente quand la saturation diminue, [11].

#### 2.2.1.4.7 Facteur de carter (correction de l'entrefer) :

Pour tenir compte de la présence d'encoche dans le calcul du pas polaire virtuel  $b_i$ , on définit le facteur de carter  $K_c$  qui représente le rapport de la valeur d'épaisseur de l'entrefer  $\delta$  à la valeur d'épaisseur de l'entrefer fictif  $\delta'$ .

Soit :

$$\frac{\delta}{\delta'} = K_c > 1$$

(2.29) La relation (2.21) devient:

$$F_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot K_c \cdot \delta' = \frac{\phi_{\delta}}{S_{\delta} \cdot \mu_0} \cdot K_c \cdot \delta' \quad (2.30)$$

#### 2.2.1.4.8 Calculs du nombre de spires $N_I$ par phase du primaire :

La relation entre la *F.E.M* induite par phase  $E$  et le flux  $\phi$  dans le cas d'un champ sinusoïdale est:

$$E = 4 \cdot K_f \cdot f \cdot N \cdot K_{w1} \cdot \phi \quad (2.31)$$

On peut écrire pour une phase du primaire:

$$N_1 = \frac{E_1}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot K_{w1} \cdot \phi} \quad (2.32)$$

La f.c.e.m induite  $E_1$  par phase est toujours inférieure à la tension  $V$  aux bornes de la machine a cause de la présence des dispersions du primaire qui est exprimer par  $\frac{1}{1 + \sigma_{H1}}$ .

Sachant que l'augmentation du nombre de paires de pôles engendre une augmentation de dispersion.

$$E_1 = V_1 \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \quad (2.33)$$

La relation (2.32) devient :

$$N_1 = \frac{V_1 \left( \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \right)}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot K_{w1} \cdot \phi} \quad (2.34)$$

#### 2.2.1.4.9 Correction de l'induction dans les dents et les culasses :

Ayant déterminé un coefficient de dispersion  $\sigma_{H1}$  par un diagramme, se 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.

On prend avec une approximation suffisante:

$\phi(1 + \sigma_{H1})$  : Flux dans la culasse et au pied de la dent.

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

$\phi(1 + \frac{1}{3}\sigma_{H1})$  : Flux à la tête de la dent.

Les valeurs d'inductions corrigées dans chaque partie de la machine avec le flux dans l'entrefer  $\phi_\delta$  sont :

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad (2.35)$$

#### 2.2.1.4.9.1 Pour l'induction dans le stator :

$$B_{z1p} = \frac{l_i}{k_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1p}} \cdot B_\delta (1 + \sigma_{H1}) \quad (2.36)$$

$B_{z1p}$  : Induction au pied de la dent.

$\tau_{z1}$  : Pas dentaire statorique.

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

$$B_{z1m} = \frac{l_i}{k_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1m}} \cdot B_\delta (1 + \frac{2}{3}\sigma_{H1}) \quad (2.37)$$

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

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

$$B_{z1t} = \frac{l_i}{k_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1t}} \cdot B_\delta (1 + \frac{1}{3}\sigma_{H1}) \quad (2.38)$$

$B_{z1t}$  : Induction à la tête de la dent.

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

$$B_{j1} = \frac{\phi_\delta}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j1}} \cdot (1 + \sigma_{H1}) \quad (2.39)$$

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

$B_{j1}$  : Induction dans la culasse du stator.

#### 2.2.1.4.9.2 Pour l'induction dans le rotor :

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2p}} \cdot B_\delta \quad (2.40)$$

$$B_{z2m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2m}} \cdot B_\delta \quad (2.41)$$

$$B_{z2t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2t}} \cdot B_{\delta} \quad (2.42)$$

$$B_{j2} = \frac{\phi}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j2}} \quad (2.43)$$

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

➤ F.M.M dans l'entrefer :  $2F_{\delta} = 2 \cdot K_c \cdot \delta' \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_0}$  (2.44)

➤ F.M.M dans les dents statorique :  $2F_{z1} = 2 \cdot H_{z1} \cdot h_{z1}$  (2.45)

➤ F.M.M dans les dents rotorique :  $2F_{z2} = 2 \cdot H_{z2} \cdot h_{z2}$  (2.46)

➤ F.M.M dans la culasse statorique :  $F_{j1} = H_{j1} \cdot l_{j1}$  (2.47)

➤ F.M.M dans la culasse rotorique :  $F_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2}$  (2.48)

#### 2.2.1.4.10 Le courant magnétisant :

L'équation suivante permet de calculer le courant magnétisant :

$$I_m = \frac{p \cdot F_{tot}}{0,9 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1}} \quad (2.49)$$

#### 2.2.1.4.11 Courant de barre et anneau de court-circuitage :

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

$$P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup} \quad (2.50)$$

$P$  Puissance utile à l'arbre ;

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

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

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

$$E_2 = \frac{V_1}{1 + \delta_{H1}} \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (2.51)$$

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

$$m_2 I_2 E_2 (1 - g) = P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup} \quad (2.52)$$

On déduit  $I_2$  :

$$I_2 = \frac{P_u + P_{ft+vt} + P_{sup}}{m_2 I_2 E_2 (1 - g)} \quad (2.53)$$

$g$  : Etant le glissement estimé ;

$m_2$  : Nombre de phase du secondaire.

$I_2$  : Et le courant d'anneau est :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \sin \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (2.54)$$

### 2.2.1.5 Dispersion :

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

le rapport de flux de dispersion au flux produit en commun entre deux circuit électrique est appelé coefficient de dispersion de **Heyland**, qu' indique le pourcentage de dispersion, [11].

Soit :

$$\sigma_H = (\sigma_{H1} + \sigma_{H2}) + (\sigma_{H1} \cdot \sigma_{H2}) \quad (2.55)$$

Avec :

$$\sigma_{H1} = \frac{(L_1 - M) \cdot I_1}{M \cdot I_1} = \frac{L_{\sigma 1}}{M} \quad (2.56)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{(L_2 - M) \cdot I_2}{M \cdot I_2} = \frac{L_{\sigma 2}}{M} \quad (2.57)$$

$L_2$  : Inductance cyclique d'une phase rotorique.

$M$  : La mutuelle.

On peut défini le coefficient total de dispersion (**coefficient de Blondel**) par l'expression suivante :

$$\sigma = \frac{\sigma_H}{1 + \sigma_H} \quad (2.58)$$

### 2.2.1.5.1 Calcul de la 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 quatre parties :

- Flux de dispersion d'encoche.
- Flux de dispersion différentiel.
- Flux de dispersion des têtes de bobines.
- Flux de dispersion des têtes des dents.

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

#### 2.2.1.5.1.1 Dispersion d'encoche:

Lors de calcul de la dispersion, on considère que la réluctance du fer est infinie, donc la chute de potentiel magnétique est due seulement à l'entrefer qui donne une inductance constante.

La dispersion d'encoche est due au flux de fuit qui renferme autour de l'encoche, et qui ne participe pas au flux commun.

Pour simplifier les calculs de la réactance de fuit d'encoche on fera un raisonnement pour un enroulement à deux couche, on négligera aussi l'interaction entre les deux couche, puis on fera une correction par la suite. En tenant compte du déphasage entre les deux courants circule dans les deux couches superposées dans une même encoche.

On aura pour une phase a q encoche par pôle :

$$L_{\sigma z} = 2\mu_0 \frac{N^2}{qp} L_z \lambda_{\sigma z} \tag{2.59}$$

$L_z = li$  : Longueur active du fer.

$\lambda_{\sigma z}$  : Coefficient de perméance d'une encoche idéal (par m).

La réactance de fuit correspondante est proportionnelle à la fréquence  $f$ .

Comme le nombre de spire d'une phase est :

$$N = z_z \cdot p \cdot q \tag{2.60}$$

La relation (2.56) devient:

$$L_{\sigma z} = 2 \cdot \mu_0 \cdot Z_z^2 \cdot p \cdot q \cdot L_z \cdot \lambda_{\sigma z} \tag{2.61}$$

La réactance de fuite, causée par la dispersion d'encoche, est donc :

$$X_{\sigma_z} = 1,58 \cdot 10^{-3} \cdot f \cdot \frac{N^2}{pq} \cdot L_z \cdot \lambda_{\sigma_z} \quad (2.62)$$

Ou bien:

$$X_{\sigma_z} = 12,56 \cdot f \cdot \frac{N^2}{qp} \cdot \wedge_{\sigma_z} \quad (2.63)$$

$$\wedge_{\sigma_z} = \frac{(\mu_0 L_z \lambda_{\sigma_z})}{q} \quad (2.64)$$

$\wedge_{\sigma_z}$  : La perméance.

Pour le grand moteur la longueur active du fer  $L_z$ , est différence de la longueur du machine  $L_a$ , vu la présence des canaux de ventilation pour cela on défini le coefficient de perméance  $\lambda_{\sigma_z}$  :

$$\lambda_{\sigma_z} = \frac{1}{Z_z^2} \left[ \int_0^h \left( \frac{Z_z}{h_1} y \right)^2 \frac{dy}{b_z} + Z_z^2 \frac{h_2}{b_2} + Z_z^2 \frac{h_3}{b_3} + Z_z^2 \frac{h_4}{b_4} \right] = \frac{h_1}{3b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_z} + \frac{h_4}{b_z} \quad (2.65)$$

$h_4$  : Largeur de la dent.

$b_4 = s$  : Ouverture de l'encoche.

$L_z$  : Longueur du fer.

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

$$b_3 = \frac{b_z - b_4}{2,3 \log \frac{b_z}{b_4}} \quad (2.66)$$

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient:

$$\lambda_{\sigma_z} = 0,66 + \frac{h_4}{b_4} \quad (2.67)$$

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

Pour la correction de la perméance d'encoche en tenant compte de l'inductance mutuelle entre les deux couches on a le facteur de correction:

$K_{\text{coz}}$  pour la partie ne contenant pas de conducteurs et  $K_{\text{COCU}}$  pour la partie contenant les conducteurs sont donnés .

On obtient:

$$\lambda_{\sigma z} = K_{COCU} \frac{h_1}{3b_z} + K_{COZ} \left( \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \right) \quad (2.68)$$

### 2.2.1.5.1.2 Réactance de fuit différentielle :

#### 2.2.1.5.1.2.1 Pour le stator :

Pour pouvoir déterminer la réactance de fuit différentielle il faut sommer l'influence des harmoniques supérieures on retrouve :

$$X_{\sigma d1} = 1,58 f N^2 \left[ \frac{\tau_p l_i}{p} \frac{m_1}{\pi^2} \frac{1}{K_s K_c \delta} \sum \left( \frac{K_{wv}}{v} \right)^2 \right] 10^{-3} \quad (2.69)$$

Ou bien :

$$K_{\sigma d1} = 12,56 \frac{f N^2}{p} \wedge_{\sigma d1} \quad (2.70)$$

Ou :

$$\wedge_{\sigma d1} = \frac{m_1}{\delta \pi^2} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot \frac{\mu_0}{K_c \cdot K_s} \cdot \sum \left( \frac{K_{wv}}{v} \right)^2 \quad (2.71)$$

Les valeurs les plus importantes de la grandeur  $\sum \left( \frac{K_{wv}}{v} \right)^2$  pour des enroulements triphasés et biphasés sont données .

#### 2.2.1.5.1.2.2 Pour le rotor :

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

$$X_{\sigma d2} = 12,56 \frac{f}{2p} \wedge_{\sigma d2} \quad (2.72)$$

Avec :

$$\wedge_{\sigma d2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \frac{m_1}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_p \cdot l_i}{K_c \cdot K_s \cdot \delta} \cdot \sum_v \left( \frac{1}{(2 \cdot Z_2 \cdot \frac{v}{2P}) + 1} \right)^2 \quad (2.73)$$

La valeur des facteurs  $\sum_v \frac{1}{2 \cdot Z_2 \cdot \frac{v}{2P}}$  est donnée.

**2.2.1.5.1.3 Réactance de fuite des têtes de bobines :**

Lorsque il y a une grand influence entre les têtes des bobines et la masse de fer voisine, les lignes de parcours du flux sont très compliquées, alors le calcul de la dispersion des têtes des bobines est fais d'une manière très approximative

➤ **Pour le stator**

On a :

$$X_{\sigma b1} = 12,56.f \cdot \frac{N^2}{p} \cdot \wedge_{\sigma b1} \quad (2.74)$$

Le calcul de la perméance  $\wedge_{\sigma b1}$  est en fonction des dimensions des têtes de bobines.

$$\wedge_{\sigma b1} = 1,13 \cdot \mu_0 \cdot K_{wp}^2 \cdot (d_{21} + 0,5 \cdot d_{31}) \quad (2.75)$$

La signification de  $d_{21}$  et  $d_{31}$  est donné au référence. Pour déterminer les deux dimensions  $d_{21}$  et  $d_{31}$ , il faut calculer la longueur d'un conducteur :

$$L_C = L_a + 1.3 \tau_p \cdot \left[ \frac{C'}{\tau_p} \right] + 5cm \quad (2.76)$$

$$L_{tête} = 1.3 \cdot \tau_p \cdot \left[ \frac{C'}{\tau_p} \right] + 5cm$$

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

Soit :

$$d_{31} = \frac{L_{tête}}{2} - d_{21} \quad (2.77)$$

$$d_{31}^2 = d_{21}^2 - \left[ \frac{\tau_p}{2} \left[ \frac{C}{\tau_p} \right] \right]^2 \quad (2.78)$$

$K_{wp}$  : Facteur de raccourcissement de l'onde fondamentale.

$$K_{wp} = \sin \left[ \frac{\pi \cdot C}{2 \cdot \tau_p} \right] \quad (2.79)$$

Enfin, on défini la réactance de fuite totale du primaire comme suite :

$$X_{\sigma 1} = 12,56 f \frac{N}{p} (\wedge_{\sigma z1} + \wedge_{\sigma d1} + \wedge_{\sigma b1}) \quad (2.80)$$

► Pour le rotor

$$X_{ob2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot \wedge_{ob2} \quad (2.81)$$

Tel que :

$$\wedge_{ob2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (2.82)$$

D'où :

$$X_{ob2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2p} \cdot \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (2.83)$$

$g_v$  : 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  $\tau_p$ .

$$g_v = f\left(\frac{\tau_p}{d_e}, \frac{d_e}{e}\right) : \text{La distance } d_e \text{ est déduite du schéma.}$$

Soit :

$$d_e = \sqrt{(d_{21} - d_{an} + d_{31})^2 + (b_{an})^2} \quad (2.84)$$

$$e = 0,223(b_{an} + h_{an}) \quad (2.85)$$

L'inclinaison des encoches du rotor, visa à des harmoniques de denture, provoque une augmentation de la réactance de fuite différentielle, on admet un facteur de correction  $\left(1 + \left(\frac{B}{\tau_{z2}}\right)^2\right)$  pour la perméance de fuite différentielle, ce facteur est en fonction de pas dentaire du secondaire  $\tau_{z2}$  et l'induction de l'encoche  $B$ .

La réactance de fuite totale ou secondaire comme suite :

$$X_{\sigma 2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2p} \cdot (\wedge_{ob2} + \wedge_{\sigma z2} + \wedge_{\sigma d2}) 10^{-7} \quad (2.86)$$

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

$$K = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left[ \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{w1}}{K_{w2}} \right]^2 \quad (2.87)$$

$$X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \cdot K \quad (2.88)$$

$X'_{\sigma 2}$  : Réactance de fuite total de rotor, ramené au primaire.

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

On admet une perméance de pont:

$$\wedge_{\sigma_{\text{pont}}} = \frac{B_{\text{pont}} \cdot 2K_{fe} \cdot I_{fe} \cdot P_{t2}}{2,84 \cdot I_{\text{bardema}} \cdot Z_{Z2}} \quad (2.89)$$

$I_{\text{bardema}}$  : le courant de la barre au démarrage.

$$I_{\text{bardema}} \approx 6 \cdot I_{\text{bar}}$$

La relation (2.80) devient :

$$X_{\sigma 2}^{/*} = X_{\sigma 2}' \left( \frac{\wedge_{\sigma 2} + \wedge_{\sigma \text{ pont}}}{\wedge_{\sigma 2}} \right) \quad (2.90)$$

### 2.2.1.5.2 Calcule des coefficients de dispersion :

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m} \quad (2.91)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma 2}}{X_m} \cdot \sigma_{H1} \quad (2.92)$$

### 2.2.1.6 Les pertes dans la machine :

Lorsque le moteur asynchrone absorbe une puissance active, une partie de cette puissance est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator  $P_{JS}$ . Par la suite, le champ magnétique inducteur entraîne des pertes dans le fer  $P_f$ , par hystérésis et par courant de Foucault. Le reste de la puissance  $P_{tr}$  est transmis au rotor à travers l'entrefer. La majeure partie de cette puissance est alors utilisée pour produire une puissance électromagnétique  $P_{em}$ , tandis que la présence d'un courant induit dans le rotor provoque des pertes par effet Joule  $P_{JR}$ .

La puissance électromagnétique fournie par le stator est responsable de la mise en mouvement du rotor, qui produit la puissance mécanique utile  $P_u$  qui sera par la suite transmise à la charge par le biais d'un arbre de transmission ou d'une courroie de distribution. Toutefois, dans le mouvement du rotor, une partie de la puissance est perdue par divers mécanismes de frottements, c'est ce que l'on appelle les pertes rotationnelles  $P_{rot}$ . Nous donnons par la suite les différentes relations permettant de calculer les pertes dans le moteur asynchrone, lorsqu'elles sont calculables, [7].

**2.2.1.6.1 Pertes dans le cuivre ou pertes joule de la machine :****2.2.1.6.1.1 Les pertes par effet Joule au stator  $P_{JS}$  :**

Le stator peut être câblé en étoile ou en triangle. Puisque le moteur constitue un récepteur triphasé équilibré, alors :

$$P_{js} = \frac{3}{2} R I^2 \quad (2.93)$$

Où R est la résistance entre deux bornes.

Dans le montage étoile, la résistance entre deux bornes R est reliée à la résistance de chaque enroulement r par la relation :

$$R = 2 r \quad (2.94)$$

Dans le montage triangle, cette relation devient, [7].

$$R = \frac{3}{2} r \quad (2.95)$$

**2.2.1.6.1.2 Pertes Joule au rotor  $P_{JR}$  :**

Les pertes dans le cuivre pour le rotor sont:

$$p_{jr} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_{2bar}'^2 = m_2 \cdot R_2' \cdot I_2'^2 \quad (2.96)$$

$R_2$  : 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

$$R_{ba} = \frac{\rho L_{bar}}{S_{bar}} \quad (2.97)$$

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

$S$  : La section des conducteur utilisant dans l'enroulement.

**2.2.1. 6.2 Pertes fer :**

Dans un circuit magnétique traversé par un flux magnétique on a donc des pertes fer sont divisées en deux parties :

**▀ hystérésis :**

On peut exprime ces pertes sous la forme :

$$P_h = \text{aire de cycle} \times \text{fréquence} \times \text{volume de matériau.}$$

$$P_h = A \cdot f \cdot v$$

L'air A étant proportionnelle au carré à l'induction maximale  $B_m$ , on où exprime aussi ces pertes sous la forme :

$$P_h = k_h f \cdot B_m^2 \quad (2.98)$$

$B_m$  : L'induction maximale dans le fer,

$k_h$  : Coefficient dépend du matériau;

Ces pertes apparaissent aussi lorsque le matériau tourne dans un champs contenu fixe où qu'un matériau est le siège d'un champs tournant, on parle alors d'hystérésis tournante, [16].

### ▀ Courants de Foucault :

On appelle courants de Foucault les courants électriques créés dans une masse conductrice, soit par la variation au cours du temps d'un champ magnétique extérieur traversant ce milieu (le flux du champ à travers le milieu), soit par un déplacement de cette masse dans un champ magnétique constant. Ils sont une conséquence de l'induction magnétique. Ce phénomène a été découvert par le physicien français Léon Foucault en 1851, [17].

Dans le moteur asynchrone est aussi basé sur ces courants, générés au rotor par le champ créé par le stator. On peut donner pour expression de ces pertes :

$$P_w = \sigma_w \cdot (s_t \cdot f \cdot \beta_m)^2 \cdot 10^2 \quad (2.99)$$

$S_t$  : L'épaisseur de la tôle du fer;

$\beta_m$  : Induction maximale ;

$f$  : Fréquence des courants ;

$\sigma_w$  : Constante du fer ;

### ☞ Principe :

Le champ magnétique variable au cours du temps est responsable de l'apparition d'une force électromotrice à l'intérieur du milieu conducteur. Cette force électromotrice induit des courants dans la masse. Ces courants ont deux effets :

- ▀ ils provoquent un échauffement par effet Joule de la masse conductrice ;
- ▀ ils créent un champ magnétique qui s'oppose à la cause de la variation du champ extérieur (loi de Lenz).

Lorsque la variation de flux est due à un déplacement du milieu devant un champ magnétique constant, les courants de Foucault sont responsables de l'apparition de forces de Laplace qui s'opposent au déplacement, d'où l'effet de freinage observé, [17].

Pour diminuer ces pertes on peut choisir des matériaux à résistivité élevée (ferrite douce) où les feuilles sont parallèles au flux de façon à diminuer les sections de passage de ces courants. On isole électriquement les tôles entre elles si bien que la section offerte au flux est inférieure à la section mécanique du circuit magnétique du fait de l'épaisseur  $e$  de l'isolant et du froissement des tôles dont la planéité n'est pas parfaite, [16].

### 2.2.1.7 Le rendement :

Le rendement du moteur asynchrone est le rapport entre la puissance utile mécanique qu'il fournit et la puissance électrique qu'il absorbe, de sorte que, [16] :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (2.100)$$

À l'aide de la chaîne des pertes, on peut aussi écrire :

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + \sum \text{pertes}} \quad (2.101)$$

## 2.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la procédure de calcul et le dimensionnement d'une machine asynchrone, ainsi que l'étude en vue de la vérification et la validation de l'approche adoptée. Cette approche est destinée à la simplification de l'étude, et la précision de résultats de calcul.

### 3.1 Introduction :

Dans la vie courante, nous sommes fréquemment confrontés à des problèmes plus ou moins complexes. Cela peut commencer au moment où l'on tente de ranger son bureau, de placer son mobilier, et aller jusqu'à un processus industriel, par exemple pour la planification des différentes tâches. On définit alors une fonction objectif (fonction de coût ou fonction profit), que l'on cherche à optimiser (minimiser ou maximiser) par rapport à tous les "paramètres" (ou degrés de liberté) concernés. Une telle fonction objectif présente généralement un grand nombre de solutions non optimales (typiquement de l'ordre de  $\exp(N)$ , si l'on désigne par  $N$  le nombre de degrés de liberté du problème), [18].

En pratique, l'objectif n'est pas d'obtenir un optimum absolu, mais seulement une bonne solution, et la garantie de l'inexistence d'une solution sensiblement meilleure. Pour atteindre cet objectif au bout d'un temps de calcul raisonnable, il est nécessaire d'avoir recours à des méthodes appelées "heuristiques", [18, 19]

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

Pour la caractérisation d'une heuristique, il convient d'ajouter aux critères traditionnels de temps et de place mémoire celui de la "qualité" de la solution obtenue, c'est-à-dire de son écart avec la solution optimale. Par ailleurs, les heuristiques disposent en général d'un certain nombre de paramètres de contrôle, dont le choix est primordial pour la qualité de la solution à obtenir. Nous dirons qu'une heuristique est "robuste" si elle converge le plus souvent vers la même solution, et elle est d'autant plus "efficace" qu'elle donne, en un temps de calcul donné, une solution meilleure, plus proche de l'optimum, [19].

Dans la littérature, les méthodes développées pour résoudre des problèmes d'optimisation globale sont réparties, selon les auteurs, en différentes classes. Selon les critères de robustesse, les méthodes d'optimisation sont subdivisées en trois types: les méthodes déterministes, les méthodes énumératives, et les méthodes stochastiques utilisant un processus aléatoire guidé, [20, 21].

Puisque, une CAO optimisée est constituée par un outil ou un modèle d'analyse du dispositif à concevoir et un algorithme d'optimisation. On s'intéresse dans ce chapitre aux algorithmes d'optimisation et surtout plus, aux algorithmes génétiques et la Méthode des essais de particules, [22].

### 3.2 Algorithmes d'optimisation déterministes :

Qui n'utilisent aucun concept stochastique, requièrent des hypothèses sur la fonction  $f$  à optimiser, telles que :  $f$  est continue et dérivable en tout point du domaine  $S$  des solutions, ou  $f$  possède une constante de Lipschitz  $L$ , [23].

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

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

Les méthodes d'exploration directes recherchent les optima locaux en se déplaçant dans une direction qui dépend du gradient de la fonction. Pour trouver un minimum local, on peut emprunter la direction de la plus forte pente, [24, 25].

#### 2.2.1 Méthodes énumératives :

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

Ces méthodes présentent deux inconvénients majeurs :

- ✓ Elles sont inadaptées aux problèmes de grande dimension ;
- ✓ Elles ne sont pas guidées par un raisonnement ou un processus intelligent, qui conduit la recherche vers des sous-espaces, susceptible de contenir une bonne solution, sans balayer tout l'espace des solutions, [26, 27].

### 3.2.2 Méthode de la descente de gradient :

L'algorithme d'optimisation le plus simple est de gradient, dont le principe est de partir d'un point aléatoire puis de se déplacer dans la direction de la plus forte pente. En appliquant un certain nombre d'itérations, l'algorithme converge vers une solution qui est un minimum local de  $f$ .

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

$$g_i = \nabla f(p_{i-1}) \quad (3.1)$$

Le nouveau vecteur de paramètres calculé est :

$$p_i = p_{i-1} - \eta g_i \quad (3.2)$$

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

$$\frac{\|g_i\|}{\|p_i\|} \quad (3.3)$$

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

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

Dans une descente de gradient adaptative, le coefficient  $\eta$  est également ajusté à chaque itération, suivant l'évolution de la valeur de  $f(p_i)$ . Si  $f(p_i)$  diminue, il est probable que l'on pourrait aller plus vite en augmentant légèrement  $\eta$ , et au contraire si  $f(p_i)$  augmente, cela veut dire que le coefficient  $\eta$  est trop grand et qu'il faut le diminuer. Donc on décide d'augmenter  $\eta$  (de 10% par exemple) si  $f(p_i)$  diminue, et de le réduire (en le divisant par 2 par exemple) si  $f(p_i)$  augmente. Cette approche permet généralement de réduire le nombre d'itérations requis, et s'est révélée efficace avec tous les réseaux de neurones que nous avons testés.

La descente de gradient peut être appliquée de deux manières lorsque l'on évalue la fonction à l'aide d'une base d'exemples. La méthode que nous avons employé, et décrite ci-dessus, est celle du gradient total. Le vecteur  $g_i$  est calculé avec tous les exemples de la base d'apprentissage à chaque itération, et le nouveau vecteur de paramètres est déterminé après avoir parcouru toute la base. Dans une autre méthode, dite du gradient stochastique, le vecteur  $g_i$  est calculé avec chaque exemple, et le vecteur de paramètres est recalculé entre chaque exemple. Cette dernière méthode est particulièrement adaptée aux systèmes dits on-line, pour lesquels les exemples sont communiqués l'un après l'autre pendant l'optimisation, alors que pour la méthode du gradient total il est nécessaire d'avoir la base complète avant de commencer la première itération, [27, 28].

### 3.2.3 Méthode du gradient conjugué :

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

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

$$d_0 = -g_0 \quad (3.4)$$

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

$$X_{k+1} = X_k + \alpha_k \cdot d_k \quad (3.5)$$

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

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

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

$$d_k = -g_k + p_k \cdot d_{k-1} \tag{3.6}$$

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

✓ Méthode de calcul de **Fletcher-Reeves** est donnée par:

$$P_k = \frac{g_k^T \cdot g_k}{g_{k-1}^T \cdot g_{k-1}} \tag{3.7}$$

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

✓ Méthode de calcul de **Polak-Ribière** :

$$P_k = \frac{\Delta g_{k-1}^T \cdot g_k}{g_{k-1}^T \cdot g_{k-1}} \tag{3.8}$$

Avec cette méthode, la constante  $p_k$  prend en compte la variation du gradient, [23].

### 3.2.4 Méthodes de Newton et quasi-Newton :

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

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

Les méthodes de Quasi-Newton sont élaborées pour l'optimisation, et pour pallier aux inconvénients de la méthode de Newton : la fonction  $f''$  n'est pas nécessairement connue, peut être très chère à calculer, et  $f''(x_k)$  peut être très difficile à inverser. On remplace alors  $f''(x_k)$  par une matrice  $H_k$ , éventuellement constante, qui est censée approcher  $f''$  ou bien son inverse  $f''(x_k)^{-1}$ , [29,30].

### 3.2.5 Méthode de relaxation de Rosenbrock :

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

On exécute ainsi plusieurs itérations jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit vérifié. L'utilisation de cette méthode n'aboutit pas forcément à l'optimum local, [30, 31].

### 3.2.6 Méthode du poly tope de Nelder-Mead :

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

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

$$x_i = x_1 + \lambda e_i \quad (3.9)$$

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

On peut choisir des  $\lambda_i$  différents pour chaque vecteur de direction. Mais généralement, pour définir une base orthonormée, on prend un seul  $\lambda_i$  égal à l'unité, et le produit scalaire entre deux vecteurs unitaires  $e_i$  est nul. Le poly tope  $P_0$  défini par les sommets  $x_1, x_2, \dots, x_{n+1}$ , est noté  $P_0 = \langle x_1, x_2, \dots, x_{n+1} \rangle$ . A chaque itération de l'algorithme

du poly tope,  $(n + 1)$  points sont utilisés pour déterminer un pas d'essai. Les points  $x_i$  sont ordonnés de manière à avoir :

$$f(x_1) \leq f(x_2) \leq \dots \leq f(x_{n+1}) \quad (3.10)$$

Les conditions d'arrêt de l'algorithme dépendent de la différence de valeur de la fonction objectif entre le meilleur et le plus mauvais point : aussitôt que cette différence est inférieure à un certain seuil, l'algorithme est interrompu, [27, 30].

### 3.3 Algorithmes d'optimisation stochastiques :

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

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

Une heuristique peut être conçue pour résoudre un type de problème donné, ou bien comme une méthode générale applicable à divers problèmes d'optimisation. Dans le second cas, elle est désignée sous le terme de métaheuristique. Cette définition d'une métaheuristique est. Celle adoptée par le « Metaheuristic Network » « A metaheuristic is a set of concepts that can be used to define heuristic methods that can be applied to a wide set of different problems ». Cependant, étant donnée la grande diversité de techniques et concepts utilisés par les métaheuristiques, il n'existe jusqu'ici aucune définition communément acceptée, [32, 33].

#### 3.3.1 Méthode de Monte-Carlo :

On appelle méthode de Monte-Carlo toute méthode visant à calculer une valeur numérique, et utilisant des procédés aléatoires, c'est-à-dire des techniques probabilistes. Le nom de ces méthodes, qui fait allusion aux jeux de hasard pratiqués à Monte-Carlo, a été inventé en 1947 par Nicholas Métropolis, et publié pour la première fois en 1949 dans un

article coécrit avec Stanislas Ulam. Les méthodes de Monte-Carlo sont particulièrement utilisées pour calculer des intégrales en dimensions plus grandes que 1 (en particulier, pour calculer des surfaces, des volumes, etc.).

C'est la plus simple des méthodes stochastiques. Elle consiste à tirer à chaque itération une solution au hasard. La fonction objectif  $f$  est évaluée en ce point. La nouvelle valeur est comparée à la précédente. Si elle est meilleure que la précédente, cette valeur est enregistrée, ainsi que la solution correspondante, et le processus continue. Sinon on repart du point précédent et on recommence le procédé, jusqu'à ce que les conditions d'arrêt soient atteintes, [33, 35].

### 3.3.2 Méthode de recherche tabou :

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

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

La méthode de recherche tabou est une amélioration de l'algorithme général de descente. Elle essaie principalement d'éviter le piège des minima locaux. Pour cela, il est nécessaire d'accepter de temps en temps des solutions qui n'améliorent pas la fonction objectif, en espérant ainsi parvenir plus tard à de meilleures solutions. Cependant, le fait de vouloir accepter des solutions non forcément meilleures introduit un risque de cycle, c'est-à-dire un retour vers des solutions déjà explorées. D'où l'idée de conserver une liste tabou  $T$  (tabu List) des solutions déjà visitées. Ainsi, lors de la génération de l'ensemble  $V$  des solutions voisines candidates, on enlève toutes les solutions appartenant à la liste tabou.

Notons tout de même que, d'une part, le stockage de toutes les solutions déjà visitées peut nécessiter beaucoup de mémoire et que, d'autre part, il peut s'avérer utile de revenir à une solution déjà visitée pour continuer la recherche dans une autre solution. Un compromis a été adopté en ne gardant dans la liste tabou que les  $k$  dernières solutions. L'algorithme

s'arrête quand aucune amélioration n'est intervenue depuis un certain nombre d'itérations ou si toutes les solutions voisines candidates sont taboues, [36, 37].

### 3.3.3 Algorithme de Métropolies :

L'algorithme de Métropolies est un algorithme d'optimisation stochastique, basé sur la recherche de l'optimum en utilisant un processus aléatoire. La méthode consiste à faire évoluer une solution possible du problème de façon aléatoire. A chaque étape d'un processus itératif, on effectuera une petite modification de la solution de façon aléatoire, puis on calculera la fonction objectif, si elle s'améliore par rapport à la solution précédente, on conserve cette nouvelle solution qui va subir à son tour des modifications au cours des cycles suivants. Si le nouveau point choisi itinéraire est moins bon que son antécédent, il ne sera pas forcément rejeté. En effet, il peut être conservé comme nouvelle solution à condition qu'il puisse, par un coup de chance, obtenir un tirage au sort favorable. Ça peut être le cas où la variation de la fonction objectif est inférieure à une variable aléatoire positive simulée. Ce système de rattrapage d'une solution a priori plus mauvaise constitue la clef de l'algorithme, car il permet au système d'explorer des régions défavorables, mais dont la traversée est nécessaire à l'obtention des solutions finales, [37].

### 3.3.4 Méthode du recuit simulé :

Le recuit simulé est une procédure de recherche selon laquelle la topologie courante, retenue momentanément comme meilleure solution, est continuellement comparée à d'autres topologies qui lui sont très proches. Ces topologies voisines sont obtenues à la suite de petites perturbations sur la topologie courante. Lorsqu'une perturbation aboutit à une topologie meilleure que la solution courante, elle est sauvegardée comme solution courante. Cependant, il peut arriver que, suite à une perturbation, la topologie voisine obtenue soit conservée comme solution courante, même si elle n'est pas meilleure que la solution courante, à condition qu'elle respecte une certaine probabilité d'acceptation. Le fait d'accepter de temps à autre une solution dégradée permet d'éviter de s'enfermer trop tôt dans un minimum local. D'autre part, la probabilité d'acceptation doit être suffisamment faible, de telle sorte que l'algorithme puisse s'approcher le plus possible de l'optimum global.

En fin de compte, l'algorithme se termine lorsque le critère d'arrêt est satisfait à cette étape, la recherche locale devrait avoir abouti à un minimum local ou à un optimum global. Il s'ensuit que la solution idéale trouvée est, soit localement optimale vu le nombre élevé de minima locaux, soit globalement optimale dans le meilleur des cas, [27].

### 3.3.5 Algorithmes génétiques :

Les algorithmes génétiques (AGs) sont des algorithmes d'optimisation stochastique fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Ils ont été initialement développés par John Holland (1975). C'est au livre de Goldberg (1989) que nous devons leur popularisation. Leurs champs d'application sont très vastes. Outre l'économie, ils sont utilisés pour l'optimisation de fonctions (De Jong (1980)), en programmation génétique (Koza (1992)), pour le contrôle de pipeline (Goldberg (1981)), en théorie du contrôle optimal (Krishnakumar et Goldberg (1992), Michalewicz, Janikow et Krawczyk (1992) et Marco et al. (1996) et plus récemment Jamshidi et al. (2003)), ou encore en théorie des jeux répétés (Axelrod (1987)) et dynamiques (Özyildirim (1996, 1997) et Özyildirim et Alemdar (1998)). Les raisons de ce grand nombre d'applications sont la simplicité et l'efficacité de ces algorithmes, [38].

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 :

- 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'habileté 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, [39].

#### 3.3.5.1 Technique d'aptitude :

Pour appliquer les AGs, on doit avoir une fonction du coût ou une fonction d'évaluation qui est minimisée indirectement ; sa valeur est élaborée à une valeur d'aptitude qui doit être maximisée. Chaque chromosome dans une population peut représenter une différente chaîne de caractère et une différente idée sur la résolution du problème ; ainsi, satisfaisant la fonction d'évaluation. La décision du codage des chromosomes représentant les solutions possibles

d'un problème particulier mène à l'exigence d'un choix convenable de la fonction d'évaluation. Une fonction d'évaluation doit être capable d'interpréter les données continues dans les chromosomes et de décider si la solution résultante est optimale. La fonction d'évaluation d'un AG prend un chromosome et retourne une valeur d'aptitude qui lui est associé. La fonction du coût  $g(.)$  est calculée et cette valeur du coût est alors transformée en valeur d'aptitude pour qu'elle convienne dans un AG, [39].

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 :

$$\max_{x \in E} \{f(x)\} \quad (3.11)$$

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 (2-11).

$$\max_{x \in E} \{f(x)\} + F_{min} \quad (3.12)$$

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

$$\min_{x \in E} \{g(x)\} \quad (3.13)$$

Le passage du problème de minimisation au problème de maximisation est obtenu par la transformation de la fonction  $g$ . Il y a plusieurs méthodes pour établir cette transformation. Ces méthodes sont appelées les techniques d'aptitudes.

✓ **Transformation directe :**

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

$$\max_{x \in E} \{h(x)\} \quad (3.14)$$

Avec :

$$h(x) = \begin{cases} G_{max} - g(x) & G_{max} \geq g(x) \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.15)$$

Le choix de la fonction  $h$  n'est pas unique. En effet, toute composition de la fonction  $g$  par une fonction quelconque décroissante et monotone sur le domaine  $E$ , conduira à un problème de maximisation équivalent à l'équation (2-13). On rencontre notamment dans la littérature la fonction de la transformation  $h$  donnée par :

$$h(x) = \frac{1}{1 + g(x)} \tag{3.16}$$

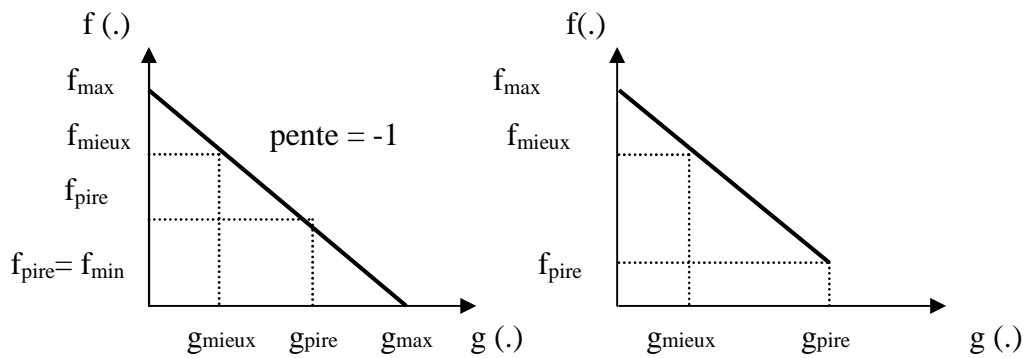
✓ **Fenêtrage :**

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.

✓ **Changement linéaire d'échelle :**

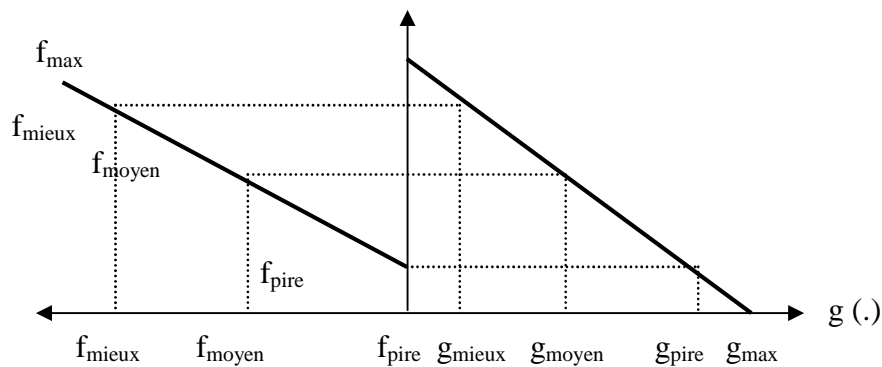
Premièrement une aptitude brute est calculée en utilisant une transformation directe, puis une fonction linéaire transforme l'aptitude brute en  $f_j$  tel que le coût moyen de la population est transformé en aptitude moyenne et aptitude zéro ou une quantité minimale est donnée au chromosome avec la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

La transformation directe est le plus simple et directe 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, [39].



(a) Transformation directe,

(b) Fenêtrage



(c) Changement linéaire d'échelle.

**Fig. 3.1** Fonction d'adaptation

### 3.3.5.2 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, [40] :

- ✓ 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.

#### ✿ 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, [40] :

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.

#### ✿ 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.

#### ✿ Une fonction à optimiser :

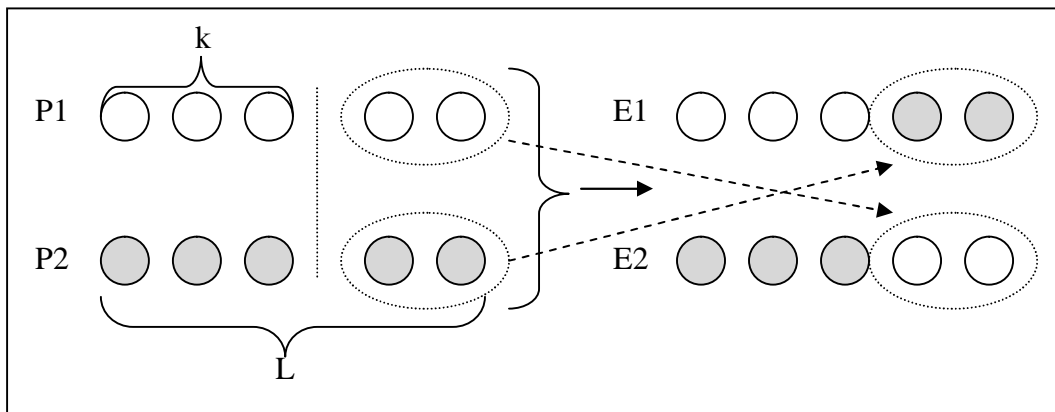
Nous avons dit précédemment qu'un algorithme génétique est un algorithme d'optimisation globale. Il faut donc définir la fonction à optimiser. Il est donc nécessaire de quantifier l'adaptabilité de chaque objet au milieu qui l'entoure. Pour revenir à l'exemple précédent d'une fonction à minimiser : plus l'image par la fonction de l'individu "nombre" sera faible, plus le nombre sera adapté aux contraintes. Cette adaptabilité est calculée grâce à une fonction mêlant caractéristiques de l'animal et paramètres du milieu, retournant une valeur de  $\mathbf{R}^+$  appelée fitness, ou adaptabilité. Un élément de population qui viole une contrainte ou qui est en total dé adéquatation 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.

**3.3.5.3 La diversification du milieu :**

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

✓ **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<sub>1</sub>(i) et P<sub>2</sub>(i). On échange ensuite les deux sous chaînes terminales de chacun des deux chromosomes, ce qui produit deux enfants E<sub>1</sub>(i) et E<sub>2</sub>(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, [40].



**Fig. 3.2** Mécanisme de l'opération de croisement à découpage de chromosomes

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

$$E_1(i) = k \cdot P_1(i) + (L - k) P_2(i) \tag{3.17}$$

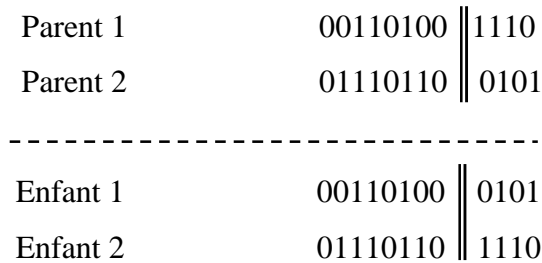
$$E_2(i) = (L - k) P_1(i) + k \cdot P_2(i) \tag{3.18}$$

Il existe plusieurs types d'opérateurs de croisement :

✿ **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.

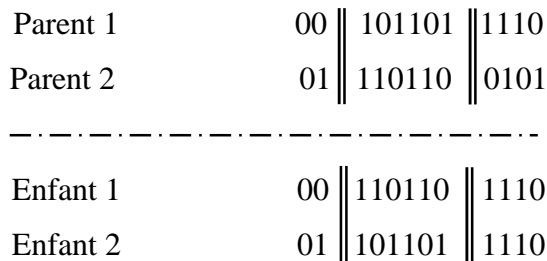
Ce processus est illustré par la figure (3.3).



**Fig. 3.3** Croisement à un point avec  $k = 8$ .

✿ **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.



**Fig. 3.4** Croisement en deux points.

✿ **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.

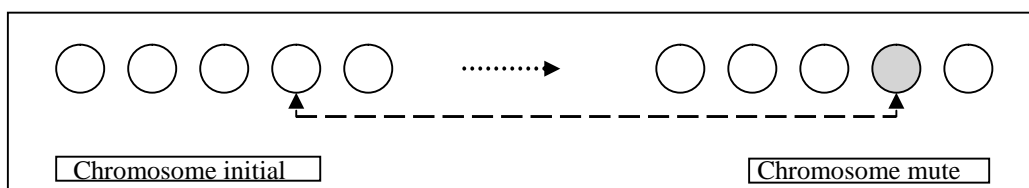
Parent 1	001011011110
Parent 2	011101100101
-----	
Chaîne aléatoire	110011110010
-----	
Enfant 1	011001101100
Enfant 2	001111010111

**Fig. 3.5** 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.

✓ **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, [41].



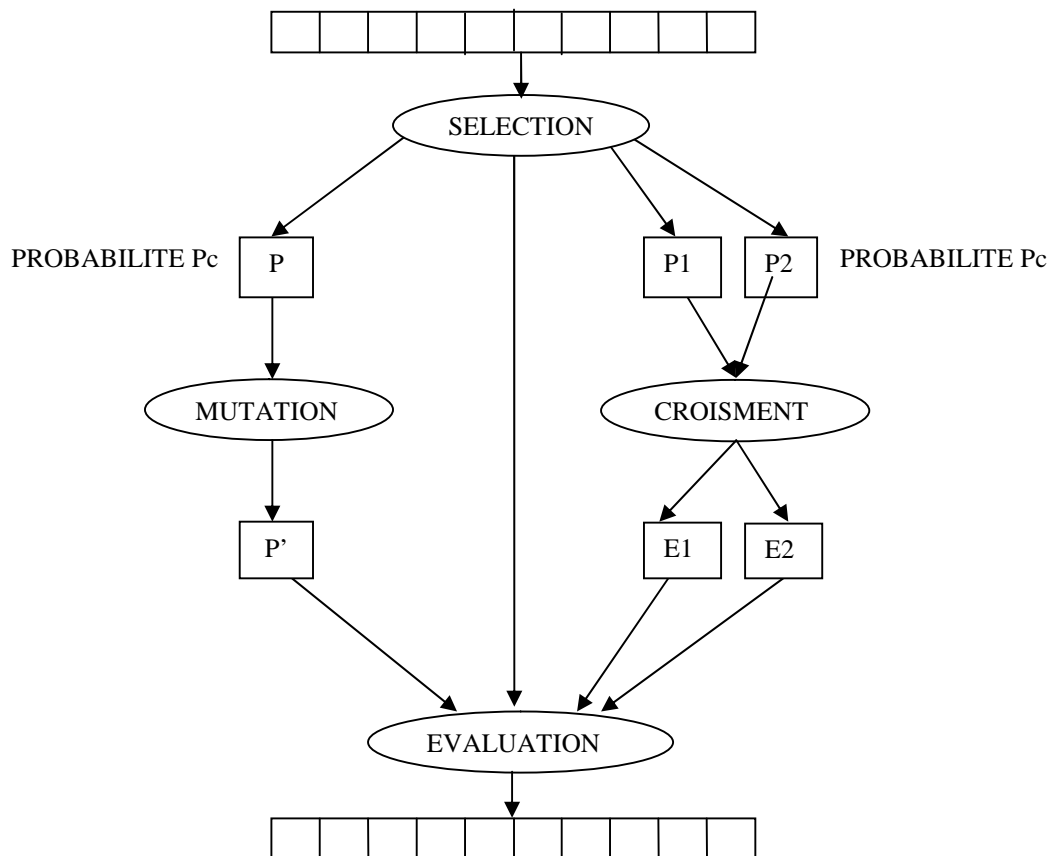
**Fig. 3.6** Opération de mutation d'un gène

✓ **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 sélection ".

**3.3.5.4 Principe général des AGs :**



**Fig. 3.7** Principe général des algorithmes génétiques, [41].

**3.3.5.5 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, [40] :

- 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 :

$$2^{(k-1)} \leq (b-a)10^n \leq 2^k \tag{3.19}$$

- La valeur décimale,  $x'$ , correspondant au code binaire de chaque chromosome binaire est calculé par :

$$x'_j = \sum_{i=0}^{i=k-1} a_i 2^i \tag{3.20}$$

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

$$x_j = a + x'_j \left( \frac{b-a}{2^k - 1} \right) \tag{3.21}$$

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

$$F = \sum_{j=1}^N f_{eval}(x_j) \tag{3.22}$$

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

$$P_{sj} = \frac{f_{eval}(x_j)}{F} \tag{3.23}$$

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

$$q_j = p_1 + p_2 + \dots + p_j \tag{3.24}$$

- 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  $r < P_c$ , 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  $P_m$ .
- Après chaque génération, le nombre d'individus est incrémenté progressivement afin d'introduire une assez grande diversification dans la population.

### 3.3.6 Programmation évolutive :

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

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

Aujourd'hui, la programmation évolutive s'est adaptée à l'optimisation combinatoire et a produit des résultats intéressants pour certains problèmes, [41].

### 3.3.7 Stratégies d'évolution :

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

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

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

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

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

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

$$(\mu/\rho, \lambda) - \text{ES} \quad (3.25)$$

Dans le second

$$(\mu/\rho + \lambda) - \text{ES} \quad (3.26)$$

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

$$(\mu, \lambda) - \text{ES} \quad (3.27)$$

Ou :

$$(\mu + \lambda) - \text{ES} \quad (3.28)$$

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

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

Une itération de l'algorithme général procède comme suit:

1. À partir d'un ensemble de  $\mu$  parents ;
2. Produire une population de  $\lambda$  enfants : choisir  $\rho$  parents ;

3. Recombiner ses parents entre - eux pour former un unique individu ;
4. Faire muter cet individu ;
5. Sélectionner les  $\mu$  meilleurs individus, [42, 43].

### 3.3.8 Méthode de bruitage :

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

- a) une fonction aléatoire à valeurs sur l'intervalle [0,1],
- b) un paramètre permettant de contrôler le niveau du bruit, c) le plus grand des réels concernés, afin de normaliser le niveau du bruit par rapport à la donnée.

L'exécution de l'heuristique comporte plusieurs étapes. Chaque étape consiste à calculer un bruitage de la donnée, puis à effectuer une descente prenant en compte la fonction de coût calculée à partir de la donnée bruitée. Le niveau du bruit est décrétement au début de chaque nouvelle étape, et la descente s'effectue à partir de la configuration résultant de l'étape précédente. Il existe deux variantes pour le bruitage :

- 1) chaque descente sur la donnée bruitée est suivie par une descente effectuée sur la donnée non bruitée. L'objectif consiste à mieux tenir compte de la donnée réelle puisqu'un véritable optimum local est alors atteint ;
- 2) la configuration courante est régulièrement remplacée par la meilleure configuration obtenue depuis le début, [44].

### 3.3.9 Méthode de colonie de fourmis :

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

En se déplaçant du nid à la source de nourriture et vice-versa (ce qui, dans un premier temps, se fait essentiellement d'une façon aléatoire), les fourmis déposent au passage sur lesol une substance odorante appelée phéromone, ce qui a pour effet de créer une piste chimique.

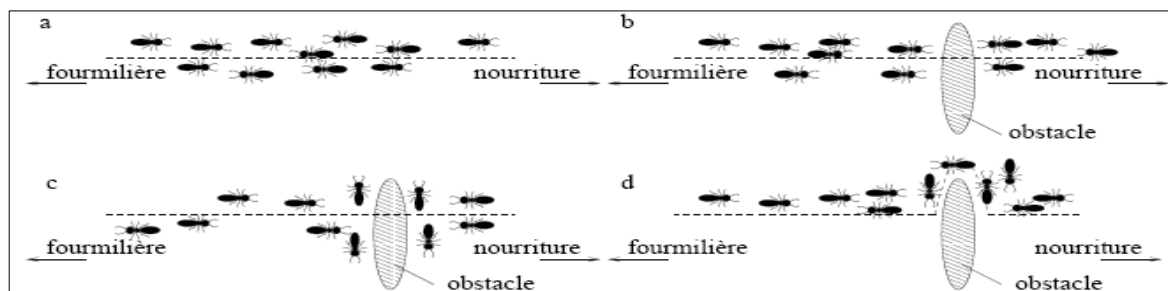
Les fourmis peuvent sentir ces phéromones qui ont un rôle de marqueur de chemin : quand les fourmis choisissent leur chemin, elles ont tendance à choisir la piste qui porte la plus forte concentration de phéromones. Cela leur permet de retrouver le chemin vers leur nid lors du

retour. D'autre part, les odeurs peuvent être utilisées par d'autres fourmis pour retrouver les sources de nourriture détectées par leurs consœurs.

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

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

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



**Fig. 3.8** Principe de la méthode de colonie de fourmis

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

### 3.3.10 Méthode des essaims de particules :

L'optimisation par essaims particulaires (OEP ou PSO en anglais) est une métaheuristique d'optimisation, inventée par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995.

Cet algorithme s'inspire à l'origine du monde du vivant. Il s'appuie notamment sur un modèle développé par le biologiste Craig Reynolds à la fin des années 1980, permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseaux. Une autre source d'inspiration, revendiquée par les auteurs, est la socio-psychologie.

Cette méthode d'optimisation se base sur la collaboration des individus entre eux. Elle a d'ailleurs des similarités avec les algorithmes de colonies de fourmis, qui s'appuient eux aussi sur le concept d'auto-organisation. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents puisse posséder une organisation globale complexe, [45].

Ainsi, grâce à des règles de déplacement très simples (dans l'espace des solutions), les particules peuvent converger progressivement vers un minimum local. Cette métaheuristique semble cependant mieux fonctionner pour des espaces en variables continues. Au départ de l'algorithme chaque particule est donc positionnée (aléatoirement ou non) dans l'espace de recherche du problème. Chaque itération fait bouger les particules en fonction de trois composantes :

3. Sa vitesse actuelle,
4. Sa meilleure solution  $P_i$ ,
5. La meilleure solution obtenue dans son voisinage  $P_g$ .

Cela donne l'équation de mouvement suivante :

$$V_{k+1} = \omega V_k + b_1(P_i - X_k) + b_2(P_g - X_k) \quad (3.29)$$

$$X_{k+1} = X_k + V_{k+1} \quad (3.30)$$

Avec :

- $\omega$  Inertie ;
- $b_1$  Tiré aléatoirement dans  $[0, \varphi_1]$  ;
- $b_2$  Tiré aléatoirement dans  $[0, \varphi_2]$ .

### 3.4 Conclusion :

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 prospector 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.

Dans ce chapitre, nous avons décrit les méthodes d'optimisation basées sur les métaheuristiques en les divisant en deux classes : les méthodes d'optimisation déterministe et les méthodes d'optimisation stochastique. Nous avons pu constater au fur et à mesure d'un court état de l'art pour chaque méthode, que leur utilisation en extraction de connaissances est relativement répandue pour les différentes tâches que nous désirons étudier : l'optimisation et l'amélioration de différent paramètre de la machine asynchrone.

## 4.1 Introduction

La rentabilité des mesures d'efficacité énergétique et leurs nombreux avantages pour l'environnement sont de plus en plus reconnus pour atteindre un développement durable. Recourir à des mesures d'économie d'énergie, c'est favoriser à long terme une utilisation rationnelle de l'électricité et gérer la croissance de la demande. Pour les marchés industriels, les économies d'énergie s'inscrivent comme un moyen complémentaire d'accroître la compétitivité des entreprises québécoises. Hydro Québec entend favoriser la rentabilité et la productivité des industries grâce à la promotion de moyens appropriés d'économiser l'électricité.

L'utilisation de moteurs électriques à haut rendement est un des moyens à la portée des industries, des commerces et des institutions pour maximiser leur efficacité énergétique. Ces moteurs consomment moins d'énergie que les moteurs standard, ce qui se traduit par une réduction de votre facture d'électricité. Compte tenu du fait que les frais de fonctionnement d'un moteur pendant sa durée de vie peuvent représenter jusqu'à 75 fois son prix initial, on ne peut nier l'importance des économies possibles.

Le présent chapitre a été conçu pour vous aider à prendre des décisions judicieuses lors de l'achat de moteurs électriques. Il contient plusieurs sections traitant des moteurs électriques en général, et non seulement des moteurs à haut rendement, [46].

## 4.2 Evaluation des mesures techniques d'économie d'énergie :

La consommation d'électricité des systèmes à moteur est déterminée par de nombreux facteurs, comme :

- le rendement du moteur ;
- un bon dimensionnement ;
- le contrôle de la vitesse du moteur, des marches/arrêts ;
- la qualité de l'alimentation électrique ;
- le système de transmission mécanique ;
- les habitudes de maintenance ;
- le rendement de l'usage final.

Pour bénéficier du potentiel d'économie existant, l'utilisateur doit à optimiser l'ensemble du système moteur .

Bien sûr, l'application de mesures particulières, et le montant d'économie qui en découle, dépend de la taille et de la nature spécifique de votre opération. Seule une étude de votre société peut déterminer les mesures qui seront à la fois faisables techniquement et rentables. Ceci peut être réalisé par un fournisseur de service compétent (qui peut être un promoteur du «Motor challenge programme » ) ou par votre personnel qualifié.

Les conclusions de l'évaluation identifieront les mesures qui sont applicables à votre système et comprendront une estimation des économies, le coût des mesures, ainsi que le temps de retour. Les conclusions de l'évaluation sont des données internes, confidentielles, non transmises à la commission.

Le tableau ci-dessous montre les mesures principales d'économie d'énergie qui peuvent être appliquées à vos systèmes. Bien que les valeurs dans le tableau soient des moyennes, leur impact dépendra des caractéristiques précises de votre installation, [47].

Mésure d'économies d'énergie	Economies moyennes
<b>Installation au renouvellement du système</b>	
Moteurs à haut rendement (EEM)	2 – 8 %
Dimensionnement correct	1 – 3 %
Rembobinage de qualité des moteurs (EEMR)	0.5 - 2 %
Moteur à vitesse variable (VSD)	10 – 50 %
Transmission à haute efficacité	2 – 10 %
Contrôle de la qualité de puissance	0.5 – 3 %
<b>Fonctionnement et maintenance du système</b>	
Lubrification, ajustement, calage	1 – 5 %

**Tableau. 4.1** Mesures d'économie d'énergie dans les systèmes d'entraînement

### 4.3 Comment déterminer les économies possibles :

La première étape consiste à évaluer les économies qu'un moteur à haut rendement permettrait de réaliser par rapport à un moteur standard.

#### 4.3.1 Calcule des économies :

Les moteurs à haut rendement peuvent diminuer votre facture d'électricité :

1. en réduisant la consommation d'énergie (kWh);
2. en réduisant la demande de pointe (kW);
3. en améliorant le facteur de puissance, [46].

#### 4.3.2 Economie d'énergie par les moteurs à induction à haut rendement (E.U) :

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

Cela présenterait également les avantages suivants :

- ✧ une économie annuelle de 5 à 10 milliards d'euros de coûts de fonctionnement pour l'industrie européenne, grâce à une réduction de la maintenance et à une amélioration des opérations (UE 25) ;
- ✧ une économie annuelle de 6 milliards d'euros pour l'Europe grâce à la réduction des coûts environnementaux (UE 25, calculé sur base de la moyenne des carburants utilisés au sein de l'UE 15) ;
- ✧ une réduction de 79 millions de tonnes des émissions de CO<sub>2</sub> (UE 15), ce qui représente près d'un quart des objectifs de l'Union européenne dans le cadre du Protocole de Kyoto. Ce chiffre représente la quantité annuelle totale de CO<sub>2</sub> qu'une forêt de la taille de la Finlande transforme en oxygène. Si l'industrie est autorisée à convertir ces réductions d'émissions sur la base de l'énergie économisée, cela génèrerait un revenu de 2 milliards d'euros par an. Pour l'UE à 25 membres, la réduction potentielle s'élève à 100 millions de tonnes ;
- ✧ une réduction de 45 GW des besoins en nouvelles capacités pour les centrales électriques au cours des 20 prochaines années (UE 25) ;
- ✧ une réduction de 6 % des importations d'énergie de l'Europe (UE 25). Pour atteindre ce résultat, un ensemble de mesures s'étalant sur 4 ans est proposé. Celui-ci prévoit d'investir 400 millions d'euros dans le marché des systèmes entraînés par un moteur.
- ✧ Le programme devrait comprendre les mesures suivantes :

- l'introduction d'audits portant sur les systèmes énergétiques dans les installations industrielles,
- le soutien financier pour la formation et la certification des auditeurs spécialisés dans le domaine de l'énergie,
- des avantages fiscaux et financiers pour les investissements réalisés dans le cadre de projets portant sur l'économie d'énergie,
- un cadre permettant de bénéficier de crédits en matière d'émissions pour des investissements réalisés dans un but d'économie d'électricité (par exemple, les "Certificats blancs" en Italie),
- une campagne d'information sur base du *Motor Challenge* Programme, [48].

#### 4.3.3 Economies réalisées par la réduction de la consommation d'énergie (USA) :

Les moteurs à haut rendement (MHR) ont besoin de moins de kilowatts que les moteurs standard (STD) pour produire la même puissance. La différence de rendement entre les deux types de moteurs détermine le nombre exact de kilowatts épargnés. Le fabricant du moteur et votre distributeur peuvent vous aider à déterminer le rendement de votre moteur.

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

$$\begin{aligned} \text{KW épargnés} &= \frac{\text{hp} \times 0.746}{R(\text{STD})} - \frac{\text{hp} \times 0.746}{R(\text{MHR})} \\ &= \text{hp} \times 0.746 \times \left[ \frac{1}{R(\text{STD})} - \frac{1}{R(\text{MHR})} \right] \end{aligned} \quad (4.1)$$

Où R (STD) = rendement en % du moteur standard

R (MHR) = rendement en % du moteur à haut rendement

Pour connaître les tarifs d'électricité applicables à votre consommation, consultez votre représentant d'Hydro Québec ou regardez votre facteur.

Economies (\$) = coût de l'énergie x heures de fonctionnement dans une année x KW épargnés x facteur de charge du moteur, [46]. (4.2)

#### 4.3.4 Economies réalisées par la réduction de la demande :

Lorsqu'on veut calculer les économies réalisées par la réduction de la demande, il est nécessaire de déterminer si le moteur à haut rendement fonctionnera pendant la période de demande de pointe de l'usine. Pour un moteur fonctionnant toujours pendant cette période, le facteur de simultanéité (C) est de 1,0. Il est de 0 pour un moteur ne fonctionnant jamais pendant cette période. Les économies (\$) réalisées se calculent de la façon indiquée ci-dessous :

$$\text{Economies ($) = prime de puissance} \times C \times \text{KW épargnés} \times 12.166 \text{ périodes / an} \quad (4.3)$$

#### 4.3.5 Economies réalisées par l'amélioration du facteur de puissance :

Le facteur de puissance d'un moteur à haut rendement peut être jusqu'à 7 % supérieur à celui d'un moteur standard. Cette différence peut entraîner des économies appréciables puisqu'elle a des répercussions sur le facteur de puissance de l'ensemble de votre usine. Plus votre facteur de puissance est élevé, plus vous utilisez l'énergie efficacement. Pour plus amples renseignements sur le facteur de puissance, consultez la section « La puissance des moteurs » de ce document.

Puisque certaines entreprises affichent un haut facteur de puissance, nous ne calculerons pas ici les économies réalisées grâce à l'amélioration du facteur de puissance, [46].

#### 4.3.6 Economies annuelles totales :

On peut facilement calculer les économies annuelles d'électricité en utilisant l'équation suivante:

Economies annuelles totales = économies réalisées par la réduction de la consommation D'énergie + économies réalisées par la réduction de la demande + économies réalisées par l'amélioration du facteur de puissance Comme l'illustre la figure 4.1, plus un moteur fonctionne longtemps, plus les économies sont importantes.

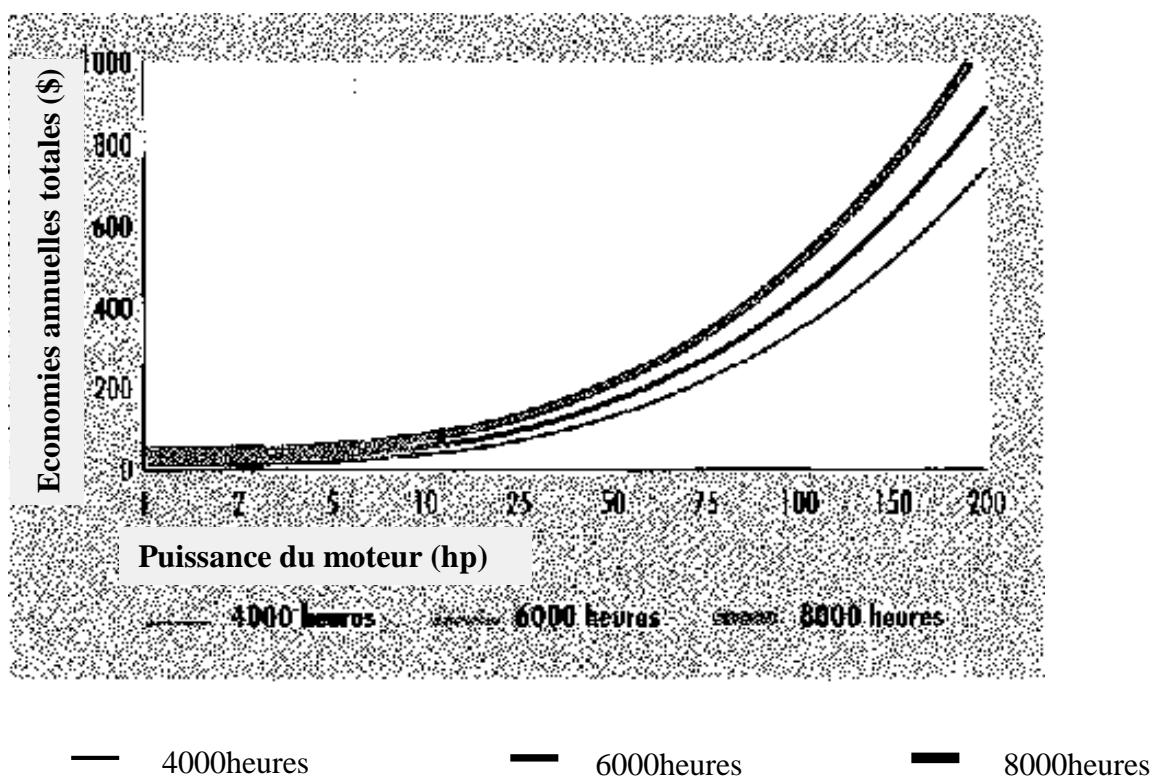


Fig. 4.1 Economies annuelles totales

Notez que la figure 5 tient compte d'une prime de puissance de 8,67 \$/kW/période, d'un coût d'énergie de 2,10 e/kWh et d'un facteur de charge du moteur de 75 %.

#### 4.3.7 Analyse technico-économique :

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

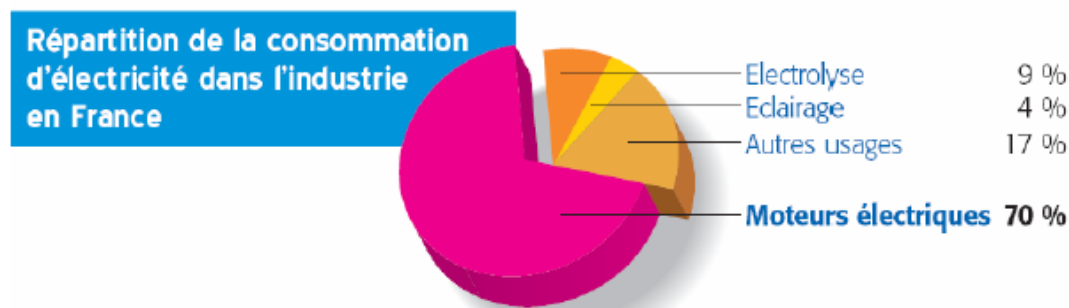
1. La période de recouvrement ;
2. La valeur actualisée nette;
3. Le taux de rendement effectif, [46].

#### ❖ Exemple

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

#### 4.4 Consommation d'électricité des moteurs :

Dans l'industrie, 70 % de la consommation d'électricité est dédiée au fonctionnement des moteurs électriques.



**Fig. 4.2** Répartition de la consommation d'électricité dans l'industrie en France

30 % de ces 70 % sont utilisés pour la compression (que ce soit celle de l'air ou d'un fluide frigorigène), 20 % servent au pompage d'un fluide, 13 % sont dédiés aux systèmes de ventilation et les 37 % restant sont utilisés par les systèmes d'entrainements.



**Fig. 4.3** Répartition des consommations des systèmes motorisés

Les moteurs électriques constituent donc un poste consommateur d'électricité considérable. Or, il existe aujourd'hui des technologies de moteurs qui utilisent l'énergie de manière rationnelle et permettent par la même occasion de réduire la facture d'électricité, [49].

#### 4.5 Moteur à haut rendement :

Un moteur à haut rendement est un moteur à induction triphasée dont le rendement est supérieur à la moyenne des moteurs standard. Ce type de moteur plus efficace doit son haut rendement à de meilleurs matériaux et une conception améliorée, ce qui a pour effet de diminuer ses pertes. En général, sa fabrication se distingue par les points suivants :

- des tôles de stator plus minces, en acier de meilleure qualité ;
- un pourcentage plus élevé de cuivre dans les enroulements ;
- un entrefer plus petit entre le rotor et le stator ;
- des paliers à frottement réduit ;
- des pertes par ventilation réduites ;

▸ des tolérances d'usinage plus justes, [50].

#### 4.5.1 Remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement :

Le remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement permet de réaliser des économies en réduisant sa quantité d'énergie électrique consommée (kWh) et sa puissance (kW). Il peut également contribuer à améliorer le facteur de puissance de l'usine dans certains cas. L'analyse de la rentabilité du remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement permet de vérifier la demande réelle nécessaire de cet équipement, qui s'avère souvent trop élevée. En effet, la plupart des industries utilisent des moteurs surdimensionnés pour se protéger contre les pannes de moteur, se donner la possibilité d'accroître la production et faire face aux fluctuations de la charge. Elles doivent alors payer le coût de cette sécurité par un faible rendement obtenu de ses moteurs, [50].

S'exprime ainsi :

Les pertes dans le moteur représentent la différence entre la puissance absorbée et la puissance fournie ou :

$$\text{Perte} = \text{puissance absorbée} - \text{puissance fournie}, [46]. \quad (4.4)$$

#### 4.5.2 Moteur haut rendement sérié SEE :

##### 4.5.2.1 Présentation :

Les moteurs électriques représentent 60% de l'énergie consommée par l'industrie. L'impact du rendement d'un moteur sur le coût global de son cycle de vie est rarement quantifié,[51].

##### 4.5.2.2 Technologie :

L'allongement du circuit magnétique, l'utilisation de tôles magnétiques à faibles pertes, la réduction des pertes de la ventilation, ont été les principales sources de développement explorées par ingénieurs.

##### 4.5.2.3 Economie :

Le prix d'achat et le coût de maintenance sont négligeables sur 10 années, en effet, la consommation représente plus de 95% du coût global. Bien sûr, l'impact sur notre environnement est encore plus capital, et notamment la réduction des émissions de CO<sub>2</sub>.

##### 4.5.2.4 Environnement :

N'oublions pas : "La terre, nous ne l'héritons pas de nos parents, nous l'empruntons à nos enfants".



Les moteurs à grande puissance sont généralement plus efficaces.

Même si l'écart de rendement diminue au fur et à mesure que la puissance augmente, il reste avantageux d'utiliser des moteurs à haut rendement pour toute la gamme de 1 à 200 hp, [46].

#### 4.6 Les caractéristiques techniques :

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

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

- ✧ le boîtier ;
- ✧ les paliers ;
- ✧ le rotor ;
- ✧ et l'isolation ;

Les fabricants de moteurs offrent un produit résultant d'une série de recherches et d'essais. Tout écart des plans de base du fabricant et des normes de sécurité de l'industrie pourrait entraîner des problèmes imprévus. De plus, la responsabilité du fabricant quant à la correction de ces problèmes serait discutable.

Une bonne fiche technique devrait préciser :

##### 1. La performance attendue du moteur :

- la puissance et le facteur de service
- l'échauffement et la classe d'isolation
- la tension d'alimentation
- le courant de démarrage maximal
- le couple de démarrage minimal
- le couple de décrochage (minimal ou maximal)
- le temps de calage minimal
- la plage des facteurs de puissance
- la plage des rendements
- l'inertie de la charge et le nombre de démarrages

2. Les conditions d'environnement du moteur :

- la température ambiante
- l'altitude
- le taux d'humidité
- le degré d'abrasion
- le degré de sécurité

3. La protection nécessaire ainsi que toute option supplémentaire :

- une protection thermique (système de thermostat/thermistance)
- des radiateurs prévenant la condensation, si nécessaire
- un emplacement spécial pour la boîte de dérivation, [46].

Les points suivants vous aideront à préparer de meilleures fiches techniques :

#### **4.6.1 Enveloppe :**

##### **4.6.1.1 Moteur ouvert protégé contre les gouttes d'eau :**

Pour un environnement propre; protection contre les chutes de gouttes d'eau jusqu'à 15° de la verticale; pas de ventilateur, le moteur est refroidi par l'air ambiant.

##### **4.6.1.2 Moteur fermé auto ventilé :**

Pour un environnement poussiéreux et corrosif; le moteur est refroidi à l'aide d'un ventilateur extérieur à l'enveloppe.

##### **4.6.1.3 Moteur fermé antidéflagrant :**

Pour un environnement inflammable ; résiste aux explosions internes de gaz sans enflammer le gaz à l'extérieur (précisez le type de gaz ou de poussière présent).

##### **4.6.1.4 Tension d'alimentation :**

Le choix de la tension d'alimentation d'un moteur est un autre facteur important pouvant altérer son rendement.

Pour un moteur d'une vitesse et d'une puissance spécifiées, le rendement d'un moteur diminue à mesure que la tension spécifiée augmente.

Pour les tensions autres que 600 volts, les enroulements et les encoches du moteur sont modifiés nécessitant un noyau plus gros et donc un boîtier plus grand; par conséquent, le rendement est plus faible.

Pour les tensions d'alimentation élevées, il serait préférable d'abaisser la tension à l'aide d'un transformateur plutôt que d'opter pour un moteur sur dimensionné.

#### 4.6.1.5 Vitesse :

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

#### 4.6.1.6 Couple :

Le couple mesure la force servant à produire une rotation. La dimension du moteur est proportionnelle à son couple et non à sa puissance en hp ( $\text{Puissance} = \text{Couple} \times \text{Vitesse}$ ). Ainsi, un moteur à couple élevé est plus gros et coûte habituellement plus cher. Les moteurs à induction sont classés selon leur couple (modèles A, B, C et D). Le moteur que vous choisissez doit avoir un couple suffisant pour entraîner la charge au démarrage et l'amener à pleine vitesse. Le modèle le plus courant est le B, [46].

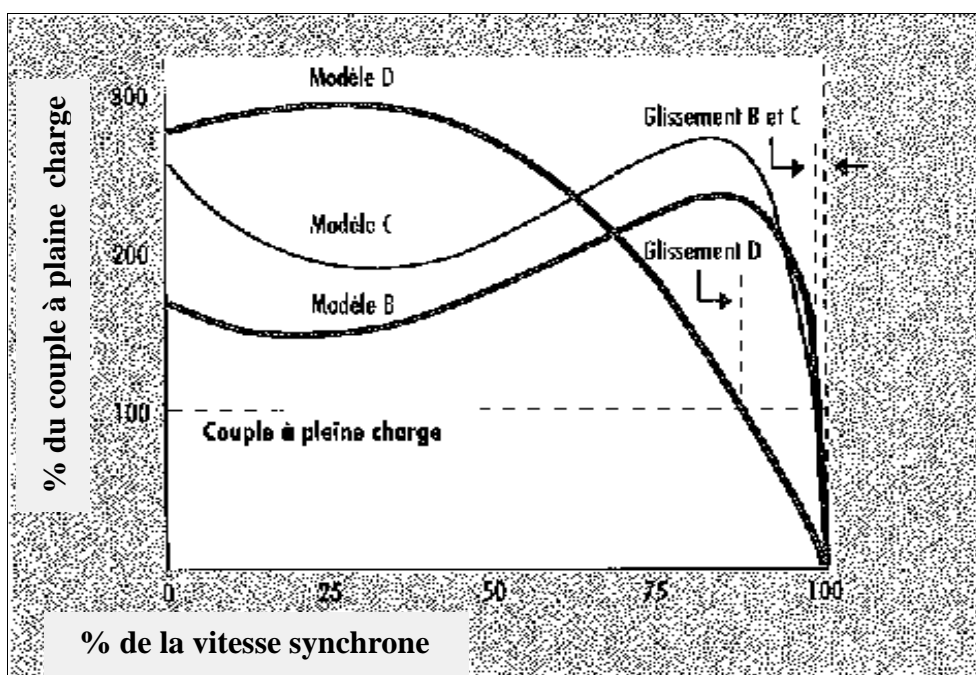


Fig. 4.5 Couple du moteur

La figure 4.5 vous aidera à comprendre les termes suivants se rapportant au couple

#### ☀ Le couple de démarrage ou à rotor bloqué :

Le couple que développe le moteur à vitesse nulle ou lorsque le rotor est bloqué. Les modèles D et C ont un couple de démarrage élevé.

### ☀ Le couple minimal pendant le démarrage :

Le couple le plus petit (le point le plus bas sur les trois courbes) que développe le moteur entre la vitesse nulle et la vitesse à pleine charge.

### ☀ Le couple de décrochage :

Le couple le plus élevé que le moteur peut développer avant de caler (les points les plus élevés sur les courbes).

#### 4.6.7 Le glissement à pleine charge :

Indique la différence entre la vitesse à pleine charge et la vitesse synchrone. Notez que le glissement est plus élevé dans le cas du modèle D que dans le cas des modèles B ou C, puisque le modèle D, au couple à pleine charge, fonctionne à un pourcentage moindre *de* la vitesse synchrone, [46].

Modèle	couple de Démarrage	courant de démarrage	glissement à pleine charge	couple de décrochage
A	normale	élevé	< 5 %	élevé
	Normale	normale	< 5 %	normale
C	élevé	normale	< 5 %	normale
D	très élevé	faible	> 5 %	

Tableaux. 4. 2 Caractéristiques particulières suivantes des machines asynchrones

### 4.7 Rendement :

Le rendement d'un moteur est le rapport de la puissance mécanique qu'il fournit à la puissance électrique qu'il absorbe et s'exprime généralement en pourcentage, [52].

$$\text{rendement} = \frac{\text{puissance fournie}}{\text{puissance absorbée}} \times 100 = \frac{\text{puissance absorbée} - \text{pertes}}{\text{puissance absorbée}} \times 100 \quad (4.6)$$

La description des caractéristiques techniques d'un moteur à haut rendement se fait comme s'il s'agissait de n'importe quel autre moteur. Comme la dimension des boîtiers des moteurs à haut rendement est la même que celle des moteurs à boîtier T, le remplacement d'un moteur standard à boîtier T par un moteur à haut rendement n'exige aucune modification particulière de l'installation. Les moteurs à haut rendement rencontrent ou dépassent même toutes les normes de l'AMFEEC concernant le courant, le couple et la température.

En plus des caractéristiques techniques mentionnées ci-dessus, le descriptif d'achat doit toujours spécifier le prix et le rendement des modèles standards et à haut rendement. Le rendement des deux types de moteurs devra se mesurer au moyen de la norme C390-M1985 de la CSA. Le résultat obtenu vous permet de comparer le coût total des moteurs en recourant à la méthode d'évaluation financière de votre choix, [46].

## 4.8 Les normes de rendement :

Comme on mesure souvent le rendement des moteurs à haut rendement par rapport à celui des moteurs standard, il s'ensuit une certaine confusion lorsque l'industrie utilise des normes et des termes différents pour décrire et mesurer le rendement des moteurs. Il est essentiel de connaître les normes et la terminologie les plus couramment utilisées afin de pouvoir comparer différents moteurs et faire le bon choix.

### 4.8.1 Termes décrivant le rendement :

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

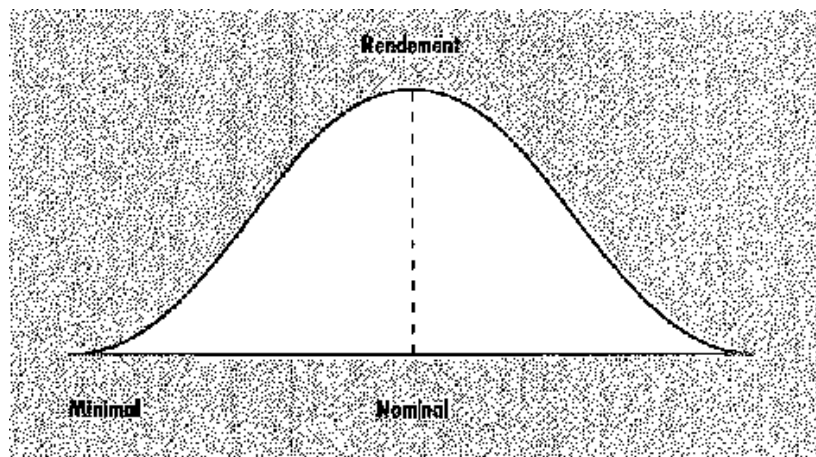


Fig. 4.6 Courbe de rendement

Voici l'éventail des termes servant à décrire le rendement et qui vous aideront à comparer les moteurs entre eux.

**Déclaré-** Le rendement que le fabricant garantit, dans la tolérance permise, lorsque mesuré à l'aide de la norme 390 de la CSA.

### 4.8.2 Nominal, moyen prévu ou typique :

Le rendement moyen d'un groupe de moteurs.

### 4.8.3 Minimal, minimum ou garanti :

Tous les moteurs doivent atteindre ou dépasser ce minimum.

### 4.8.4 Apparent :

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

Certains fabricants peuvent déclarer qu'un pourcentage élevé de leurs moteurs répond aux exigences du rendement minimal. Il est important de reconnaître les différents termes utilisés et de ne comparer que des valeurs semblables afin d'arriver à choisir le moteur idéal. Par exemple, on ne peut comparer le rendement nominal d'un moteur au rendement garanti d'un autre, [46].

#### 4.9 Normes de rendement :

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

Les quatre principales normes sont :

- ✱ CSA C390-M1985 Canadienne
- ✱ IEEE-112B Américaine
- ✱ CEI-34,2 Internationale
- ✱ JEC-37 Japonaise
- ✱ La norme européenne IEC 60034-2/1972 International (UK/Germany/France/Aust.). A cet instant, une nouvelle norme du IEC(IEC 61972), est en cours de développement;

Ces normes se distinguent avant tout par leur traitement des pertes supplémentaires dues à la charge. Les pertes supplémentaires dues à la charge sont les pertes autres que les pertes par ventilation et par frottement, les pertes par effet Joule statoriques et rotoriques et les pertes dans le fer. À pleine charge, les pertes supplémentaires dues à la charge peuvent varier entre 0,9 et 5 % de la puissance fournie selon le type de moteur et sa puissance nominale, [46].

##### 4.9.1 Norme de la CSA :

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

Par rapport aux autres normes, la norme de la CSA propose la méthode d'essai la plus rigoureuse et ne laisse aucune place aux dérogations. Elle donne des exemples détaillés à suivre et mène aux résultats les plus prudents.

##### 4.9.2 Norme de l'IEEE :

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

### 4.9.3 Norme de la CEL :

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

### 4.9.4 Norme de la JEC :

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

Comme on peut le constater, il est difficile de comparer deux moteurs lorsque leur rendement a été mesuré selon des normes différentes. Et même lorsque les normes sont les mêmes, il peut être difficile de comparer le rendement de deux compagnies différentes parce qu'elles peuvent bien avoir utilisé des instruments de mesure différents.

Lorsque vous demandez une évaluation du rendement, demandez que l'on utilise la norme de l'IEEE ou encore mieux la norme C390-M1985 de la CSA. Ces normes sont plus facilement comparables et vous garantissent des résultats plus fiables, [46].

Pour les moteurs à inductions, les trois normes les plus importantes sont : la norme américaine IEEE 112b/1991, le Japonais JEC-37 et le IEC 60034 -2 européens. La différence entre ces normes et la manière de traiter les pertes additionnelles ou les pertes parasites de charge, [52].

## 4.10 Réparation des moteurs :

Les moteurs de plus de 5 kW qui ont des pannes sont souvent réparés plusieurs fois pendant leur durée d'utilisation. Les tests réalisés ont mis en évidence que des réparations de mauvaise qualité réduisent le rendement du moteur en moyenne de 0,5 à 1%, et parfois jusqu'à 4% ou même plus pour de vieux moteurs.

Le choix entre réparation et remplacement doit se faire en prenant en compte le coût de l'électricité par kWh, la puissance du moteur, le facteur de charge moyen et le nombre d'heures de fonctionnement par an.

On considère que le remplacement d'un moteur en panne par l'achat d'un nouveau moteur EEM peut être un bon choix pour des moteurs ayant un nombre d'heures de fonctionnement élevé. Par exemple, dans une usine fonctionnant 4000 h par an, pour un coût d'électricité de 0,06 euro/kWh, pour des moteurs de puissance comprise entre 20 et 130 kW, le remplacement par un moteur EEM aura un temps de retour de moins de 3 ans, [47].

## 4.11 Pertes dans le moteur :

### 4.11.1 Pertes dans le fer (environ 25% des pertes totales) :

Les pertes dans le fer représentent l'énergie électrique requise pour aimanter le noyau (hystérésis) ainsi que les pertes résultant de la création de faibles courants électriques traversant le noyau (courants de Foucault).

Il est possible de réduire les pertes par hystérésis en utilisant dans le noyau des tôles magnétiques en acier réducteur de pertes. Quant aux pertes dues aux courants de Foucault, elles tendent à diminuer avec l'amincissement des feuilles de tôles du noyau. On peut aussi réduire les pertes dans le fer en allongeant le noyau de façon à réduire la densité magnétique, [46].

### 4.11.2 Pertes statorique (environ 35% des pertes totales) :

Les pertes statoriques sont causées par l'échauffement produit lorsque le courant ( $I$ ) traverse l'enroulement ( $R$ ) du stator. Pour cette raison, ces pertes sont dites par effet Joule.

Il est possible de réduire ces pertes en augmentant la dimension des encoches du stator et en utilisant des conducteurs plus gros.

### 4.11.3 Pertes rotoriques (environ 25% des pertes totales) :

Les pertes rotoriques sont les pertes par effet Joule qui se produisent dans l'enroulement du rotor. (Dans un moteur à induction à cage, l'enroulement se compose en fait de barres conductrices disposées en axe le long du rotor et réunies aux extrémités.)

Il est possible de réduire ces pertes en optant pour des barres et des bagues d'extrémité plus grosses qui offrent ainsi moins de résistance, ou encore en réduisant le courant de charge du moteur.

### 4.11.4 Pertes supplémentaire dues à la charge (environ 10% des pertes totales) :

Ces pertes sont instables, ce qui rend leur réduction plus difficile. Elles proviennent du flux de fuite produit par le courant de charge et varient selon le carré du courant de charge.

### 4.11.4 Pertes par ventilation et par frottement (environ 5% des pertes totales) :

Ces pertes proviennent du frottement des paliers et de l'air contre le rotor. Des paliers améliorés et une meilleure circulation d'air permettent de réduire quelque peu ces pertes. Une solution plus efficace consiste à utiliser un ventilateur plus petit, ce qui est possible puisque la diminution des autres pertes réduit le besoin de ventilation.

Il est à noter que les pertes dans le fer, les pertes par ventilation et les pertes par frottement demeurent constantes à une tension et à une vitesse données. Elles sont indépendantes de la charge, contrairement aux pertes supplémentaires dues à la charge et aux pertes par effet Joule qui augmentent *avec* la charge du moteur.

Il existe une limite aux modifications qu'on peut apporter au moteur afin d'accroître son rendement, car elles risquent éventuellement d'entrer en conflit avec d'autres paramètres de conception. Le fabricant doit donc faire des compromis :

- ✱ À mesure qu'on réduit la résistance du rotor dans le but de limiter les pertes, le courant d'entrée augmente et le couple de démarrage diminue;
- ✱ Un moyen de réduire les pertes supplémentaires dues à la charge consiste à élargir l'entrefer, ce qui entraîne cependant une augmentation du courant magnétisant et une baisse du facteur de puissance, [46].

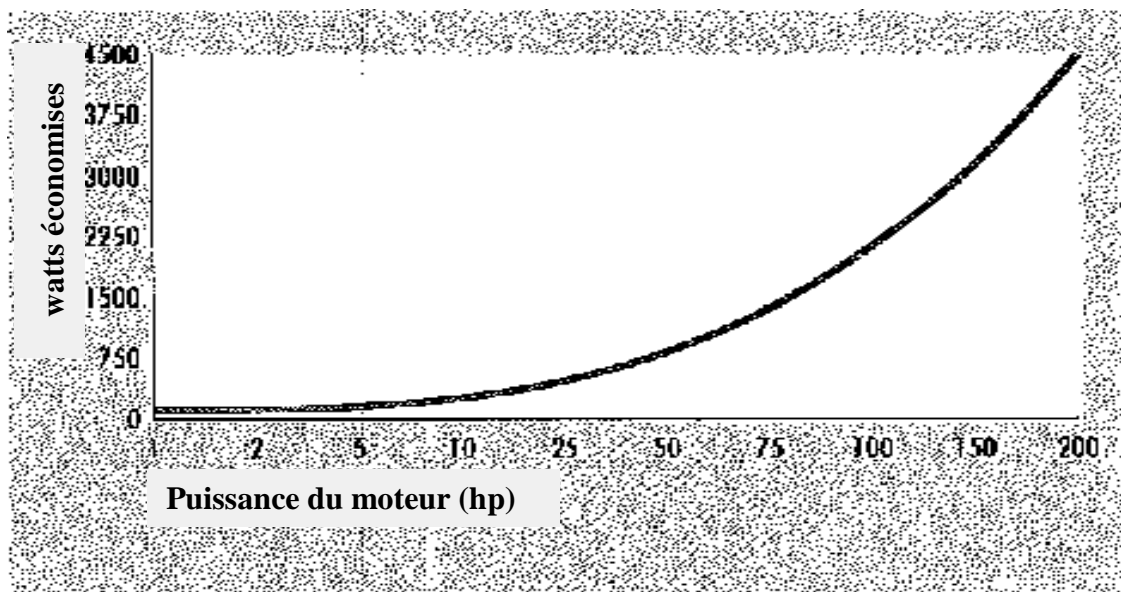


Fig. 4.7 Réduction typique des pertes dans des moteurs à haut rendement

#### 4.12 Méthodes des mesures :

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

**Méthode 1 :** dans laquelle la puissance d'entrée et de sortie sont directement mesurées, selon les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et de ABNT NBR. La mesure de puissance d'entrée et de sortie (l'essai c'est fait après l'élévation de la température de charge). La norme d'IEEE demande une correction des pertes de stator à une température indiquée avant de déterminer le rendement de moteur.

**Méthode 2:** dans laquelle les puissances d'entrée et de sortie sont mesurés avec la séparation des pertes et la mesure indirecte des pertes parasites de charge, selon les normes d'IEEE et de CSA C-390. Les pertes parasites de charge sont définies comme toutes les pertes sans la somme des pertes conventionnelles (pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques).

Les pertes parasites de charge sont obtenues à partir des analyses d'une régression linéaire pour réduire l'effet des erreurs aléatoires dans les mesures d'essai. La méthode 2 peut fournir des

résultats différents de la méthode 1, principalement en raison des ajustements des pertes parasites de charge dans lesquels toutes les erreurs de mesure d'essai sont incluses.

**Méthode 3:** Méthode avec les machines reproduites, comme vu dans les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et de ABNT NBR. Quand deux machines identiques sont couplées ensemble et alimentées à partir de deux sources d'énergie séparées. Le courant électrique dans et hors des deux machines est mesuré et la différence sont les pertes combinées des deux machines.

**Méthode 4:** Méthode avec la mesure directe des pertes parasites de charge et de la séparation des pertes, selon des normes d'IEEE, IEC 60034-2, CSA C-390 et ABNT NBR. Dans cette méthode, le rendement est indirectement calculé par la détermination des tous les pertes (pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques et les pertes parasites de charge). Aux normes d'IEEE et de CSA C-390 les pertes parasites de charge sont obtenues directement à partir des essais spécifiques.

**Méthode 5:** Méthode dans laquelle le circuit équivalent est déterminé, selon des normes d'IEEE, CSA C-390 et ABNT NBR. Le rendement de moteur est calculé à partir des paramètres du circuit équivalent. Dans cette méthode, il est très important de prendre l'impédance de rotor au basse fréquence. La précision d'impédance de rotor affectera considérablement les caractéristiques sous la charge. En calculant les paramètres, les réactances sont corrigées à la fréquence et les résistances sont corrigées à une température indiquée, [53].

### **4.13 L'influence de quelques facteurs sur le rendement des moteurs électriques:**

Il y a un nombre de facteurs relatifs au fonctionnement et à l'entretien du moteur qui ont un grand effet sur son rendement. Dans le but de maintenir et d'améliorer le rendement de fonctionnement du moteur, plusieurs facteurs peuvent être utilisés: le rendement et les techniques de commande de moteur, la qualité de système d'alimentation, le réseau de distribution, la taille des moteurs électriques, les moyens mécaniques de transmission, les problèmes d'entretien, cycles de gestion de charge...etc. , [11].

#### **4.13.1 Qualité d'alimentation d'énergie**

Moteurs électriques, et en particulier moteur à induction, sont conçus pour fonctionner avec une exécution optimale, une fois alimentés par des formes d'ondes sinusoïdales triphasés symétriques avec la valeur de tension nominale. Les déviations de ces conditions idéales peuvent causer la détérioration significative de rendement et de la vie de moteur.

#### 4.13.2 Charge du moteur :

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

#### 4.13.3 Plage d'utilisation des moteurs :

D'une manière générale le rendement ( $\eta$ ) des moteurs électriques prend une valeur maximal pour :  $0.6 I_n \leq I_n \leq 1.0 I_n$ , car dans cette plage on considère, que le rapport des pertes à la puissance consommée est minimal. En dehors de cette plage, les pertes devenant beaucoup plus prépondérantes, entraîne la croissance de ce rapport donc une réduction du rendement ( $\eta$ ), [11].

#### 4.14 Comment commander un moteur à haut rendement ?

1. Déterminez la dimension du moteur ;
  2. Déterminez le nombre d'heures d'utilisation;
  3. Déterminez vos coûts d'électricité ;
  4. Demandez à connaître le coût et le rendement des moteurs standard et des moteurs à haut rendement lors de la préparation du descriptif d'achat;
  5. Comparez les données ci-dessus en utilisant la méthode d'analyse marginale de votre choix ;
- Achetez le moteur représentant le meilleur investissement , [46].

#### 4.15 Amélioration du rendement des moteur :

Les systèmes entraînés par un moteur électrique représentent 65% de l'électricité utilisée dans l'industrie au sein de l'Union européenne Il existe de nombreuses possibilités pour améliorer le rendement énergétique. Une solution très prometteuse consiste à opter pour des équipements plus performants : systèmes entraînés par des moteurs électriques à haut rendement énergétique, mais aussi transformateurs à haut rendement énergétique, câbles de sections adaptées... Consentir à de tels investissements ou simplement améliorer les procédés et la maintenance permettraient d'économiser 30% de l'électricité consommée, [48].

#### 4.16 Maintenance :

Outre la variation électronique de vitesse et les moteurs hauts rendements, des opérations de maintenance peuvent aussi générer des économies d'énergie importantes sur les moteurs électriques :

- ◇ utiliser des transmissions à hautes efficacité pour réduire les pertes d'énergie pouvant atteindre 45 %

- ◇ lubrifier les paliers régulièrement pour gagner de 1 à 5 % sur la consommation
- ◇ ajuster la tension des courroies et les alignements des systèmes d'entraînement peut permettre un gain de 1 à 5 %

Enfin, le rebobinage d'un moteur qui n'est pas réalisé dans les règles de l'art peut provoquer une perte de rendement considérable, [49].

#### **4.17 Avantage des moteurs à haut rendement :**

La réduction des frais de fonctionnement est l'un des nombreux avantages qu'entraîne l'utilisation des moteurs à haut rendement.

Un moteur plus efficace a une température interne plus basse et génère donc moins de chaleur. Cette baisse de température peut aussi contribuer à réduire vos frais de climatisation. En plus de fonctionner plus efficacement, un moteur à haut rendement, installé dans un circuit de réfrigération, produira moins de chaleur et réduira l'énergie thermique à dissiper.

Les moteurs à haut rendement contribuent de plus à l'augmentation du facteur de puissance, ce qui se traduit par de multiples avantages :

- ◇ Optimisation de la puissance maximale appelée;
- ◇ Réduction de la charge appliquée sur les circuits d'alimentation et sur les transformateurs;
- ◇ Réduction du nombre de condensateurs pour Corriger le facteur de puissance du moteur.

De même, puisqu'un moteur à haut rendement incorpore plus de matériaux qu'un moteur standard, son facteur de puissance et son rendement sont moins sensibles aux variations de tension et de charge.

À quel moment envisager l'achat de moteurs à haut rendement ?

- ◇ Lors de l'achat d'équipement neuf ;
- ◇ Lors du remplacement de vieux moteurs;
- ◇ Pour éviter de rebobiner de vieux moteurs, [46].

#### **4.18 conclusion :**

Dans ce chapitre, d'abord nous avons présenté les différentes normes de mesure du rendement existantes dans le monde entier. Ensuite les différents facteurs qui influent sur le rendement des moteurs à induction, ont été présentés par rapport à ceux utilisés dans les pays industriels pour deux principaux motifs importants : conservation et économie d'énergie. Enfin, les différents avantages des moteurs à induction à haut rendement par rapport aux moteurs classiques.



### 5.1. Introduction :

La conception d'une machine du point de vue analytique constitue souvent une première étape dans le cadre d'amélioration du rendement. L'optimisation de ce dernier exige l'aide des algorithmes d'optimisation que nous avons approprié dans ce mémoire.

A travers ce chapitre, on développera la procédure d'optimisation par algorithme à essaim de particules avec une stratégie d'adaptation des espaces de recherche. Elle vise à déterminer aléatoirement les valeurs optimales des paramètres de la machine asynchrone fort, moyenne et faible puissance.

Du moment que les algorithmes à essaim de particules standard sont des techniques à dynamique lente de nature, une stratégie fiable 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.

Donc on vérifie par utilisation de logiciel **Matlab** ; les paramètres obtenus par la méthode de conception. On applique la méthode d'optimisation PSO que nous avons expliqué dans le troisième chapitre pour déterminer l'ensemble des résultats nécessaires à notre comparaison.

### 5.2 Présentation des machines étudiées :

La méthode de conception et d'identification paramétriques d'une machine asynchrone, proposée dans le deuxième chapitre est appliquée sur trois machines à cage dont les caractéristiques sont données sur le **Tableau.5.1** :

<b>Puissance utile</b>	Pu	kw	1,1	11	75
<b>Courant absorbé</b>	I <sub>1</sub>	A	9 /5.3	22.0226	140.5695
<b>Tension nominale</b>	V	V	220/380	220/380	220/380
<b>Vitesse</b>	N <sub>s</sub>	trs/min	1500	1500	1500
<b>Type de protection</b>	IP	-----	44	44	44
<b>Poids</b>	m	Kg	11	110	750
<b>Fréquence</b>	f <sub>1</sub>	Hz	50	50	50

**Tableau. 5.1** Plaque signalétique.

### 5.3. Résultats de conception :

A travers l'exécution du programme de calcul, et le fichier de résultats, on obtient les résultats suivants :

```

*****
*****          FICHE DES RESULTATS          *****
*****          GRANDEURS DE LA MACHINE      *****
    
```

<b>Les paramètres</b>	<b>symbole</b>	<b>1,1 (kw)</b>	<b>11 (kw)</b>	<b>75 (kw)</b>
Nombre de phases de la machine m <sub>1</sub>	m <sub>1</sub>	3	3	3
Fréquence alimentation (Hz)	f <sub>s</sub>	50	50	50
Nombre de Paires de pôles	p	2	2	2
Vitesse du champ tournant (trs/min)	ns	25.0	25.0	25.0
Tension simple de phase (V)	V	220.0	220	220
Courant de phase de la machine p (A)	I <sub>1</sub>	2.7806	22.0226	140.5695
Puissance utile plaque (W)	Pu	1100.00	11000	75000
Puissance absorbée (plaque)(W)	Pabs	1486.5	12500	79787
Rendement (plaque) en (pcent)	Eta	0.7400	0.88	0.94
Glissement nominal (plaque) (pcent)	Glise	0.0667	0.0260	0.013
Facteur de puissance nominal, plaque	Cosfie	0.8100	0.8600	0.86

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* RLEVEES DES MESURES \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* RESULTATS DU DIAGRAMME \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* DE CERCLE PRECIS \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Coefficient de dispersion estime	Kdisp	0.9780	0.9780	0.9780
Const.forme induction non sinusoidale	Kfind	4.000	4.000	4.000
Facteur Forme induction dans entrefer	Kf	1.0850	1.0850	1.0850
Coefficient de recouverture du pole	Kfnp	0.7000	0.7000	0.7000
Facteur de géométrie estime machine	Landae1	0.7500	1.1000	1.2
Densité courant linéaire estimée(A/m)	A1	18000	25000	28500
Induction magnet.Estimee entrefer(T)	Bd	0.5500	0.5800	0.6300
Longueur virtuelle estimée (m)	lie	0.0683	0.1728	0.3204
Pas polaire estime (m)	Taue	0.0911	0.1571	0.2670
Coef.Utilisation estime minimum	Cest1	1.3014	1.3712	1.6330
Entrefer estime (m)	Deltae	0.0003	0.0004	0.0005
Coefficient entrefer estime	Kc	1.1273	1.2573	1.1266
Effort tangentiel apparent estime(N/m <sup>2</sup> )	Sigmae	7911.3	8335.6	9927.2
Nombre encoche/pole et /phase	q1	3.000	3.000	3.000
Fact.distribution onde fondamentale	Kd1	0.9397	0.9598	0.9598
Coefficient de raccourcissement	Kp1	0.9598	0.8090	0.9397

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* PARTIE UNE \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 01 -- CALCULS PRELIMINAIRES \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Coefficient de enroulement	Kw1	0.9019	0.9019	0.9019
Nombre ncoches de la machine	Z1	36	36	36

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 02 -- DIMENSIONS GEOMETRIQUES \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Détermination du diamètre(m)	D1	0.1160	0.2000	0.3400
Calcul pas polaire (m)	Tauc1	0.0911	0.1571	0.2670
Longueur virtuelle (m)	lic	0.0683	0.2028	0.5704
Calcul du facteur de géométrie	Landac1	0.7500	1.1000	1.2000
Calcul du coefficient de utilisation	Ccal1p	7911.3	1.3712	1.6330
Effort tangentiel apparent cal.(N/m <sup>2</sup> )	Sigmac	7911.3	8335.6	9927.2

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* PARTIE DEUX \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* DIMENSIONNEMENT DU STATOR \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 01 -- Nombre de spires par phase \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Surface du pas polaire(m <sup>2</sup> )	Spp1	0.0062	0.0319	0.1523
Nombre de spires par phase	Nsph11	458.6905	98.7366	16.3651
Nombre de spires choisies par phase	NsphCh11	458.6905	98.7366	16.3651
Nombre total de conducteurs du stator	z1	2752.1	592.4198	98.1905
Nombre conducteurs/encoche du stator	Nz1	76.4484	16.4561	2.7275
Induction recalculée dans entrefer(T)	Bdr	0.5500	0.5800	0.6300
Entrefer delta--Machines asynchrone (m)	Deltac1	0.0003	0.0004	0.0005
Flux utile dans entrefer (Wb)	FluxU	0.0024	0.0129	0.0672
Coefficient de dispersion	SigH1	0.0225	0.0225	0.0225
Flux total (Wb)	FluxT	0.0025	0.0132	0.0687
Densité linéaire (A/m)	A1c	22562.0	26183.0	24715

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 02 -- Dimensionnement enroulement statorique \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Densité du courant statorique (A/mm <sup>2</sup> )	Jcond1	5000000	5000000	5000000
Épaisseur isolant du conducteur (mm)	Episcd	4.0000e-005	4.0000e-005	4.0000e-005
Épaisseur gaine protection bobine fer(m)	EpG	5.0000e-004	5.0000e-004	5.0000e-004
Jeu entre conducteurs gaine isolation(m)	Jeu	5.0000e-004	5.0000e-004	5.0000e-004
Épaisseur des Calles (m)	EpCal	5.0000e-004	5.0000e-004	5.0000e-004
Largeur Encoche (m)	bz2	0.0080	0.0115	0.0169
Profondeur Encoche (m)	PEncA	0.0136	0.0130	0.0086
Épaisseur Gorge Encoche (m)	EpgorZd1	0.0020	0.0020	0.0020
Résistivité enroulement stator(Ohm.m)	Rho1	2.1600e-008	2.1600e-008	2.1600e-008
Induction Estimée dans Culasse(T)	BCul1	1.300	1.3000	1.3000
Coefficient remplissage(foisonnement)	Kr	0.9000	0.9000	0.9000

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 03 --Dimensionnement des encoches statoriques \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Section enroulement statorique (mm <sup>2</sup> )	Scond1	5.5611e-007	4.4045e-006	2.8114e-005
Diamètre conducteur (mm)	Dcond1	8.4147e-004	0.0024	0.0060
Diamètre normalise choisi (mm)	Dnorcd1	8.8147e-004	0.0024	0.0060
Pas dentaire statorique (m)	Pdz1	0.0101	0.0175	0.0297
Facteur de remplissage encoche	FREncm	0.7000	0.7000	0.7000

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*04 -- Résistance par phase du stator \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Long.Totale Enroulement Stator (m)	lTot	238.5653	87.1416	33.9029
Resistance Phase.EnroulStator(Ohm)	Rph1m	9.2661	0.4273	0.0260

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 05 -- Réactance de fuite totale par phase du stator \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Permeance Zone dent stator(Unite???)	PermZ1	4.6445e-008	5.6188e-008	1.2361e-007
Permeance flux diff.Stator(Unite???)	PermD1	6.9773e-008	2.4008e-007	1.0250e-006
Permeance tete bobine Stator(Unite???)	PermB1	6.1572e-008	5.5096e-008	1.3605e-007
React.Fuite totale/phase stator(Ohm)	Xf1	11.7457	1.0756	0.1080

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* PARTIE TROIS \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* DIMENSIONNEMENT DU ROTOR \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Nombre de conducteurs par phase du rotor	Nsph2	0.5000	0.5000	0.5000
Nombre encoches du rotor	Z2	30	42	42
Nombre encoches par phase	Kq	1	1	1
Coefficient de raccourcissement	Ks	1	0.6000	0.7778
Densité de courant dans anneau (A/mm <sup>2</sup> )	JBar	5000000	5000000	5000000
Induction culasse rotorique (T)	Bj2	0.4571	0.6513	0.6149

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*01 -- Dimensionnement de la cage du rotor \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Pas dentaire rotorique (m)	TaueZ2	0.0121	0.0149	0.0254
FEM a vide de chaque barre rotorique (V)	E2Bar	0.2600	1.4032	7.2887
Pertes supplémentaires (W)	Pcsup	5.5000	33	300
Epaisseur anneau cage (mm)	EpAn	0.0086	0.0115	0.0130
Profondeur anneau cage (mm)	lan	0.0065	0.0086	0.0183
Longueur moyenne anneau (mm)	LAn	0.3459	0.6047	1.0415

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 02 -- Calcul résistance équivalente par phase du rotor \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Résistance Anneau a 75°C (Ohm)	RAn	3.1716e-006	2.3765e-006	3.8887e-006
Profondeur Barre Cage (mm)	EpBar	0.0056	0.0063	0.0071
Longueur Barre Cage (mm)	LBar	0.0863	0.2264	0.5972
Résistance de la Barre a 75°C (Ohm)	RBar	1.0035e-004	2.0853e-004	4.2626e-004
Resist. Equival ./phase rotor 75°C(Ohm)	Rph2	1.1561e-004	2.2447e-004	4.5235e-004

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 03 -- Calcul réactance de fuites totale du rotor \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Permeance zone dentaire rotorique	PermZ2	1.1300e-006	3.3536e-006	9.4336e-006
Permeance flux différentiel rotorique	PermD2	1.3116e-007	8.8070e-007	3.7556e-006
Permeance tete de bobine rotorique	PermB2	5.4382e-008	6.9087e-008	2.2315e-007
Reactance totale du rotor (Ohm)	Xf21	14.6403	1.1636	0.1334

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* FACTEUR de QUALITE ET RENDEMENT \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* MACHINE ASYNCHRONE A FLUX RADIAL \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 01 -- Résistance totale ramenée au stator \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Permeabilite du vide	Mu0	1.2566e-006	1.2566e-006	1.2566e-006
Coef.de réduction de la machine	Kred21	82.7397	10.9526	2.1086
Resist. totale ramenée au stator(Ohm)	RTot	17.5169	0.8166	0.0548

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 02 -- Réactance totale ramenée au stator \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Reactance rotor ramenee au stator (Ohm)	XSig21	14.1393	1.1347	0.1311

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* 03 -- FORCES MAGNETO-MOTRICES DANS LA MACHINE \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
FMM dans la zone entrefer (At)	Fdeltapar2(nKSAT)	296.0265	464.2348	564.7891
Induction B a 1/3 tete dent stator (T)	Bz1m(nKSAT)	1.3082	1.3533	1.4210
FMM Zone dentaire statorique (At)	FZ1par2(nKSAT)	18.3568	22.8254	26.9056
Induction recalculée culasse stator (T)	BCul1	1.3000	1.3000	1.3000
FMM dans la zone culasse statorique (At)	Fj1	99.0533	156.4767	249.7033
Induction B 2/3 tete dent rotor (T)	Bz22A(nKSAT)	1.2300	1.1600	1
FMM dans la zone dentaire rotorique (At)	FZ2par2(nKSAT)	6.5807	5.8015	4.2199
Induction recalculée culasse rotor (T)	Bj2	0.4571	0.6513	0.6149
FMM dans la zone culasse rotorique (At)	Fj2	6.3263	16.0598	27.1738
FMM totale/Paire de pôles (At)	FmmTot	426.3437	665.3982	872.7916
Coefficient de saturation calcule	KSATFMM(nKSAT)	1.0842	1.0617	1.0551
Courant magnétisent du stator Im (A)	Im	0.7634	6.4289	43.8020

Courant de court circuit stator (A)	I <sub>lcc</sub>	7.9145	94.1439	902.2814
Angle déphasage courant court-circuit	fi <sub>CC</sub>	57.0333	70.2706	77.3555
Couple nominal T <sub>n</sub> (Nm)	T <sub>n</sub>	7.5033	71.8975	483.7536

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\* DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT \*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

Les paramètres	symbole	1,1 (kw)	11 (kw)	75 (kw)
Inductance de fuite stator (H)	lsf1	0.0374	0.0034	3.4388e-004
Induct. Fuite rotor ramenée au stator(H)	lfr21	0.012933	0.0036	4.1721e-004
Inductance propre phase du stator (H)	Ls1	0.9173	0.1089	0.0160
Inductance mutuelle stator - rotor (H)	M	0.8800	0.1055	0.0156
Induct.propre rot. Ramenée au stator (H)	Lr21	0.9250	0.1091	0.0282

\*\*\*\*\*  
 \*\*\*\*\*

### 5.4 Application de la méthode PSO :

L'outil qui permet l'amélioration du rendement des machines asynchrones sont les méthodes d'optimisation, et cela à l'aide d'un programme développé sous environnement Matlab. Il s'agit d'un programme principal, et d'un sous programme qui a pour but l'optimisation par Cette méthode (l'optimisation à essaim de particules).

Dans ce travail on a essayé de voir quelle est l'influence des paramètres, de la machine qui améliore le rendement.

#### 5.4.1 Organigramme de la méthode PSO :

La combinaison d'une conception assistée par ordinateur avec les techniques d'optimisation constitue un outil important, en particulier dans l'ingénierie des processus de conception des performances élevées et des systèmes coûteux. Dans le domaine des machines électriques, en raison de la complexité des fonctions décrivant leurs performances, le problème d'optimisation de ces machines est multi variable limitées ; problème non linéaire. Pour optimiser l'efficacité des machines à induction, un processus de conception associée à un algorithme de PSO ont été mis au point la figure 5.1 Selon.

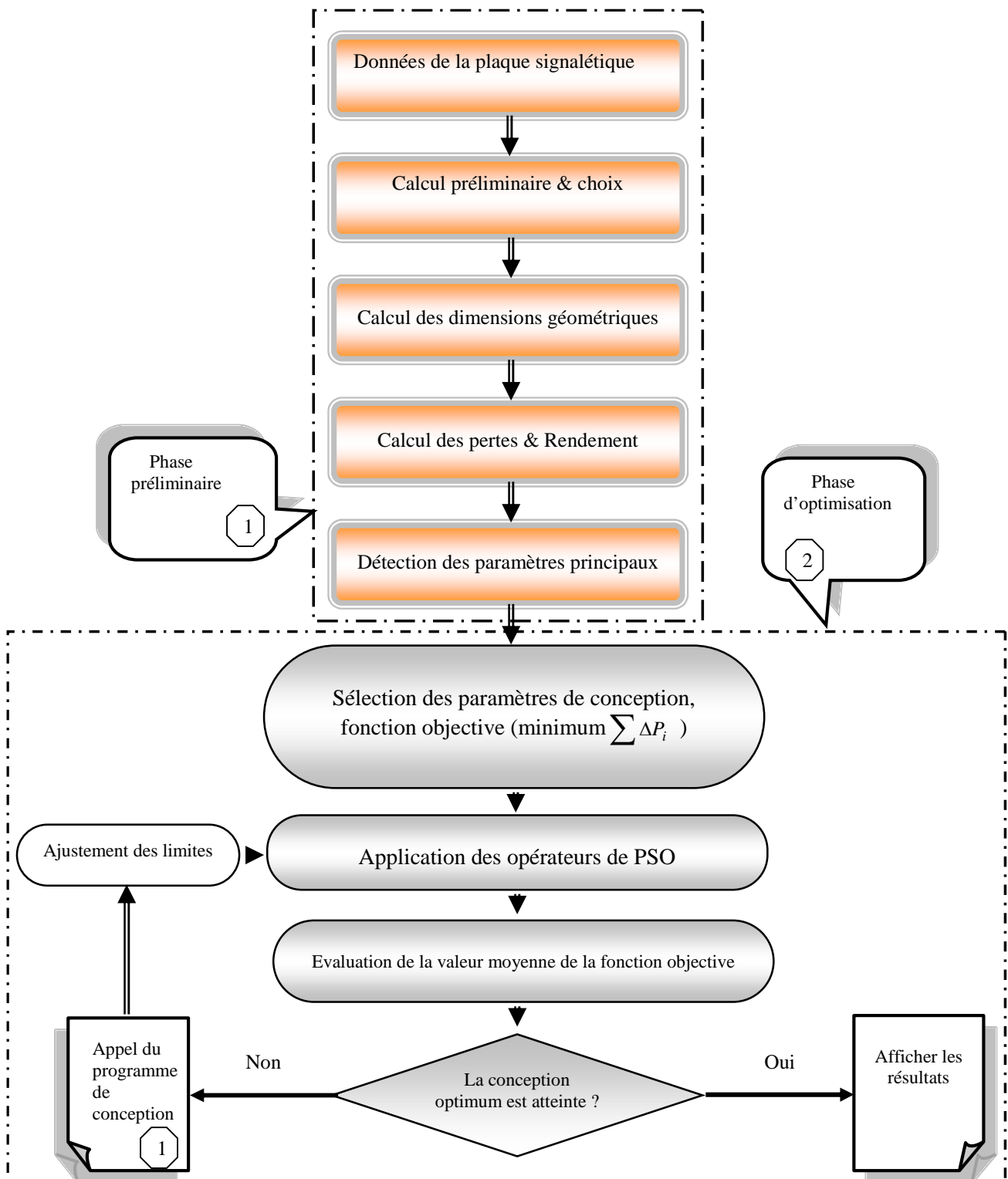


Fig.5.1 Organigramme de la méthode d'optimisation PSO.

### 5.4.2 Les variables de conception et l'espace de recherche :

L'espace de recherche pour les variables d'optimisation de la machine est indiqué dans le tableau suivant :

Symbole	Paramètre	Unité	Espace de recherche
$\lambda$	Rapport géométrique	-----	$0.75 \leq \lambda \leq 1.75$
$\delta$	Epaisseur de l'entrefer	mm	$0.3 \leq \delta \leq 0.6$
$B_{z1m}$	L'induction au milieu de la dent statorique	Tesla	$1.3 \leq B_{z1m} \leq 1.7$
$B_{z2l}$	L'induction au pied de la dents rotorique	Tesla	$1.6 \leq B_{z22} \leq 2.2$

**Tableau.5.2** Paramètres d'optimisation et espace de recherche.

### 5.4.3 Résultats d'optimisation et discussion :

L'application de la méthode PSO à l'optimisation de la conception des moteurs à inductions fortes, moyennes et faibles puissance est présenté dans le tableau suivantes, et cela pour (04) variables, et (50) itération.

La meilleure, ainsi que la moyenne valeur de la fonction objective en fonction du nombre de itération pour chaque machines, sont présentées dans les figures suivantes :

Paramètre Pu (KW)	$\lambda$	$\delta$ (mm)	$B_{z1m}$ (Tesla)	$B_{z2l}$ (Tesla)	$\eta$
<b>1.1</b>	1.650	0.417	1.573	1.655	<b>0.77609</b>
<b>11</b>	1.531	0.512	1.611	2.0323	<b>0.8738</b>
<b>37</b>	1.735	0.407	1.614	2.150	<b>0.9220</b>
<b>55</b>	1.7487	0.528	1.434	2.049	<b>0.9326</b>
<b>75</b>	1.744	0.549	1.446	1.669	<b>0.9325</b>

**Tableau.5.3** Résultats d'optimisation.

$\lambda$  : Rapport géométrique.

$B_{z1m}$  : L'induction au milieu de la dent statorique.

$\delta$  : Epaisseur de l'entrefer .

$B_{z2l}$  : L'induction au pied de la dents rotorique.

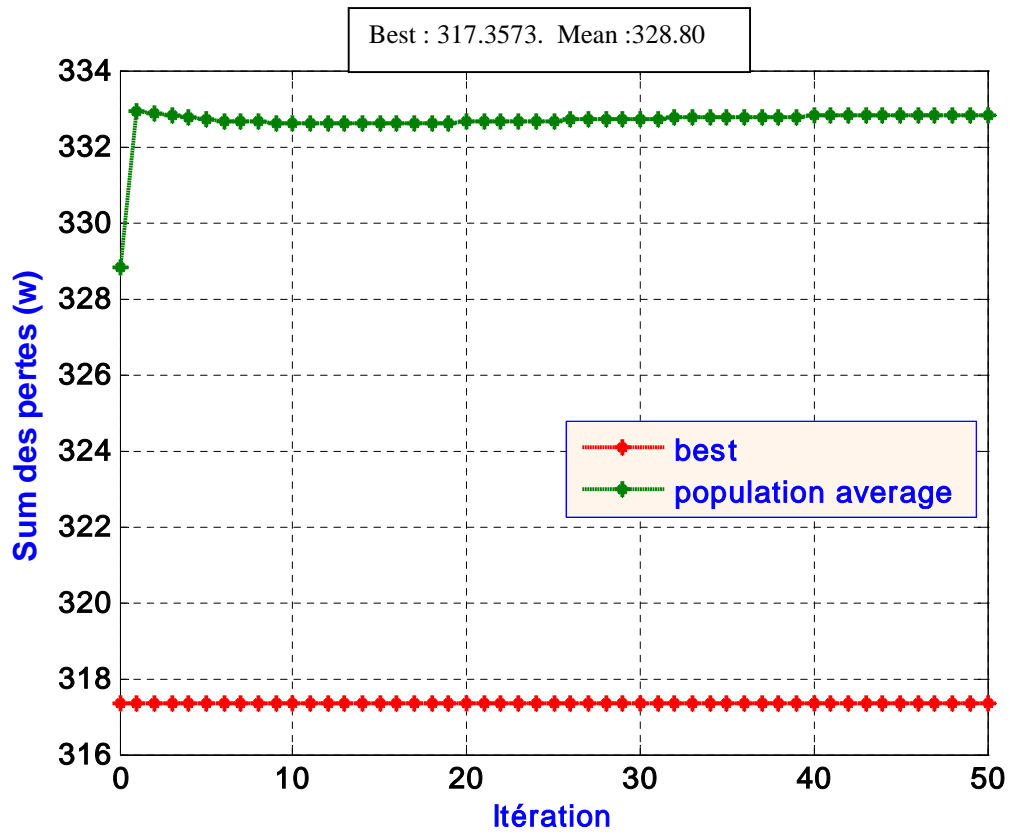


Fig.5.2 Résultats pour la machine de 1.1 (KW)

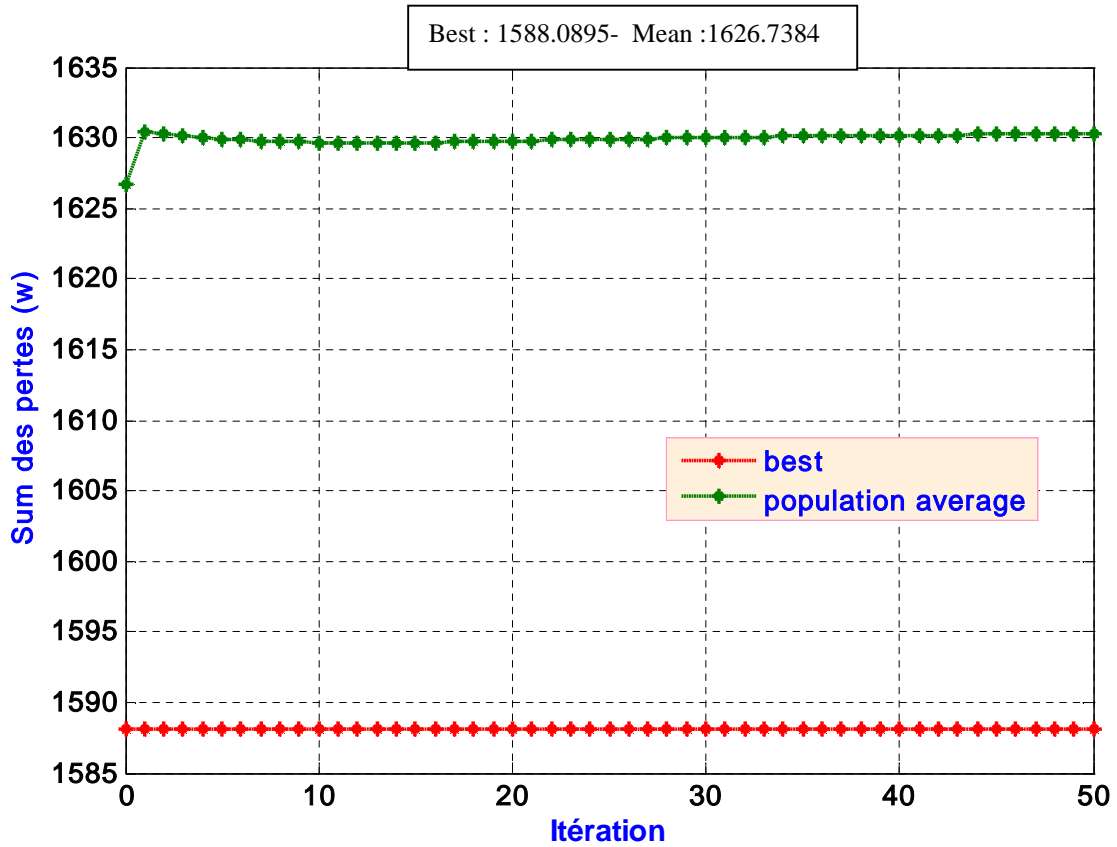


Fig.5.3 Résultats pour la machine de 11 (KW)

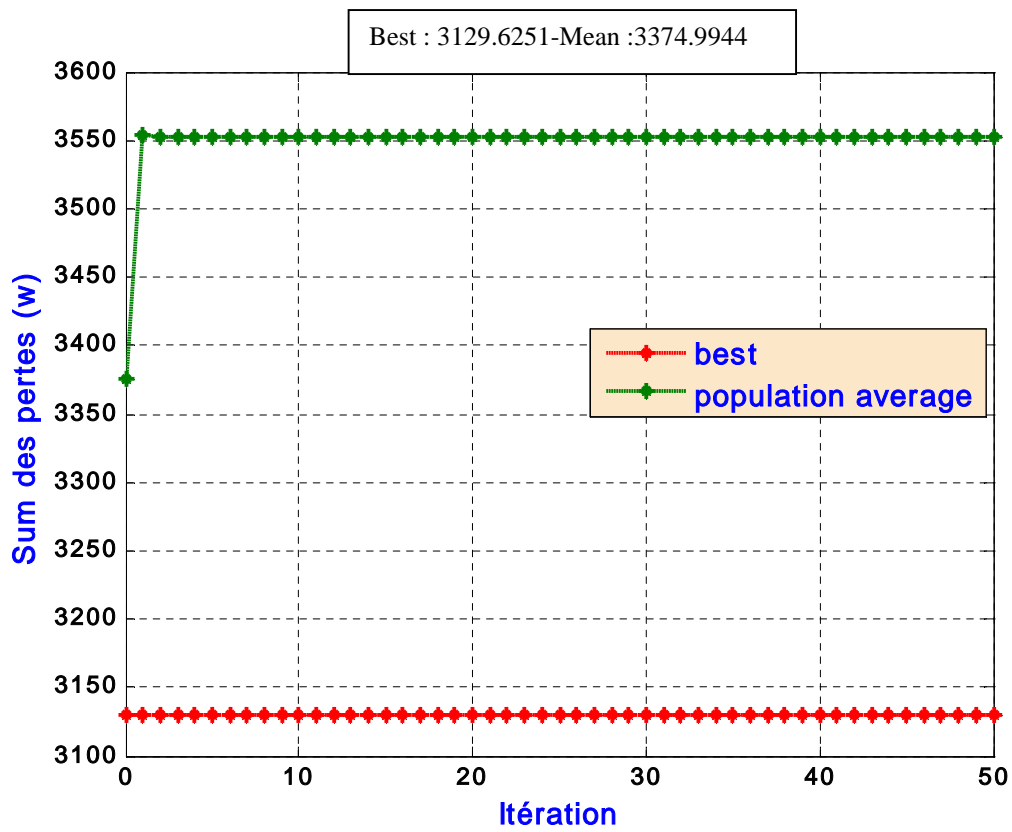


Fig.5.4 Résultats pour la machine de 37 (KW)

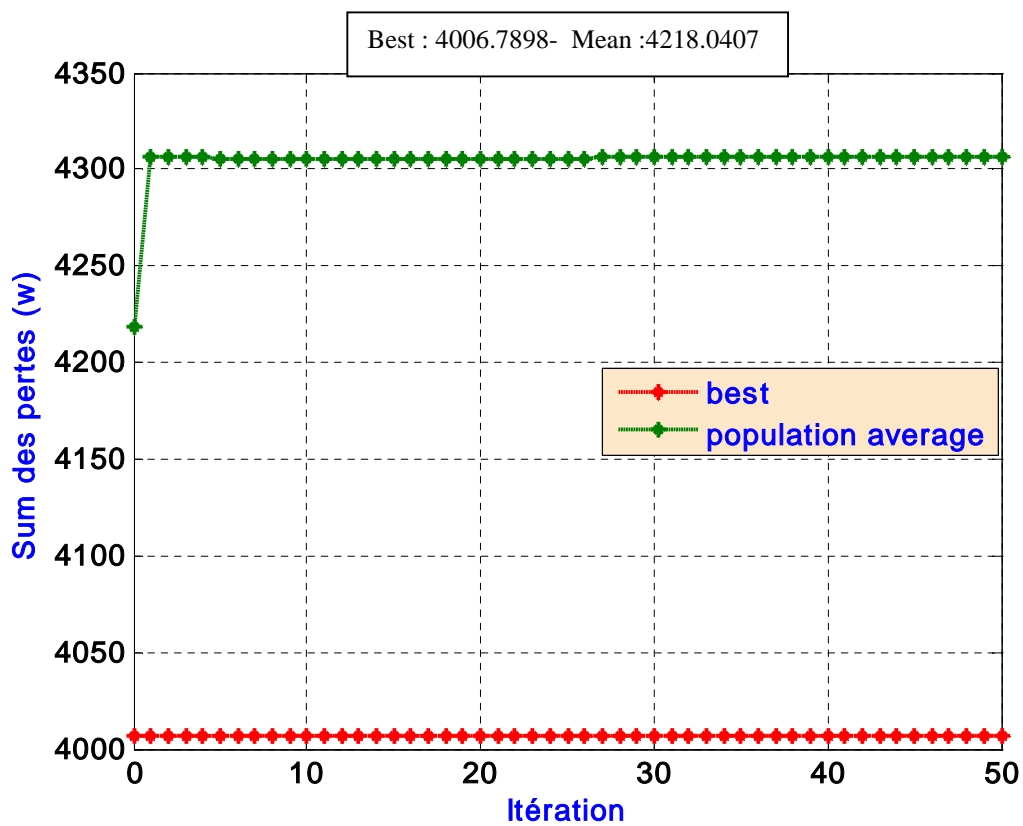


Fig.5.5 Résultats pour la machine de 55 (KW)

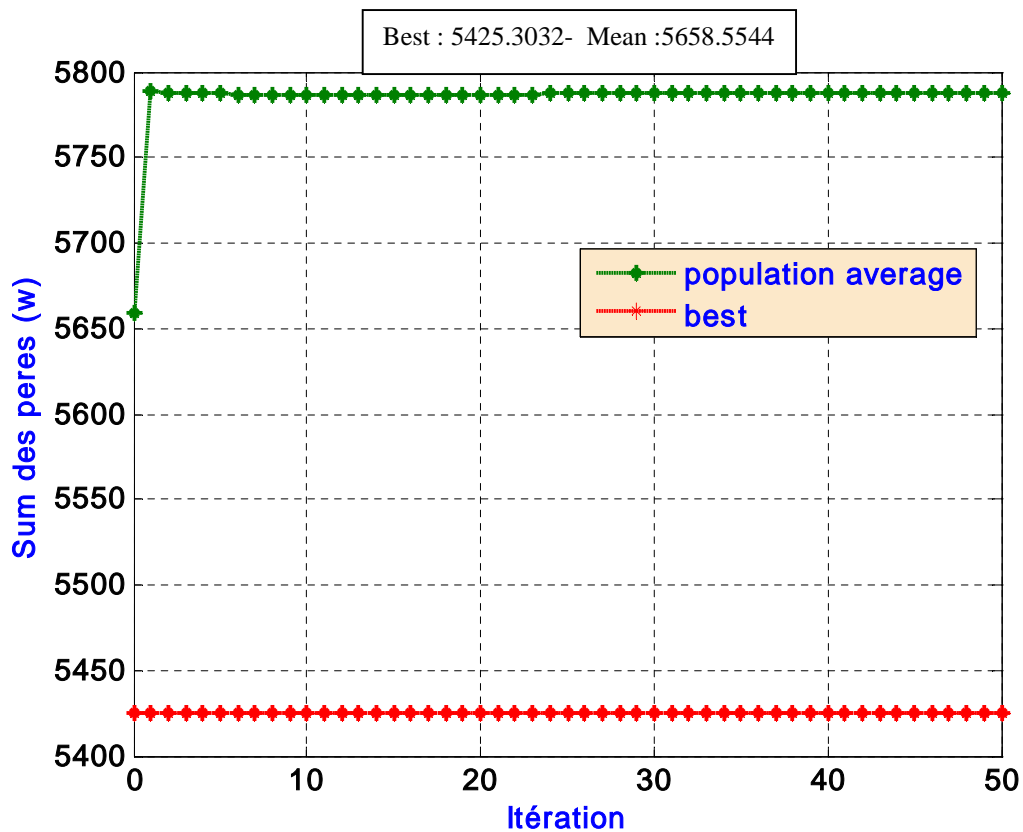


Fig.5.5 Résultats pour la machine de 75 (KW)

5.4.4 Comparaison des résultat :

Faisant comparer les résultats du rendement obtenus avec celles déclaré dans la plaque signalétique, et celle calculé par le programme de conception, on obtient le tableau suivant :

Pu (KW) \ Rendement	1.1	11	37	55	75
Déclaré	0.74	0.88	0.92	0.93	0.94
Calculé	0.7441	0.8711	0.9189	0.9289	0.9301
Optimisé	<b>0.77609</b>	<b>0.8738</b>	<b>0.9220</b>	<b>0.9326</b>	<b>0.9325</b>

Tableau.5.4 Comparaison des résultats.

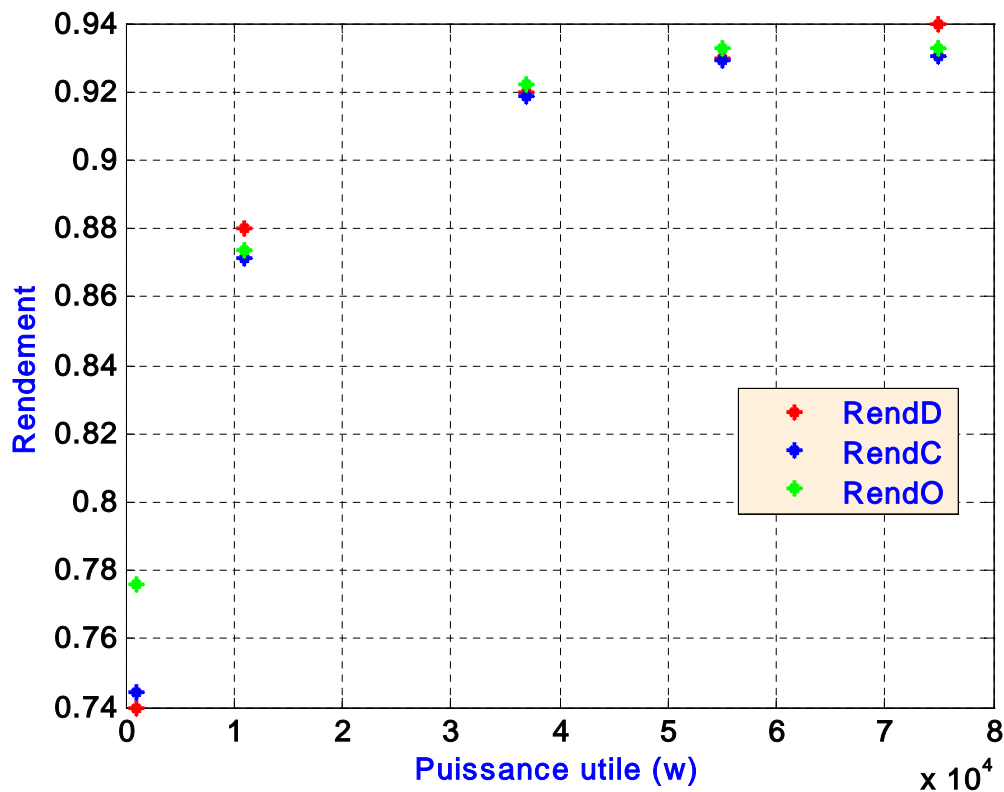


Fig. 5.6 Caractéristique de rendement en fonction de la puissance utile.

RendD : Rendement déclaré.

RendC : Rendement calculé.

RendO : Rendement optimisé.

#### 5.4.5 Interprétations des résultats :

Cette étude concerne les résultats de simulation de cinq échantillons d'exécution du programme de l'approche de PSO et de ceux de la méthode géométrique, pour optimiser le rendement, et cela par la minimisation des pertes totale. Dans cette étude on utilisé des machines de différentes puissance utile (faible, moyenne et fort de puissance) et nombre de paire de pôle ( $P= 2$ ).

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 de la machine on été donnés. Alors que les figures précédentes représente le rendement donné, calculé et optimisé on fonction de la puissance utile, pour voir l'influence du rapport géométrique  $\lambda$ , l'épaisseur de l'entrefer  $\delta$ , l'induction au milieu de la dent statorique et au pied de la dents rotorique .

On remarque pour les machines de faible puissance, l'amélioration est considérable par rapporte aux rendements donné et calculé. Mais l'amélioration n'est pas suffisante elle diminue en fonction de l'augmentation de la puissance utile des machines,.

Concernant à l'influence de chaque paramètre qui utilisé pour optimisé le rendement. On remarque que :

- ✓ L'augmentation du rapport géométrique ce conduit à l'augmentation de la longueur virtuelle de la machine, provoque une amélioration du rendement.
- ✓ Malgré l'épaisseur de l'entrefer pour la machine de 1.1 KW et 11 KW est supérieur par rapport à celle calculé et ce revenu à la manière aléatoire de la méthode PSO le rendement amélioré.
- ✓ L'augmentation de l'induction au milieu de la dent statorique et au pied de la dents rotorique à aussi une grand influence sur l'amélioration du rendement.

### **5.5 Conclusion :**

Dans le but d'augmenter le rendement de la machine asynchrone, plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature technique. L'idée qui nous avons proposée, et est appliquée sur des machines de différentes gammes de puissance.

L'optimisation par la méthode PSO permis de vérifier encore une autre fois les résultats d'identification de la méthode géométrique discutés. Cette optimisation paramétrique est donnée l'optimisation du rendement par minimisation des pertes totales de la machine.

# *Conclusion générale*

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 enter 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 méthode a essaim de particules utilisé généralement pour l'identification des paramètres de modèles et pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs. La technique d'identification paramétrique des machines asynchrones par cette méthode a donné des résultats encourageants.

Notre travail a consisté à étudier ce technique et leur application dans le but de amélioré le rendement d'une machine asynchrone. Nous avons essayé de les présenter d'une manière suffisamment complète pour permettre la compréhension de leur fonctionnement et l'approfondissement des études menées.

La mise au point d'un **PSO** et son utilisation dans un processus d'optimisation ont montré l'adéquation de cette méthode pour l'identification des paramètres de la machine. C'est une bonne alternative aux méthodes classiques basées sur des algorithmes de gradient.

Elle permet, en effet, d'éviter le problème de dérivation et d'être moins sensible à la présence de minimums locaux. La méthode convient particulièrement quand il s'agit d'optimiser plusieurs paramètres en même temps.

- [1] P. Lebrun, " machine asynchrone ", photocopies de lycée louis Armand, 173Bd de Strasbourg, 94736 NOGENT sur marne, (florence.vadee @ wanaadoo.fr).
- [2] S, M et G, E'' CONCEPTION ASSISTEE PAR ORDINATEUR DES MACHINES ASYNCHRONES A ROTOR EN COURT CIRCUIT'', Mémoire d'ingénieur, Encadré par M.HAMIMID, Université de M'sila (2004-2005).
- [3] "Les machines asynchrones" site d' internete " de [http:// fr.wikipedia-org / wiki / machine\\_ synchrone "](http://fr.wikipedia-org/wiki/machine_synchrone).
- [4] G. pinson, "physique appliqué C34 - Machine Asynchrone (MAS)" 2001
- [5] K. kostenko, L.piotroviski," machine électrique", Tome 2, Edition Mir Moscou, 1969
- [6] [Nos sites: [Techno-Science.net](http://Techno-Science.net) | [Allons-Sortir.fr](http://Allons-Sortir.fr)]
- [7] Cours d'Electricité 2 — Électrotechnique Le moteur asynchrone triphasé I.U.T Mesures Physiques — Université Montpellier 2 Année universitaire 2008-2009
- [8] baghli\ Machine asynchrone - Définition - Encyclopédie scientifique en ligne.mht
- [9] Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, " Pertes dans les machines tournantes, " D 3 450, 2003
- [10] Meddeb Abdelmoumen, " Moteur Asynchrone Tri phase " Mémoire d'ingénieur Lycée Secondaire Carthage présidence, Tunis 2001
- [11] R, F et A, K'' OPTIMISATION PARAMETRIQUE DES MACHINES ASYNCHRONES PAR L 'APPLICATION DES ALGORITHMES GENETIQUES '', Mémoire d'ingénieur, Encadré par M.CHEKROUN, Université de M'sila (2007-2008).
- [12] Terminale STI Moteur asynchrone 20/3/1999 © Claude Divoux, 1999
- [13] M. Liwschitz, " Calcul des Machines Electriques ",Tome 1 , Tome 2, Edition dunod, parie, France 1967
- [14] N, M et A,M " Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone à flux radial "mémoire d'ingénieur encadré par Mr S. Chakroun, Université de M'sila (2004 - 2005).
- [15] G. Séguier, "Electrotechnique industriel" , Lavoisier, 2<sup>ème</sup> édition, Paris, France, 1985.
- [16] Guy. Grellet et Guy. Clerc "les actionneur électronique "
- [17] Un article de Wikipédia, l'encyclopédie libre. Aller à : Navigation, rechercher
- [18] B. Gérard, S. Patrick, "Etat de l'art des Méthodes d'Optimisation Globale" Operations Research Journal, vol. 35, n°3, pp. 329-365, 2001.

- [19] W. Frédéric, “Une Nouvelle Approche pour la Conception sous Contraintes de Machines Electriques”, Thèse de Doctorat d’état, Encadré par Bignon J, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, FRANCE, 1996.
- [20] A. Gottvald, “Comparative analysis of optimization methods for magnetostatics,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 24, Issue 1, pp. 411-414, Jan 1988.
- [21] G. Liuzzi, S. Lucidi and M. Villani, “Multiobjective optimization techniques for the design of induction motors,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 39, Issue 3, pp. 1261-1264, May. 2003.
- [22] B. Singh, B. Singh and B. P. Murthy, “Experience in Design Optimization of Induction Motor Using 'SUMT' Algorithm,” *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, Issue 10, pp. 3379-3384, Oct. 1985.
- [23] Berthiau, Gérard and Siarry, “État de l’art des Méthodes d’Optimisation Globale: State of the Art,” *Recherche Opérationnelle, Canadian Journal*, vol. 35, Issue 3, pp. 329-365, Jui. 2001.
- [24] A. Cornuéjols, L. Miclet, “Apprentissage Artificiel (Concepts et Algorithmes)”, Edition Eyrolles, 2002.
- [25] S. Datta, S.W. McLaughlin, “An enumerative method for runlength-limited codes: permutation codes,” *IEEE Trans. Information theory*, vol. 45, Issue 6, pp. 2199-2204, Sep 1999.
- [26] A. Gherbi, B. Francois and M. Belkacemi, “Methods for Power System Transient Stability Analysis: State of the Art,” *Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal*, vol. 31, Issue 1, pp. 3-13, Jui. 2006.
- [27] S. Brisset, “Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques”, Rapport de Synthèse, Habilitation à Diriger des Recherches, Encadré par J.L. Coulomb, L. Krahenbuhl et C. Marchand, Université des Scinces et Technologies de Lille, Décembre, 2007.
- [28] P. Pandey, C. Kenney and A. Packard, “A gradient method for computing the optimal  $H_{\infty}$  norm,” *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 36, no. 7, pp. 887- 890, July 1991.
- [29] J. Huibo, M. Huang and J.B. Moore, “A Globally Convergent Conjugate Gradient Method for Minimizing Self-Concordant Functions with Application to Constrained Optimisation Problems,” *Conference Proceedings on American Control Conference, ACC '07*, pp. 540 - 545, 9-13 July, 2007.
- [30] S. Wenyu, Y. Ya - Xiang, “Optimization Theory and Methods (Nonlinear Programming)”, Edition Springer, 05/10/2006.

- 
- [31] Ph. Lautier, “Modélisation des Convertisseurs à découpage pour la conception et la commande”, Thèse de Doctorat, Encadré par R. Peret, B. Fornel, Laboratoire CEGELY de l’INSA de LYON, Janvier, 1998.
- [32] T. POLYAK, YA. Z. TSYPKIN, “Algorithmes d’optimisation stochastique liés au critère” *Avtomatika i telemekhanika* , n<sup>o</sup>. 6, pp. 95-104, 1984.
- [33] F. You-tong, F. Cheg-zhi, “Application of stochastic Method to Optimum Design of Energy-Efficient Induction Motors With a Target of LCC” *Journal of Zhejiang University Science* , Vol. 4, no. 3, pp. 270-275, May-June, 2003.
- [34] C. Singh, D. Sarkar, “Practical Considerations in the Optimisation of Induction Motordesign,” *Electric Power Applications*, vol. 139, no. 4,, pp. 365 - 373, Jul 1992.
- [35] J.A. Moses, J.L. Kirtley, “A computer-based design assistant for induction motors,” *IEEE. Industry Applications Society Annual Meeting Conference Proceedings*, vol. 1 , pp. 1 - 7, 28 Sep-4 Oct, 1991.
- [36] A. Abdelli, “Optimisation Multicritère d’une Chaîne Eolienne Passive”, Thèse de Doctorat, Encadré par R. Xavier, l’Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 15 octobre, 2007.
- [37] M. Chiampi, G. Fuertratt, Ch. Magele, C. Ragusa, M. Repetto “Multi-Objective Optimisation with Stochastic Algorithms and Fuzzy Definition of Objective Function ,” *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 9, no. 4,, pp. 381-389, 1998.
- [38] K. S. Tang, K. F. Man and S. Kwong, “Genetic Algorithms: Concepts and Applications [in Engineering Design], ” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, no. 5, pp. 519-534, October1996.
- [39] M. Çunka and R. Akkaya, “Design Optimization of Induction Motor by Genetic Algorithm and Comparison with Existing Motor,” *Math. Comp. Applications*, vol. 11, no.3, pp. 193-203, 2006.
- [40] B. Abdelhadi, A. Benoudjit and N. Nait Said, “Identification of Induction Machine Parameters Using a New Adaptive Genetic Algorithm,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 20, no.2, pp. 284- 291, June 2005.
- [41] D. Weile and E. Michielssen, “Genetic Algorithm Optimization Applied to Electromagnetics,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 343-353, March 1997.
- [42] J. Faiz, M. B. B. Sharifian, “Optimal Design of an Induction Motor for an Electric Vehicle,” *European Transactions on Electrical Power*, vol. 16, no. 3, pp. 15-33, January 2006.

- [43] D. Jeon, D. Kim and H. Song-Yop, G. Cha , “Optimum Design of Linear Synchronous Motor Using Evolution Strategy Combined with Stochastic FEM ,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 35, Issue 3, pp. 1734 - 1737, May. 1999.
- [44] T. Jacques, P. Marc, “Optimisation Approchée en Recherche Opérationnelle (Traité IC2, Série Informatique et Systèmes d'Information), Edition Lavoisier, 2002.
- [45] H. Jang, C. Hwan and C. Gyun, “Multimodal Function Optimization Based on Particle Swarm Optimization, ” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 42, n° 4, pp. 1095-1098, April, 1988.
- [46] ”moteur à haut rendement d’une machine asynchrone“ site d’internete / [www.pdf-search-ingene.com](http://www.pdf-search-ingene.com) / réalisé par la division communication commerciale pour la vice-présidence marchés industriels dépôt légal-2<sup>ème</sup> trimestre 1991 bibliothèque nationale du Québec ISBN 2-550-21680-6 Avril 1991-5M
- [47] COMMISSION EUROPEENNE DIRECTION GENERALE ENERGIE ET TRANSPORT renouvelables et gestion de la demande /Le programme Européen «Motor challenge programme »module d’entraînement/ <http://iamest.jrc.it/projects/eem/eurodeem.htm> Bruxelles, le 1er janvier 2003
- [48] “ Présentation à la presse de l’étude menée par l’European Copper Institute sous l’égide du Programme Motor Challenge de la Commission européenne” European Copper Institute Christian de BARRIN Directeur de la Communication [cdb@eurocopper.org](mailto:cdb@eurocopper.org) - Bruxelles, 29 avril 2004 -
- [49] “ Fiché technique énergie ” Rédigé par Olivier JUAN CRCI Champagne-Ardenne / [retrouvez toutes nos fiches techniques sur www.champagne-ardenne.cci.fr](http://www.champagne-ardenne.cci.fr) rubrique [plate-forme de veille](#) / Mai 2008
- [50] Ressources naturelles Canada“ Guide sur l’efficacité énergétique dans les alumineries” / [www.mcan.gc.ca](http://www.mcan.gc.ca)
- [51] ”moteur à haut rendement d’une machine asynchrone“ site d’internete / [www.moteurs-jet.comw](http://www.moteurs-jet.comw) Date de modification : 2009-04-20
- [52] Guide de référence des moteurs – 3e édition (Motors Référence Guide 3rd Edition), publication d’Ontario Hydro, août 1997. (la théorie de base des moteurs et les autres informations actuellement pertinentes ont été tirées de ce guide avec l’autorisation du détenteur actuel des droits d’auteur, Ontario Power Génération). [info@ceati.com](mailto:info@ceati.com)
- [53] Dr. Lng M. Liwschitz, calcul des circuits magnétiques. Préface de J. Chatlien titulaire de la chaire de machines électriques LAUSANNE, le 07 juillet 1967