

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**UNIVERSITÉ ABDELAHMANE MIRA DE BÉJAIA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

*Option : Electromécanique*

## **MÉMOIRE DE FIN DE CYCLE**

*En vue de l'obtention d'un diplôme Master en Électrotechnique*

### **Thème**

**ETUDE ET CONCEPTION VIRTUELLE D'UN MOTEUR  
ASYNCHRONE A CAGE DE MOYEN PUISSANCE**

#### *Réalisé par*

- *M<sup>r</sup> MADDI Zakari*
- *M<sup>r</sup> FOUGHALI Abdelhafid*

#### *Encadré par*

- *M<sup>r</sup> ZAOUIA Mustapha (TIZI OUZOU)*
- *M<sup>r</sup> AOUZELLAG Djamel*

**Promotion 2013**

# Remerciements

*En premier lieu, nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur Mr ZAOUIA M. et Mr AOUZELLE G D. pour leurs conseils judicieux, leur suivi attentif et la confiance qui nous a été très précieuse. De plus, nous tenons à les remercier pour nous avoir assuré l'encadrement et la documentation nécessaire pour l'élaboration de ce mémoire.*

*A l'issue de ce projet de fin d'étude, nous souhaitons remercier Mr N. BENAMROUCHE responsable du laboratoire LATAGE pour nous avoir accueillis au sien du laboratoire de TIZI OUZOU.*

*Sans oublier les membres de jury qui nous feront l'honneur d'examiner notre travail.*

*Enfin, que tous ceux et celle qui nous ont aidé et soutenus durant tout notre parcours trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus sincères, surtout à ABD RAZAK et HAKIM.*

**ZAKARI & ABDELHAFID**

*Merci*

# Dédicaces

*Je dédie ce travail à :*

*Mes très chers parents qui m'ont beaucoup aidé et soutenu  
afin de me voir réussir ;*

*Mes chères sœurs « Karima » et « Fatma ;*

*Mes oncles, mes tentes, mes cousins et mes cousines ;*

*A toute La famille ; MADDI & SELLAMI*

*A la mémoire de mes grands parents.*

*A tous mes camarades et amis de Université ;*

*Sans oublier mon binôme et mon ami « HAFID », ainsi que toute  
sa famille.*

**ZAKARI**

# Dédicaces

*Je dédie ce travail à :*

*Mes très chers parents à qui je dois tout ;*

*Mes chères sœurs et leurs maris ;*

*Mes chers frères et mes belles-sœurs ;*

*Mes oncles, mes tentes, mes cousins, mes cousines, mes nièces  
et mes neveux ;*

*A la mémoire de mes grands parents.*

*A toute la promotion d'électrotechnique (2013) ;*

*A tous ceux qui ont contribué de prêt ou de loin à la  
réalisation de ce mémoire.*

*Sans oublier mon binôme et mon ami « ZAKARI », ainsi  
que toute sa famille.*

**HAFID**

# Liste des symboles

$a$	Nombre de branches couplées en parallèle de l'enroulement de phase
$a_{An}$	Longueur de l'anneau de la cage d'écureuil ( $m$ )
$A$	Densité (charge) linéique ( $A / m$ )
$b_{An}$	Largeur de l'anneau de la cage d'écureuil ( $m$ )
$b_{is}$	Épaisseur unilatérale de l'isolant dans une encoche statorique ( $m$ )
$b_{i1}$	Ouverture de l'isthme des dents de l'encoche du stator ( $m$ )
$b_{i2}$	Ouverture de l'isthme des dents de l'encoche du rotor ( $m$ )
$b_{Z1 min}$	Largeur minimale de la dent statorique ( $m$ )
$b_{Z2}$	Largeur de la dent rotorique ( $m$ )
$B_{\delta}$	Induction dans l'entrefer ( $T$ )
$B_c$	Valeur de l'induction dans la culasse ( $T$ )
$B_n$	Valeur de l'induction dans le noyau ( $T$ )
$B_{Z1 max}$	Valeur maximale de l'induction dans les dents du stator ( $T$ )
$B_{Z1}$	Valeur de l'induction dans les dents du stator ( $T$ )
$B_{Z2}$	Valeur de l'induction dans les dents du rotor ( $T$ )
$C_d$	Couple de démarrage ( $N . m$ )
$C_n$	Couple nominal ( $N . m$ )
$\cos \varphi$	Facteur de puissance
$\cos(\varphi_o)$	Facteur de puissance à vide
$d_{el}$	Diamètre du conducteur effectif sans isolation ( $m$ )
$d_{e1}$	Largeur de l'encoche de forme ronde statorique ( $m$ )
$d_{e11}$	Largeur maximale de l'encoche de forme ovale statorique ( $m$ )
$d_{e12}$	Largeur minimale de l'encoche ovale statorique ( $m$ )
$d_{is}$	Valeur moyenne du diamètre du conducteur effectif avec isolation ( $m$ )
$d_1$	Largeur maximale de l'encoche trapézoïdale statorique ( $m$ )
$d_{1r}$	Largeur maximale de l'encoche rotorique ( $m$ )
$d_2$	Largeur minimale de l'encoche trapézoïdale statorique ( $m$ )
$d_{2r}$	Largeur minimale de l'encoche rotorique ( $m$ )

$D$	Diamètre intérieur du stator (diamètre d'alésage) ( $m$ )
$D_{An,moy}$	Diamètre moyen des anneaux ( $m$ )
$D_e$	Diamètre extérieur du stator ( $m$ )
$D_{moy}$	Diamètre moyen de l'anneau ( $m$ )
$D_{ir}$	Diamètre intérieur du rotor ( $m$ )
$D_2$	Diamètre extérieur du rotor ( $m$ )
$\vec{E}$	Champ électrique ( $V/m$ )
$f$	Fréquence du courant ( $Hz$ )
$f_b$	Facteur de forme du flux
$f \cdot m \cdot m$	Force magnétomotrice ( $At$ )
$F \cdot E \cdot M$	Force électromotrice ( $Volt$ )
$F_c$	Force magnétomotrice de la culasse ( $At$ )
$F_n$	Force magnétomotrice du noyau ( $At$ )
$F_{tot}$	Force magnétisante totale du circuit magnétique ( $At$ )
$F_{Z1}$	Force magnétomotrice pour les dents du stator ( $At$ )
$F_{Z2}$	Force magnétisante pour les dents du rotor ( $At$ )
$F_\delta$	Force magnétisante dans l'entrefer ( $At$ )
$g$	Glissement
$g\omega$	Pulsation du courant dans les encoches ( $rad/s$ )
$h$	Hauteur de l'axe de rotation ( $m$ )
$h_c$	Hauteur de la culasse ( $m$ )
$h_n$	Hauteur du noyau ( $m$ )
$h_{e1}$	Hauteur de l'encoche statorique ( $m$ )
$h_{e2}$	Profondeur totale de l'encoche rotorique ( $m$ )
$h_{i1}$	Épaisseur de l'isthme des dents de l'encoche du stator ( $m$ )
$h_{i2}$	Épaisseur de l'isthme des dents de l'encoche du rotor ( $m$ )

$h_{Z1}$	Hauteur de la dent statorique ( $m$ )
$h_{Z2}$	Hauteur de la dent rotorique ( $m$ )
$h_1$	Hauteur de l'encoche trapézoïdale du stator ( $m$ )
$h_2$	Hauteur de clavette de l'encoche trapézoïdale du stator ( $m$ )
$\vec{H}$	Champ magnétique ( $A / m$ )
$H_c$	Champs magnétiques dans la culasse ( $A / m$ )
$H_n$	Champs magnétiques dans le noyau ( $A / m$ )
$H_{Z1}$	Champ magnétique dans la dent statorique ( $A / m$ )
$H_{Z2}$	Champ magnétique dans la dent rotorique ( $A / m$ )
$I_{An}$	Courant dans les anneaux de la cage d'écureuil ( $A$ )
$I_d$	Courant de démarrage (cage de démarrage) ( $A$ )
$I_o$	Courant à vide ( $A$ )
$I_1$	Courant nominal du stator ( $A$ )
$I_2$	Courant dans les barres de la cage du rotor ( $A$ )
$IP$	Degré de protection
$I_\mu$	Courant de magnétisation ( $A$ )
$I_\mu^*$	Valeur relative du courant de magnétisation
$J$	Densité de courant de conduction ( $A/m^2$ )
$J_{An}$	Densité du courant dans l'anneau de la cage d'écureuil ( $A/m^2$ )
$J_1$	Densité du courant dans l'enroulement statorique ( $A/m^2$ )
$J_2$	Densité du courant dans une barre ( $A/m^2$ )
$k_b$	Facteur d'enroulement
$k_B$	Rapport entre $D_{ir}$ et $D_e$
$k_c$	Coefficient de remplissage du circuit magnétique du stator en acier
$k_d$	Facteur de distribution de l'enroulement
$k_{dc}$ et $k_{dz}$	Coefficients tenant compte de l'influence de la répartition du flux dans le circuit magnétique

$k_E$	Rapport de la F.E.M de l'enroulement et la tension nominale ( $E_1 / V_1$ )
$k_\epsilon$	Coefficient de l'épanouissement des dents
$k_{fro}$	Coefficient de la partie frontale de la bobine
$k_i$	Facteur d'inclinaison
$k_p$	Facteur de raccourcissement
$k_{sor}$	Coefficient de la sortie la partie frontale de la bobine
$k_d$	Rapport entre $D$ et $D_e$
$k_i$	Coefficient tenant compte de l'influence du courant magnétisant et les résistances des bobines sur le rapport $I_1 / I_2$
$k_\delta$	Facteur de Carter
$k_\mu$	Coefficient de saturation du circuit magnétique
$l_{cm1}$	Longueur du circuit magnétique du stator ( $m$ )
$l_{cm2}$	Longueur du circuit magnétique du rotor ( $m$ )
$l_i$	Longueur virtuelle de l'induit ( $m$ )
$l_{moy1}$	Longueur d'une spire ( $m$ )
$l_{fro}$	Longueur de la partie frontale ( $m$ )
$l_{sor}$	Longueur de la sortie des parties frontales de la bobine ( $m$ )
$l_1$	Longueur réelle du circuit magnétique du stator ( $m$ )
$l_2$	Longueur réelle du rotor ( $m$ )
$l_v$	Longueur virtuelle des canaux de ventilation statorique ( $m$ )
$l_{v2}$	Longueur virtuelle des canaux de ventilation rotorique ( $m$ )
$l'_v$	Longueur réelle des canaux de ventilation statorique ( $m$ )
$l'_{v2}$	Longueur réelle des canaux de ventilation rotorique ( $m$ )
$L_c$	Longueur du circuit magnétique moyenne de la culasse ( $m$ )
$L_n$	Longueur du circuit magnétique moyenne du noyau ( $m$ )
$L_l$	Longueur du conducteur ( $m$ )
$m_1$	Nombre de phase

$MA S$	Machines asynchrones
$n_{el}$	Nombre de conducteurs effectifs en parallèle
$n_v$	Nombre de canaux de ventilation du stator
$n_{v 2}$	Nombre de canaux de ventilation du rotor
$N_e$	Nombre d'encoches total
$N_s$	Vitesse de rotation synchrone ( $tr / min$ )
$N_l$	Nombre de spire
$P$	Nombre de paire de pôles
$P_{ac}$	Pertes totales dans l'acier ( $W$ )
$P_{ac.pr}$	Pertes principales dans l'acier du circuit magnétique ( $W$ )
$P_{ac.sup}$	Somme des pertes supplémentaires dans l'acier ( $W$ )
$P_{mec}$	Pertes mécaniques ( $W$ )
$P_n$	Puissance nominale ( $W$ )
$P_{oélec}$	Pertes électriques dans le stator (fonctionnement à vide) ( $W$ )
$P_{sup.n}$	Pertes supplémentaires dans le régime nominal ( $W$ )
$P_{pul1}$	Pertes de pulsation dans les dents du stator ( $W$ )
$P_{pul2}$	Pertes de pulsation dans les dents du rotor ( $W$ )
$P_{sur1}$	Pertes surfaciques dans le stator ( $W$ )
$P_2$	Puissance sur l'arbre ( $W$ )
$P_{sur2}$	Pertes surfaciques dans le rotor ( $W$ )
$P_{1/50}$	Pertes spécifiques selon le type d'acier ( $W / kg$ )
$q$	Nombre d'encoches par pôle et par phase
$q_{An}$	Section de l'anneau de la cage d'écureuil ( $m^2$ )
$q_c$	Surface d'une coupe transversale d'une barre du rotor ( $m^2$ )
$q_{eff}$	Section du conducteur effective ( $m^2$ )
$q_{el}$	Surface de la section transversale du conducteur effectif sans isolation ( $m^2$ )

$q_{c2}$	Section de la barre (valeur exacte) ( $m^2$ )
$r_c$	Résistance spécifique de l'aluminium ( $\Omega$ )
$r_d$	Résistance de la cage de démarrage ( $\Omega$ )
$r_m$	Résistance de magnétisation ( $\Omega$ )
$r_m^*$	Valeur relative de $r_m$
$r_1$	Résistance active de phase de l'enroulement statorique ( $\Omega$ )
$r_2$	Résistance active de phase de l'enroulement rotorique ( $\Omega$ )
$r_2'$	Valeur de $r_2$ ramenée au stator ( $\Omega$ )
$r_{2'e}$	Résistance de la partie de l'enroulement rotorique à encoche profonde ( $\Omega$ )
$r_{2'f}$	Résistance constante de la partie frontale de l'enroulement rotorique à encoche profonde ( $\Omega$ )
$r_1^*$	Valeur relative de $r_1$
$r_2'^*$	Valeur relative de $r_2'$
$S_e$	Surface d'une coupe transversale d'une encoche trapézoïdale ( $m^2$ )
$S_{is}$	Section de l'isolant dans une encoche statorique ( $m^2$ )
$S_n$	Puissance apparente du moteur (VA)
$S_t$	Puissance apparente théorique (VA)
$t_1$	Pas dentaire du stator ( $m$ )
$t_2$	Pas dentaire du rotor ( $m$ )
$t_{1min}$	Pas dentaire minimal du stator ( $m$ )
$t_{1max}$	Pas dentaire maximal du stator ( $m$ )
$U_c$	Nombre de conducteurs effectifs dans l'encoche
$V$	Tension nominale (Volt)
$x_m$	Réactance de magnétisation ( $\Omega$ )
$x_m^*$	Valeur relative de $x_m$

$x_1$	Réactance de la phase de l'enroulement statorique ( $\Omega$ )
$x_2$	Réactance de la phase de l'enroulement rotorique ( $\Omega$ )
$x'_2$	Valeur de $x_2$ ramenée au stator ( $\Omega$ )
$x_1^*$	Valeur relative de la réactance inductive $x_1$
$x_2'^*$	Valeur relative de $x'_2$
$Z_1$	Nombre d'encoche statorique
$Z_{1min}$	Nombre minimal d'encoche du stator
$Z_{1max}$	Nombre maximal d'encoche du stator
$Z_2$	Nombre d'encoche rotorique
$\alpha_i$	Coefficient de recouvrement polaire
$\alpha_z$	Angle entre deux anneaux de la cage d'écureuil
$\beta$	Angle en degrés électrique entre deux encoches
$\beta_{o1}$	Coefficient tenant compte des pertes superficielles statorique
$\beta_{o2}$	Coefficient tenant compte des pertes superficielles rotorique
$\beta_1$	Coefficient déterminé selon le type d'acier
$\gamma$	Rapport du raccourcissement
$\gamma_c$	Masse spécifique de l'acier ( $kg / m^3$ )
$\gamma_i$	Angle d'inclinaison
$\delta$	Longueur de l'entrefer ( $m$ )
$\rho$	Résistivité du matériau considéré ( $Ohm.m$ )
$\rho_{An}$	Résistivité spécifique de l'anneau de la cage d'écureuil ( $Ohm.m$ )
$\rho_c$	Résistivité spécifique de l'aluminium ( $Ohm.m$ )
$\rho_v$	Résistivité spécifique du cuivre ( $Ohm.m$ )
$\mu$	Perméabilité du matériau considéré ( $H / m$ )
$\eta$	Rendement
$\lambda$	Le coefficient géométrique de la MAS
$\lambda_{d1}$	Coefficient de la conductibilité magnétique de dispersion différentielle pour les enroulements statorique et rotorique de l'enroulement statorique

## Liste des symboles

---

$\lambda_{e1}$	Coefficient de la conductibilité magnétique de dispersion de l'encoche de l'enroulement statorique
$\lambda_{e2}$	Coefficient de la conductibilité magnétique de dispersion de l'encoche de l'enroulement rotorique
$\lambda_{fro1}$	Coefficient de la conductibilité magnétique de dispersion frontale de l'enroulement statorique
$\lambda_{fro2}$	Coefficient de la conductibilité magnétique de dispersion frontale de l'enroulement rotorique
$\nu$	Harmonique considéré
$\tau_p$	Pas polaire ( $m$ )
$\Phi_m$	Flux sous un pôle ( $Wb$ )
$\sigma_I$	Coefficient de correction (de Blondel)
$\nu_i$	Rapport de transformation du courant
$\Omega_s$	Vitesse angulaire synchrone ( $rad / s$ )
$\Omega$	Ohm
$\zeta$	Coefficient pour le calcul de la force magnétomotrice de la culasse et du noyau
$\Delta_{e,is}$	Isolation de l'encoche statorique ( $m$ )

## **Table des matières**

<i>Introduction générale</i> .....	1
<i>Chpitre I : Machines asynchrones : Concepts et généralités</i>	
<i>Introduction</i> .....	3
I.1. <i>Constitution de la machine asynchrone</i> .....	3
I.2. <i>Stator</i> .....	3
I.3. <i>Rotor</i> .....	4
I.4. <i>Principe de fonctionnement</i> .....	5
I.5. <i>Glissement</i> .....	6
I.5.1. <i>Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone</i> .....	6
I.6. <i>Problèmes de démarrage posés par les machines asynchrones</i> .....	7
I.7. <i>Démarrage</i> .....	7
I.8. <i>Procédés de démarrage des moteurs asynchrones</i> .....	8
I.8.1. <i>Moteur à rotor bobiné</i> .....	8
I.8.2. <i>Moteur à cage</i> .....	9
I.8.2.1. <i>Démarrage direct</i> .....	9
I.8.2.2. <i>Démarrage étoile triangle</i> .....	9
I.8.2.3. <i>Démarrage par impédance et résistance statorique</i> .....	10
I.8.2.4. <i>Démarrage par autotransformateur</i> .....	10
I.8.2.5. <i>Démarrage par augmentation de la résistance rotorique</i> .....	11
I.8.3. <i>Rotor à double cage</i> .....	11
I.8.3.1. <i>Principe de fonctionnement</i> .....	12
I.8.4. <i>Rotor à encoches profondes</i> .....	12
I.8.4.1. <i>Principe de fonctionnement</i> .....	12
I.9. <i>Commande de la machine asynchrone</i> .....	14
I.10. <i>Classification des moteurs à cage d'écureuil</i> .....	15
I.11. <i>Différents types de bobinage</i> .....	16
I.11.1. <i>Enroulement imbriqué</i> .....	16
I.11.2. <i>Enroulement ondulé</i> .....	16
I.11.3. <i>Enroulement concentrique</i> .....	17
<i>Conclusion</i> .....	17

<i>Chapitre II : dimensionnement de la machine asynchrone à cage</i>	
<i>Introduction</i> .....	18
<i>II.1. Données techniques</i> .....	19
<i>II.1.1. Degré de protection</i> .....	19
<i>II.1.2. Nature du fluide de refroidissement</i> .....	19
<i>II.2. Calcul de dimensionnement du stator</i> .....	19
<i>II.2.1. Nombre de paire de pôle</i> .....	19
<i>II.2.2. Hauteur de l'axe et diamètre extérieur du stator</i> .....	20
<i>II.2.3. Rendement et facteur de puissance</i> .....	20
<i>II.2.4. Diamètre intérieur du stator</i> .....	20
<i>II.2.5. Pas polaire</i> .....	21
<i>II.2.6. Puissance apparente théorique</i> .....	21
<i>II.2.7. Charge linéaire et induction dans l'entrefer</i> .....	21
<i>II.2.8. Facteur de l'enroulement</i> .....	21
<i>II.2.8.1. Facteur de distribution de l'enroulement</i> .....	22
<i>II.2.8.2. Facteur de raccourcissement</i> .....	22
<i>II.2.8.3. Facteur d'inclinaison</i> .....	23
<i>II.2.9. Facteur de forme du flux</i> .....	23
<i>II.2.10. Coefficient de recouvrement polaire</i> .....	23
<i>II.2.11. Vitesse angulaire <math>\omega_s</math></i> .....	24
<i>II.2.12. Longueur virtuelle de l'induit</i> .....	24
<i>II.2.13. Coefficient géométrique de la machine</i> .....	24
<i>II.3. Calcul de nombre d'encoche du stator, de nombre de conducteurs par encoche au stator et de la section du conducteur de l'enroulement statorique</i> .....	25

II.3.1. Pas dentaire du stator .....	25
II.3.2. Nombre d'encoches du stator.....	25
II.3.3. Nombre d'encoches par pôle et par phase.....	26
II.3.4. Pas dentaire du stator ( $t_1$ ) (valeur exacte).....	26
II.3.5. Nombre de conducteurs effectifs dans l'encoche .....	26
II.3.5.1. Nombre de conducteurs par phase dans l'enroulement statorique .....	27
II.3.5.2. Valeur exacte de la charge linéaire .....	27
II.3.5.3. Détermination du flux sous un pôle .....	27
II.3.5.4. Valeur exacte de l'induction dans l'entrefer .....	28
II.3.6. Densité du courant dans l'enroulement statorique .....	28
II.3.7. Section du conducteur effective.....	28
II.4. Calcul des dimensions des encoches et des dents du stator.....	29
II.4.1. Valeurs de l'induction .....	30
II.4.1. 1. Largeur minimale de la dent statorique.....	30
II.4.1. 2. Hauteur de la culasse.....	30
II.4.2. Dimensionnement de l'encoche statorique .....	31
II.4.3. Surface d'une coupe transversale de l'encoche trapézoïdale.....	32
II.4.4. Coefficient de remplissage de l'encoche .....	32
II.5. Dimensionnement du rotor.....	33
II.5.1. Entrefer .....	33
II.5.2. Nombre d'encoches du rotor.....	33
II.5.3. Diamètre extérieur du rotor .....	33
II.5.4. Longueur réelle du rotor.....	33
II.5.5. Pas dentaire rotorique .....	34

---

II.5.6. Diamètre intérieur rotorique.....	34
II.5.7. Courant dans les barres de la cage du rotor .....	34
II.5.8. Surface d'une coupe transversale d'une barre .....	34
II.5.9. Encoche rotorique .....	35
II.5.9.1. Largeur de la dent rotorique.....	35
II.5.9.2. Dimension de l'encoche rotorique .....	36
II.5.9.3. Profondeur totale de l'encoche .....	36
II.5.9.4. Section de la barre (valeur exacte) .....	36
II.5.10. Densité du courant dans une barre .....	36
II.5.11. Anneaux de la cage d'écureuil.....	37
II.5.11.1. Valeur approximative de la section de l'anneau.....	37
II.5.11.2. Diamètre moyen de l'anneau .....	37
II.6. Calcul du courant de magnétisation .....	37
II.6.1. Valeur exacte des inductions.....	37
II.6.2. Force magnétisante .....	38
II.6.2.1. Force magnétisante dans l'entrefer .....	38
II.6.2.2. Force magnétisante dans les dents .....	39
II.6.2.3. Force magnétomotrice de la culasse et du noyau .....	40
II.6.2.4. Force magnétisante totale du circuit magnétique.....	40
II.6.3. Coefficient de saturation du circuit magnétique .....	40
II.6.4. Courant de magnétisation .....	41
II.6.5. Valeur relative du courant .....	41
II.7. Paramètres du régime de fonctionnement.....	41
II.7.1. Résistance active de phase de l'enroulement statorique.....	41

---

II.7.2. Résistance active de phase de l'enroulement rotorique.....	42
II.7.3. Réactance inductive de la phase de l'enroulement statorique.....	43
II.7.4. Réactance inductive de la phase de l'enroulement rotorique.....	43
II.8. Calcul des pertes.....	44
II.8.1. Pertes principales dans l'acier du circuit magnétique.....	44
II.8.2. Pertes surfaciques dans le stator et rotor.....	45
II.8.3. Pertes de pulsation dans les dents du stator et du rotor.....	45
II.8.4. Somme des pertes supplémentaires dans l'acier.....	45
II.8.5. Pertes totales dans l'acier.....	45
II.8.6. Pertes mécaniques.....	45
II.8.7. Pertes supplémentaires dans le régime nominal.....	46
II.8.8. Fonctionnement à vide du moteur.....	46
II.8.8.1. Courant à vide.....	46
II.8.8.2. Facteur de puissance à vide.....	46
II.8.9. Résistance et réactance de circuit magnétisant.....	46
Conclusion.....	48
Chapitre III : Modélisation électromagnétique et thermique par éléments finis	
Introduction.....	49
III.1. Équations et modèles.....	49
III.2. Equations de Maxwell.....	49
III.3. 1.Relations du milieu.....	49
III.3.2. Loi d'Ohm.....	50
III.3.3. Hypothèses simplificatrices.....	50
III.7. Modèles électromagnétiques.....	51

III.7.1. <i>Modèle magnétostatique</i> .....	51
III.7.2. <i>Modèle magnétodynamique</i> .....	52
III.8. <i>Modèle thermique de la machine</i> .....	53
III.8.1. <i>Conditions aux limites</i> .....	55
III.9. <i>Méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles</i> .....	55
III.10. <i>Définition de la méthode des éléments finis</i> .....	55
III.10.1. <i>Formulation variationnelle</i> .....	56
III.10.2. <i>Formulation résidus pondérés</i> .....	56
III.11. <i>Formulation élément finis d'un problème électromagnétique</i> .....	57
III.11.1. <i>Modèle magnétostatique</i> .....	57
III.11.2 <i>Modèle magnétodynamique harmonique</i> .....	59
III.11.3. <i>Modèle thermique</i> .....	60
III.12. <i>Résolution</i> .....	60
III.13. <i>Présentation de F.E.M.M.</i> .....	60
III.13.1. <i>Préprocesseur</i> .....	60
III.13.1.1. <i>Définition du problème</i> .....	61
III.13.1.2 <i>Construction de la géométrie</i> .....	61
III.13.1.3. <i>Condition aux limites</i> .....	61
III.13.1.4. <i>Matériaux</i> .....	63
III.13.1.5 <i>Sources de courant</i> .....	63
III.13.1.6. <i>Groupes</i> .....	64
III.13.1.7. <i>Maillage</i> .....	64
III.13.2. <i>Solutionneur (fkerne .exe)</i> .....	64
III.13.3. <i>post processeur</i> .....	65

III.14. Méthodes de calcul des forces magnétiques .....	65
III.14.1. Notion de l'énergie et de la co-énergie magnétique .....	65
III.14.2. Tenseur de Maxwell .....	66
Conclusion .....	66
 <i>Chapitre IV : Analyse et interprétation des résultats</i>  	
Introduction .....	68
IV.1. Résultats de simulation MATLAB .....	68
IV.2. Exploitation et interprétation des résultats .....	72
IV.3. Tracer de la Structure étudiée .....	73
IV.4. Circuit équivalent ramené au stator .....	75
IV.5. Essai à vide .....	76
IV.5.1. Discrétisation de la machine .....	76
IV.5.2. Tracé des iso-potentiel vecteur .....	76
IV.5.3. Flux magnétique .....	77
IV.5.4. Énergie magnétique .....	77
IV.5.5. Calcul de l'inductance de magnétisation .....	78
IV.6. Essai à rotor bloqué .....	78
IV.6.1. Énergie magnétique .....	79
IV.6.2. Couple électromagnétique .....	80
IV.6.3. Paramètres rotoriques .....	80
IV.6.4. Calcul d'inductance .....	81
IV.6.5. Calcul de la résistance .....	81
IV.7. Etude thermique de la machine .....	83
IV.7.1. Hypothèses de travail .....	83
IV.7.2. Evaluation des paramètres thermo-physiques .....	83

<i>IV.7.3. Conductivité thermique.....</i>	<i>83</i>
<i>IV.7.4. Pertes générées.....</i>	<i>84</i>
<i>IV.7.5. Validation des résultats et discussion.....</i>	<i>84</i>
<i>IV.7.6. Essai sans ailettes .....</i>	<i>84</i>
<i>IV.7.7. Assai avec ailettes.....</i>	<i>86</i>
<i>Conclusion .....</i>	<i>89</i>
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>90</i>
<i>Bibliographie</i>	
<i>Annexes</i>	

*Introduction  
générale*

En 1889, MECHAIL DOLIVO-DOBROVOSKI électricien Allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891, qui est devenu par la suite le plus employé de tous les moteurs électriques. Sa particularité est de fonctionner avec un induit en court-circuit, sur lequel, il n'a pas besoin de connexion électrique [28].

Il s'avère que notre thème s'intéresse à l'étude et conception virtuelle d'un moteur asynchrone à cage. Et cela s'ajoute que l'élaboration d'un code de calcul sous MATLAB à été effectuée. Pour vérification, un exemple de machine à 15kW à été choisi, de plus une conception virtuelle sous F.E.M.M à été réalisé.

Le choix de notre sujet est motivé par le fait que de tous les moteurs électriques, le moteur à induction est le plus répandu vu sa robustesse, son cout et sa simplicité. Il n'est donc pas surprenant de voir qu'il fait l'objet de nombreux travaux de recherche visant l'amélioration de sa modélisation et à optimiser sa conception. En dépit de sa simplicité de fabrication et de mise en œuvre, la modélisation, le dimensionnement et le calcul d'un moteur asynchrone n'est une tâche facile, dans le domaine de construction, il existe plusieurs méthodes de calcul et de dimensionnement, celles-ci différent d'un constructeur à un autre.

Et pour mieux mener notre travail on a posé la problématique suivante : Est-ce que le programme MATLAB est crédible pour une conception et le calcul des paramètres de la machine ?

Afin d'apporter des réponses à ces questions posées, nous émettons les hypothèses suivantes :

- Le logiciel FEMM 3.3 nous guide presque aux mêmes résultats de calcul des paramètres de la machine à celle du programme MATLAB.
- Le programme MATLAB peut être validé pour la conception et le calcul des paramètres de la machine car ses résultats sont fiables.

Dans la mesure où toute méthode constitue un objet d'étude, nous allons adopter une méthodologie orientée par notre objectif de départ. D'abord elle débute d'une introduction où nous allons présenter notre thème, la problématique et les hypothèses de l'étude.

Notre travail s'articule autour de quatre chapitres. Le premier traite les moteurs asynchrones : concepts et généralités, à savoir sa constitution, son principe de fonctionnement, ainsi ses modes de démarrage, le deuxième est consacré au dimensionnement de la machine asynchrone à cage, le troisième est la modélisation électromagnétique et thermique par éléments finis, le quatrième est réservé à l'analyse et interprétation des résultats.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion récapitulative dans laquelle nous rappellerons les résultats auxquels nous aurons abouti.

# Chapitre I

*Machines asynchrones :  
Concepts et généralités*

## Introduction

Deux composantes principales constituent le moteur asynchrone, souvent appelé moteur à induction. Elles sont faites de tôles d'acier au silicium et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements. L'une des composantes, appelée le stator, est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. L'autre composante, nommée le rotor, est montée sur un axe et libre de tourner [10]. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence.

Dans ce chapitre on donnera un aperçu sur les moteurs asynchrones triphasés.

### I.1. Constitution de la machine asynchrone

Les éléments constituant une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la Fig. I.1.

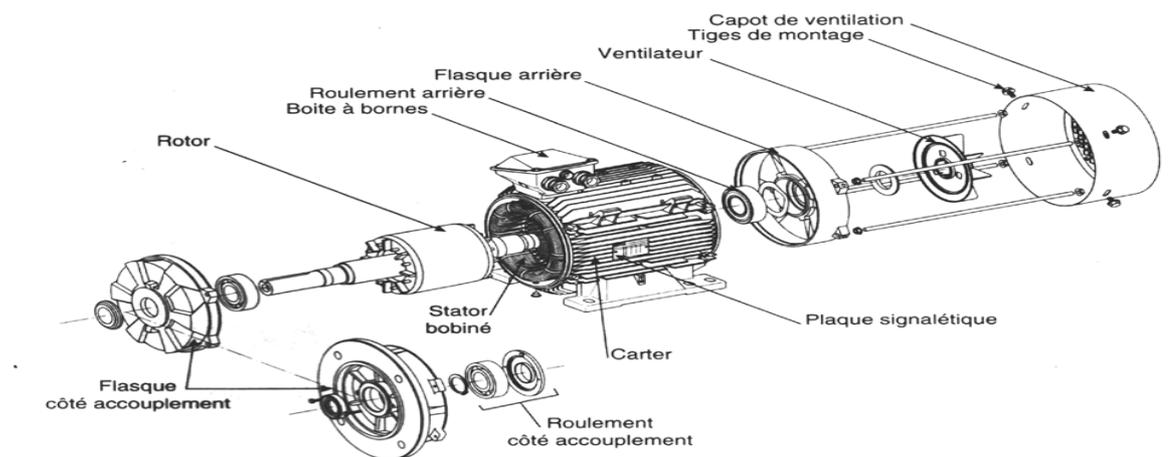


Fig. I.1. Vue éclatée de la machine asynchrone

### I.2. Stator

Le stator consiste en un empilement de tôles d'acier au silicium dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm. On utilise les tôles minces dans les moteurs pour lesquels on doit minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Dans le cas où le diamètre du moteur ne dépasse pas quelques centaines de millimètres, les tôles sont découpées en une seule pièce, alors que les moteurs de grand diamètre, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections [5].

Afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Dans ces conditions, le rapport entre l'épaisseur véritable d'acier et l'épaisseur physique de l'empilement de tôles, nommé coefficient de foisonnement, se situe entre 0,92 et 0,94 [5].

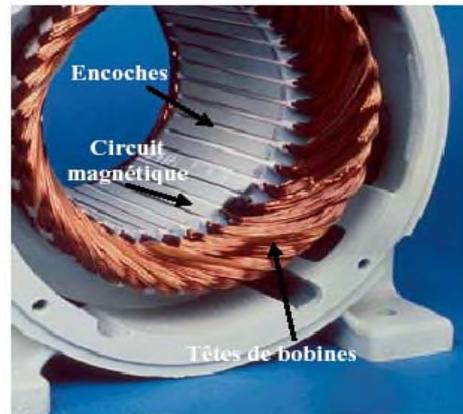


Fig. I.2. Stator de la MAS

### I.3. Rotor

On reconnaît deux types de rotor : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

Dans le cas de rotor bobiné, aussi appelé rotor à bagues, l'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais. On peut ainsi le court-circuiter comme cela se produit en marche normale, insérer des résistances dans le circuit lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement ou y raccorder un convertisseur de courant à thyristors afin de régler le courant de démarrage et la vitesse en marche. Depuis quelques années, le moteur à bagues a été délaissé au profit du moteur à cage piloté par des convertisseurs à fréquence variable [5].

Les encoches du rotor à cage d'écureuil comportent d'une part, des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles et d'autre par des anneaux. Dans le cas de moteurs de faible puissance et même de puissance moyenne, les cages sont en aluminium coulées sous vide partiel et pression. Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation.

Toutefois, dans les petits moteurs de fabrication récente, on utilise plutôt des ailettes en plastique, étant donné que cette matière est beaucoup moins coûteuse que l'aluminium [5].

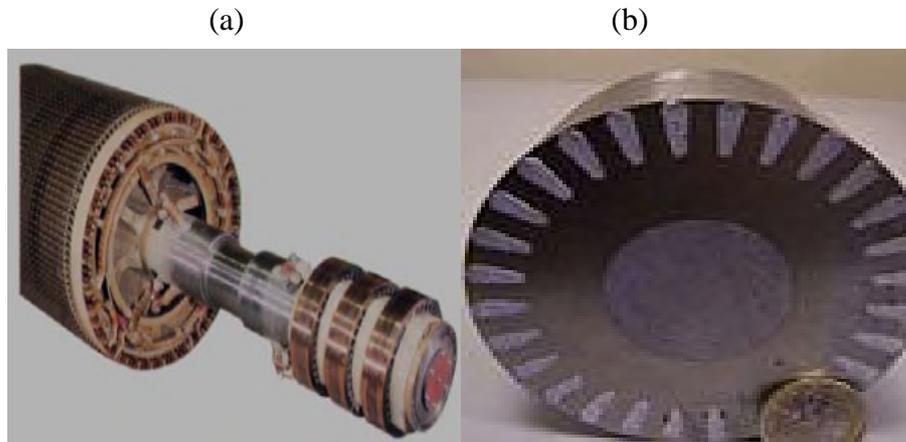


Fig. I.3. Rotor : (a)-bobiné (b)-à cage d'écureuil

#### I.4. Principe de fonctionnement

Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme  $N_s$ . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance"). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation  $N_r$ . De par son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme  $f_r < f_s$ .

C'est parce que le mouvement du rotor n'est pas synchrone de celui du champ que ce moteur dit asynchrone. Le point essentiel qui différencie les moteurs asynchrones des moteurs à courant continu est que seul l'enroulement primaire est alimenté par une source extérieure, le courant secondaire étant produit par induction comme dans un transformateur [17].

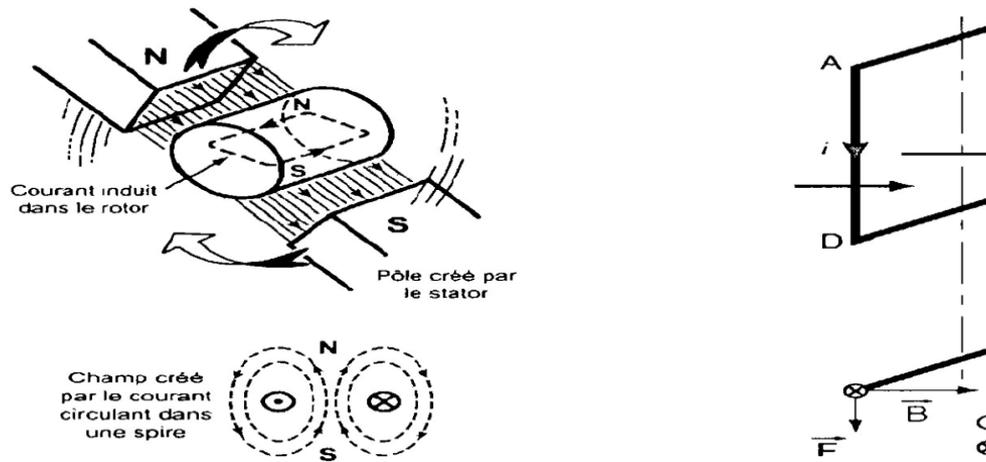


Fig. I.4. Schéma de principe de fonctionnement

### I.5. Glissement

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de moteur fonctionne, car c'est le décalage entre le rotor et le champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor, le glissement est le rapport de la vitesse du glissement ( $\omega_s - \omega_r$ ) du rotor par rapport au champ tournant du stator à la vitesse de synchronisme  $\omega_s$ . Il est donné par la relation suivant [19]:

$$g = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s} \cdot 100 \tag{I.1}$$

Avec  $\omega_s$ : Pulsation des courants inducteurs (courants statorique) ;

$\omega_r$ : Pulsation des courants induits (courants rotoriques).

#### I.5.1. Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

➤ Si  $0 \leq \omega_r \leq \omega_s$ :

C'est-à-dire que la vitesse de la machine est comprise entre 0 (arrêt) et la vitesse de synchronisme. Les fondamentales de la physique indique que, dans ce cas, le champ du stator tend à accélérer le rotor pour l'amener au synchronisme, la machine fonction en moteur [19].

- Si  $g < 0$  et  $\omega_r > \omega_s$ :

Le champ tournant statorique tendra alors à ramener la vitesse de l'arbre au synchronisme; un fonctionnement à glissement négatif suppose, par conséquent, la machine reçoit de l'énergie sur son axe conformément à nos notations, la puissance mécanique  $P_m$  et le couple  $C_{em}$  sont donc tous les deux négatifs.

Il en résulte que la machine fonctionne en génératrice [19].

- Si  $\omega_r < 0$  et  $g > 1$  :

Dans ce cas le rotor tourne en sens inverse du sens du champ tournant.

Le champ statorique tend à amener le rotor à tourner dans son propre sens, on dit alors que la machine fonctionne en frein [19].

## I.6. Problèmes de démarrage posés par les machines asynchrones

La machine asynchrone de par sa simplicité de conception d'entretien, mais également de par sa robustesse, présente des inconvénients nuisibles à son fonctionnement tel est le cas de démarrage.

## I.7. Démarrage

Le démarrage des moteurs asynchrones dépend essentiellement du couple et du courant de démarrage. Dans la majorité des cas on cherche à avoir un couple  $C_d$  relativement important et un appel de courant au démarrage  $I_d$  le moindre possible [10].

Donc on voudrait avoir :

- $\frac{C_d}{C_{max}}$  : le plus grand possible ;
- $\frac{I_d}{I_n}$  : le plus faible possible.

D'où l'on définira le couple spécifique  $C_s$  au démarrage, telle que :

$$C_s = \left( \frac{C_d}{C_{max}} \right) \cdot \left( \frac{I_n}{I_d} \right) \quad (I.2)$$

Le démarrage sera d'autant meilleur que le couple spécifique qui lui est associé sera plus grand [10].

On distingue deux types de démarrage :

- Ceux qui, pour réduire le courant  $I_d$ , consistent à réduire la tension appliquée aux bornes des enroulements statoriques ;
- Ceux qui augmentent le couple  $C_d$ , conduiront à modifier la résistance des enroulements rotoriques [10].

## **I.8. Procédés de démarrage des moteurs asynchrones**

Selon le type du rotor du MAS, on distingue les procédés de démarrage suivants :

### **I.8.1. Moteur à rotor bobiné**

Pour ce type de moteur, la diminution du courant de démarrage s'effectue par l'insertion dans le circuit rotorique d'un ensemble de résistances qui seront court-circuitées progressivement pendant la phase de démarrage.

#### **❖ Avantages**

- Son courant de démarrage est moins élevé que celui du moteur à cage, lorsqu'on intercale trois résistances extérieures dans l'enroulement triphasé du rotor ;
- Son couple de démarrage est alors supérieur à celui du moteur à cage ordinaire ;
- Sa vitesse peut être réglée au moyen de résistances extérieures [22].

#### **❖ Inconvénients**

- Nécessité d'un moteur à rotor bobiné plus onéreux et moins robuste qu'un moteur à cage [10].

#### **❖ Emplois**

- Ce démarrage extrêmement souple (possibilité d'ajuster la valeur et le nombre des résistances) convient pour les machines démarrant à pleine charge et dans le cas où les pointes des courants doivent être de faible amplitude. Dans tous les cas difficiles nécessitant des démarrages longs et fréquents et aux machines démarrant une mise en vitesse progressive [10].

## I.8.2. Moteur à cage

Pour ce type de moteur, le démarrage s'effectue selon plusieurs procédés :

### I.8.2.1. Démarrage direct

C'est le principe de démarrage le plus simple, les enroulements du stator sont couplés directement sur le réseau, le moteur démarre et atteint sa vitesse nominale.

#### ❖ *Avantage*

- Simplicité de l'appareillage ;
- Il permet d'obtenir un couple de démarrage important [10].

#### ❖ *Inconvénient*

- Au niveau du réseau d'alimentation : en provoquant une chute de tension non négligeable ( $\Delta V > 5\%$  de  $V$ ) et en sollicitant la fourniture d'une puissance apparente élevée ;
- Appel de courant très important  $I_d = (4 \text{ à } 8) I_n$  ;
- démarrage brutal [6].

#### ❖ *Emplois*

- Moteur de moyenne et faible puissances ( $P \leq 1,5 \text{ kW}$ ) ou de puissance faible par rapport à la puissance du réseau [10].

### I.8.2.2. Démarrage étoile triangle

Il nécessite la sortie des 6 bornes du moteur et n'est envisageable que pour des petites puissances à cause de la brutalité des régimes transitoires lors du changement de couplage. C'est un procédé extrêmement simple et peu coûteux. Le couplage en régime nominal de la machine doit être "triangle" [11].

En pratique le passage étoile triangle provoque une surintensité, pour y remédier, on rajoute un troisième temps dans lequel une résistance est mise en série, avec les enroulements couplés en triangle [1].

#### ❖ *Avantages*

- appel de courant en étoile à un tiers de valeur en direct;
- Faible complication d'appareillage [10].

**❖ Inconvénients**

- Couple réduit au tiers de sa valeur en direct ;
- Coupure entre les positions étoile et triangle d'où apparition de phénomènes transitoires [10].

**❖ Emplois**

- Machines démarrant à vide : machine à bois, ventilateurs, machines outils, ou a couple résistant faible [10].

**I.8.2.3. Démarrage par impédance et résistance statorique**

Elles sont mises en série avec le stator, ce qui revient à faire chuter la tension aux bornes du moteur [11].

**❖ Avantages**

- Le courant est fortement réduit au moment du démarrage;
- Lorsque le moteur s'accélère, le courant dans les résistances statoriques diminue ceci entraîne une réduction de la chute de tension aux bornes de ces résistances donc un meilleur couple qu'avec une tension constante comme c'est le cas dans un montage étoile/triangle [10].

**❖ Inconvénients**

- Au décollage la tension statorique est divisée par  $K$ , l'appelle de courant est divisé par  $K$  alors que le couple est divisé par  $K^2$  l'appelle du courant est proportionnellement moins réduit que le couple [10].

**❖ Emplois**

- Il convient aux machines dont le couple de démarrage est plus faible que le couple nominal de fonctionnement. C'est le cas des machines à bois, machines-outils, ventilateurs. On peut adapter la valeur des résistances au couple de démarrage à obtenir [10].

**I.8.2.4. Démarrage par autotransformateur**

Dans ce mode de démarrage, le stator du moteur est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée, l'intensité du courant ne dépasse pas la valeur maximale désirée [16].

**❖ Avantages**

- Possibilité de choisir le couple de décollage ;
- Réduction dans le même rapport de couple et de l'appel de courant ;
- Les phénomènes transitoires sont supprimés [10].

**❖ Inconvénients**

- Prix est élevé il faut un transformateur spéciale [10].

**❖ Emplois**

- Ce système présente le plus d'avantages techniques. Il est utilisé, en général, pour les machines de puissance supérieure à 100 W et convient bien pour les compresseurs rotatifs à piston, les pompes, les ventilateurs [10].

**I.8.2.5. Démarrage par augmentation de la résistance rotorique**

L'augmentation de la résistance des moteurs à cage ne s'effectue que par leurs nouvelles formes qu'on appelle moteurs à double cages et moteurs à encoches profondes [10].

**I.8.3. Rotor à double cage**

Le rotor comporte deux cages coaxiales, la cage externe (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze) à une résistance élevée, elle est active au démarrage pour réduire l'appel de courant et d'augmenter le couple. La cage interne (en cuivre) est moins résistive, elle est active en régime nominal, et cela, pour réduire les pertes par effet Joule au rotor [10].

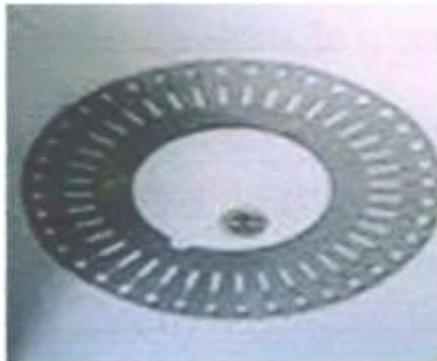


Fig. I.6. Feuille Rotorique d'un moteur à double cage

### **I.8.3.1. Principe de fonctionnement**

Au démarrage la pulsation des courants rotoriques est égale à celle du réseau, la cage intérieure ayant une grande inductance aura alors une grande impédance et par conséquent, les courants circulent beaucoup plus dans la cage extérieure ayant une petite impédance. Et comme la résistance de la cage extérieure est relativement grande, l'appel de courant est réduit et le couple est augmenté. C'est la raison pour la qu'elle est dite cage de démarrage [16].

En marche normale, la pulsation des courants rotoriques est faible, les réactances des deux cages diminuent et donc seules leurs résistances contrôlent la répartition des courants. Et comme c'est la cage intérieure qui possède une faible résistance, la circulation du courant sera favorable dedans, d'où son nom cage de travail [16].

### **I.8.4. Rotor à encoches profondes**

Ce type de moteur est moins couteux que les moteurs à double cage, il est simple à réaliser. Il comporte un rotor à une seule cage avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique [16].

#### **I.8.4.1. Principe de fonctionnement**

Au démarrage, la fréquence des courants rotoriques est égale à la fréquence du réseau, ce qui diminue la profondeur de pénétration qui est inversement proportionnelle à la fréquence. Un refoulement de courant vers les parties extérieures se produit, ce qui causera d'une part, la diminution de la section utile du conducteur, et donc une augmentation de la résistance rotorique, et d'autre part, la diminution de la réactance du rotor. Et par conséquent, un appel de courant réduit et un couple de démarrage relativement grand [16].

Pour augmenter l'écart des deux résistances extrêmes (au démarrage et en marche normale), on utilise des barreaux en forme de L'en trapèzes ou en T inversés.

#### **❖ Effet pelliculaire**

L'effet de peau ou effet pelliculaire (ou plus rarement effet Kelvin) est un phénomène électromagnétique qui fait que, à fréquence élevée, le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs.

Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur [33].

Ce phénomène est couramment utilisé afin d'améliorer les caractéristiques de démarrage.

La variation de la résistance des enroulements est due à la variation de la température, ou à l'effet de peau au cours de la variation de la fréquence. En général, la variation de la résistance sous l'influence de la température est très faible et n'influe pas sur la dynamique de la machine; contrairement à l'effet de peau [1].

Au cours de la variation de la vitesse, la fréquence du courant rotorique varie entraînant une distribution non uniforme dans l'encoche (Fig. I.5) le courant dans le conducteur (ou les conducteurs) varie par rapport à la hauteur de l'encoche à cause de la différence réactances des conducteurs places en bas et haut des encoches (il y a variation de l'amplitude et de la phase du courant) .la distribution de  $\Delta I$  par rapport à la hauteur de l'encoche est représentée sur la ( fig. I.5) [1].

La variation de la résistance due à l'effet de peau dépend du type d'enroulement, de la géométrie des encoches, du nombre et des dimensions des conducteurs élémentaires, du matériau... etc. La réactance de fuite varie aussi sous l'influence de l'effet de peau. La variation non linéaire de la résistance rotorique a une influence directe sur le démarrage des moteurs à induction [1].

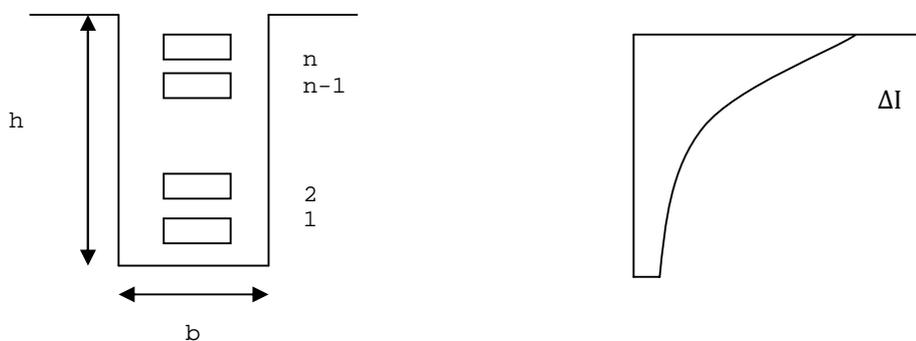


Fig. I.5. Distribution du courant par rapport à la hauteur de l'encoche

## I.9. Commande de la machine asynchrone

Les progrès récemment réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Pour régler la vitesse d'un moteur asynchrone, on utilisait autrefois la cascade hypo synchrone. Toute fois cette technique est envisageable uniquement pour les machines à rotor bobiné et pour des applications de très fortes puissances. Si on veut agir sur la vitesse de ce moteur, on doit modifier le courant par l'intermédiaire d'un ensemble redresseur onduleur. Celui-ci prélève une partie de l'énergie transmise au rotor ce qui a pour conséquence d'augmenter le glissement. La quantité d'énergie prélevée est réglé par l'onduleur qui la réinjecte sur le réseau et ainsi permet d'obtenir un bon rendement global [24].

En outre, un second dispositif est réalisé par une loi de commande dite commande scalaire ( $V/f=\text{constante}$ ). L'idée de cette stratégie est d'imposer le flux dans la machine et de faire varier la vitesse en modifiant la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation. Cela évite la lourdeur du montage hypo synchrone et ne se limite pas au seul moteur à rotor bobiné. En revanche, il ne gère pas correctement les régimes transitoires de vitesse. En effet pour piloter correctement un régime transitoire de vitesse, il est nécessaire de contrôler le couple [24].

Mais la principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de la machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Par ailleurs, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machine à courant continu [24].

Dans ce type de commande la qualité des performances en régime statique ou dynamique est assurée [24].

### **I.10. Classification des moteurs à cage d'écureuil**

La NEMA (National Electrical Manufacturera Association) classe les moteurs à cage d'écureuil comme suit [5] :

Classe A: Moteurs à couple normal et à courant de démarrage normal.

Classe B: Moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage.

Classe C: Moteurs à fort couple et à faible courant de démarrage.

Classe D: Moteurs à fort glissement.

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

Cette classification se base sur la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage est petit et meilleur est le couple de démarrage, jusqu'à une certaine limite, bien entendu [5].

L'encoche du rotor d'un moteur de classe A n'est pas tellement creuse et l'enroulement a une faible résistance. De même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de démarrage est suffisamment élevé pour nécessiter. Ce type de moteur ne se fabrique presque plus [5].

Le moteur de classe B est le plus utilisé de nos jours. Ses caractéristiques découlent de l'emploi d'encoches profondes et étroites (fig. I.7.b).

Lors du démarrage, la réactance est plus forte dans le bas du conducteur; cela force le courant à passer surtout dans le haut du conducteur, ce qui en réduit la surface active et augmente sa résistance, on peut démarrer ce moteur à pleine tension; c'est un avantage par rapport au moteur de classe A. Le couple au démarrage demeure toutefois nominal [5].

Un moteur de classe C possède un rotor à double cage d'écureuil (fig. I.7.c), ils sont utilisés dans les cas où le démarrage est difficile ou d'une durée plutôt longue, par exemple les pompes et les compresseurs à piston [22].

Un moteur de classe D a un enroulement d'une grande résistance en raison de sa faible section (fig. I.7.d), ce qui lui confère au démarrage un fort couple ainsi qu'un faible courant. Par contre, il a un glissement à pleine charge qui peut atteindre 15 % et même 20 % [5].

Les conducteurs du rotor d'un moteur de classe F sont placés loin de l'entrefer (fig. I.7.e). Au démarrage, la réactance est grande et le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est faible [5].

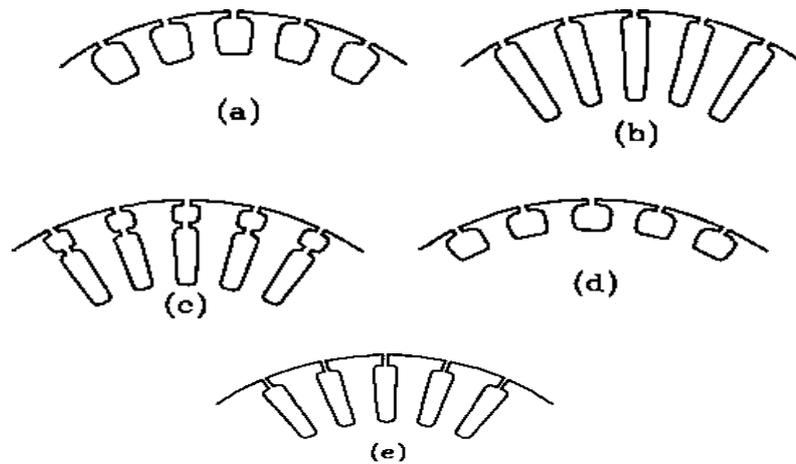


Fig. I.7. Forme d'encoche pour déverse classes de moteurs

## I.11. Différents types de bobinage

On peut effectuer le bobinage d'une machine tournante de plusieurs façons, mais les types les plus utilisés sont :

### I.11.1. Enroulement imbriqué

L'enroulement imbriqué est le type de bobinage le plus employé, pour le bobinage des stators des machines asynchrones et des induits des machines synchrones de quelques dizaines de kilowatts et plus, on utilise habituellement un enroulement du type imbriqué à double couche avec un pas fractionnaire (raccourci), des encoches ouvertes et de section du fil rectangulaire (méplat).

### I.11.2. Enroulement ondulé

Tout comme l'enroulement imbriqué, l'enroulement ondulé est habituellement un bobinage à double couche, est idéal pour les rotors des machines asynchrones à bagues, leur disposition dans l'encoche est différente par rapport aux autres enroulements.

### **I.11.3. Enroulement concentrique**

Dans le cas de petites machines asynchrones et synchrones, on utilise généralement l'enroulement concentrique avec des encoches semi – ouvertes et de section du fil ronde.

Leur disposition dans les encoches différencie ces types d'enroulement L'enroulement concentrique est un bobinage obligatoirement à couche unique.

### **Conclusion**

Ce chapitre résume quelques généralités sur le moteur asynchrone, à savoir : sa constitution, son principe de fonctionnement, ses problèmes de démarrage ainsi que sa classification selon les caractéristiques techniques et mécaniques.

La maîtrise de ces notions de base nous aiderons pour faire une conception d'un moteur à cage d'écureuil et ce dernier fera l'objet du prochain chapitre.

# Chapitre II

*Dimensionnement de la  
machine asynchrone à cage*

## Introduction

Lorsqu'on veut construire une machine électrique, on ne doit pas seulement tenir compte de ses propriétés électromagnétiques, mais faire en sorte que sa construction et son exploitation soient économiques et rentables [9].

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 [28, 12].

Dans la première partie de ce chapitre, on présentera la procédure de calcul et de dimensionnement d'une machine asynchrone, ainsi que l'étude en vue de la vérification et de la validation de l'approche adoptée. En effet, il n'existe pas de théorie précise pour le calcul des machines, ou plutôt des méthodes de calcul plus au moins précises basées sur des diagrammes établis à partir d'études statistiques [13].

Nous nous sommes efforcés de choisir l'approche la plus appropriée, avec la meilleure précision possible. Les données nécessaires au calcul d'une machine asynchrone sont :

1. Les données de cahier des charges :
  - La puissance nominale,  $P_2$  [kW].
  - La vitesse de rotation synchrone,  $N_s$  [tr/min].
  - Le nombre de phases,  $m_1$ .
  - La fréquence du courant,  $f$  [Hz].
  - La tension nominale,  $V_1$  [Volt].
2. Le régime de fonctionnement : continu, temporaire, ou intermittent.
3. La forme constructive : fermée ou ouverte et le système de refroidissement.
4. Les exigences de l'exploitation : la capacité de surcharge, le rendement et le facteur de puissance.
5. Le courant et le couple de démarrage.

Pour construire une nouvelle machine, on doit en générale choisir un modèle de base, qui oriente tous les calculs : en commençant par le calcul des dimensions principales et puis le calcul des enroulements du circuit magnétique. Ce modèle, c'est la construction du moteur asynchrone de nouvelle base [9].

## II.1. Données techniques

Puissance sur l'arbre	$P_2$	kW	15
Vitesse de synchronisme	$N_s$	tr/min	1500
Tension nominale	$V_1$	Volt	220
Fréquence	$f$	Hz	50
Nombre de phase	$m_1$	----	3
Degré de protection	IP	----	44
Classe d'isolation	F	----	----
Nature du fluide de	A	----	----

### II.1.1. Degré de protection

Le tab. 1.1 (Annexe a) résume les principaux degrés de protection applicables aux enveloppes des machines électriques tournantes. Ils sont définis symboliquement par les lettres IP suivies de deux chiffres significatifs.

### II.1.2. Nature du fluide de refroidissement

Le tab. 1.2 (Annexe a) résume les lettres caractéristiques de la nature du fluide de refroidissement.

## II.2. Calcul de dimensionnement du stator

### II.2.1. Nombre de paire de pôle

La vitesse de rotation du champ magnétique tournant est imposée par le nombre de paires

$$\text{pôles du stator qui s'exprime comme suit : } p = \frac{60 \cdot f}{N_s} \quad (\text{II.1})$$

### II.2.2. Hauteur de l'axe et diamètre extérieur du stator

La méthode de calcul la plus répandue est celle de détermination de diamètre extérieur  $D_e$  du stator correspondant à la hauteur de l'arbre de rotation  $h$  standardisée en fonction de la puissance  $P_2$  et de nombre de pôles  $2p$ .

La détermination des dimensions de la machine commence par le choix de la hauteur de l'axe de rotation  $h$  Fig.1.1 (Annexe b), d'après  $P_2$  et  $2p$  connues [27].

De nombreuses valeurs de  $h$  consultées, on peut choisir une hauteur standardisée la plus proche dans le tableau 1.3 (Annexe c), simultanément le diamètre extérieur  $D_e$  de la machine [8].

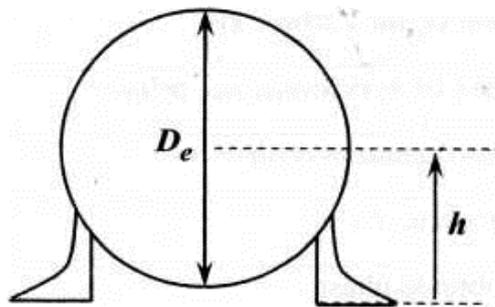


Fig. II.1. Hauteur de l'axe et diamètre extérieur du stator

### II.2.3. Rendement et facteur de puissance

Lors de la conception d'un moteur, on doit veiller à en maximiser le rendement et le facteur de puissance, car ils affectent directement le coût d'utilisation [13].

Le rendement et le  $\cos \varphi$  dont les valeurs approximatives sont consultées d'après les graphiques dans les fig.1.2 (Annexe b).

### II.2.4. Diamètre intérieur du stator

Le diamètre intérieur  $D$  est relié à  $D_e$  par la relation empirique suivante :

$$D = D_e \cdot K_D \quad (\text{II. 2})$$

D'où  $K_D$  est le rapport entre  $D$  et  $D_e$  qui se détermine en fonction de nombre de pôles ( $2p$ ) suivant le tab.1.4 (Annexe c).

### II.2.5. Pas polaire

Le pas polaire est défini comme étant la distance entre deux axes de pôles voisins, il est donné par l'expression suivante :  $\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p}$  (II.3)

### II.2.6. Puissance apparente théorique

$$S_t = m_1 \cdot I_{1ph} \cdot E_1 = m_1 \cdot k_E \cdot I_{1ph} \cdot V_1 = \frac{P_2}{\eta \cdot \cos \varphi} \quad (\text{II. 4})$$

Avec  $\left[ k_E = \frac{E_1}{V_1} \right]$ : Le rapport de la FEM de l'enroulement et la tension nominale qui est approximativement déterminé suivant les courbes de  $k_E$  en fonction de  $D_e$ , Voir fig.1.3 (Annexe c).

### II.2.7. Charge linéaire et induction dans l'entrefer

La figure. 1.4 (Annexe c) présente la relation de la charge linéaire du courant  $A$  (A/m), de l'induction dans l'entrefer  $B_\delta$  (T) en fonction du diamètre  $D_e$  (m) et du nombre de pôles ( $2p$ ) des machines asynchrones de variables puissances, déjà réalisées.

Les graphiques donnent les valeurs de  $A$  et  $B_\delta$  qui se trouve entre les limites admissibles.

### II.2.8. Facteur de l'enroulement

Dans l'étude de la répartition du champ dans l'entrefer des machines à induction, il faut tenir compte de la disposition des conducteurs du stator et du rotor et faire intervenir un facteur de correction, dit facteur de bobinage. Ce facteur tient compte de la répartition du bobinage et des raccourcissements éventuels du pas d'enroulement.

Il est donné par l'expression classique suivante :

$$k_b = k_d \cdot k_p \cdot k_i \quad (\text{II. 4})$$

Où :  $k_d$ : Facteur de distribution de l'enroulement ;  $k_p$  : Facteur de raccourcissement ;

$k_i$  : Facteur d'inclinaison.

**II.2.8.1. Facteur de distribution de l'enroulement**

Le facteur de distribution de l'enroulement se définit comme le rapport entre la tension induite véritable et la tension qui serait induite, si toutes les bobines étaient concentrées en un seul endroit. Autrement dit, il correspond au rapport entre la somme vectorielle des tensions induites individuelles et la somme arithmétique des mêmes tensions induites [5].

$$k_d = \frac{\overline{ab} + \overline{bc} + \overline{cd}}{ab + bc + cd} = \frac{\overline{ad}}{3.bc}$$

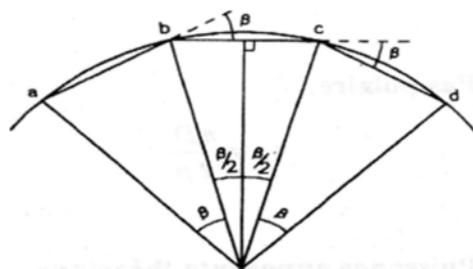


Fig. II.2. Tension induites sous un pôle.

L'équation du facteur de distribution peut s'écrire Comme suit :

$$k_d = \frac{2p.m}{N_e} \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2.m}\right)}{\sin\left(v \frac{p.\pi}{N_e}\right)}$$

Avec :

$N_e$  : nombre total d'encoches ;  $v$  : harmonique considéré ;  $2p$  : nombre de pole.

**II.2.8.2. Facteur de raccourcissement**

Lorsque les enroulements d'un moteur embrassent  $180^\circ$  électriques, c'est-à-dire un pas polaire, on dit que ce moteur possède un pas d'enroulement normal ou entier. On définit ce pas comme le nombre total d'encoches divisé par le nombre de pôles [5].

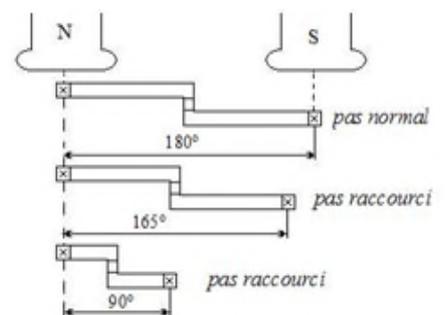


Fig.II.3.Facteur de raccourcissement.

Il arrive fréquemment, pour économiser du cuivre et surtout pour atténuer les harmoniques, qu'on opte pour un pas d'enroulement raccourci ou fractionnaire. La tension induite aux bornes d'une bobine à pas raccourci est plus petite que celle induite aux bornes d'une bobine à pas normal. Le raccourcissement du pas influe sur la tension induite, tant pour le fondamental que pour les harmoniques. Le facteur de raccourcissement se définit comme suit : [5]

$$k_p = \sin\left(\nu \cdot \gamma \cdot \frac{\pi}{2}\right)$$

Dans les machines à enroulement en étoile, le troisième harmonique ne participe pas à la F.e.m résultante, la répartition de l'induction est pratiquement privée d'harmoniques. Aussi dans ce cas, les pertes supplémentaires deviennent-elles minimales. Par contre avec un couplage en triangle, il faut choisir un raccourcissement du pas qui entraîne l'élimination du 3<sup>ème</sup> harmonique de la distribution de la F.e.m [9].

### II.2.8.3. Facteur d'inclinaison

Les encoches rotoriques sont inclinées par rapport à l'axe longitudinal pour diminuer les harmoniques supérieurs et réduire la réactance liée à la position de la variation angulaire rotor/stator [5].

$$k_i = \sin(0,5 \cdot \gamma_i) / (0,5 \cdot \gamma_i)$$

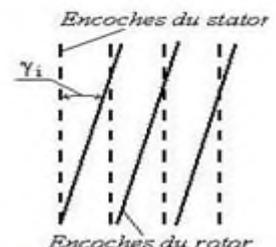


Fig II.4. Inclinaison des encoches statoriques

### II.2.9. Facteur de forme du flux

Dans certains cas et en particulier pour la tension, la valeur efficace est plus utile que la valeur maximale ou la valeur moyenne. On définit un facteur de forme qui correspond au rapport entre la valeur efficace et la valeur moyenne. On définit un facteur de forme pour une demi-sinusoïde, on obtient [5]:

$$f_b = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11; \text{ Si non : } f_b = 1.18 - 0.07 \cdot k_b \quad (\text{II.6})$$

### II.2.10. Coefficient de recouvrement polaire

Pour la forme sinusoïdale ( $\alpha_i = 2/\pi$ ), 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 de recouvrement polaire  $\alpha_i$ , qui devient supérieur à  $\frac{2}{\pi}$  [32].

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi} = 0.64 \quad (\text{II.7})$$

### II.2.11. Vitesse angulaire $\Omega_s$

La vitesse angulaire synchronique du moteur est calculée par la relation :

$$\Omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot N_s}{60} \quad (\text{II.8})$$

### II.2.12. Longueur virtuelle de l'induit

Pour la détermination de la longueur virtuelle  $l_i$ , on utilise la relation empirique suivante :

$$l_i = \frac{S_n}{\frac{\pi}{2} \alpha_i \cdot \Omega_s \cdot f_b \cdot k_b \cdot B_\delta \cdot D^2 \cdot A} \quad (\text{II.9})$$

### II.2.13. Coefficient géométrique de la machine

Les valeurs obtenues des dimensions principales D et  $l_i$  doivent être vérifiées d'après le rapport  $\lambda = l_i / \tau_p$  qui doit se trouver dans les limites consultées dans la fig.1.5 (Annexe d).

Si la valeur de  $\lambda$  est plus grande, il faut rechoisir une valeur plus grande standardisée de la hauteur de l'arbre de rotation h. Si la valeur de  $\lambda$  est plus petite, il faut recalculer la valeur standardisée plus petite de la hauteur de l'arbre de rotation h [27].

Jusqu'ici toutes les dimensions principales de la machine sont déterminées : la hauteur de l'arbre de rotation h, le diamètre intérieur D et extérieur  $D_e$  du stator, la longueur virtuelle  $l_i$  de l'entrefer et le pas polaire  $\tau_p$ .

### II.3. Calcul de nombre d'encoches du stator, de nombre de conducteurs par encoche au stator et de la section du conducteur de l'enroulement statorique

Dans la phase de calcul préliminaire, une autre question, c'est la détermination du nombre d'encoches  $Z_1$  du stator et du nombre de spires  $N_1$  de l'enroulement de phase du stator, de telle façon que la densité linéaire du courant  $A$  et l'induction  $B_\delta$  dans l'entrefer soient plus proches des valeurs préalablement choisies au début du calcul et le nombre d'encoches assurent la répartition régulière des bobines des enroulements. D'abord on peut choisir préalablement le pas dentaire  $t_1$  en fonction du type de l'enroulement, de la tension nominale et du pas polaire  $\tau_p$  [27].

#### II.3.1. Pas dentaire du stator

Les valeurs de  $t_1$  du moteur asynchrone dont l'enroulement est à bobines simples sont données dans la fig.1.6 (Annexe d), dans laquelle la zone 1 correspond aux valeurs de  $t_1$  pour les petits moteurs dont la hauteur de l'arbre de rotation  $h \leq 90$  mm, la zone 2 pour les moyens et grands moteurs ( $90 < h \leq 250$  mm), la zone 3 pour les moteurs au grand nombre de paire de pôles et dont la hauteur  $h > 280$  mm.

En général les moteurs à la hauteur  $h \geq 280$  mm ont des enroulements à bobines mi-dures [27].

#### II.3.2. Nombre d'encoches du stator

En augmentant le nombre d'encoches, on réduit la réactance de fuite du stator. Le nombre admissible est néanmoins limité par l'emplacement disponible et celui que doivent occuper les isolants des encoches [13].

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{1\min} = \frac{\pi \cdot D}{t_{1\max}} \\ Z_{1\max} = \frac{\pi \cdot D}{t_{1\min}} \end{array} \right. \quad (\text{II.10})$$

Pour choisir la valeur de  $Z_1$  comprise entre  $[Z_{1\min}, Z_{1\max}]$  il faut généralement:

1. Choisir de façon que la bobine soit symétrique ;
2.  $Z_1$  doit être un multiple du nombre de phase ;
3. Le nombre d'encoche par pôle et par phase ( $q$ ) soit un nombre entier.

### II.3.3. Nombre d'encoches par pôle et par phase

Le nombre d'encoches qu'occupe chaque phase sous chaque pôle est donnée par la relation suivante :

$$q = \frac{Z_1}{2 \cdot p \cdot m_1} \quad (\text{II.11})$$

C'est un paramètre fondamental pour la machine, car il intervient dans le coefficient de distribution  $k_d$  [7].

Pour réduire l'amplitude des harmoniques supérieurs il est préférable que  $q > 2$ , l'augmentation de  $q$  engendre une augmentation de rang des harmoniques de denture, cependant  $q$  ne peut pas augmenter indéfiniment, car il est limité par les dimensions de la machine [32].

### II.3.4. Pas dentaire du stator ( $t_1$ ) (valeur exacte)

Le pas dentaire est défini comme étant la distance séparant deux axes des encoches voisines, il est donné par la relation suivante :

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D}{2p \cdot m_1 \cdot q}, \text{ ne doit pas différer plus de 10\% par rapport aux limites } [t_{1\min}, t_{1\max}] \text{ [27].}$$

### II.3.5. Nombre de conducteurs effectifs dans l'encoche

Le choix du nombre effectif des conducteurs dans l'encoche se réalise comme suit :  $U_c$  doit être entier, et pour les enroulements à deux couches  $U_c$  nombre pair. Au début, on choisit préalablement le nombre des conducteurs dans l'encoche à condition que les branches de l'enroulement de phase ne soient pas couplées en parallèle ( $a = 1$ ) et on a :

$$U'_c = \frac{\pi \cdot D \cdot A}{I_1 \cdot Z_1} \quad (\text{II.12})$$

Avec  $I_1$  : Courant nominal du stator est donné par

$$I_1 = \frac{P_2}{m_1 \cdot \cos \varphi \cdot V_1 \cdot \eta} \quad (\text{II.13})$$

Si le nombre de branches couplés en parallèle de l'enroulement est "a" (le courant circulant dans chaque branche sera diminué à la fois pour maintenir le courant nominal constant), le nombre des conducteurs effectifs sera augmenté pour assurer la charge linéaire A constante, c'est-à-dire :

$$U_c = a.U'_c \quad (\text{II.14})$$

La valeur  $U_c$  obtenue est arrondie à un nombre entier ou pair en fonction du type de l'enroulement.

### II.3.5.1. Nombre de conducteurs par phase dans l'enroulement statorique

Le nombre de spire effectifs doit être un nombre pair.

$$N_1 = \frac{U_c \cdot Z_1}{2 \cdot a \cdot m_1} \quad (\text{II.15})$$

### II.3.5.2. Valeur exacte de la charge linéaire

La charge linéaire représente une grandeur proportionnelle à la puissance par unité de volume de la machine. Elle caractérise l'utilisation du cuivre. On a donc intérêt à choisir les valeurs de (A) aussi grandes que possible. D'autre part, on peut considérer que (A) représente le courant circulant dans un conducteur fictif. On ne peut donc augmenter (A) qu'en augmentant la densité de courant (J), (J) est limité par des questions d'échauffement [32].

$$A = \frac{2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot I_1}{D \cdot \pi} \quad (\text{II.16})$$

### II.3.5.3. Détermination du flux sous un pôle

La valeur de la densité de flux (induction) en fonction du nombre de pôles est donnée par la relation suivante :

$$\phi_m = \frac{k_E \cdot V_1}{4 \cdot f_b \cdot k_b \cdot N_1 \cdot f} \quad (\text{II.17})$$

### II.3.5.4. Valeur exacte du l'induction dans l'entrefer

L'induction dans l'entrefer est d'une importance fondamentale dans le dimensionnement des machines électriques tournantes. Elle caractérise l'utilisation magnétique de la machine [4].

Il est donc, intéressant d'utiliser des valeurs aussi élevées que possible, malheureusement on est limité par les propriétés des matériaux actifs utilisés. Sa valeur est généralement comprise entre 0.7 et 1.1 Tesla [4]. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$B_{\delta} = \frac{\phi_m}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot l_i} = \frac{p \cdot \phi_m}{D \cdot l_i} \quad (\text{II.18})$$

Si les valeurs de A et  $B_{\delta}$  sortent des intervalles recommandées  $\pm 5\%$ , on change  $U_c$  (nombre de conducteurs effectifs) et on refait les calculs.

### II.3.6. Densité du courant dans l'enroulement statorique

La densité  $J_l$  du courant dépend sensiblement de réchauffement et du rendement de la machine. L'amélioration du système de refroidissement et l'utilisation des matériaux nouveaux permettent d'augmenter la densité admissible  $J_l$  du courant de l'enroulement [27].

L'échauffement des côtés des bobines logées dans les encoches est en fonction du produit de la densité linéaire A et la densité  $J_l$  du courant (AJ) [27].

$$J_l = \frac{AJ}{A} \quad (\text{II.19})$$

La valeur de AJ ( $A^2/m^3$ ) est déterminée selon la fig.1.7 (v. annexe. d).

### II.3.7. Section du conducteur effective

La section du conducteur se détermine d'après le courant de chaque branche couplé en parallèle et la densité admissible du courant [27].

$$q_{eff} = \frac{I_1}{a \cdot J_1} \quad (\text{II.20})$$

Pour les enroulements à bobines simples, le diamètre des conducteurs est toujours petit. Si la section calculée effective de conducteur est grande, on peut utiliser des conducteurs éléments couplés en parallèle. Le tab. 1.5 (Annexe e) nous donne les diamètres, les sections des conducteurs standardisés produits en URSS ( $q_{eff}$ ,  $d_{el}$  et  $d_{is}$ ) [27].

On peut choisir les conducteurs de telle façon que la somme des sections soit proche de la section calculée :

$$q_{el} \cdot n_{el} = q_{eff} \quad (\text{II.21})$$

Pour les enroulements à bobines simples, le nombre des conducteurs méplats, la section du conducteur choisi ne dépasse pas  $q_{el} \leq 17-20 \text{ mm}^2$  pour éviter l'augmentation des pertes par le courant de Foucault dans les conducteurs [27].

En fin, il faut recalculer la densité du courant d'après les valeurs choisies :

$$J_1 = \frac{I_1}{q_{el} \cdot n_{el} \cdot a} \quad (\text{II.22})$$

#### II.4. Calcul des dimensions des encoches et des dents du stator

Le stator des machines de petites et de moyennes puissances, à basse tension, est exécuté avec des encoches trapézoïdales ou rondes 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 a toujours recourt lorsqu'on a des encoches ouvertes [28].

Comparativement à l'enroulement à une couche, il offre l'avantage de pouvoir être exécuté comme un enroulement à pas raccourci; de ce fait, les facteurs d'enroulements des harmoniques d'ordres supérieurs sont fortement diminués [28].

Les dimensions des encoches doivent être choisies de telle façon que la section de l'encoche correspond au nombre et aux dimensions des conducteurs logés avec l'isolation, la valeur de l'induction dans les dents et l'armature du stator se trouve entre les limites admissibles en fonction de type, de puissance, de la forme constituant le noyau de fer [27].

### II.4.1. Valeurs de l'induction

Dans les dents statorique  $B_{Zl_{max}}=1,6 \div 2,1$ [T]; Dans la culasse statorique  $B_c=1 \div 1,6$  [T].

#### II.4.1. 1. Largeur minimale de la dent statorique

La largeur minimale de la dent est calculée en se basant sur la loi de conservation du flux à travers le pas dentaire, elle est donnée par la relation suivante :

$$b_{Zl_{min}} = \frac{B_{\delta} \cdot t_1 \cdot \ell_i}{k_c \cdot B_{Zl_{max}} \cdot l_{cm1}} \quad (II.23)$$

D'où :  $k_c = 0,92 \div 0,97$  : Coefficient du remplissage du circuit magnétique statorique en acier.

$l_{cm1} = l_1 - n_v \cdot l'_v$  : Longueur du circuit magnétique ;

$l_1 = \ell_i + n_v \cdot l'_v - 2\delta$  : Longueur réelle, ou  $n_v$  : nombre de canaux de ventilation du stator [27].

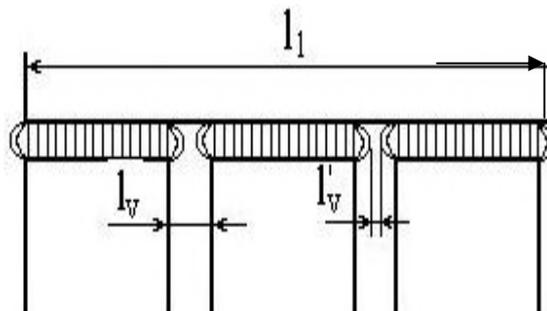


Fig. II.5. Longueur réelle de la dent statorique

#### II.4.1.2. Hauteur de la culasse

La hauteur de la culasse est exprimé comme suit :

$$h_c = \frac{\Phi_m}{2 \cdot k_c \cdot l_{cm1} \cdot B_c} \quad (II.24)$$

### II.4.2. Dimensionnement de l'encoche statorique

- Epaisseur de l'isthme des dents:  $h_{i1} = (0,5 \div 1,0) \cdot 10^{-3}$ , m;
- Hauteur de clavette :  $h_2 = (0,3 \div 1) \cdot 10^{-3}$ , m;
- Ouverture de l'isthme des dents:

1. Pour les conducteurs ronds :  $b_{i1} = d_{is} + 2 \cdot \Delta_{e.is} + (0,2 \div 0,4) \cdot 10^{-3}$ , m ;

2. Pour les conducteurs rectangulaires :  $b_{i1} = a_{is} + 2 \cdot \Delta_{e.is} + (0,2 \div 0,4) \cdot 10^{-3}$ , ou  
 $\Delta_{e.is} = (0,05 \div 0,25) \cdot 10^{-3}$  m (isolation de l'encoche).

Forme de l'encoche Fig. II.6.	Formules pour le calcul	
	Largeur de l'encoche	Hauteur de l'encoche
Rectangulaire	$b_{el} = \frac{\pi(D + 2h_{i1} + 2h_2)}{Z_1} - b_{z1}$	$h_{el} = \frac{S_e}{b_{el}} + h_{i1} + h_2$
Trapézoïdale	$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot \pi \cdot S_e}{Z_1} + d_2^2}$ $d_2 = \frac{\pi(D + 2h_{i1} + 2h_2)}{Z_1} - b_{z1}$	$h_{el} = \frac{S_e}{d_2 + d_1} + h_{i1} + h_2$
Ovale	$d_{el1} = \frac{\pi(D + 2h_{i1}) - b_{z1}Z_1}{Z_1 - \pi}$ $d_{el2} = \sqrt{\frac{d_{el1}^2(Z_1 - 5) - 4S_e}{Z_1 + \pi}}$	$h_{e1} = \frac{Z_1(d_{el2} - d_{el1})}{2\pi} + \frac{(d_{el2} + d_{el1})}{2} + h_{i1}$
Ronde	$d_{e1} = \frac{\pi(D + 2h_{i1}) - b_{z1}Z_1}{Z_1 - \pi}$	$h_{e1} = d_{e1} + h_{i1}$

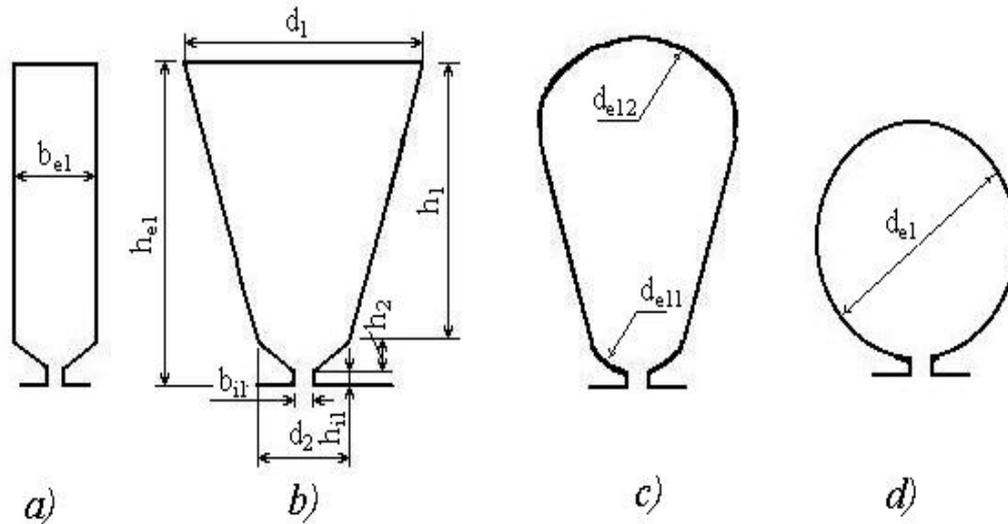


Fig. II.6. Différents types d'encoches : a) rectangulaire ; b) trapézoïdal ; c) ovale ; d) ronde

#### II.4.3. Surface d'une coupe transversale de l'encoche trapézoïdale

$$S_e = \left( \frac{d_1 + d_2}{2} \right) \cdot h_1 - S_{is} \quad (\text{II.25})$$

D'ou:  $h_1 = h_{e1} - \left( h_{i1} + \frac{d_2 - b_{il}}{2} \right)$  m ;  $S_{is} = b_{is} \cdot (2 \cdot h_{e1} + d_1 + d_2)$  : Section de

l'isolant,  $b_{is}$  : épaisseur unilatérale de l'isolant dans une encoche obtenu selon le tab.1.6 (Annexe f).

#### II.4.4. Coefficient de remplissage de l'encoche

Le coefficient de remplissage est défini comme étant le rapport de la section des conducteurs (isolation comprise) qui occupe l'encoche à la section utile de celle-ci ; il est donné par l'expression suivante :

$$k_r = \frac{d_{is}^2 \cdot U_c \cdot n_{el}}{S_e} \quad (\text{II.26})$$

Généralement  $k_r = 0.70 \dots 0.78$

## II.5. Dimensionnement du rotor

### II.5.1. Entrefer

Le nombre d'ampères-tours requis pour faire passer le flux à travers l'entrefer est proportionnel à la densité du flux et à la longueur de l'entrefer. Même avec une faible densité du flux et un entrefer étroit, la chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est beaucoup plus importante que dans le reste du circuit magnétique.

C'est donc l'entrefer qui requiert la plus grande partie du courant de magnétisation. Pour obtenir de bonnes performances, le courant de magnétisation devrait être le plus petit possible, ce qui nécessite un entrefer aussi étroit que les contraintes mécaniques permettent [5]. Suivant la fig.1.8 (Annexe f), on obtient  $\delta$  (épaisseur de l'entrefer).

### II.5.2. Nombre d'encoches du rotor

Pour un moteur asynchrone, il est très important de bien choisir le nombre d'encoches du rotor afin d'éviter la présence de vibration, de bruit magnétique, du couple saccadé et de plages de synchronisme. Le nombre d'encoches du rotor ne doit jamais être égal à celui du stator ; il peut être plus grand mais il est généralement plus petit dans les rotors à cage d'écureuil. Le nombre d'encoches au rotor ( $Z_2$ ) recommandé en fonction du nombre de pôles ( $2p$ ) et du nombre d'encoches au stator, ( $Z_1$ ) est déterminé selon le tab.1.7 (Annexe g) [5].

### II.5.3. Diamètre extérieur du rotor

Connaissant la valeur de l'entrefer et de l'alésage du stator, le diamètre extérieur du rotor est donné par l'expression suivante :

$$D_2 = D - 2\delta \quad (\text{II.27})$$

### II.5.4. Longueur réelle du rotor

$$l_2 = l_i + n_{v2} \cdot l'_{v2} - 2\delta \quad (\text{II.28})$$

### II.5.5. Pas dentaire rotorique

Le pas dentaire rotorique est défini comme étant la distance séparant les axes de deux encoches voisines. Il est donné par relation suivante :

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_2}{Z_2} \quad (\text{II.29})$$

### II.5.6. Diamètre intérieur rotorique

$$D_{ir} = k_B \cdot D_e \quad (\text{II.30})$$

D'où :  $k_B$  Rapport entre  $D_{ir}$  et  $D_e$ , qui se détermine selon le lab.1.8 (Annexe g).

### II.5.7. Courant dans les barres de la cage du rotor

Le courant dans une phase de l'enroulement secondaire (barre) est donné par l'expression suivante :

$$I_2 = k_i \cdot v_i \cdot I_1 \quad (\text{II.31})$$

Avec  $k_i$  : Coefficient tenant compte de l'influence du courant magnétisant et les résistances des bobines sur le rapport  $I_1 / I_2$ , on le choisit d'après la fig.1.9 (Annexe h);

$v_i$ : Rapport de transformation du courant, pour les moteurs à cage d'écurieul : [5]

$$v_i = \frac{2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_b}{Z_2}$$

### II.5.8. Surface d'une coupe transversale d'une barre

$$q_c = \frac{I_2}{J_2} \quad (\text{II.32})$$

Où :

$J_2 = (2,5 \div 9) \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ , les grandes valeurs pour les petites machines bien ventilées.

### II.5.9. Encoche rotorique

Pour les moteurs qui ont l'axe de rotation  $h + 160 \div 250$  mm, on choisit les encoches fermées,

(v. fig. II.7, b) :  $b_{i2} = 1,5 \text{ mm}$  ;  $h_{i2} = 0,7 \text{ mm}$  ;  $h'_{i2} = 0,3 \text{ mm}$  ( $p \geq 1$ ) ; Pour ceux dont  $h < 160$  mm.

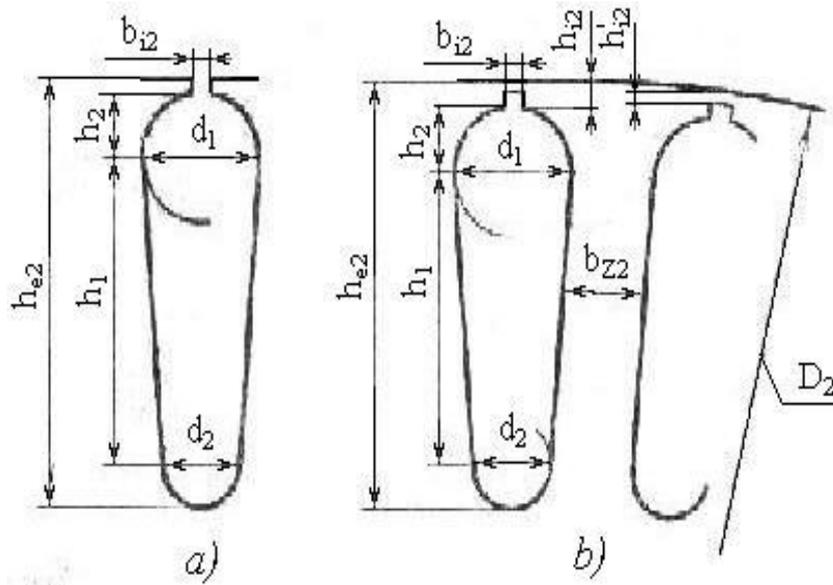


Fig. II.7. Encoches piriformes : a)-semi - fermée; b)-fermée

On choisit les encoches semi – fermées (fig. II.7, a) :  $b_{i2} = 1,0 \text{ mm}$

et  $h_{i2} = 0,5 \text{ mm}$  ( $h < 100 \text{ mm}$ )  $b_{i2} = 1,5 \text{ mm}$  et  $h_{i2} = 0,75 \text{ mm}$  ( $100 < h < 160 \text{ mm}$ ).

#### II.5.9.1. Largeur de la dent rotorique

$$b_{z2} = \frac{B_{\delta} \cdot t_2 \cdot \ell_i}{B_{z2} \cdot l_{cm2} \cdot k_c} \quad (\text{II.33})$$

D'où:  $l_{cm2} = l_2 - n_{v2} \cdot l_{v2}$  longueur du circuit magnétique du rotor et

$l_2 = \ell_i + n_{v2} \cdot l'_{v2} - 2\delta$  : longueur réelle, ou  $n_{v2}$  : nombre de canaux de ventilation du

rotor,  $B_{z2} = 1,45 \div 2,2 \text{ T}$  induction dans les dents du rotor [27].

### II.5.9.2. Dimension de l'encoche rotorique

Étant donné que la forme de l'encoche est ovale pour notre cas, le diamètre supérieur de l'encoche est donné par l'expression géométrique suivante :

$$d_{1r} = \frac{\pi.(D_2 - 2h_{i2} - 2h'_{i2}) - Z_2.b_{Z2}}{\pi + Z_2} \quad (\text{II.34})$$

Le diamètre inférieur de l'encoche est donné par la relation suivante :

$$d_{2r} = \sqrt{\frac{d_{1r}^2 \left( \frac{Z_2 + \pi}{\pi} \right) - \frac{q_c}{4}}{\left( \frac{Z_2 - \pi}{\pi} \right) \frac{1}{2}}} \quad (\text{II.35})$$

$$h_{2r} = (d_{1r} - d_{2r}) \frac{Z_2}{2\pi} \quad (\text{II.36})$$

### II.5.9.3. Profondeur totale de l'encoche

$$h_{e2} = h'_{i2} + h_{i2} + h_{1r} + 0.5(d_{1r} + d_{2r}) \quad (\text{II.37})$$

### II.5.9.4. Section de la barre (valeur exacte)

La section de la barre est donnée par la relation suivante :

$$q_c = \frac{\pi}{8} [d_{1r}^2 + d_{2r}^2] + 0.5[d_{1r} + d_{2r}]h_{1r} \quad (\text{II.38})$$

### II.5.10. Densité du courant dans une barre

La densité du courant dans la barre est donnée par la relation suivante :

$$J_2 = \frac{I_2}{q_c} \quad (\text{II.39})$$

Pour les machines dont la puissance est inférieure à 100 kW, la densité de courant dans la barre rotorique, pour obtenir un bon rendement, est donnée par :

$$J_2 = 2.5 - 3.5 \text{ A/mm}^2 [9].$$

### II.5.11. Anneaux de la cage d'écureuil

#### II.5.11.1. Valeur approximative de la section de l'anneau

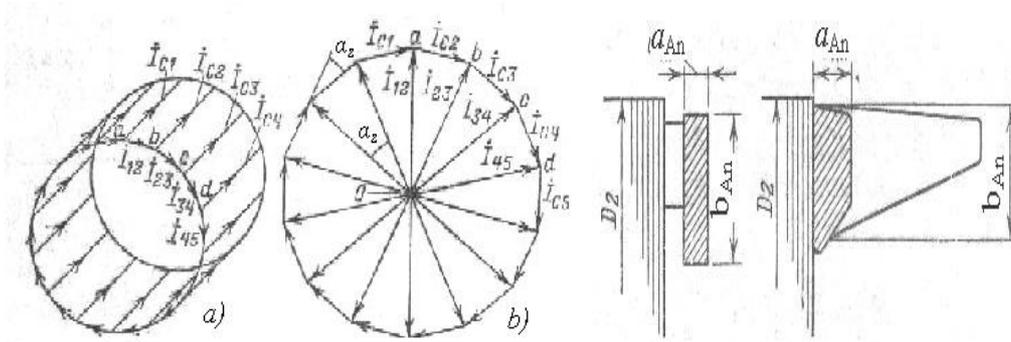


Fig. II.8. Intensité du courant dans les anneaux

Fig. II.9. Dimension des anneaux

$$q_{An} = \frac{I_{An}}{J_{An}} \tag{II.40}$$

Avec :  $I_{An} = \frac{I_2}{\Delta}$  ,  $\Delta = 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha_z}{2}\right) = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)$   $I_2$  : le courant dans les barres;

$$J_{An} = (0,80 \div 0,85) J_2 ; a_{An} = \frac{q_{An}}{b_{An}}, \text{ ou } b_{An} = (1,1 \div 1,25) \cdot h_{e2}.$$

#### II.5.11.2. Diamètre moyen de l'anneau

Le diamètre moyen de l'anneau est calculé par l'expression suivante :

$$D_{moy} = D_2 - b_{An} \tag{II.41}$$

## II.6. Calcul du courant de magnétisation

### II.6.1. Valeur exacte des inductions

La conservation du flux à travers le pas dentaire, nous a permis de déduire l'induction dans les dents statoriques par la relation suivante :

$$B_{Z1} = \frac{B_{\delta} \cdot t_1 \cdot l_i}{b_{Z1} \cdot l_{cm1} \cdot k_c}.$$

Suivant la loi de conservation du flux à travers le pas dentaire rotorique, on aboutira à l'expression suivante :

$$B_{z2} = \frac{B_{\delta} \cdot t_2 \cdot \ell_i}{b_{z2} \cdot l_{cm2} \cdot k_c} .$$

La conservation du flux à travers le pas polaire nous a permis de déduire l'induction dans la culasse et dans le noyau par la relation suivant :

$$B_c = \frac{\Phi_m}{2 \cdot h_c \cdot l_{cm1} \cdot k_c} ; B_n = \frac{\Phi_m}{2 \cdot h_n \cdot l_{cm2} \cdot k_c} .$$

Ou  $h_c = \frac{D_e - D}{2} - h_{e1}$  : Hauteur de la culasse ;  $h_n = \frac{2+p}{3,2p} \left( \frac{D_2}{2} - h_{e2} \right)$  hauteur du noyau;

### II.6.2. Force magnétisante

Chaque pôle d'un moteur asynchrone doit fournir suffisamment de force magnétisante pour faire passer le flux à travers l'entrefer, les dents du stator et du rotor ainsi que la culasse du stator et celle du rotor [5].

#### II.6.2.1. Force magnétisante dans l'entrefer

Elle constitue la plus grande partie. Elle est proportionnelle à la valeur de l'induction dans l'entrefer et l'épaisseur de celui.

On obtient la force magnétisante requise par pôle pour faire passer le flux à travers l'entrefer à l'aide de la relation : [13]

$$F_{\delta} = 1,59 \cdot 10^6 \cdot B_{\delta} \cdot k_{\delta} \cdot \delta \quad (\text{II.42})$$

Avec  $k_{\delta}$  : représente le coefficient de Carter, qui tient compte de la distribution du champ magnétique dans l'entrefer. A cause de l'ouverture des encoches, l'induction augmente au niveau des têtes des dents et c'est pour cette raison que ce facteur est supérieur à l'unité il s'exprime comme suit [28] :

$$k_{\delta} = k_{\delta 1} \cdot k_{\delta 2} \quad \text{Avec : } k_{\delta 1(2)} = \frac{t_{1(2)}}{t_{1(2)} - \gamma_{1(2)} \cdot \delta} \quad \text{et} \quad \gamma_{1(2)} = \frac{\left( \frac{b_{i1(2)}}{\delta} \right)^2}{5 + \left( \frac{b_{i1(2)}}{\delta} \right)} .$$

### II.6.2.2. Force magnétisante dans les dents

Lorsque les dents ne sont pas de largeur uniforme, la densité de flux varie le long de chaque dent, pour des dents de forme trapézoïdale, la densité de flux représentative correspond à la densité qu'on mesure au tiers de la longueur de la dent, à partir de la section minimale, pour les dents comme pour les culasses, on détermine la force magnétisante par unité de longueur à partir du tab.1.9 (voir Annexe h) de l'aimantation de l'acier utilisée  $[H, (A/dm)]$  en fonction de  $(B, (T))$ , pour déterminé les différentes valeurs exactes des champs  $(H_{Z1}, H_{Z2}, H_C, H_n)$  pour les différentes valeurs exactes des inductions  $(B_{Z1}, B_{Z2}, B_c, B_n)$  [6].

- **F.m.m dans les dents statoriques**

La chute de potentiel magnétique dans les dents du stator est donnée par l'expression suivante :

$$F_{Z1} = 2h_{Z1}.H_{Z1} \quad (II.43)$$

Ou  $H_{Z1}$ : le champ magnétique dans la dent statorique,  $h_{Z1} = h_{e1}$  : hauteur de la dent statorique.

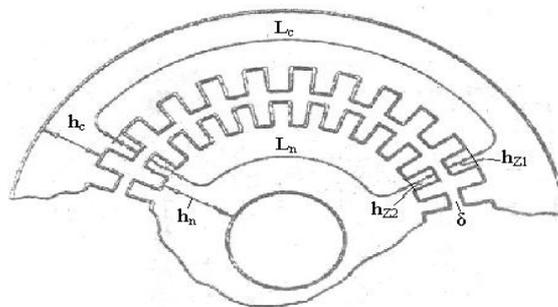


Fig. II.10. Circuit magnétique

- **F.m.m dans les dents rotorique**

La chute de potentiel magnétique dans les dents du rotor est donnée par la relation suivante :

$$F_{Z2} = 2h_{Z2}.H_{Z2} \quad (II.44)$$

Ou  $H_{Z2}$  : le champ magnétique dans la dent rotorique,  $h_{Z2} = h_{e2} - (0,1.d_{2r})$  : hauteur de la dent rotorique.

- **Coefficient de l'épanouissement des dents**

$$k_{\epsilon} = 1 + \frac{F_{Z1} + F_{Z2}}{F_{\delta}} \quad (\text{II.45})$$

### II.6.2.3. Force magnétomotrice de la culasse et du noyau

$$F_c = L_c \cdot H_c \quad (\text{II.46})$$

$$F_n = L_n \cdot H_n \quad (\text{II.47})$$

Ou  $H_c, H_n$  : Champs magnétiques dans la culasse et dans le noyau ;  $L_c = \frac{\pi(D_e - h_c)}{2p}$ ,

$L_n = \frac{\pi(D_2 - 2h_{Z2} - h_n)}{2p}$  : Longueurs de circuit magnétique moyenne de la culasse

et du noyau respectivement.

### II.6.2.4. Force magnétisante totale du circuit magnétique

La force magnétisante totale du circuit magnétique est donnée par la relation suivante:

$$F_{\text{tot}} = F_{\delta} + F_{Z1} + F_{Z2} + F_c + F_n \quad (\text{II.48})$$

### II.6.3. Coefficient de saturation du circuit magnétique

Le coefficient de saturation du circuit magnétique est donnée par la relation suivants :

$$k_{\mu} = \frac{F_{\text{tot}}}{F_{\delta}} \quad (\text{II.49})$$

Pour que le dimensionnement de la machine soit convenable, l'expérience donne  $k_{\mu} = 1.4$  [9].

Si  $k_{\mu} > 1.4$ , la saturation de la machine va être forte et par contre si  $k_{\mu} < 1.4$ , on aura un excès de fer dans la machine [28].

### II.6.4. Courant de magnétisation

Le courant magnétisant représente la partie la réactive du courant à vide. Il est donné par la relation suivante :

$$I_{\mu} = \frac{p.F_{\text{tot}}}{0,9.m_1.N_1.k_b} \quad (\text{II.50})$$

### II.6.5. Valeur relative du courant

La Valeur relative du courant est exprimée comme suit :

$$I_{\mu}^* = \frac{I_{\mu}}{I_1} \quad (\text{II.51})$$

## II.7. Paramètres du régime de fonctionnement

Dans cette partie nous déterminerons tous les paramètres électriques nécessaires au calcul des performances caractérisant le moteur.

Les paramètres à déterminé sont les réactances et les résistances statorique et rotorique.

### II.7.1. Résistance active de phase de l'enroulement statorique

Le matériau utilisé pour l'enroulement statorique est le cuivre (Cu). La Résistance active d'une phase statorique est donnée par la relation suivante :

$$r_1 = \rho_v \cdot \frac{L_1}{a.q_{\text{eff}}} \quad (\text{II.52})$$

Pour la classe d'isolation F ( $\nu=115^{\circ}\text{C}$ ) la résistance spécifique de cuivre  $\rho_v = 0.024.1.10^{-6} \text{ Ohm}$ ,  $L_1 = N_1.l_{\text{moyl}}$  : longueur du conducteur,  $l_{\text{moyl}} = 2.(l_1+l_{\text{fro}})$  : longueur d'une spire,  $l_{\text{fro}}=k_{\text{fro}}.b_{\text{bm}}+2B$  :longueur de la partie frontale,  $b_{\text{bm}} = \pi(D+h_{e1})/2p$  : largeur moyenne de la bobine,  $l_{\text{sor}}=k_{\text{sor}}.b_{\text{bm}}+B$  : sortie des parties frontales de la bobine,  $B$  : longueur de la sortie rectiligne de la bobine, pour les conducteurs ronds on la prend  $B = 0,01 \text{ m}$ , mais pour les conducteurs rectilignes  $B = 0,015 \text{ m}$  [27].

Pour un meilleur rendement, la température du stator ne doit pas être très importante même si la classe d'isolement est F. Nous utilisons, dans nos calculs :  $\rho_v = 0,024.10^{-6} \text{ Om.m [4]}$ .

Le calcul des dimensions des parties frontales (sans ou avec isolation) des bobines statoriques ( $k_{fro}$  et  $k_{sor}$ ) en fonction de  $2p$  sont déterminés à partir de tab.1.10 (voir annexe.1).

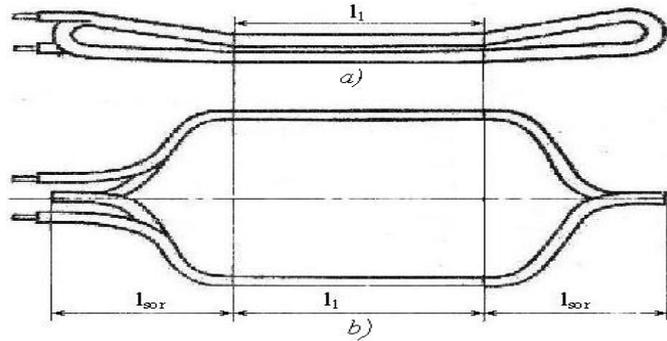


Fig. II.11. Bobine de l'enroulement statorique

#### ❖ Valeur relative

$$r_1^* = r_1 \cdot \frac{I_{ln}}{V_{ln}} \quad (\text{II.53})$$

#### II.7.2. Résistance active de phase de l'enroulement rotorique

La résistance active de phase de l'enroulement rotorique est donnée par la relation suivante :

$$r_2 = r_c + 2 \frac{r_{An}}{\Delta^2} \quad (\text{II.54})$$

Ou  $r_c = \rho_c \cdot l_1 / q_c$ ,  $r_{An} = \rho_{An} \cdot \pi D_{An,moy} / Z_2 \cdot q_{An}$ ,  $\rho_c = \rho_{An} = 0,049.10^{-6} \text{ Om.m}$  : la résistance spécifique de l'aluminium,  $D_{An,moy} = D_2 - b_{An}$  : diamètre moyen des anneaux [27].

#### ❖ Valeur de $r_2$ ramenée au stator

La résistance de la cage rotorique ramené au stator est donné par la relation suivante :

$$r_2' = r_2 \cdot \frac{4m_1 \cdot (N_1 \cdot k_b)^2}{Z_2} \quad (\text{II.55})$$

❖ Valeur relative de  $r'_2$ 

$$r_2^* = r'_2 \cdot \frac{I_{1n}}{V_{1n}} \quad (\text{II.56})$$

**II.7.3. Réactance inductive de la phase de l'enroulement statorique**

$$x_1 = 15,8 \cdot \frac{f}{100} \cdot \left( \frac{N_1}{100} \right)^2 \frac{\ell_i}{pq} \cdot [\lambda_{e1} + \lambda_{fro1} + \lambda_{d1}] \quad (\text{II.57})$$

Où  $\lambda_{e1} = \frac{h_2}{3d_2} + \frac{3h_1}{d_2 + 2b_{i1}} + \frac{h_{i1}}{b_{i1}}$  : coefficient de la conductibilité magnétique de

dispersion de l'encoche,  $\lambda_{fro1} = 0,34 \cdot \frac{q}{\ell_i} \cdot (l_{fro1} - 0,64 \cdot \tau_p)$  coefficient de la

conductibilité magnétique de dispersion frontale,  $\lambda_{d1} = \frac{0,95t_1}{12 \cdot \delta \cdot k_\delta}$  coefficient de la

conductibilité magnétique de dispersion différentielle pour les enroulements statorique et rotorique [27].

❖ Valeur relative de réactance inductive  $x_1$  :

$$x_1^* = x_1 \cdot \frac{I_{1n}}{V_{1n}} \quad (\text{II.58})$$

**II.7.4. Réactance inductive de la phase de l'enroulement rotorique**

En plus de la réactance de fuite rotorique, on tient compte de la réactance de fuite d'inclinaison des encoches pour le calcul de la réactance de fuite globale. Elle est donnée par l'expression suivante [11]:

$$x_2 = 7,9 \cdot 10^{-6} \cdot f \cdot \ell_i [\lambda_{e2} + \lambda_{fro} \cdot \lambda_{d2}] \quad (\text{II.59})$$

$$\text{Où } \lambda_{e2} = \frac{h_1}{3d_1} \left( 1 - \frac{\pi d_1^2}{8q_c} \right) + \frac{h_{i2}}{b_{i2}} + 1,12 \cdot \frac{h'_{i2} \cdot 10^6}{I_2} + 0,66$$

$$\lambda_{fro2} = \frac{2,3D_{An,moy}}{Z_2 \cdot \ell_i \cdot \Delta^2} \ln \frac{4,7 \cdot D_{An,moy}}{\alpha_{An} + 2b_{An}} \text{ et } \lambda_{d2} = \frac{t_2}{12 \cdot \delta \cdot k_\delta}$$

### ❖ Valeur de $x_2$ ramenée au stator

La réactance du rotor ramenée au stator est donnée par la relation suivante :

$$x_2' = x_2 \cdot \frac{4m_1 \cdot (N_1 \cdot k_b)^2}{Z_2} \quad (\text{II.60})$$

### ❖ Valeur relative de $x_2'$

$$x_2^{*'} = x_2' \cdot \frac{I_{1n}}{V_{1n}} \quad (\text{II.61})$$

## II.8. Calcul des pertes

Les pertes dans l'acier incluent les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault dues à la fréquence fondamentale du flux, auxquelles on doit ajouter les pertes supplémentaires, c'est-à-dire les pertes de surface dues aux variations de la densité de flux dans l'entrefer et les pertes par pulsation dans les dents due à la non-uniformité du circuit magnétique. Les pertes mécaniques sont dues au frottement des supports ou des roulements à billes ainsi qu'au déplacement de l'air par les parties mobiles [5].

### II.8.1. Pertes principales dans l'acier du circuit magnétique

$$P_{ac.pr} = P_{1/50} \cdot \left( \frac{f}{50} \right)^\beta \cdot (k_{dc} \cdot m_c \cdot B_c^2 + k_{dz} \cdot m_{Z1} \cdot B_{Z1}^2) \quad (\text{II.62})$$

Où  $k_{dc}$  et  $k_{dz}$  : coefficients qui tiennent compte de l'influence de la répartition du flux dans le circuit magnétique, pour les machines  $P_2 \leq 250$  kW on les prend égal 1,6 et 1,8 mais pour les machines de grande puissance on les prend égal 1,4 et 1,7;  $m_c$  et  $m_{Z1}$  : masses de l'acier de la culasse et de les dents statoriques, où ;  
 $m_c = \pi(D_e - h_c) \cdot h_c \cdot l_{cm1} \cdot k_c \cdot \gamma_c$   $m_{Z1} = h_{Z1} \cdot b_{Z1} \cdot Z_1 \cdot l_{cm1} \cdot k_c \cdot \gamma_c$   $\gamma_c = 7,8 \cdot 10^3$  kg/m<sup>3</sup>  
 : masse spécifique de l'acier.

Les pertes spécifiques ( $P_{1/50}$ , W/kg) et le coefficient  $\beta_1$  sont déterminés selon le type d'acier, suivant le tab.1.11 (Annexe i).

### II.8.2. Pertes surfaciques dans le stator et rotor

$$p_{\text{sur}1(2)} = p_{\text{ss}1(2)} \cdot (t_{1(2)} - b_{i1(2)}) \cdot Z_{1(2)} \cdot l_{\text{cm}1(2)} \quad (\text{II.63})$$

$$\text{Où } p_{\text{ss}1(2)} = 0,75 \cdot \left( \frac{Z_{1(2)} \cdot N_s}{10000} \right)^{1,5} \cdot (B_{o1(2)} \cdot t_{1(2)} \cdot 10^3)^2, \quad B_{o1(2)} = \beta_{o1(2)} \cdot k_\delta \cdot B_\delta.$$

Le coefficient tenant compte des pertes superficielles dans les MAS ( $\beta_{o1}$ ) est déterminé en fonction de la valeur ( $b_{i1(2)}/\delta$ ) suivant la fig.1.11 (Annexe i).

### II.8.3. Pertes de pulsation dans les dents du stator et du rotor

$$p_{\text{pull}(2)} = 0,11 \left( \frac{Z_{1(2)} \cdot N_s}{1000} \cdot B_{\text{pull}(2)} \right)^2 \cdot m_{Z1(2)} \quad (\text{II.64})$$

$$\text{Ou } B_{\text{pull}(2)} = \frac{2,21 \cdot \delta}{t_{1(2)}} \cdot B_{Z1(2)}, \quad m_{Z2} = h_{Z2} \cdot b_{Z2} \cdot Z_2 \cdot l_{\text{cm}2} \cdot k_c \cdot \gamma_c \text{ masse de l'acier des}$$

dents rotoriques.

Les pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents sont faibles dans les petites machines à faible puissance. Elles dépendent de l'ouverture d'encoche des deux parties de la machine et sont estimées à 0,5% de  $P_2$  [7].

### II.8.4. Somme des pertes supplémentaires dans l'acier

$$p_{\text{ac.sup}} = \sum_{i=1}^2 (p_{\text{sur}(i)} + p_{\text{pul}(i)}) \quad (\text{II.65})$$

### II.8.5. Pertes totales dans l'acier

$$p_{\text{ac}} = p_{\text{ac.p}} + p_{\text{ac.sup}} \quad (\text{II.66})$$

### II.8.6. Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont provoquées par les paliers de ventilateur ainsi que par le frottement avec l'air et dépendent de la vitesse du moteur. Elles sont données par l'expression suivante [11]:

$$p_{\text{mec}} = 0,95 \cdot \left( \frac{N_s}{10} \right)^2 \cdot D_e^4 \quad (\text{II.67})$$

### II.8.7. Pertes supplémentaires dans le régime nominal

Les pertes supplémentaires sont estimées à 0.5% de la puissance absorbée par la machine, elles sont exprimées comme suit [32]:

$$P_{\text{sup.n}} = 0,005.P_{1n} = 0,005 \cdot \frac{P_{2n}}{\eta} \quad (\text{II.68})$$

### II.8.8. Fonctionnement à vide du moteur

#### II.8.8.1. Courant à vide

Le courant à vide d'un moteur asynchrone comporte deux composantes : une composante en phase (active) et une en quadrature (réactive) avec la tension. La composante en phase tient compte des pertes dans le fer, des pertes mécaniques dues au frottement et à la ventilation et des pertes dues à l'effet Joule dans les conducteurs. Le courant de magnétisation constitue la composante en quadrature [5].

$$I_o = \sqrt{I_{oa}^2 + I_{or}^2}$$

Ou :  $I_{oa}$  ,  $I_{or}$  : composantes active et réactive du courant à vide,

$$I_{oa} = \frac{P_{ac.pr} + P_{mec} + P_{o\acute{e}lec}}{m_1 \cdot V_1} , \quad I_o \approx I_{\mu} \text{ et } P_{o\acute{e}lec} = 3 \cdot I_{\mu}^2 \cdot r_1 : \text{ Pertes Joule statoriques}$$

(fonctionnement à vide).

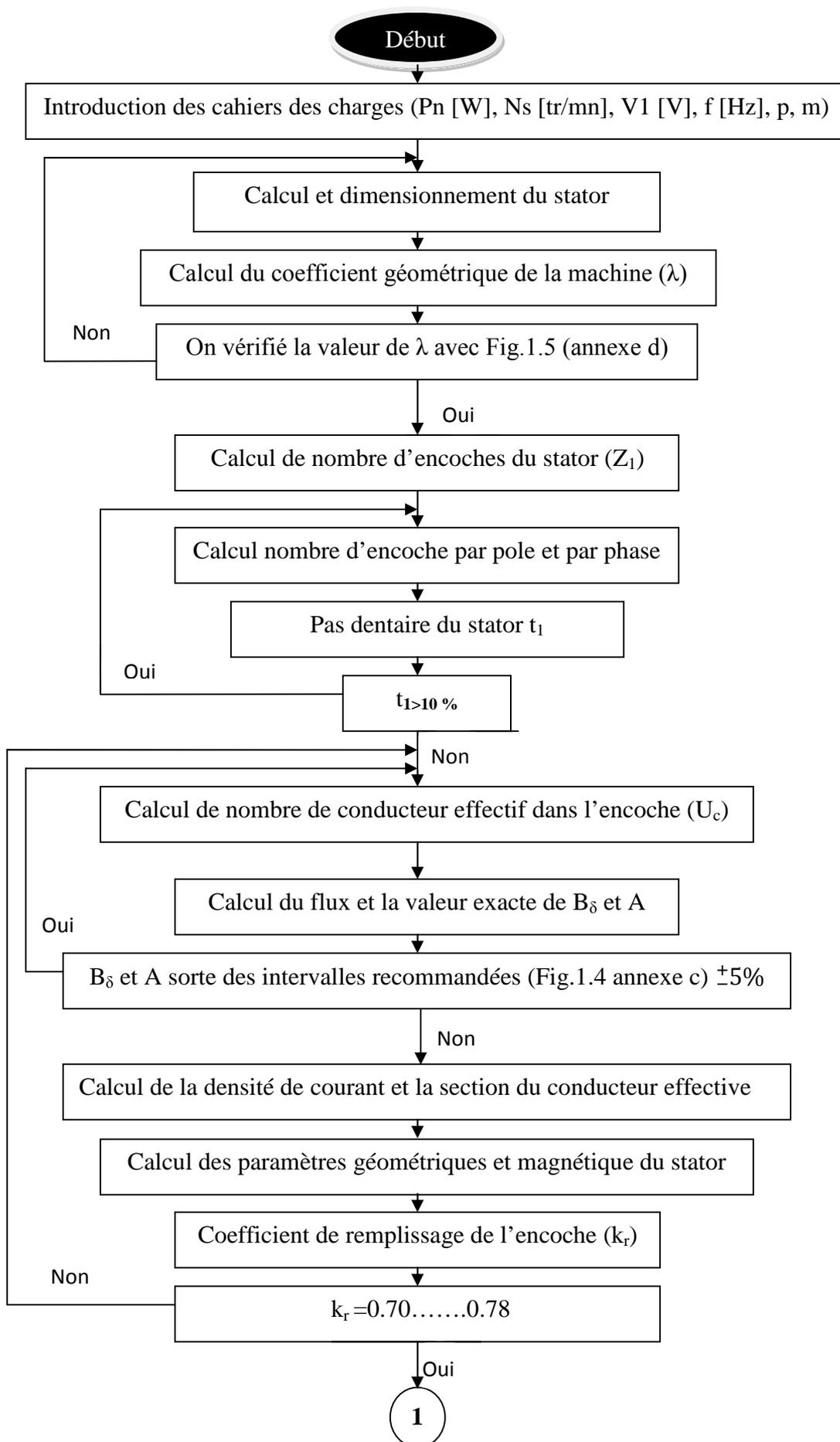
#### II.8.8.2. Facteur de puissance à vide

$$\cos(\varphi_o) = \frac{I_{oa}}{I_o}$$

### II.8.9. Résistance et réactance de circuit magnétisant

La résistance et réactance de circuit magnétisant est donné par la relation suivante :

$$r_m = \frac{P_{ac.pr}}{m_1 \cdot I_{\mu}^2} ; \quad x_m = \frac{V_1}{I_{\mu}} - x_1$$



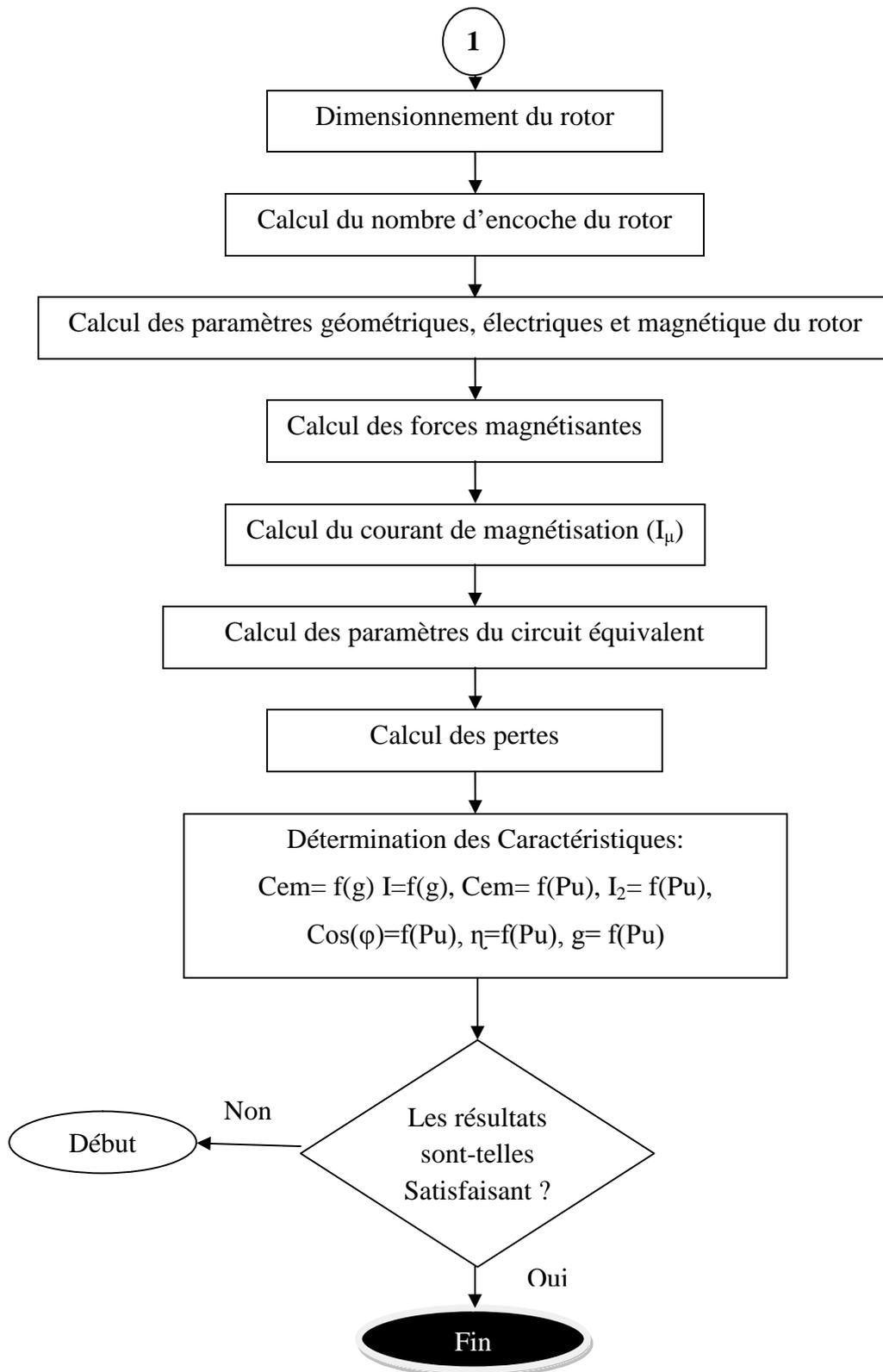


Fig. II.11. Organigramme générale du programme MATLAB

**Conclusion**

On est parvenu à développer un programme sous MATLAB à l'aide des formules empiriques et mathématiques, abaque et tableaux présentés dans les annexes. En partant d'un cahier des charges nous avons pu déterminer des cahiers des charges pour différentes valeurs de puissances  $P_2$  allant de 1kW jusqu'à 20 kW. Cela nous permet de dimensionner la machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil, aussi de déterminer ses paramètres électriques et magnétiques.

Le choix de ces paramètres calculent est basé sur un calcul en boucle. En vérifiant à chaque étape les paramètres calculés auparavant.

# Chapitre III

*Modélisation*

*électromagnétique et  
thermique par éléments  
finis*

## Introduction

Les paramètres géométriques calculé dans le chapitre II nous permet de tracer la géométrie de la machine sur le logiciel F.E.M.M, qui nous aidera par la suite à calculer quelques paramètres de celle-ci, par ailleurs nous les comparerons à ceux trouver sur MATLAB. Or ce troisième chapitre sera consacré à citer les équations de Maxwell, ainsi les modèles (électromagnétique et thermique) de notre machine en suivant les hypothèses qui nous importe ; en fin on détaillera la méthode de résolution de ces modèles et les étapes à suivre pour l'utilisation de F.E.M.M.

### III.1. Équations et modèles

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques classiques sont régis par les quatre équations aux dérivées partielles de Maxwell et par les trois relations du milieu considéré [20].

### III.2. Equations de Maxwell

La première étape dans l'étude des problèmes physiques c'est l'établissement des équations qui le régissent. Pour établir ces équations, on fait appel aux équations de Maxwell qui font l'objet de cette partie. En effet, en démarrant des relations fondamentales de l'électricité et du magnétisme, Maxwell est arrivé à mettre en place quatre équations qui regroupent les deux domaines, c'est l'électromagnétisme [14]

$$\operatorname{div}\vec{D} = \rho \quad \text{Equation du flux magnétique} \quad (\text{III.1})$$

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad \text{Equation de maxwell-Faraday} \quad (\text{III.2})$$

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0 \quad \text{Equation de maxwell-Gauss} \quad (\text{III.3})$$

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad \text{Equation de Maxwell-Ampère} \quad (\text{III.4})$$

### III.3. 1.Relations du milieu

On distingue une relation magnétique qui exprime le lien entre le champ magnétique et induction magnétique (III.5) et entre le vecteur champ électrique et le vecteur déplacement électrique à travers la permittivité électrique (III.6) [7].

$$(\vec{B} = \mu\vec{H}) \quad (\text{III.5})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{III.6})$$

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (\text{III.7})$$

$\vec{B}_r$  : Vecteur induction rémanente [T];

$\mu = \mu_0 \mu_r$ : perméabilité magnétique absolue [H/m];

$\varepsilon_0$  : Permittivité diélectrique du vide [F/m];

$\varepsilon_r$ : Permittivité diélectrique du milieu;

$\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$ : Permittivité diélectrique absolue [F/m].

### III.3.2. Loi d'Ohm

La densité du courant  $J$  s'exprime sous plusieurs formes liées à la nature du milieu étudié. La loi d'Ohm généralisée :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma(\vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B}) \quad (\text{III.8})$$

Pour un milieu conducteur avec source :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \sigma\vec{E} \quad (\text{III.9})$$

Pour un milieu conducteur avec mouvement :

$$\vec{J} = \sigma(\vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B}) \quad (\text{III.10})$$

Ou  $\sigma$  : Conductivité électrique du milieu [1/Ωm];

$\vec{V}$  : vitesse linéaire [m/s];

$\vec{J}_s$ : Densité du courant de source [A/m<sup>2</sup>].

### III.3.3. Hypothèses simplificatrices

Tout travail de modélisation doit obligatoirement conduire à une représentation correcte de la physique des phénomènes.

L'équation électromagnétique à établir sera obtenue à partir des hypothèses simplificatrices, souvent utilisées lors du traitement des phénomènes électromagnétiques ;

Les courants de déplacement sont négligeables

$$\Rightarrow \frac{|J_d|}{|J_c|} = \frac{\varepsilon \cdot w}{\rho} = \frac{2\pi f}{\sigma} \ll 1$$

Donc on néglige la densité de courant de déplacement  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$  devant la densité de courant.

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad |\vec{J}_d| < |\vec{J}_c|$$

### III.7. Modèles électromagnétiques

Généralement un dispositif électromagnétique comporte plusieurs matériaux dont certains ont des caractéristiques non linéaires par ailleurs les phénomènes électromagnétiques varient fortement au sein de la structure, c'est pour cela que l'analyse de la structure complète en trois dimensions (3D) s'avère fastidieuse et coûteuse en terme de temps et de calcul, d'autre part l'analyse à une dimension (1D) est moins représentative. L'emploi des modèles à deux dimensions (2D) est particulièrement simple et efficace et son choix est réaliste. Et pour pouvoir effectuer une analyse significative sur les phénomènes électromagnétiques, il faudrait élaborer les modèles électromagnétiques sous forme d'équations aux dérivées partielles qu'on pourrait ensuite résoudre par différentes méthodes [20]. On aura donc à faire aux deux modèles, l'un est magnétostatique, l'autre est magnétodynamique.

#### III.7.1. Modèle magnétostatique

On suppose que le champ magnétique est produit par des sources indépendantes du temps. Le terme  $\frac{\partial}{\partial t}$  est alors nul et les champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{B}$  sont découplés. Par contre, on désire modéliser un objet parcouru par des courants non nuls.

. On obtient alors les équations suivantes :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{j}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

D'après l'équation (III.3) et pour que  $\vec{A}$  soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. On ajoute alors la condition :

$$\text{div} \vec{A} = 0$$

qui est la plus simple à mettre en œuvre. Mais cette condition, appelée jauge de Coulomb, n'est pas toujours la meilleure et peut être adaptée afin d'éviter quelques difficultés numériques auxquelles elle peut conduire [20]. On obtient donc le système d'équations :

$$\text{On aura : } \overrightarrow{\text{rot}} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} + \mu \vec{J}_S = 0 \quad (\text{III.11})$$

### III.7.2. Modèle magnétodynamique

Contrairement aux phénomènes statiques, les variations des grandeurs par rapport au temps sont différentes de zéro ( $\frac{\partial}{\partial t} \neq 0$ ). Vu la fréquence usuelle en électrotechnique, on négligera les courants de déplacement ( $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0$ ).

$$\overrightarrow{\text{rot}}(H) = \vec{J}_S + \overrightarrow{J}_{md} \quad (\text{III.12})$$

D'après (III.2), (III.3)

Auxquelles on ajoute les équations constitutives (III.5) (III.7) :

D'après l'équation (III.3), B dérive d'un potentiel vecteur A tel que :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} = \vec{B}$$

En combinant avec l'équation (III.2), on obtient :

$$E = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}(v) \quad (\text{III.13})$$

L'équation (III.13) donne alors la formulation en potentiel vecteur magnétique d'un système magnétodynamique:

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + \sigma \cdot \mu \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \mu \vec{J}_S \quad (\text{III.14})$$

C'est l'équation magnétodynamique en régime transitoire en terme de potentiel vecteur magnétique avec terme source et tenant compte des courants induits [20].

Dans le cas harmonique on a :  $\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = j\omega \vec{A}$

D'où :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}) + j\sigma\mu\omega\vec{A} = \mu\vec{J}_s \quad (\text{III.15})$$

### III.8. Modèle thermique de la machine

La conversion de l'énergie électromécanique dans les machines électriques s'accompagne de pertes (électromagnétiques et mécaniques) qui se transforment en énergie calorifique. Ceci se traduit par élévation de température à l'intérieur de la machine.

Dans le domaine de la thermique, on parle de transfert thermiques dès qu'un système présente deux espaces à température différentes, un transfert de chaleur prend naissance. Le problème est soit de réduire le transfert (isolation), soit de le canaliser (échangeur), soit de le transformer (machine thermique). Dans l'étude de transfert thermique, il y a lieu de distinguer trois grands points se rattachant chacun à un mode de transfert de chaleur particulier; la conduction, le rayonnement et la convection [31].

#### ➤ Conduction thermique

La conduction correspond à un transfert de chaleur entre deux points à l'intérieur d'un solide sous l'influence d'un gradient de température. Elle est régie par la relation de Fourier suivante [31]:

$$\Phi = -\lambda \overrightarrow{\text{grad}}(T) \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$\lambda$  : Conductivité thermique [w/m °K] ;

$\varphi$  : Vecteur densité de flux thermique [w/m<sup>2</sup>] ;

$T$  : Température [K°].

Le bilan énergétique local du matériau est donné par

$$\text{div}(\varphi) + q = \rho \cdot C_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (\text{III.17})$$

Où  $\rho$  est la masse volumique. Cette équation exprime le bilan énergétique local par une égalité entre la chaleur produite dans le matériau plus celle échangée avec l'extérieur et l'élévation de température (variation d'énergie interne). On peut alors écrire le problème thermique sous une forme plus compact [31]:

$$\operatorname{div}(-\lambda \cdot \operatorname{grad}(T)) + q = \rho \cdot C_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (\text{III.18})$$

### ➤ Convection

La convection thermique désigne les échanges entre une paroi et un fluide en mouvement lorsque les températures sont différentes. Si le mouvement du fluide est produit par une source extérieure (vent, pompe...) la convection est dite forcée [31].

En revanche, si le mouvement du fluide est produit par le champ de température, la convection est dite naturelle.

Le transfert par convection s'écrit sous la forme :

$$\varphi = h(T - T_a) \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$h$  : coefficient de convection [ $\text{W}/\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C}$ ] ;

$T_a$ : est la température ambiante du fluide loin de la surface d'échange.

### ➤ Rayonnement

Le rayonnement thermique correspond aux échanges de photons entre un système matériel et son environnement. Tous les corps perdent de l'énergie par rayonnement et en gagne par absorption du rayonnement ambiant. Ce mode de transfert, qui est par nature très différent des deux précédents (propagation sans support matériel), est régi par les lois de Planck, Stefan-Boltzman. En réalité, tout échange thermique s'effectue simultanément sous les trois modes de transfert. Lorsque l'un des modes est prédominant, on négligera évidemment les deux autres.

Le transfert par rayonnement s'exprime sous la forme suivante [31]:

$$\varphi = \varepsilon_e \cdot \sigma \cdot (T^4 - T_a^4) \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$\varepsilon_e$  : est le facteur d'émissivité du matériau ;

$\sigma$  : est la constante de Boltzman.

### III.8.1. Conditions aux limites

Les conditions aux limites pour la résolution de l'équation (III.18) sont de deux types ; Dirichlet ou Neumann.

#### ➤ Dirichlet

La condition aux limites de Dirichlet revient à imposer une valeur pour l'inconnue recherchée, ici la température, sur la frontière en question. C'est une condition isotherme [31].

$$T = T_0 \quad (\text{III.21})$$

#### ➤ Neumann

La condition aux limites de Neumann correspond à imposer une valeur pour le flux de l'inconnue recherchée sur la frontière en  $\Gamma_n$  question [31].

$$\varphi_{\Gamma_n} = \varphi_0 \quad (\text{III.22})$$

Pour une frontière adiabatique (isolée thermiquement) on posera  $\varphi_0 = 0$ .

### III.9. Méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des EDP, entre autres les méthodes analytiques et numérique, pour se qui concerne notre travail on s'intéresse à la méthode des éléments finis ;

### III.10. Définition de la méthode des éléments finis

D'une manière générale, cette méthode peut être définie comme une technique numérique d'approximation des solutions des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physiques et leurs conditions aux limites.

L'objectif de cette méthode est de remplacer un modèle décrit dans un espace continu par un modèle discret équivalent en utilisant une approximation simple des variables inconnues sur des sous domaines, pour transformer les équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébrique dont la résolution fournit une solution approchée du problème [7].

Une des originalités de la méthode des éléments finis réside dans le fait qu'elle est basée sur une formulation intégrale du phénomène analysé plutôt que la forme différentielle que représente l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites. Deux types de formulations existent :

- Formulation variationnelle ;
- Formulation résidus pondérés

### III.10.1. Formulation variationnelle

La formulation variationnelle est basée sur le principe de l'action Hamiltonienne qui stipule l'existence d'une fonctionnelle de type intégrale [7]. Elle s'exprime par :

$$F(A) = \int_{\Omega} L(A) d\Omega \quad (\text{III.23})$$

$L(A)$  : la fonction de Lagrange, qui est égale a la différence entre les énergie cinétique et potentielle du système.

$$L(A) = W_c - W_p \quad (\text{III. 24})$$

Avec  $W_c$  : Énergie cinétique ;

$W_p$  : Énergie potentiel.

### III.10.2. Formulation résidus pondérés

La formulation résidus pondérés est la plus utilisée que la formulation variationnelle, elle est appelée également projective, son principe est basé sur un théorème qui stipule que seul le vecteur nul est perpendiculaire à tous les vecteurs de l'espace.

Elle s'exprime par :

$$\int_{\Omega} R(A) \cdot \Psi_i \cdot d\Omega = 0 \quad (\text{III. 25})$$

$$R(A) = L(A) - f \quad (\text{III. 26})$$

Avec :  $L$  : Opérateur différentiel ;

$A$  : Inconnue du problème ;

$f$  : Fonction définis sur le domaine ( $\Omega$ );

$\Psi_i$  : Fonction de projection ou de pondération.

La méthode des résidus pondérés diffère selon le choix des fonctions de pondérations, parmi ces méthodes : la méthode de Galerkin qui consiste à utiliser les fonctions de pondération identiques aux fonctions de forme, pour obtenir un système algébrique symétrique dont la résolution devient relativement rapide.

### III.11. formulation élément finis d'un problème électromagnétique

La formulation élément finis d'un problème électromagnétique et généralement donnée par l'équation suivant :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = f(x) = \begin{cases} 0 & \text{Région non conductrice ;} \\ J_{sz} & \text{Région non conductrice filaire; (III. 27)} \\ \sigma \frac{\partial \vec{A}_z}{\partial t} + \vec{\nabla} V & \text{Région non conductrice massive.} \end{cases}$$

Avec  $A_z$  : Vecteur potentiel magnétique (en bidimensionnel le vecteur potentiel magnétique ne possède qu'une seule composante non nulle  $A_z$  ) ;

$J_{sz}$  : Courant de source ;

$v_B$  : Réductivité magnétique ;

$\sigma$  : Conductivité électrique.

#### III.11.1. Modèle magnétostatique

Pour un problème magnétostatique et dans un système de coordonnées cartésiennes, l'équation (III.27) s'écrira :

$$-\left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] = J_{sz} \quad (\text{III.28})$$

L'application de la méthode de résidus pondérés pour (III.28) nous donne :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left[ - \left( \frac{\partial}{\partial x} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) + J_{sz} \right] dx dy = 0 \quad (\text{III.29})$$

L'équation (III.29) peut s'écrire comme suit :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left[ - \left( \frac{\partial}{\partial x} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) \right] dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{sz} dx dy \quad (\text{III.30})$$

En appliquant le théorème de Green pour le premier terme intégral de l'équation (III.30), on aura :

$$\begin{aligned} \iint_{\Omega} \alpha_i \left[ \left( \frac{\partial}{\partial x} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) \right] dx dy = & - \iint_{\Omega} v_B \left( \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx dy + \\ & \int_{\Gamma} v_B \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

En tenant compte des conditions aux limites homogènes, le terme sur la frontière s'annule, c'est-à-dire :

$$\int_{\Gamma} v_B \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma = 0 \quad (\text{III.32})$$

Donc, compte tenu de (III.32) pour les conditions aux limites homogènes, la forme de l'intégrale (III.31) devient

$$\iint_{\Omega} v_B \left( \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot A_z dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{sz} dx dy \quad (\text{III.33})$$

En écriture condensée, l'équation (III.33) devient :

$$\iint_{\Omega} v_B (\vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_z) dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy \quad (\text{III.34})$$

Avec :

$$\vec{\nabla} A_z = \frac{\partial A_z}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial A_z}{\partial y} \vec{j} \quad \text{Et} \quad \vec{\nabla} \alpha_i = \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \vec{j}$$

En tenant compte du maillage triangulaire, l'équation (III.34) s'écrira :

$$\sum_{e=1}^{n_t} \left( \iint_{\Omega^e} v_B (\vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_z) d\Omega^e \right) = \iint_{\Omega^e} \alpha_i J_{sz} d\Omega^e \quad (\text{III.35})$$

Et en tenant compte aussi des nœuds des éléments élémentaires du maillage, le potentiel vecteur magnétique peut s'écrire comme suit :

$$A_z(x, y) = \sum_{j=1}^3 \alpha_j(x, y) \cdot A_{zj} \quad (\text{III.36})$$

Avec:  $i$  et  $j$  sont des entiers naturels

En remplaçant (III.36) dans (III.35), on aura:

$$\sum_{e=1}^{n_t} \left( \iint_{\Omega^e} (v_B \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla}) (\sum_{j=1}^3 \alpha_i \cdot A_{zj}) \right) d\Omega^e = \iint_{\Omega^e} \alpha_i J_{sz} d\Omega^e \quad (\text{III.37})$$

Le système matriciel obtenu dans (III.37) est de la forme :

$$[S] \cdot [A] = [F] \quad (\text{III.38})$$

Avec :

$$S_{ij} = \iint_{\Omega} v_B \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_{zj} dx dy \quad \text{Élément de la matrice de rigidité [S] ;}$$

$$F_{ij} = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{sz} dx dy \quad \text{Éléments du vecteur sollicitaire [F].}$$

$$\text{Et :} \quad \alpha_i = \begin{cases} \alpha_j(x, y) & \text{Si } i = j \\ 0 & \text{Si } i \neq j \end{cases}$$

### III.11.2 Modèle magnétodynamique harmonique

L'équation (III.27) s'écrira dans le plan  $[x, y]$  et en régime harmonique ( $j\omega \equiv \frac{\partial}{\partial t}$ ) comme suit :

$$- \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] + j\omega \sigma \cdot A_z = J_{sz} \quad (\text{III.39})$$

En basant sur les mêmes démarches que dans le cas d'un problème magnétostatique, on aura la forme intégrale suivante :

$$\sum_{e=1}^{n_t} \left( \iint_{\Omega^e} (v_B \vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla}) (\sum_{j=1}^3 \alpha_i \cdot A_{zj}) \right) d\Omega^e + j\omega \sigma \iint_{\Omega^e} \alpha_i (\sum_{j=1}^3 \alpha_i A_{zj}) d\Omega^e = \iint_{\Omega^e} \alpha_i J_{sz} d\Omega^e \quad (\text{III.40})$$

Le système matriciel (III.40) peut s'écrire comme suit :

$$[S] \cdot [A] + j\omega [M] \cdot [A] = [F] \quad (\text{III.41})$$

Avec :

$$S_{ij} = \iint_{\Omega} v_B (\vec{\nabla} \alpha_i \cdot \vec{\nabla} A_{zj}) dx dy \quad \text{Élément de la matrice de rigidité [S] ;}$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \sigma (\alpha_i \cdot \alpha_j) dx dy \quad \text{Élément de la matrice de masse [M] ;}$$

$$F_{ij} = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{sz} dx dy \quad \text{Éléments du vecteur sollicitaire [F].}$$

### III.11.3. Modèle thermique

La résolution par élément finis de l'équation de la chaleur (III.18) consiste à résoudre le système matriciel donnée par la relation (III.42) [18].

$$[M]\{\dot{T}\} + [K]\{T\} = \{F\} \quad \text{(III.42)}$$

### III.12. Résolution

La résolution des systèmes matriciels obtenue est l'étape la plus importante de la méthode des éléments finis, elle s'effectuera sur un logiciel de calcul par élément finis (F.E.M.M) qu'on va présenter ci-dessous.

### III.13. Présentation de F.E.M.M

Le logiciel **F.E.M.M version 3.3** (Finite Element Methode Magnetic) comporte une série de programmes permettant de résoudre les problèmes d'électromagnétisme à basses fréquences dans des domaines plans et axisymétrique bidimensionnels. Ce logiciel ; développé par David Meeker, est disponible gratuitement sur internet [15]. Le logiciel se compose de trois programmes essentiels qui sont définis comme suit :

#### III.13.1. Préprocesseur

La première des fonctions du préprocesseur est la description de la géométrie de l'appareil que l'on veut étudier. Dans la plupart des logiciels, cette opération est programmée suivant le principe d'un jeu de construction. À partir des points dont les coordonnées sont entrées au clavier, on définit des lignes (qui peuvent être des segments de droite ou des arcs de courbe) et l'on décrit des régions comme des parties de domaine délimitées par ces lignes. À chaque région est attribué un matériau extrait d'une base de données [20].

Les fonctions du préprocesseur:

### III.13.1.1. Définition du problème

La toute première étape est la définition de problème qui comprend les quatre éléments importants [3]:

Probdef (50,"millimètres","planar",1e-8,(247.3)) ;

Type : Le type de problème à traiter (plan, axisymétrique) ;

Unité : Définir l'unité utilisée dans l'étude (millimètre ; mètre...etc.) ;

Fréquence : elle vaut 0 si le problème est magnétostatique;

Profondeur : La longueur de la machine à étudier.

### III.13.1.2 Construction de la géométrie

La géométrie de la machine doit être toute réalisée en déclarant tous les paramètres géométriques qui la constituent (points, segments, arcs).

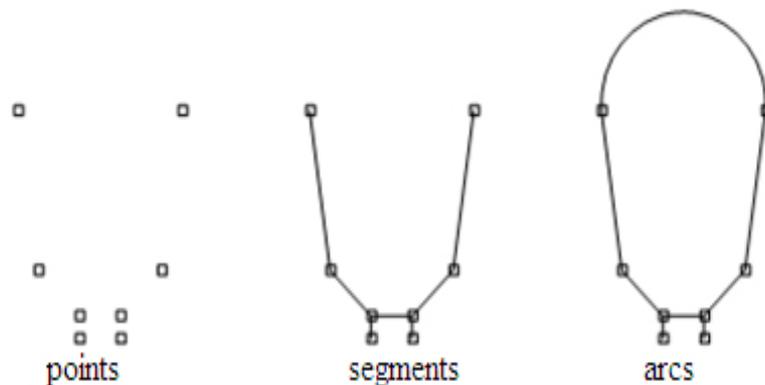


Fig.III.1 : Exemple de construction d'une encoche statorique

### III.13.1.3. Condition aux limites

La résolution des équations de Maxwell, ainsi que les équations aux dérivées partielles tiennent compte des conditions aux limites associées aux problèmes étudiés et aussi des relations de passage d'un milieu à un autre (condition de continuité).

➤ **Condition de type DIRICHLET**

Dans ce cas, le vecteur magnétique est constant sur la frontière, ce qui veut dire que l'induction magnétique est parallèle à ce contour qui présente alors une équipotentielle.

$$H=H_0 \quad (\text{III.43})$$

$$H_0= C^{\text{ste}}$$

➤ **Condition de type NEUMANN**

On la trouve sur les plans ou les axes d'antisymétries magnétiques par exemple les axes inter polaires, sur cette frontière les lignes de l'induction magnétique sont normales de même lorsque ce type de condition aux limites apparait sur des axes d'antisymétries le maillage est limité à une portion du domaine. La condition de Neumann s'écrit sous la forme suivante:

$$\frac{\partial \Psi}{\partial n} = H_0 \quad (\text{III.44})$$

➤ **Condition mixte (Dirichlet et Neumann)**

Cette condition est appelée aussi condition mixte de Cauchy ou Robin. C'est une combinaison de deux conditions aux limites de type Dirichlet et Neumann, elle s'exprime comme suit :

$$a \frac{\partial \Psi}{\partial n} + bU = c \quad (\text{III.45})$$

Avec: a, b et c: des constante.

**Remarque :** Il est important de signaler que les conditions aux limites ont pour but de délimiter la région du flux à analyser et de réduire le domaine d'étude au minimum possible. Dans notre étude il est à signaler qu'aucune ligne de flux ne pourra traverser les conditions aux limites qu'on va définir préalablement. La condition limite  $A_z = 0$  est définie dans le problème. Cette condition limite est assignée à la carcasse de la machine [3].

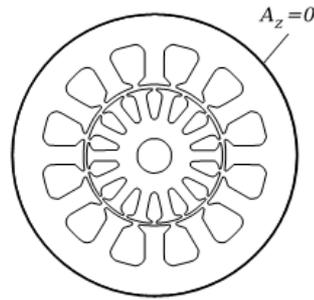


Fig. III.2 : Condition limite assignée à la périphérie externe du stator

#### III.13.1.4. Matériaux

Les matériaux des objets qui forment la structure doivent être définis. Ils peuvent être de nouveaux matériaux, convenablement définis pour cette analyse, comme ils peuvent être choisis parmi une bibliothèque de matériaux intégrée dans le logiciel.

Une étiquette est définie pour chaque objet constituant la machine. Puis, le matériau approprié est assigné à l'objet. Par exemple : le fer est assigné au rotor, le stator et l'arbre, le cuivre est assigné aux enroulements de stator (intérieur des encoches), l'aluminium est assigné aux barres de rotor et de l'air est assigné à l'espace entre fer [15].

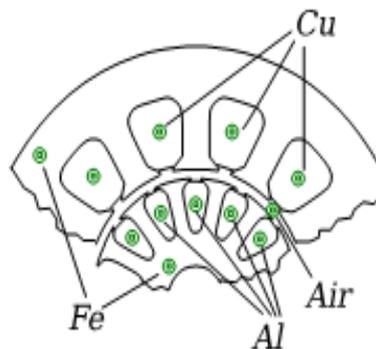


Fig. III.3 : Les étiquettes et Matériaux de simulation

#### III.13.1.5 Sources de courant

Le courant est imposé et injecté dans les enroulements en les définissant d'abord.

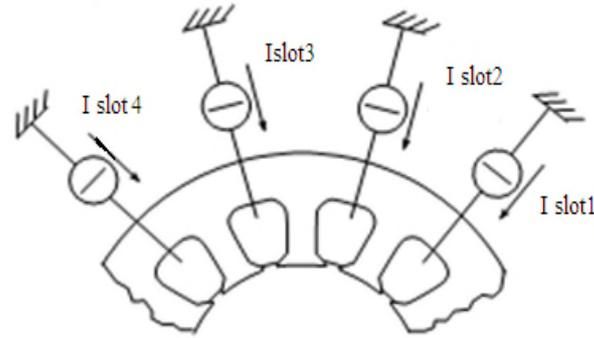


Fig. III.4 : Circuits externes connectés aux enroulements

### III.13.1.6. Groupes

Plusieurs objets peuvent être définis pour appartenir au même groupe, affecté par un même numéro d'identification. Le groupe peut également contenir un objet seulement. La définition de groupe est utile quand l'analyse automatique est adoptée.

### III.13.1.7. Maillage

Le maillage est l'opération qui consiste à définir un domaine  $\Omega$ , puis le subdiviser en plusieurs sous domaines  $\Omega_e$  de forme polygonale simple appelés (éléments). Ces éléments sont repérés par les coordonnées de leurs sommets qu'on appelle « nœuds ».

L'élément triangulaire est le plus utilisé pour les problèmes 2D, vu qu'il présente des expressions simples à manipuler, et vu qu'il s'adapte aux géométries les plus complexes, le maillage ne doit pas être inutilement fin, car plus le maillage est fin, plus le calcul est couteux. On doit donc chercher un compromis entre la finesse de la représentation géométrique et le cout du calcul.

### III.13.2. Solutionneur (fkerne .exe)

Le solutionneur prend en considération le problème complètement défini et résout les équations de MAXWELL appropriées pour obtenir des valeurs du potentiel magnétique à travers tout le domaine d'étude [15].

### III.13.3. post processeur

C'est une interface graphique qui permet de traiter les résultats fournis par le solveur dans les différentes régions, le programme permet aussi à l'utilisateur d'inspecter le champ dans n'importe quel point de la structure [15].

### III.14. Méthodes de calcul des forces magnétiques

Les forces magnétiques jouent un rôle déterminant dans le fonctionnement de tout système électromagnétique, mécanique en termes de déplacement ou de déformation. Les lois physiques de l'électromagnétisme donnent une réponse simple à ce sujet, tant que l'on ne considère pas les matériaux ferromagnétiques.

La force d'origine électromagnétique est déterminée en utilisant principalement les méthodes suivantes [25]:

Méthode de la variation de l'énergie et co-énergie magnétique ;

Méthode des travaux de virtuels ;

Force de Lorentz ;

Tenseur de Maxwell.

Dans notre travail on s'intéresse à la variation de l'énergie et au tenseur de Maxwell.

#### III.14.1. Notion de l'énergie et de la co-énergie magnétique

Pour représenter ces deux notions d'énergie, on trace la courbe de l'induction magnétique en fonction de champ magnétique [25].

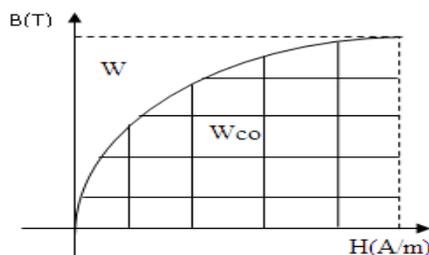


Fig.III.5. Caractéristiques de  $B=f(H)$

L'énergie est représentée par la surface délimitée par la courbe  $B=f(H)$  et l'axe des ordonnées (B).

La co-énergie est représentée par la surface délimitée par la courbe  $B=f(H)$  et l'axe des abscisses (H).

$$W = \int_V \left[ \int_0^B H dB \right] dV \quad (\text{III.46})$$

$$W_{co} = \int_V \left[ \int_0^H B dH \right] dV \quad (\text{III.47})$$

$V$  : domaine d'étude

### III.14.2. Tenseur de Maxwell

Dans les milieux non parcourus par des courants, les forces et les couples peuvent être calculés par l'application du tenseur de Maxwell. Ce dernier définit les forces directement du champ magnétique [25].

$$F = \oint_s \left[ (\vec{B}_r \vec{H}_z) \cdot \vec{t} + \frac{1}{2} \left( \frac{2}{2\mu_0} B_r^2 - \mu_0 H_z^2 \right) \cdot \vec{n} \right] d\Omega \quad (\text{III.48})$$

$\vec{B}_r$ : Est la composante normale de l'induction magnétique.

$\vec{H}_z$ : Est la composante tangentielle du champ magnétique.

$\vec{n}$ : Est la normale extérieure à la surface d'intégration,

$\vec{t}$ : Le vecteur unitaire tangent à la surface d'intégration.

$s$  : La surface d'intégration contenant le milieu où la force doit être calculé.

### Conclusion

Le but principal de ce chapitre est de définir les deux modèles électromagnétiques et thermiques, qui seront notre domaine d'étude, ces derniers sont étudiés avec le logiciel F.E.M.M. qu'on a bien exposé.

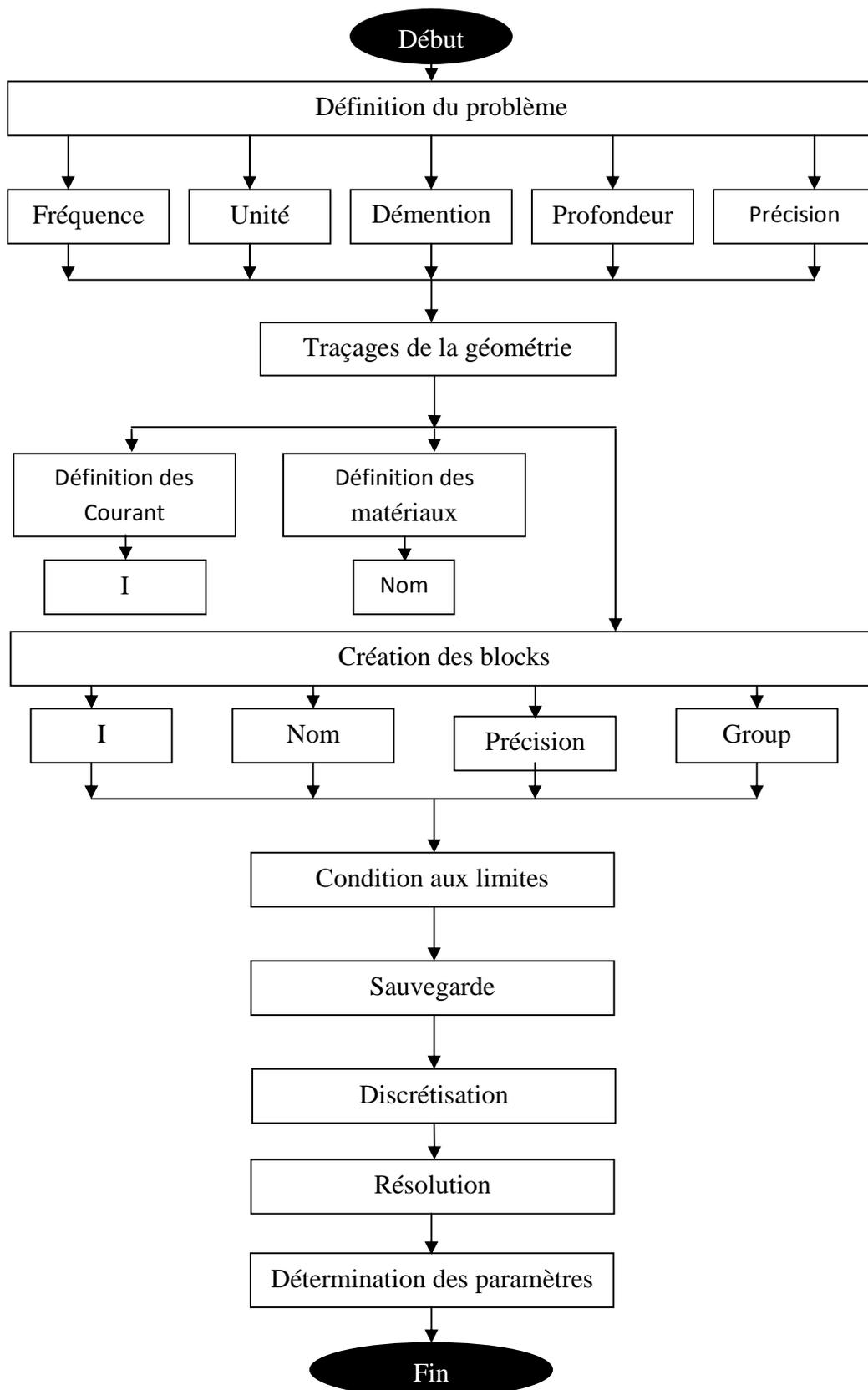


Fig. III.6. Organigramme générale du programme F.E.M.M

# Chapitre IV

*Analyse et interprétation  
des résultats*

## Introduction

Dans ce chapitre on présentera les résultats de simulation obtenue sous MATLAB aussi on effectuera deux essais de simulation sous FEMM ; un essai à vide en faisant varier le courant de magnétisation (calcul magnétostatique) et un essai à rotor bloqué en faisant varier la fréquence (calcul magnétodynamique), à partir de ces deux essais, les paramètres du circuit équivalent du moteur seront obtenus et comparer avec celle trouver sous MATLAB.

En fin on va présenter une étude thermique qui décrit l'évolution de la température dans la machine.

### IV.1. Résultats de simulation MATLAB

Les résultats de simulation sous environnement MATLAB sont sur le tab. IV.1 présenté ci-dessous.

$P_2=15 \text{ kW}$	$k_b=0.91$	$x_2'=1.4444 \Omega$
$N_s=1500\text{tr/mn}$	$S_e=2.7886 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$	$I_0=5.4146 \text{ A}$
$V_1=220 \text{ V}$	$k_r=0.7396$	$\text{Cos}\varphi_0=0.1277$
$f=50 \text{ Hz}$	$l_2=0.2468 \text{ m}$	$r_m=3.6205 \Omega$
$m=3$	$t_2=0.0137 \text{ m}$	$x_m=39.2125 \Omega$
$p=2$	$I_2=344.2674 \text{ A}$	$C_n=101.2545 \text{ N.m}$
$\text{Cos}\varphi=0.887$	$q_c=1.3771 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$	$C_{\max}=128.07545 \text{ N.m}$
$\eta=0.88$	$b_{z2}=0.0057 \text{ T}$	$B_{z1}=1.6 \text{ T}$
$\tau_p=0.1138 \text{ m}$	$J_2=2.5 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$	$B_{z2}=1.8 \text{ T}$
$S_t=18.678\text{kVA}$	$D_{\text{moy}}=0.1126 \text{ m}$	$h_c=0.0264 \text{ m}$
$k_e=0.9735$	$B_c=1 \text{ T}$	$h_n=0.0279 \text{ m}$
$B_\delta=0.7254 \text{ T}$	$B_n=0.9471 \text{ T}$	$L_n=0.1929 \text{ m}$
$A=3.2138\text{e}004 \text{ A/m}$	$F_\delta=349.0946 \text{ At}$	$L_c=0.0487 \text{ m}$
$\Omega_s=157.0796 \text{ rad/s}$	$k_e=0.9753$	$p_{\text{acpr}}=313.2436 \text{ W}$
$q=3.5$	$b_{z1}=0.0044 \text{ T}$	$p_{\text{sur1}}=1.1962 \text{ W}$
$t_1=0.0095 \text{ m}$	$F_{\text{tot}}=554.1770 \text{ At}$	$p_{\text{sur2}}=9.7914 \text{ W}$
$I_1=29.2 \text{ A}$	$I_\mu=5.3702 \text{ A}$	$p_{\text{acsup}}=89.5750 \text{ W}$

$\lambda=1.0038$	$r_1=0.3026 \Omega$	$p_{ac}=402.8186 \text{ W}$
$N_1=84$	$r_2=1.0437 \cdot 10^{-4} \Omega$	$p_{mec}=116.9989 \text{ W}$
$Q_m=0.0126 \text{ Wb}$	$r_2'=0.2987 \Omega$	$p_{supn}=84.9289 \text{ W}$
$J_1=5.6586 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$	$x_1=1.7540 \Omega$	$v_i=13.8982$
$q_{eff}=2.5639 \cdot 10^{-6}$	$x_2=6.9295 \cdot 10^{-4} \Omega$	$k_i=0.8537$

Tab. IV.1. résultat de simulation

- Caractéristiques d'un moteur asynchrone à cage d'écuriel pour  $P_2 = 15 \text{ kW}$

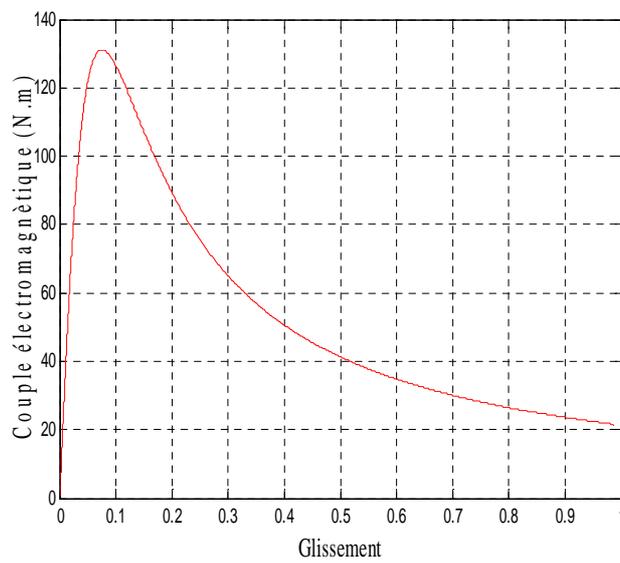


Fig. IV.1. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement

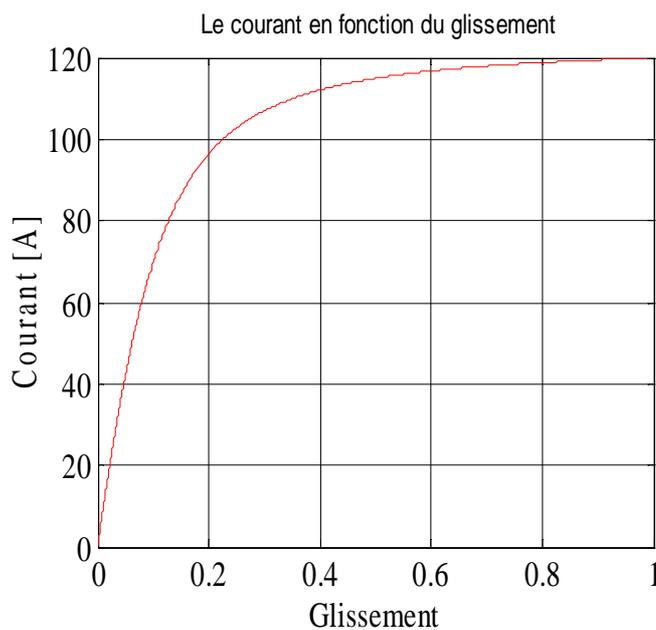


Fig. IV.2. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

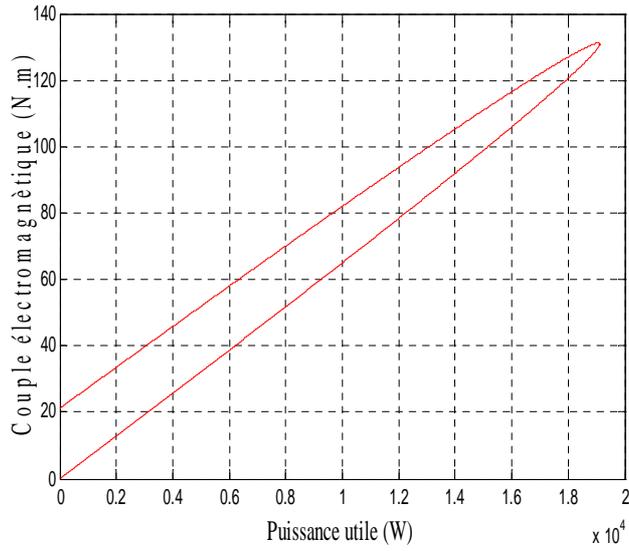


Fig. IV.3. Evolution du couple électromagnétique en fonction de la puissance

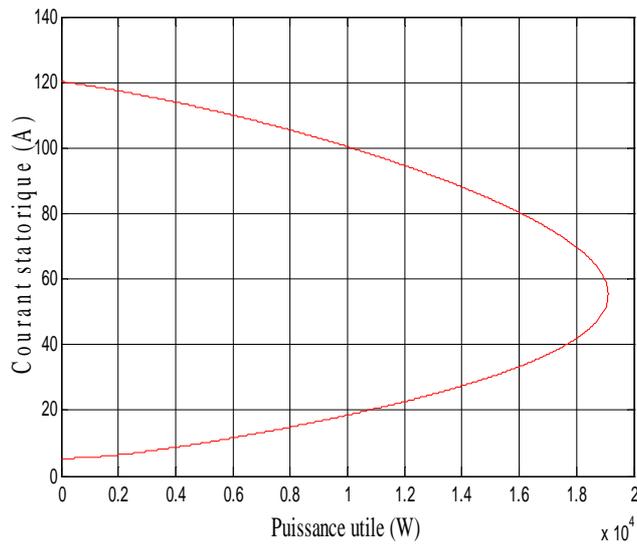


Fig. IV.4. Evolution du courant absorbé en fonction de la puissance utile

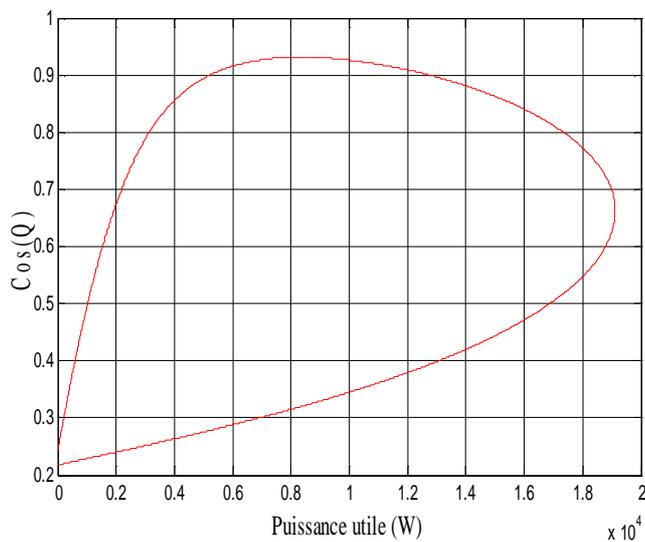


Fig. IV.5. Evolution du facteur de puissance en fonction de la puissance

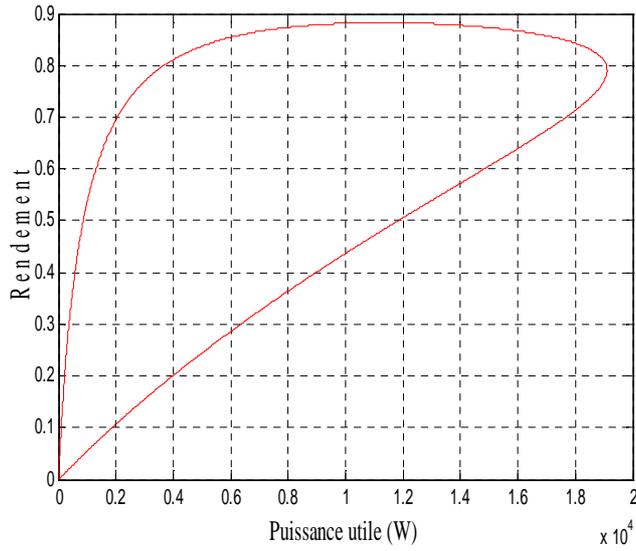


Fig. IV.6. Evolution du rendement en fonction de la puissance utile

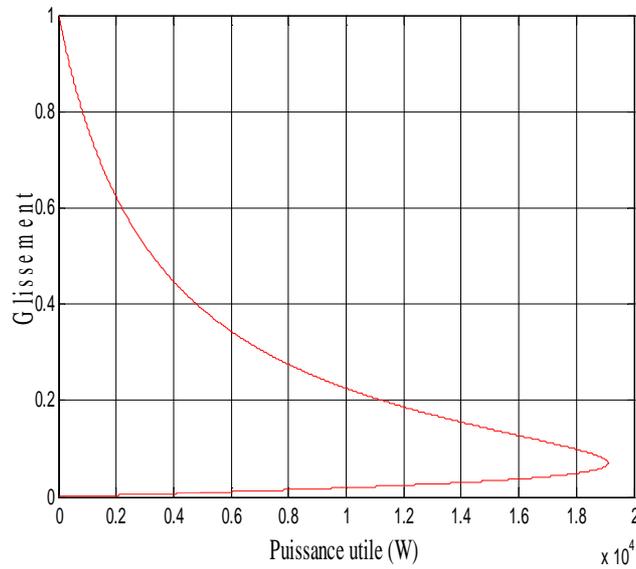


Fig. IV.7. Evolution du glissement en fonction de la puissance utile

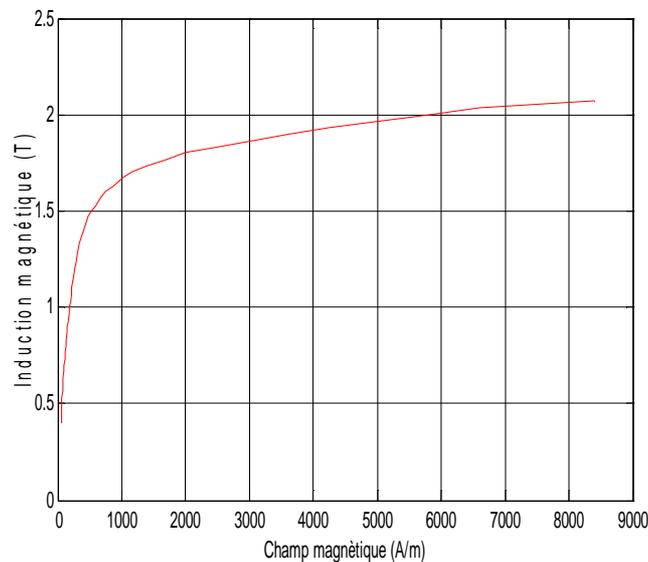


Fig. IV.8. Caractéristique magnétique du fer statorique et rotorique

## IV.2. Exploitation et interprétation des résultats

Afin de mieux voir le fonctionnement du moteur obtenu, nous avons représenté les caractéristiques de la MAS.

- Le courant absorbé  $I_l$  part d'une valeur  $I_{l0}$  relativement forte, 25 à 30 % du courant nominal. Il augmente proportionnellement au glissement et il atteint sa valeur nominale au fonctionnement nominal ( $g = g_n$ ), ensuite il atteint une valeur maximale pour  $g = 1$ .
- Le facteur de puissance  $\cos \varphi$  est faible à vide, il augmente avec  $g$ , passe par son maximum au voisinage du fonctionnement nominal, puis il diminue pour retrouver à l'arrêt une valeur assez faible.
- Le couple électromagnétique  $C_{em}$ , nul à vide, croît à peu près proportionnellement à  $P_u$  pour les faibles valeurs de  $g$ . Il passe par son maximum pour un glissement un peu plus fort que celui donnant  $P_{u_{max}}$ , ensuite il diminue pour arriver au couple électromagnétique de démarrage lorsque  $g = 1$ , (18 % du couple maximal).
- Le glissement  $g$  part d'une valeur très faible et augmente d'abord à peu près linéairement en fonction de la puissance utile, il passe par son maximum à un point correspondant à  $P_{u_{max}}$  (à la limite de la zone stable) un peu plus élevé que le point du glissement nominal, ensuite il augmente inversement proportionnelle à  $P_u$  pour atteindre sa valeur maximal  $g = 1$  à l'arrêt.
- Le rendement  $\eta$  part de zéro à vide et croît avec  $P_u$  suivant une caractéristique ayant à peu près la même allure, pour atteindre sa valeur maximal au voisinage du fonctionnement nominal, puis il diminue de plus en plus rapidement pour redevenir nul à l'arrêt.
- L'aimantation du fer (2013 norme russe), utilisée pour le stator et pour le rotor Fig.IV8. Cette courbe présente une saturation pour des valeurs de l'induction magnétique  $B$  proches de 2(T).

### IV.3. Tracer de la Structure étudiée

Pour une représentation sous FEMM on aura besoin des données suivantes:

$h_{i2}'=0.3$ mm	$h_2=0.3$ mm	$d_{ii}=62.6$ mm
$h_{i2}=0.7$ mm	$N_e=84$ mm	$d_2=6.9$ mm
$d_{1r}=3.2$ mm	$h_{ii}=0.5$ mm	$l_i=247.3$ mm
$d_{2r}=7.1$ mm	$b_{ii}=0.61$ mm	$Z_1=42$
$h_{1r}=21.3$ mm	$U_c=24$ mm	$Z_2=33$
$h_{2r}=1.6$ mm	$d_e=272$ mm	$d_1=11.9$ mm
$b_{i2}=1.5$ mm	$d=144.8$ mm	$d_2=144.3$ mm
$h_{e2}=27.4$ mm	$h=160$ mm	$I_1=29.2$ A
$h_{e1}=37.1$ mm	$h_1=33.5$ mm	$I_0=5.4183$ A

Tab. IV.2. donnée pour le tracer de la géométrie

La structure étudiée et une machine a double couche comme le montre la Fig. IV.9

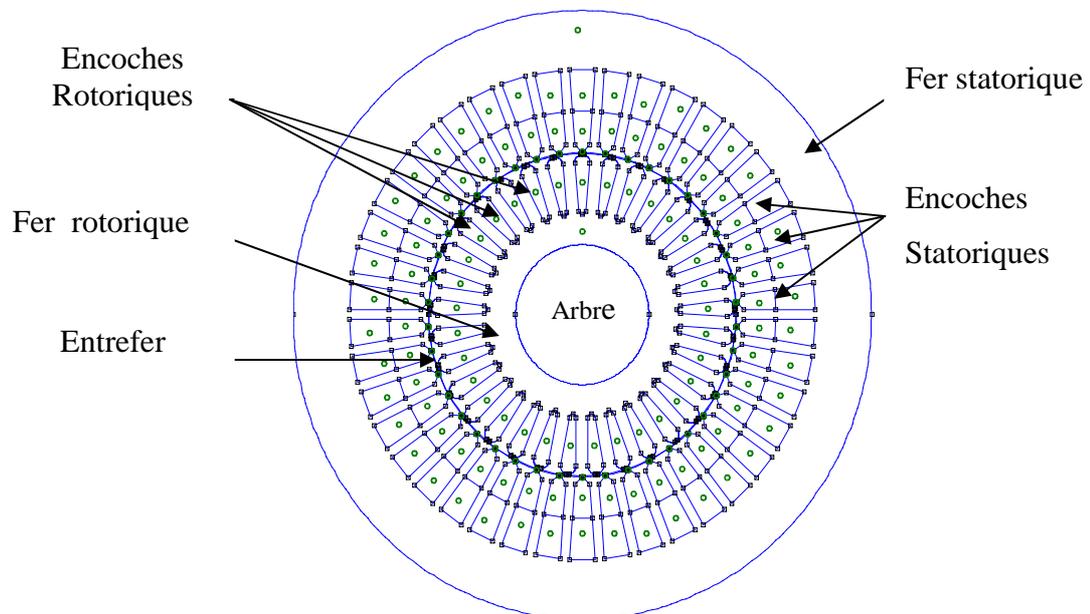


Fig. IV.9. Structure de la machine étudiée

- Le bobinage de la machines et représenté sur la Fig. IV.10.

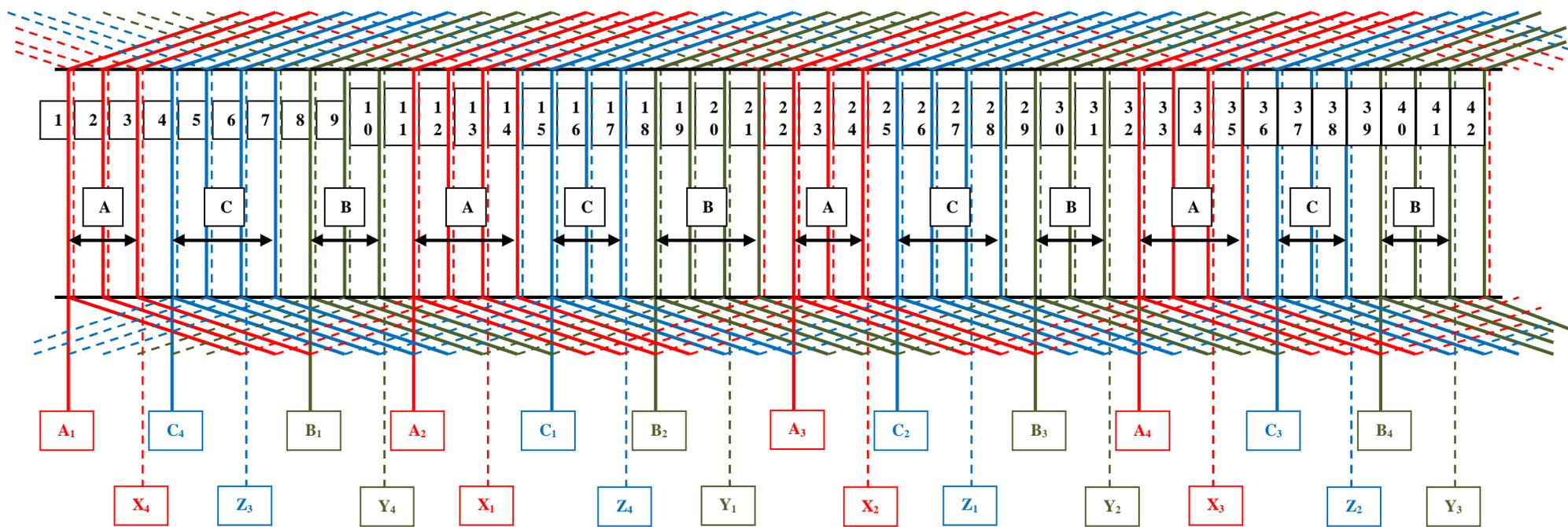


Fig. IV.10. Représentation panoramique des enroulements de la machine

#### IV.4. Circuit équivalent ramené au stator

Pour la détermination des paramètres du circuit équivalent on effectue deux essais à vide et à rotor bloqué :

Soit le circuit électrique équivalent montré par la fig. IV.11;

Où :

$R_s$  ( $\Omega$ ) : Résistance du stator ;

$L_{fs}$  (H) : Inductance de fuite du stator ;

$R_r$  ( $\Omega$ ) : Résistance du rotor ramenée au stator ;

$L_{fr}$  (H) : Inductance de fuite du rotor ;

$L_m$  (H) : Inductance de magnétisation ;

$R_0$  ( $\Omega$ ) : Résistance de magnétisation ;

$I_s$  (A) : Courant statorique ;

$I_r$  (A) : Courant rotorique ;

$I_m$  (A) : Courant de magnétisation ;

$g$  : Le glissement.

Les paramètres  $L_{fs}$  et  $R_s$  sont déterminés par des essais expérimentaux ou par un calcul analytique [3,23].

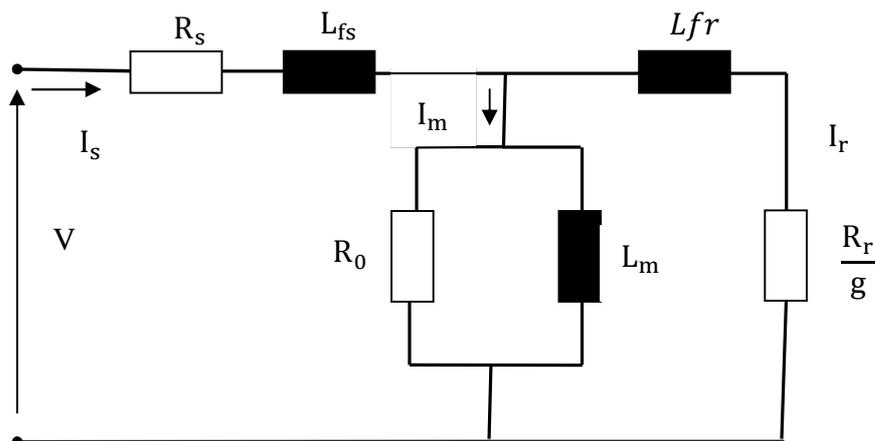


Fig. IV.11. Circuit électrique équivalent d'un moteur asynchrone à cage.

Dans ce circuit, l'inductance de magnétisation est considérée non linéaire en fonction du courant de magnétisation et les paramètres  $L_{fr}$  et  $R_r$  sont aussi considérés non linéaires en fonction de la fréquence rotorique [3, 29, 24].

## IV.5. Essai à vide

Le principal but de l'essai à vide est le calcul des paramètres correspondant qui seront utilisés dans le circuit équivalent. Les simulations sont effectuées à la fréquence nulle, en prenant le rotor comme référence du travail. Ce qui correspond à un glissement  $g$  nul. Les courants statorique sont imposés et le comportement non linéaire de l'inductance de magnétisation est déterminé, ainsi que le comportement de la résistance représentant les pertes fer. En faisant varier le courant statorique. La caractéristique non-linéaire du fer a été utilisée dans la simulation. Ainsi, une série de simulations dans le domaine magnétostatique est effectuée [3, 29].

### IV.5.1. Discrétisation de la machine

L'opération du maillage avec FEMM est très simple, car elle se fait automatiquement. Après avoir enregistré la structure déjà construite dans la partie préprocesseur, on exécute le programme auxiliaire de triangulation, Voir la figure suivante.

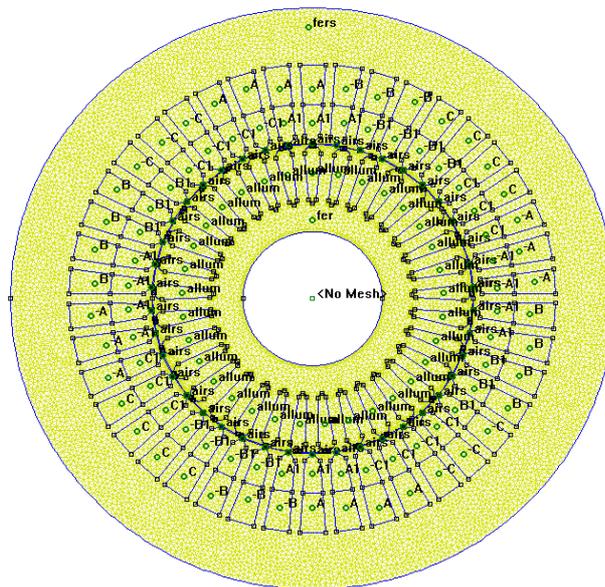


Fig. IV.12. Maillage de la machines étudiée

### IV.5.2. Tracé des iso-potentiel vecteur

Il s'agit en fait d'un tracé des lignes de champ pour une position fixe du rotor.

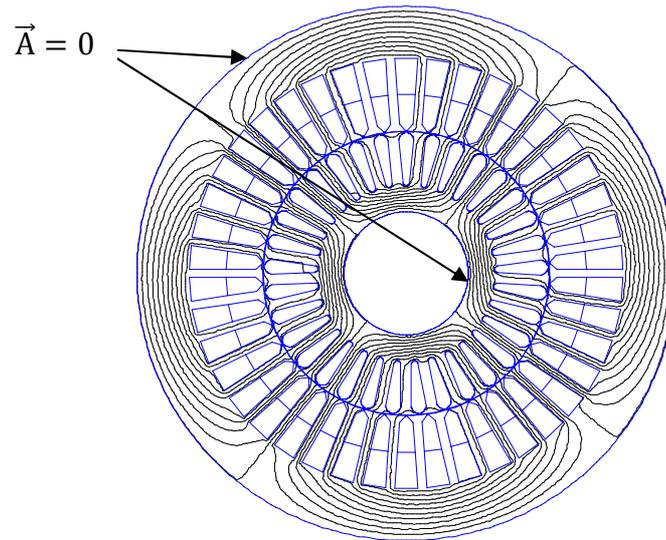


Fig. IV.13. Répartition de la densité du flux magnétique durant l'essai à vide

### IV.5.3. Flux magnétique

Dans le cas de linéarité de la caractéristique  $B=f(H)$  de fer, le flux magnétique se traduit par :  $\varphi_b = \varphi_c = -\frac{\varphi_a}{2}$  [29].

Quand la saturation est prise en compte, Le flux magnétique de magnétisation est approximé comme [29]:

$$\varphi_{\text{moy}} = \frac{2}{3} \left( \varphi_a - \frac{\varphi_b}{2} - \frac{\varphi_c}{2} \right) \quad (\text{IV.1})$$

Où :  $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$  sont respectivement les flux magnétiques engendrés par les phases A, B, C.

### IV.5.4. Énergie magnétique

Le calcul de l'énergie magnétique total est donné par la relation (III.50), elle ne peut pas être utilisée. Sa valeur devient faible avec la saturation et ne peut plus être utilisée pour le calcul de l'inductance de magnétisation. Par contre l'énergie apparente :

$$W_{AJ} = \int_V \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} \, dV \quad (\text{IV.2})$$

Peut être utilisée pour estimer l'inductance de magnétisation de la machine [29]

Avec :

$W_{AJ}$  : Intégrale de (A.J) [J] ;

$A$  : Potentiel vecteur [Wb/m] ;

$J$  : Densité de courant [A/mm<sup>2</sup>].

Aussi : 
$$W_{AJ} = W + W_{co} \quad (IV.3)$$

Avec  $W_{co}$  : Est la Co-énergie magnétique exprimée par la relation (III.51).

#### IV.5.5. Calcul de l'inductance de magnétisation

À partir de l'intégrale de (A.J)

$$L_m = \frac{2}{3} \frac{W_{AJ}}{I_0^2} \quad (IV.4)$$

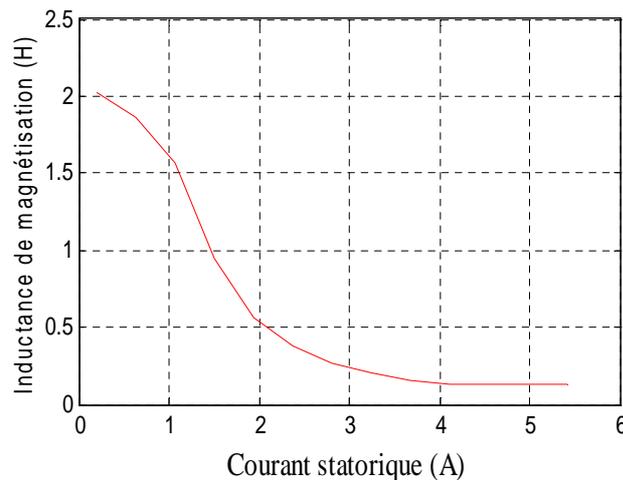


Fig. IV.15. Inductance de magnétisation en fonction du courant statorique

#### IV.6. Essai à rotor bloqué

Ces essais sont effectués en supposant un rotor bloqué et en imposant un courant constant dans les encoches statorique. Une série de simulation est effectuée à fréquence variable de telle manière à voir la dépendance des paramètres du rotor sur la fréquence de fonctionnement. Dans ces simulations, le fer est supposé être linéaire, l'inductance de magnétisation correspondante du circuit équivalent de la figure (IV.21) est fixée à sa valeur linéaire.

Cette hypothèse n'affecte pas le calcul, puisque l'objectif principal est de calculer les paramètres du rotor [3]. La fréquence de simulation est la fréquence rotorique  $f_r = g \cdot f_s$  l'étude magnéto-dynamique est effectuée [3, 29].

### IV.6.1. Énergie magnétique

En utilisant les mêmes expressions que dans l'essai à vide on calcul respectivement les quantités : énergie magnétique totale, co-énergie et énergie apparente, les figures IV.16 et IV.17 montre respectivement l'énergie et la co-énergie magnétique.

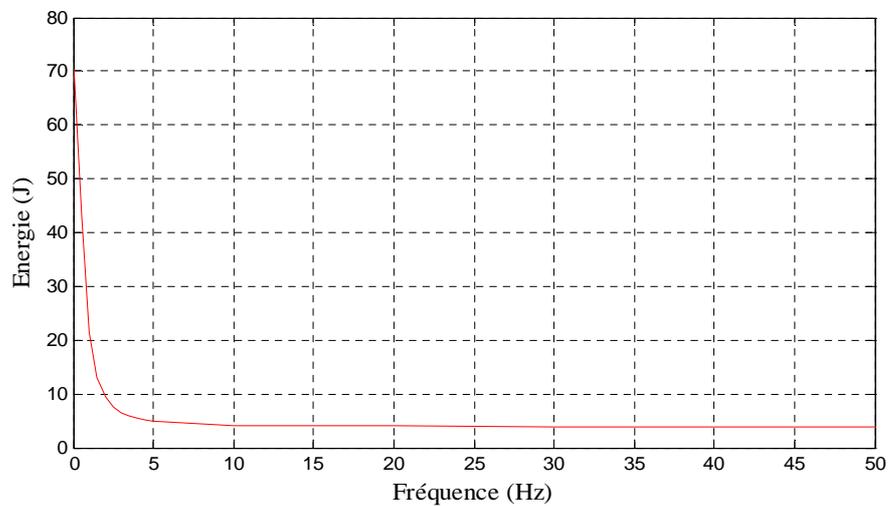


Fig. IV.16. Énergie magnétique en fonction de la fréquence

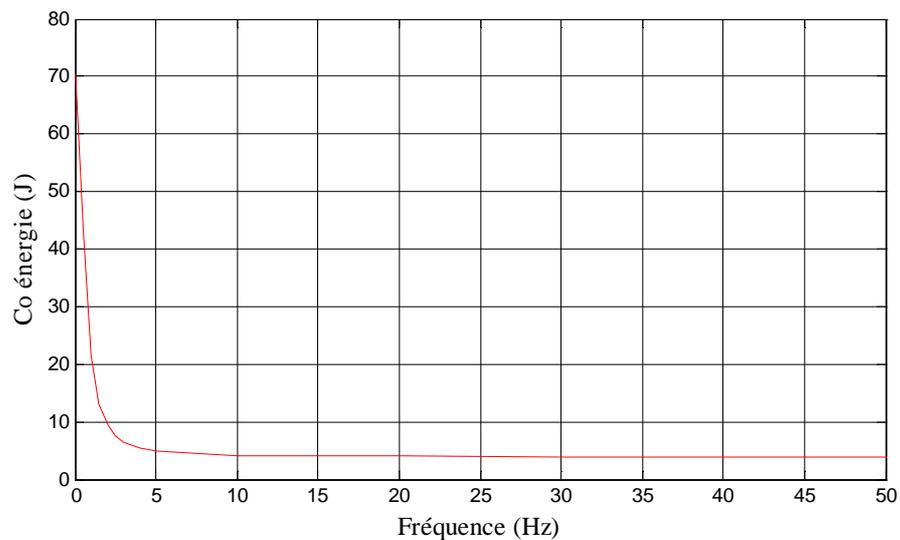


Fig. IV.17. Co-énergie magnétique en fonction de la fréquence

### IV.6.2. Couple électromagnétique

En sélectionnant le rotor, le couple est calculé à partir du tenseur de Maxwell [29, 21].

$$T = L_s \oint_{\text{entrefer}} \frac{B_r \cdot B_\theta}{\mu_0} dl \quad (\text{IV.5})$$

Avec:

T : Couple ;

$B_r$  : Induction radiale dans l'entrefer ;

$B_\theta$  : Induction tangentielle dans l'entrefer ;

$\mu_0$  : Perméabilité du vide.

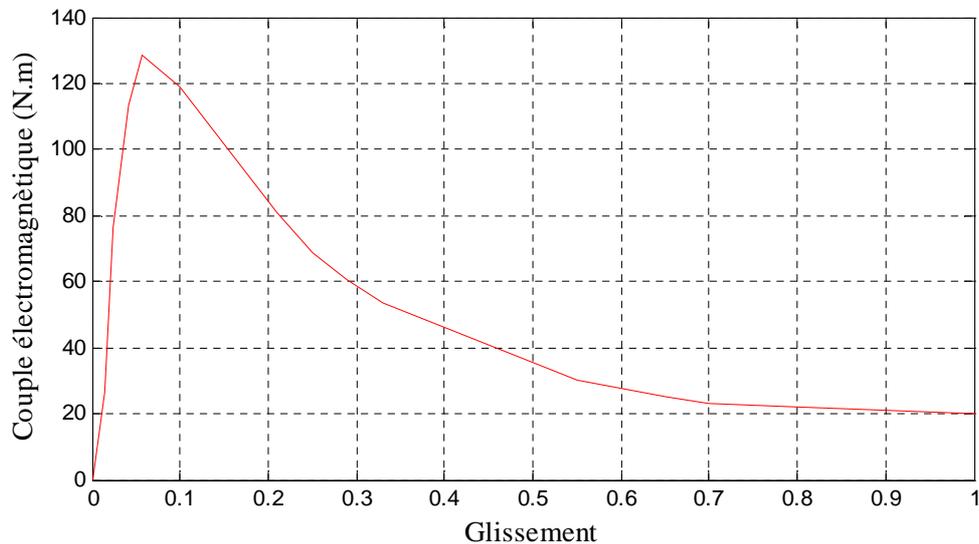


Fig. IV.18. Couple électromagnétique en fonction de glissement

- Notons que l'allure du couple électromagnétique en fonction du glissement trouvé sur F.E.M.M est identique à celle obtenue sur MATLAB, ce qui nous permet de valider notre programme.

### IV.6.3. Paramètres rotoriques

La figure IV.19 et IV.20 montrent les paramètres du rotor qui sont déterminés à partir d'une simulation à rotor bloqué correspondant à chaque fréquence de fonctionnement  $f_r$ .

Les paramètres équivalents sont calculés comme [3, 23, 29], la résistance équivalente est calculée à partir des pertes Joule rotorique

$$R_{eq} = \frac{P_{jr}}{3I^2} \quad (IV.6)$$

L'inductance équivalente est calculée à partir de l'énergie magnétique.

$$L_{eq} = \frac{2W_m}{3I^2} \quad (IV.7)$$

Où I: courant efficace utilisé durant la simulation.

#### IV.6.4. Calcul d'inductance

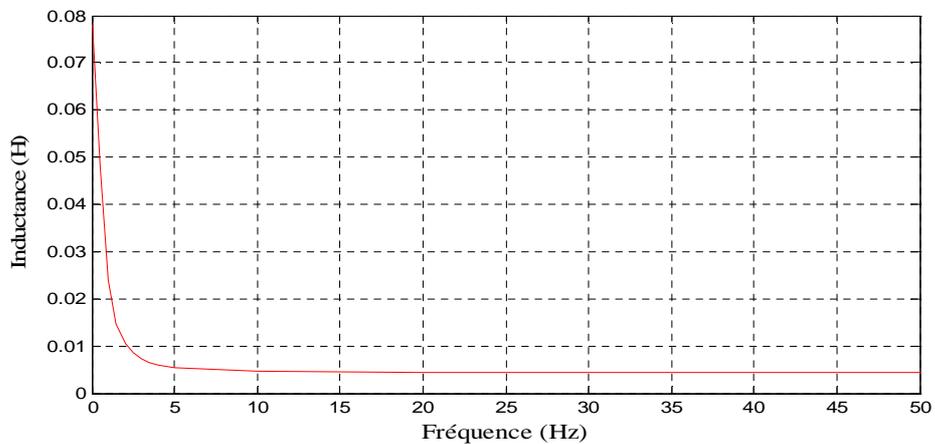


Fig. IV.19. Inductance rotorique obtenue à partir de la simulation à rotor bloqué

#### IV.6.5. Calcul de la résistance

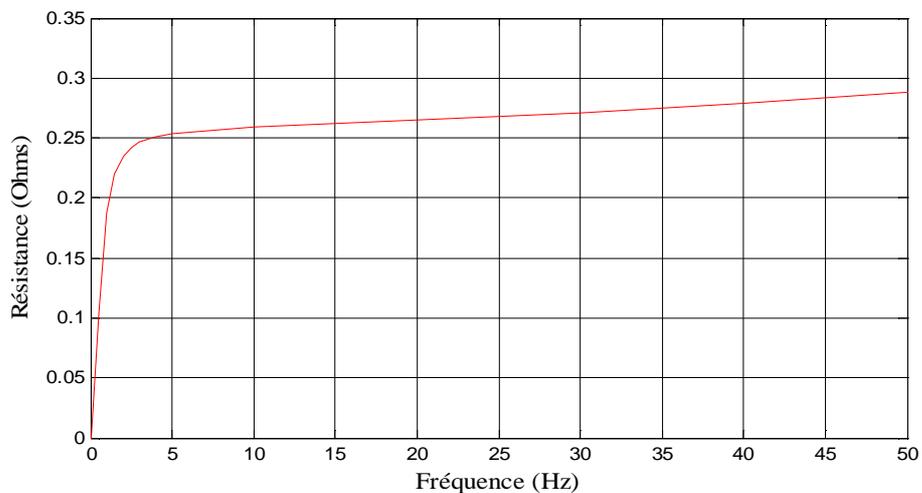


Fig. IV.20. Résistance équivalente obtenue à partir de la simulation à rotor bloqué

La fig. IV.21. Montre le circuit équivalent correspondant pour la simulation à rotor bloqué.

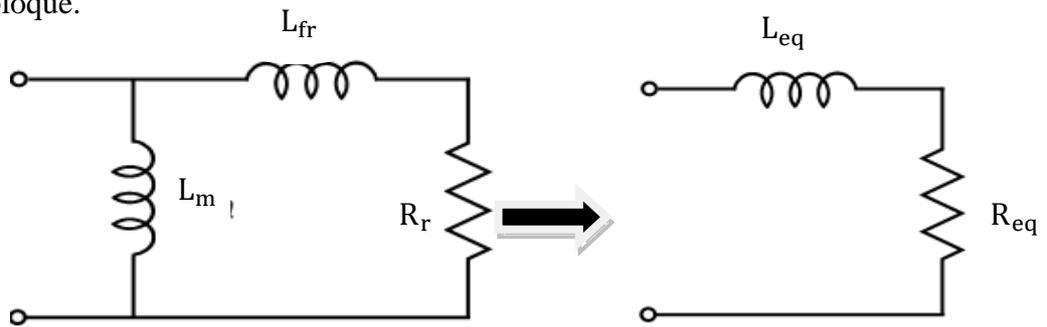


Fig. IV.21. Circuit équivalent sous l'essai à rotor bloqué

En se référant à la fig. IV.21 et à partir de l'équivalence des deux circuits, on aura :

$$L_r = L_m \frac{L_{eq}(L_m - L_{eq}) - (R_{eq}/\omega)^2}{(L_m - L_{eq})^2 + (R_{eq}/\omega)^2} \quad (IV.8)$$

$$R_r = R_{eq} \frac{L_m + L_r}{L_m - L_{eq}} \quad (IV.9)$$

Avec  $\omega$ : Vitesse de synchronisme.

On remarque que l'inductance de fuite du stator et celle du rotor ne peuvent pas être séparée. La signification de  $L_r$  est l'inductance de fuite totale du modèle à deux dimensions ramenée au stator [3, 29].

Comparaison des résultats de simulation MATLAB et FEMM

	FEMM	MATLAB	Erreur relative(%)
Inductance de magnétisation	0.12597	0.12488	0.92
Résistance rotorique	0.3087	0.2987	3.24
Inductance rotorique	0.004417	0.0046	-4.14
Couple nominal	100.25	101.2545	-1.00
Couple max	129.6294	128.0752	1.198

Tab. IV.3. comparaison des résultats de simulation

- Remarquons que l'erreur relative ne dépasse pas 5%, ce qui nous permet de dire que notre modèle est validé.

## IV.7. Etude thermique de la machine

On a effectués deux essais sur la machine, avec et sans ailette.

### IV.7.1. Hypothèses de travail

Nous nous concèderons que le cas isotrope et linéaire, toutes les propriétés thermo physiques des matériaux utilisés étant isotropes et indépendante de la température.

Les pertes fer rotorique sont négligée car le circuit magnétique est feuilleté, et les fréquences des courants induit dans le rotor est très faible.

En raison de la lenteur des processus thermique, le mouvement du rotor n'est pas pris en compte.

Le transfert de chaleur dans l'entrefer est supposé purement conductif. Cela est du à l'absence de circulation de l'air d'une part et à la faible épaisseur de l'entrefer d'autre part. Ainsi, toutes les pertes générées à la surface du rotor sont transférées radialement vers le stator via l'entrefer [30].

On travail a une température ambiante de 25°C

### IV.7.2. Evaluation des paramètres thermo-physiques

Dans notre calcul de la température dans la machine étudiée nécessite la connaissance des paramètres thermo physiques (conductivité thermique et toutes les pertes générées)

### IV.7.3. Conductivité thermique

Le tableau IV.4 nous donne les valeurs des conductivités thermiques des différentes matériaux utilises dans la construction électrique.

Régions	Conductivité thermique (W/m°C)
Arbre (acier)	45
Fer statorique	35
Fer rotorique	50
Encoche rotorique (aluminium)	204
Entrefer (air)	0.03

Tab. IV.4: Conductivité thermique du modèle présenté [30].

#### IV.7.4. Pertes générées

Toutes les pertes générées dans le moteur étudié en régime nominale sont illustrées dans le tab. IV.5

Type de pertes	Grandeurs (W)
Pertes joules statorique	764
Pertes joules rotorique	204
Pertes fer	376
Pertes mécaniques	117

Tab. IV.5: Distribution des pertes dans la machines.

La densité volumique de ces pertes est obtenue en divisant simplement la valeur de chacune par le volume du domaine correspondant.

#### IV.7.5. Validation des résultats et discussion

Dans le but d'obtenir une vraie distribution de température dans la machine, nous avons introduit la condition de convection sur contour avec un coefficient d'échange du milieu ambiant d'environ  $224 \text{ W/m}^2\text{°C}$  [30].

#### IV.7.6. Essai sans ailettes

Le tracé des lignes isothermes est représenté sur la fig. IV.22

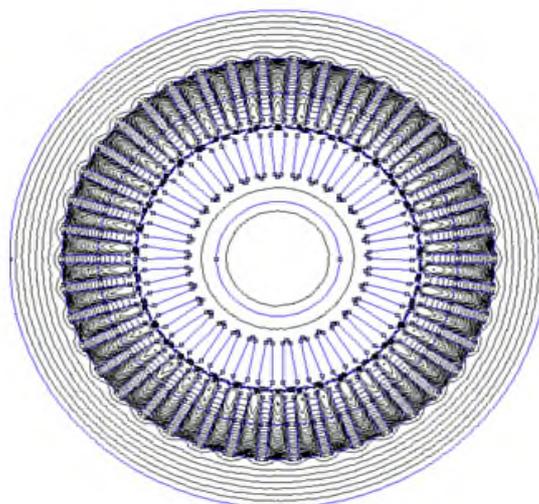


Fig. IV.22. Les lignes isothermes

Nous représentons sur la fig. IV.23, la distribution de la température dans les différentes parties de la machine

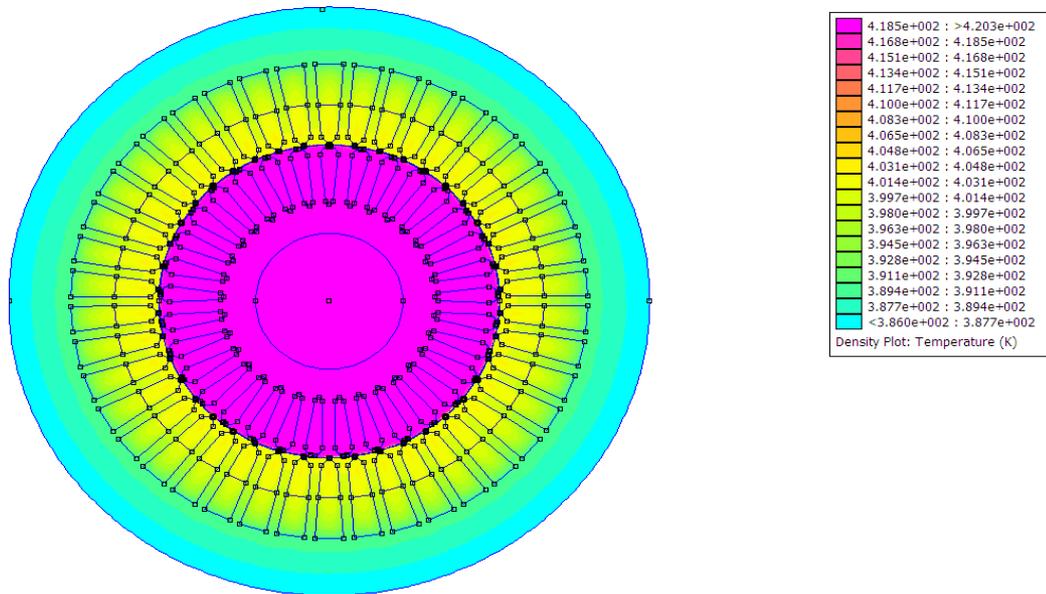


Fig. IV.23. Distribution de la température dans la machine

On trace un segment droit AB traverse le centre de l'arbre jusqu'à la carcasse voir

Fig. IV.24.

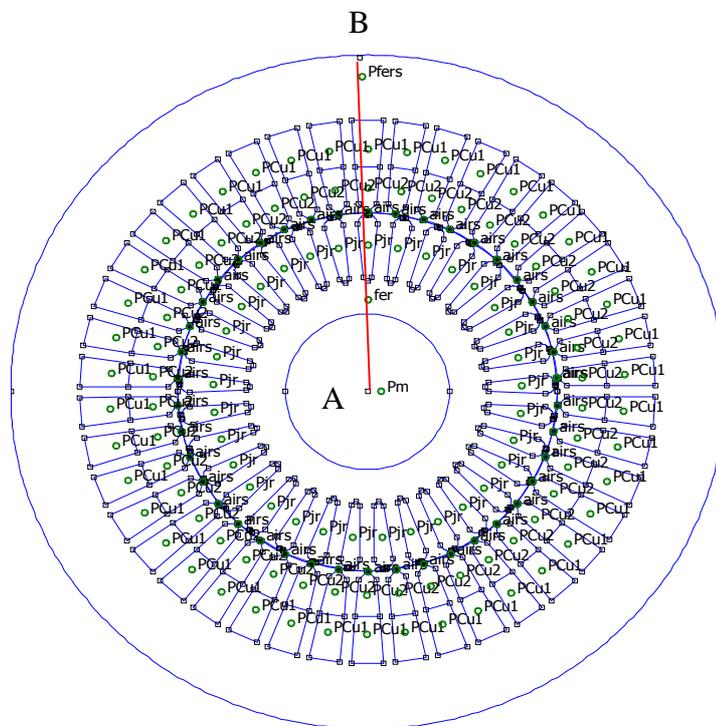


Fig. IV.24. Tracer de segment AB

L'évolution de la température le long de segment AB en fonction de la distance est présentée sur la fig. IV.25.

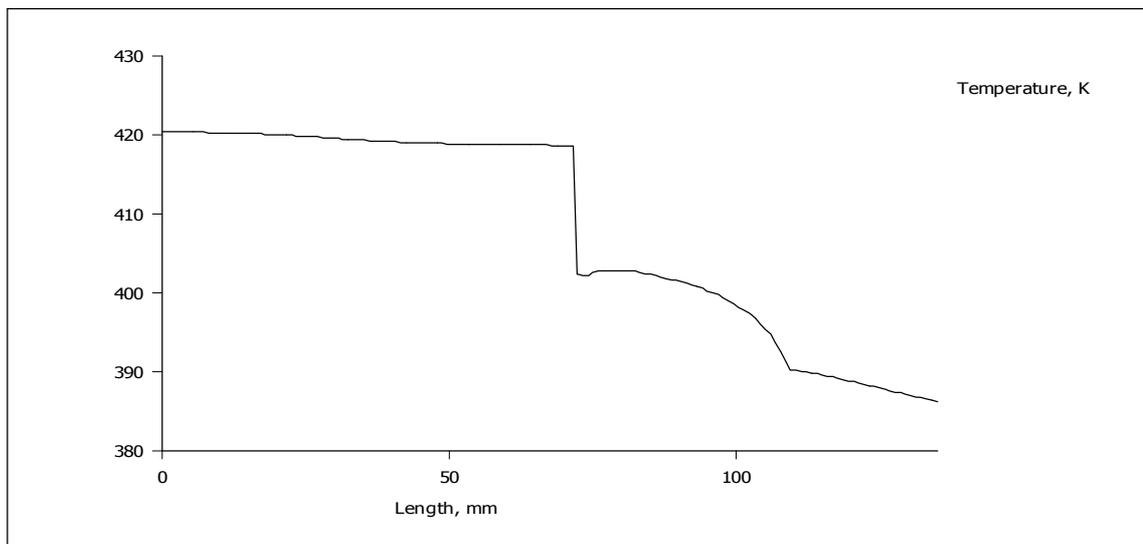


Fig. IV.25. Évolution de la température le long du segment AB

#### IV.7.7. Essai avec ailettes

Maillage de la structure

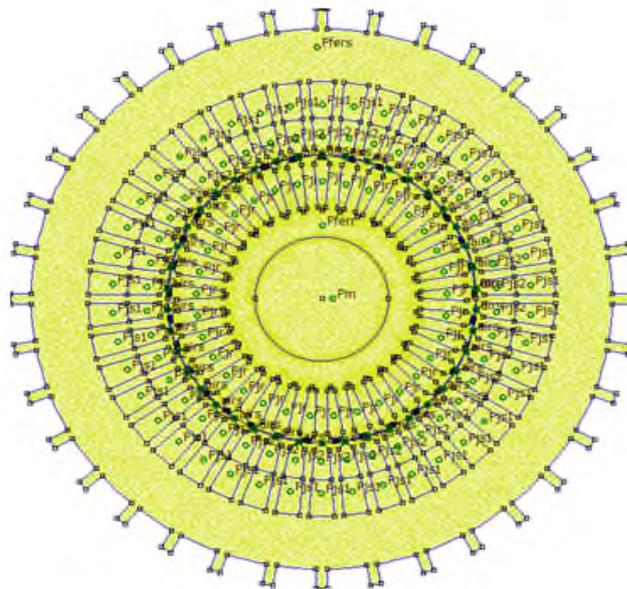


Fig. IV.26. Maillage de la structure

Carte de distribution de la température dans les différentes parties de la machine.

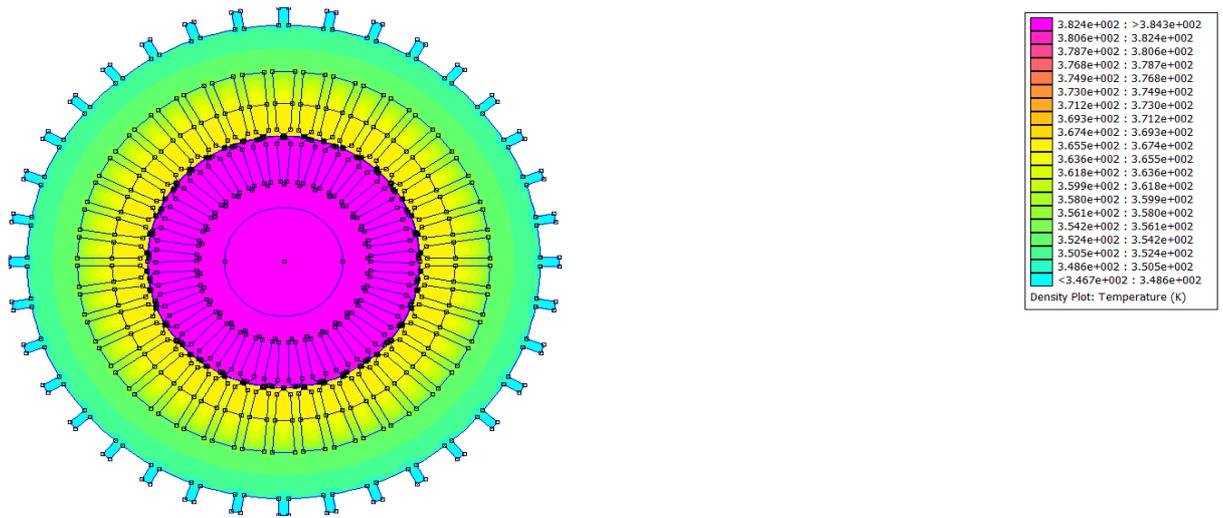


Fig. IV.27. Distribution de la température dans la machine avec ailette

- Tracer de segment CD.

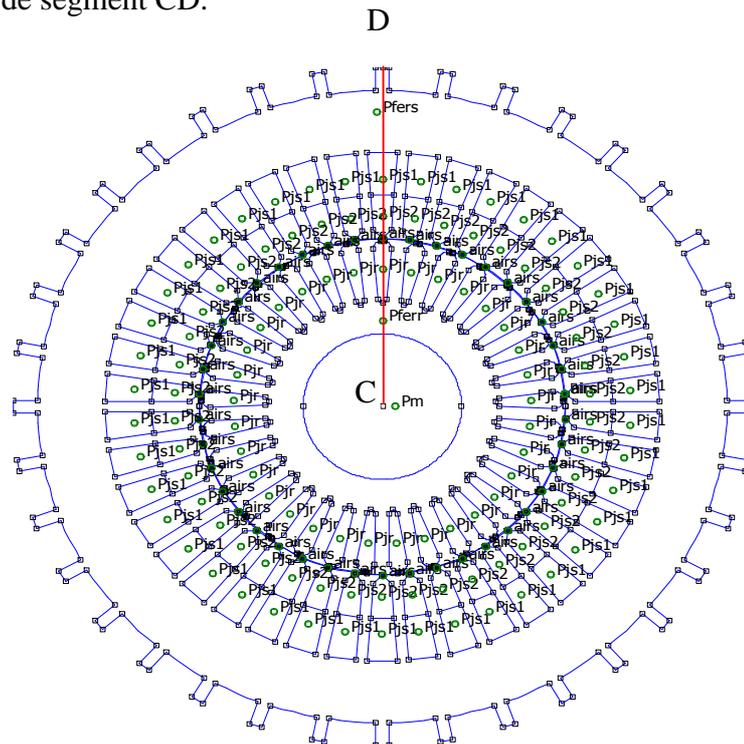


Fig. IV.28. Tracer de segment CD

L'évolution de la température le long de segment AB en fonction de la distance est présentée sur la fig. IV.29.

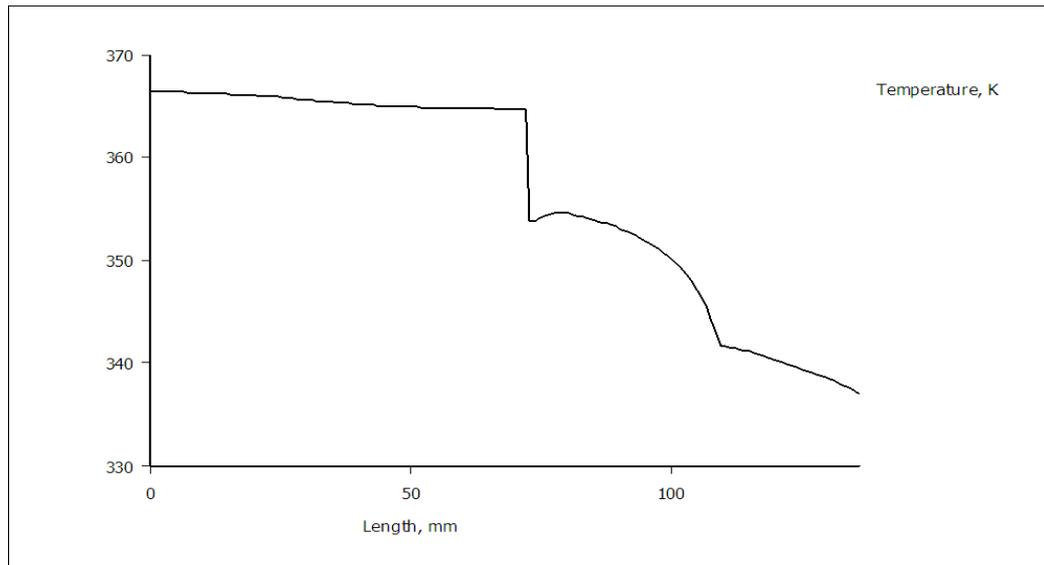


Fig. IV.29. Evolution de la température le long du segment CD

En analysant les résultats obtenus pour l'étude thermique on remarque:

Au niveau du rotor les températures sont pratiquement identiques à cause de la bonne conductivité thermique de l'aluminium de la cage d'une part et à la compacité de la structure de rotor où de bons contacts thermiques existent entre l'arbre, la cage et les tôles, alors on peut considérer le rotor une partie homogène.

Au niveau de stator la température des enroulements plus élevés. Ceci est dû à la présence des isolants qui possèdent une faible conductivité thermique.

La différence de température entre le rotor et le stator est due à la faible conductivité thermique dans l'entrefer.

En effet la température de la machine décroît au fur et à mesure que l'on s'éloigne du rotor et que l'on se dirige vers l'extérieur car le stator est l'élément le plus proche de la carcasse elle-même en contact avec le milieu ambiant qui assure l'évacuation d'une grande partie de chaleur produite dans le moteur.

La température dans la machine sans ailette est plus grande que celle avec ailette, car la surface de convection dans la machine avec ailette est plus grande que l'autre.

On remarque une différence de  $36.2^{\circ}\text{C}$  entre la machine sans ailette et celle avec ailette comme le montre la (fig. IV.25) et (fig. IV.29).

On remarque aussi que la température maximale des deux essais  $109.3^{\circ}\text{C}$  et  $145.5^{\circ}\text{C}$  (avec et sans ailette respectivement).ne dépasse pas celle de la classe désolation du moteur qui est de  $150^{\circ}\text{C}$ .

### **Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre, les résultats des paramètres électriques, géométriques et magnétiques sur un tableau qu'on a obtenu après simulation sous MATLAB, de plus on a déterminé les caractéristiques de fonctionnement du moteur, a l'aide de ces certains paramètres on a pu tracer la structure de celle-ci, puis nous avons effectué deux essais, à partir de ces derniers on a déterminé quelques paramètres du circuit équivalent, qu'on à par suite comparé avec ceux retrouver a l'aide MATLAB.

En fin, on à terminé par une étude thermique avec deux essais ailette et sans ailette.

*Conclusion*

Pour construire une machine électrique il est nécessaire de tenir compte de ses propriétés électromagnétiques et faire en sorte qu'elle soit la plus performante possible, pour cela on doit satisfaire tous les lois de la physique en particulier électrique, magnétique et mécanique, comme il doit répondre aux exigences des cahiers des charges.

### ***Travail accomplis***

L'objectif visé au cours de ce travail est l'étude et la conception virtuelle du moteur asynchrone à cage qui se résume sur le :

- Calcul et dimensionnement d'une série de machine allons de 1 à 20 kW à partir d'un cahier des charges en utilisant une méthode de calcul semi-analytique à l'aide d'un logiciel de calcul et de programmation MATLAB.
- choix d'une machine de 15 kW pour la simulation par suit détermination des paramètres électriques, magnétique et ses caractéristiques de fonctionnement.
- Construction virtuel de la machine sur logiciel F.E.M.M et détermination du couple électromagnétique et les paramètres 2D de la machine à partir de deux essai de simulation : essai à vide pour la détermination de l'évolution des paramètres de la branche de magnétisation et l'essai a rotor bloqué pour la détermination du couple et les paramètres du rotor du circuit équivalent.
- Etude thermique qui illustre l'évolution de la température au sein de la machine avec et sans ailette.
- Pour la machine de 15kW nous obtenons les différents paramètres pour les différentes paires de pôles(1,2,3et4).

Finalement, les résultats obtenus par le programme développé coïncide avec celles trouver avec FEMM, d'ailleurs l'erreur relative ne dépasse pas 5% se qui nous permet de le valider.

Quant aux résultats de l'étude thermique confirment le rôle des ailettes sur l'évacuation de la chaleur dans la machine.

### ***Perspectives***

Pour ce qui concerne notre programme on obtient des résultats pour un nombre de paire de pôle  $p=2$  nous souhaiterons que se travail se terminera pour différents valeurs de paire de pôle pour une large gamme de puissance.

Nous souhaiterons que l'étude thermique qu'on a effectuée soit complétée avec des essais expérimentaux sur le moteur afin de valider l'approche utilisée.

# Bibliographie

# **BIBLIOGRAPHIE**

## **Ouvrages :**

- [1] **ABDESSEMED R. & KADJOU DJ M.**, *Modélisation des machines électriques*, Presses d'Université de Batna, 1997.
- [2] **BARRET Philippe**, *Machines électriques, Théorie et mise en œuvre*, Ellipses édition Marketing S.A., 2002.
- [3] **BIANCHI N. & ALBERTI L.**, *Finite element analysis of the induction motor*, Department of Electrical Engineering, University of Padova, June 1, 2006.
- [4] **BOLDEA L. & NASAR S. A.**, *The induction machine handbook*, CRC Press, 2002.
- [5] **BOUCHARDE Réal-Paul & OLIVIER Guy**, *Conception de moteurs asynchrones triphasés*, édition L'Ecole Polytechnique, Montréal, 1997.
- [6] **DHATT G. & TOUZOT D.**, *Une présentation de la méthode des éléments finis*, édition Maloinés, Paris, 1984.
- [7] **FORTIN André & GARON André**, *les éléments finis de la théorie à la pratique*, Ecole polytechnique, Montréal, 2000.
- [8] **HULIN M., HULIN N., & PERRIN D.**, *Equation de Maxwell et ondes électromagnétiques*, 2ème édition Dunod, Paris, 1993.
- [9] **KOPILOV I.P.**, *Conception des machines électriques*, Moscou, édition Energie, Moscou, 1980.
- [10] **KOSTENKO M. & PIOTROVSKI L.**, *Machines électriques, Tome II*, édition Mir, 1979.
- [11] **LEBRUN P.**, *Machine asynchrone, technologie, choix et alimentation des machines asynchrones*, édition Luise, ARMAND de Strasbourg.
- [12] **LECOMTE T.**, *Conception assistée par ordinateur (CAO)*, Technique d'ingénieur D3595, 1994.
- [13] **LIWSCHITZ M. & MERET L.**, *Calcul des machines électriques, Tome I, Tome II*, édition Bordas, Paris, 1967.
- [14] **LORRAIN P. & CORSON D.R.**, *Champ et ondes électroniques*, édition Armande Colin-collection, Paris, 1979.
- [15] **MEEKER D.**, *Finite Element Method Magnetic 4.2-User's Manual*, 2009.
- [16] **NETTER Pierre**, *Guide de l'ingénierie électrique des réseaux internes d'usines*, réalisé dans les ateliers et sur les presses de la Bayeusaine graphique, France, 1986.

# Bibliographie

---

- [17] NIARD J., *Machines électriques*, édition Fernand Nathan, Paris, 1976.
- [18] NF04 - UTC Automne: "Problèmes spatio-temporels d'ordre 1 en temps". Cours 5-b. Version 09/2006 (E.L.).
- [19] POLOUJADOFF M., *Machine asynchrone, régime permanent*, Technique de l'ingénieur, traité génie électrique D3480.
- [20] SABONNADIÈRE J-G & COULOMB J-L, *Calcul des champs électromagnétique*, Technique de l'ingénieur D3020.
- [21] SCHUISKY W., *Berechnung Elektrischer Maschinen*. Springer Verlag, Wien, 1967.
- [22] WILDI Théodore & SYBILLE Gilbert, *Électrotechnique 3<sup>e</sup>*, rue des Mines 39, édition Boeck Université, B1000 Bruxelles, 2003.

## **Articles de périodique:**

- [23] ALBERTI L., BIANCHI N., & BOLOGNANI S., *A rapid prediction of IM performance using a combined analytical and finite element analysis*, in IEEE International Electric Machines & Drives Conference. (IEMDC '07), vol.1, Antalya, Turkey, pp. 334-340, May 2007.
- [24] BENYAHIA N., SRAIRI K. & MIMOUNE S. M., *Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique*, Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques Département d'Electrotechnique, Université de Biskra, Courrier du Savoir – N°06, pp.147-150, Juin 2005.
- [25] BIANCHI N., BOLOGNANI S. & COMELATO G., *Finite element of analysis of three-phase induction motors: Comparison of two different approache*, in IEEE Transactions of Energy Conversion, vol.14, n°4, pp. 1523-1528, Dec 1999.
- [26] COLOMB J.L., *A Methodology for the Determination of Global Electromechanical Quantities From a Finite Element Analysis and its Application to the Evaluation of Magnetic Forces, Torques and Stiffnes*, IEE Transaxtion on Magnetics, vol. Mag-19, n° 6, pp.2514-25-19, Nov.1983.
- [27] WILLIAMSON S. and SMITH A., *Field analysis for rotating induction machines and its relationship to the equivalent circuit*, in IEE Proc., Pt. B, Elect. Power Applications, vol. 127, no., pp 83-90, March1980.

# Bibliographie

---

## **THESES ET MEMOIRE :**

[28] M<sup>r</sup>. ADNANI Boubekeur et M<sup>r</sup>. AMIMEUR Hocine, *Etude et conception d'un moteur asynchrone à encoches profondes*, mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, sous la ( dir.) de M<sup>r</sup>. AOUZELLAG et TABTI, Université d'Abderrahmane Mira de Bejaïa, 2005 ,60p.

[29] M<sup>r</sup>. BENOUDJIT A., *Contribution à l'étude et à la réalisation des moteurs à induction directement couplés aux roues*, thèse de Doctorat d'état en Electrotechnique, Université de Batna ,2000.

[30] M<sup>r</sup>. BIANCHI Nicola a ALBERTI Luigi, *A Modern Analysis Approach of Induction Motor for Variable Speed Applications*, these University of Padova, Department of Electrical Engineering, 2009.

[31] M<sup>r</sup>. BOUHERAOUA M., *Contribution à la modélisation d'un moteur asynchrone à cage*, thèse de doctorat U.M.M.T.O, 2009.

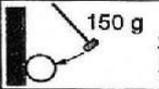
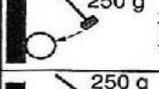
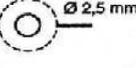
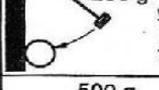
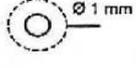
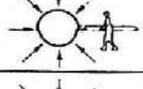
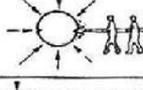
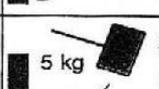
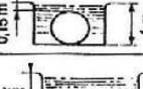
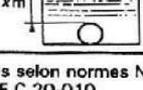
[32] M<sup>r</sup>. CHAUVEAU E., *Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques*, thèse de Doctorat de l'université de Nantes, 2001.

## **SI TOGRAPHIE:**

[33] <http://www.moteur.asynchrone.com>

# Annexes

## Annexe a

Indices de protection des enveloppes des matériels électriques (1).								
1 <sup>er</sup> chiffre : protection contre les corps solides			2 <sup>e</sup> chiffre : protection contre les liquides			3 <sup>e</sup> chiffre : protection mécanique (2)		
IP	Tests	Définition	IP	Tests	Définition	IP	Tests	Définition
0		Pas de protection	0		Pas de protection	0		Pas de protection
1	∅ 50 mm 	Protégé contre les corps solides supérieurs à 50 mm (exemple : contacts involontaires de la main)	1		Protégé contre les chutes verticales de gouttes d'eau (condensation)	1		Énergie de choc : 0,225 J
2	∅ 12 mm 	Protégé contre les corps solides supérieurs à 12 mm (exemple : doigt de la main)	2		Protégé contre les chutes de gouttes d'eau jusqu'à 15° de la verticale	2		Énergie de choc : 0,375 J
3	∅ 2,5 mm 	Protégé contre les corps solides supérieurs à 2,5 mm (outils, fils)	3		Protégé contre l'eau en pluie jusqu'à 60° de la verticale	3		Énergie de choc : 0,500 J
4	∅ 1 mm 	Protégé contre les corps solides supérieurs à 1 mm (outils fins, petits fils)	4		Protégé contre les projections d'eau de toutes directions	5		Énergie de choc : 2 J
5		Protégé contre les poussières (pas de dépôt nuisible)	5		Protégé contre les jets d'eau de toutes directions à la lance	7		Énergie de choc : 6 J
6		Totalement protégé contre les poussières. Ne concerne pas les machines tournantes	6		Protégé contre les projections d'eau assimilables aux paquets de mer	9		Énergie de choc : 20 J
			7		Protégé contre les effets de l'immersion entre 0,15 et 1 m			
			8		Protégé contre les effets prolongés de l'immersion sous pression			

(1) IP... indice de protection des enveloppes des matériels électriques selon normes NF C 20-010, CEI 144 et 529, DIN 40 050.  
(2) Le 3<sup>e</sup> chiffre caractéristique est spécifique à la norme française NF C 20-010.

Tabl.1. Degré de protection.

LETTRES CARACTERISANTES LA NATURE DU FLUIDE DE REFROIDISSEMENT	
Fluides	Lettres caractéristiques
Air	A
Hydrogène	H
Azote	N
Gaz carbonique	C
Eau	W
Huile	U

Tabl.2. La nature du fluide de refroidissement.

## Annexe b

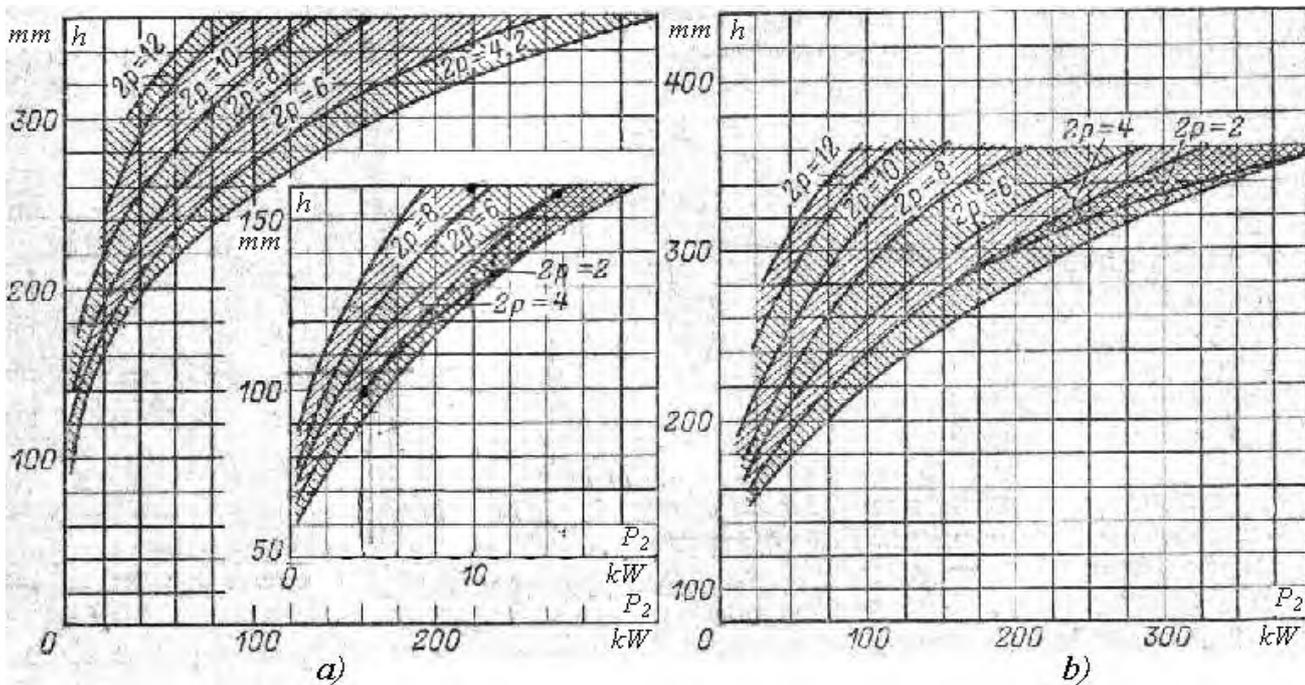


Fig.1.1. Hauteur de l'axe de rotation  $h$  pour les différentes valeurs de nombre de paire pole ( $2p$ ) et de puissance  $P_2$ : a) – IP44 ; b) – IP23.

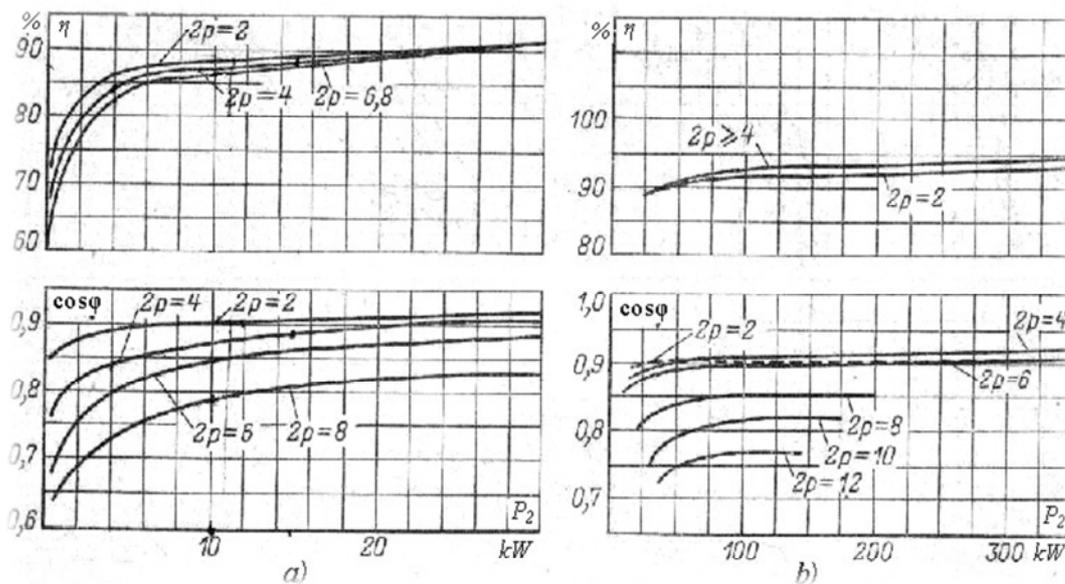


Fig1.2. Rendement et  $\cos \phi$  pour les différentes valeurs de puissance :

a) -  $P_2 \leq 30$  kW ; b) -  $P_2 \leq 400$  kW

Annexe c

h, mm	56	63	71	80	90	100	112	132	160	180	200	225	250	280	315	355
D <sub>e</sub> , m	0.089	0.1	0.116	0.13	0.15	0.168	0.19	0.225	0.272	0.313	0.349	0.392	0.437	0.53	0.59	0.66

Tab.1.3. Diamètre extérieur du stator en fonction de la hauteur de l'axe de rotation  $D_e = f(h)$ .

p	1	2	3	4-6
K <sub>D</sub>	0.52 - 0.57	0.64 - 0.68	0.70 - 0.72	0.74 - 0.77

Tab.1.4.  $k_D = f(2p)$ .

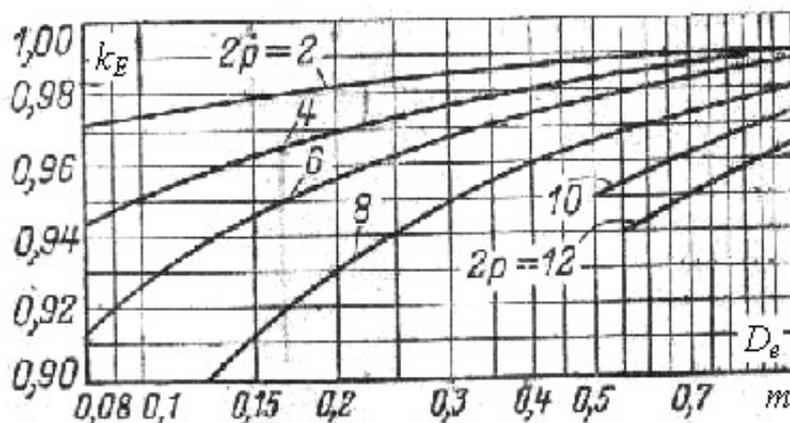


Fig.1.3. Valeur de coefficient  $k_E = E_1 / V_1$  en fonction de  $D_e$  pour différentes valeurs de  $(2p)$ .

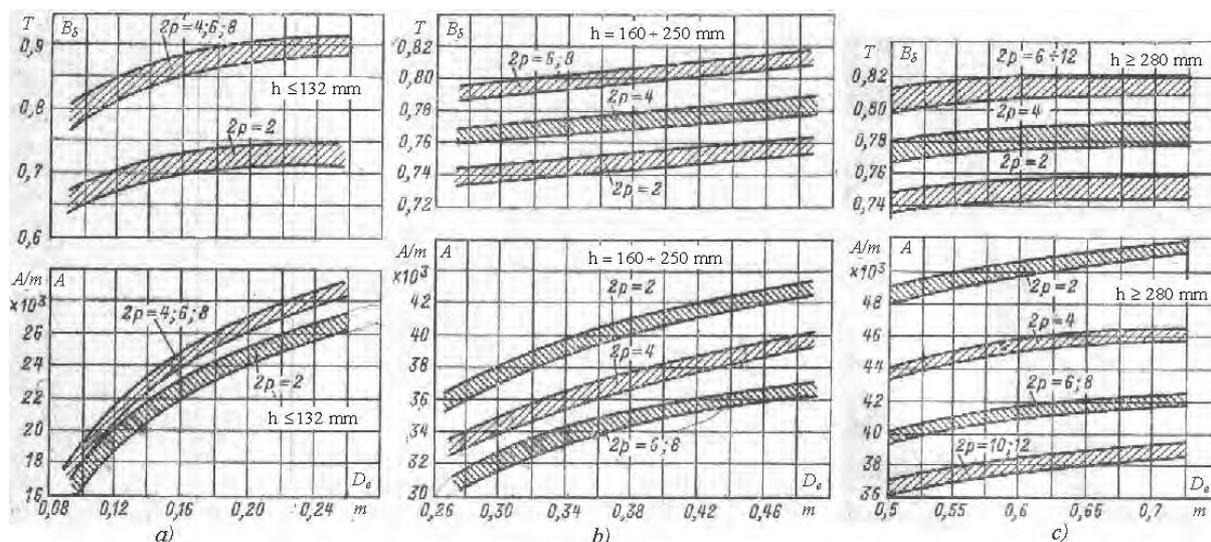


Fig.1.4. L'induction dans l'entrefer et la charge linéaire en fonction du diamètre extérieur du stator pour différentes valeur de h

$$A = F(D_e) \text{ et } B_\delta = F(D_e).$$

Annexe d

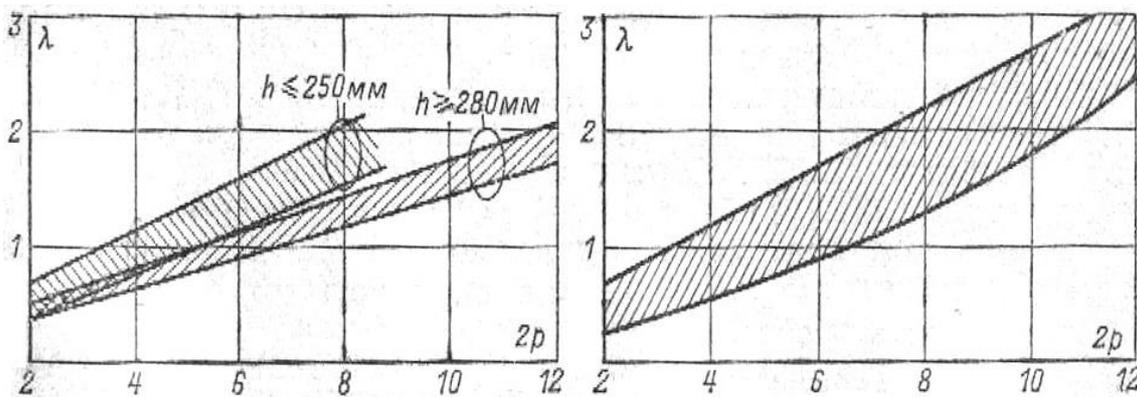


Fig.1.5. Le coefficient géométrique en fonction du nombre de paire pole pour les différents degrés de protection : a) – IP44 ; b) – IP23.

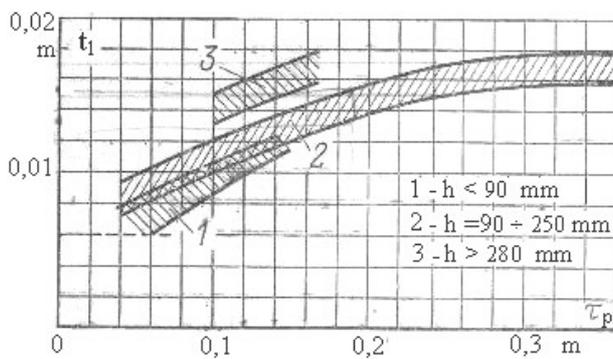


Fig.1.6. Pas dentaire en fonction du pas polaire  $t_1 = f(\tau_p)$  et pour certain intervalle de h.

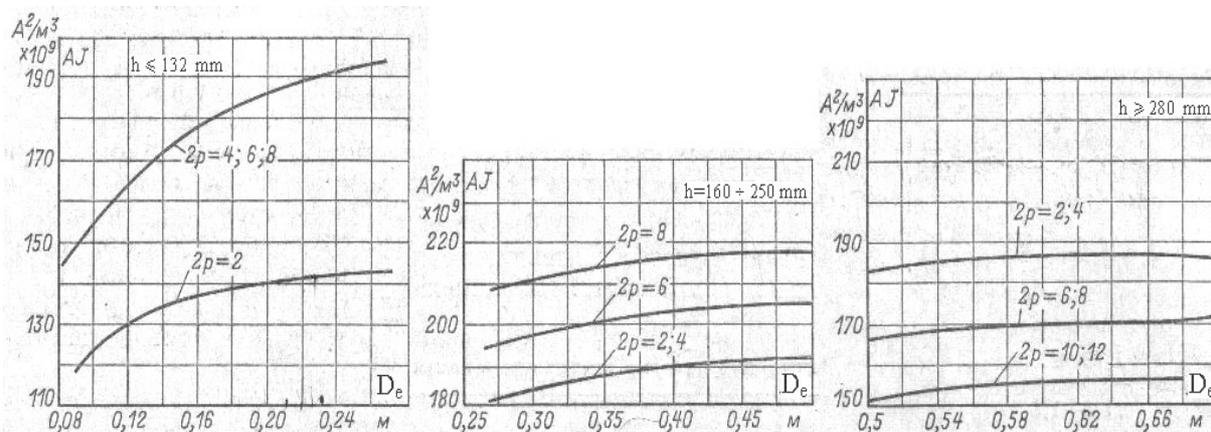


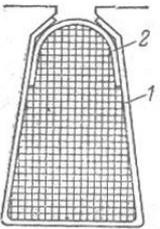
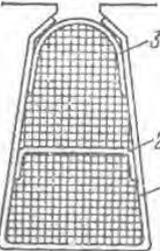
Fig.1. Densité du courant en fonction du diamètre extérieur

## Annexe e

<i>Le diamètre du conducteur sans isolation, mm</i>	<i>La valeur moyenne du diamètre du conducteur avec isolation, mm</i>	<i>La surface de la section transversale du conducteur sans isolation, mm<sup>2</sup></i>	<i>Le diamètre du conducteur sans isolation, mm</i>	<i>La valeur moyenne du diamètre du conducteur avec isolation, mm</i>	<i>La surface de la section transversale du conducteur sans isolation, mm<sup>2</sup></i>
0.09	0.11	0.00636	0.53	0.585	0.221
0.10	0.122	0.00785	0.56	0.615	0.246
0.112	0.134	0.00985	0.60	0.655	0.283
0.125	0.147	0.01227	0.63	0.69	0.312
0.132	0.154	0.01368	0.67	0.73	0.353
0.14	0.162	0.01539	0.71	0.77	0.396
0.15	0.18	0.01767	0.75	0.815	0.442
0.16	0.19	0.0201	0.80	0.865	0.503
0.17	0.20	0.0227	0.85	0.915	0.567
0.18	0.21	0.0255	0.90	0.965	0.636
0.19	0.22	0.0284	0.95	1.015	0.709
0.20	0.23	0.0314	1.00	1.08	0.785
0.212	0.242	0.0353	1.06	1.14	0.883
0.224	0.259	0.0394	1.12	1.20	0.985
0.236	0.271	0.0437	1.18	1.26	1.094
0.25	0.285	0.0491	1.25	1.33	1.227
0.265	0.300	0.0552	1.32	1.405	1.368
0.28	0.315	0.0616	1.40	1.485	1.539
0.30	0.335	0.0707	1.50	1.585	1.767
0.315	0.350	0.0779	1.60	1.685	2.011
0.335	0.370	0.0881	1.70	1.785	2.27
0.355	0.395	0.099	1.80	1.895	2.54
0.375	0.415	0.1104	1.90	1.995	2.83
0.40	0.44	0.1257	2.00	2.095	3.14
0.425	0.465	0.1419	2.12	2.22	3.53
0.45	0.49	0.1590	2.24	2.34	3.94
0.475	0.515	0.1772	2.36	2.46	4.36
0.50	0.545	0.1963	2.50	2.60	4.91

*Tab.1.5. Les valeurs, ( $d_{el}$ , [mm]) le diamètre du conducteur sans isolation en mm ; ( $d_{is}$ , [mm]), la valeur moyenne du diamètre du conducteur avec isolation en mm ; ( $q_{el}$ , [mm<sup>2</sup>]) la surface de la section transversale du conducteur sans isolation en mm<sup>2</sup>.*

## Annexe f

Dessin	Type du bobinage	Hauteur de l'axe de rotation h	Position	Epaisseur unilatérale
	Une couche	50-80	1 2	0,2 0,3
		90-132	1 2	0,25 0,35
		160	1 2	0,4 0,5
	Double couche	180-250	1 2 3	0,4 0,4 0,5

Tab.1.6. Epaisseur unilatérale de l'isolant dans une encoche  $b_{is}$ , prise selon le type de bobinage,  $h$ (mm) et de la position.

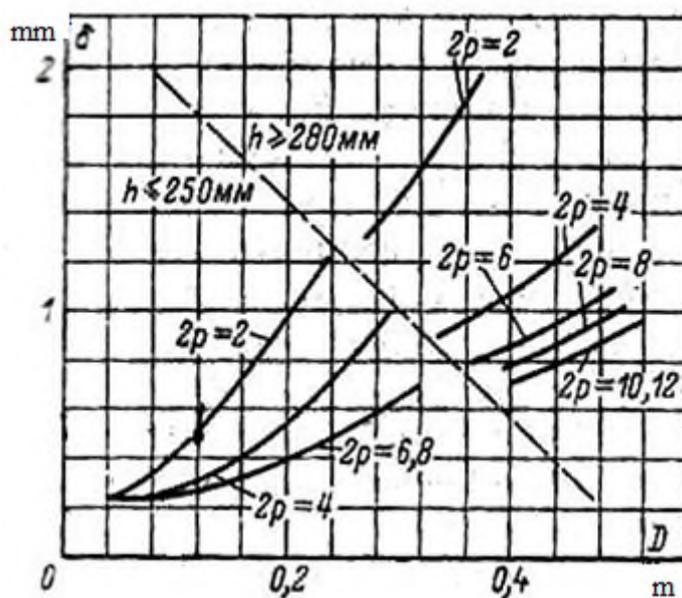


Fig.2. Epaisseur de l'entrefer en fonction du diamètre intérieur statorique

## Annexe g

P	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>		p	Z <sub>1</sub>	Z <sub>2</sub>	
		Encoches obliques	non Encoches obliques			Encoches obliques	non Encoches obliques
1	12	9*, 15*	----	5	60	44, 46, 74, 76	57, 69, 77, 78
	18	11*, 12*, 15*, 21*, 22*	14*, 18, 19*, 22*, 26, 28*, 30, 31, 33, 34, 35		90	68, 72, 74, 76, 104, 106, 108, 110, 112, 114	70, 71, 73, 87, 93, 107, 109
	24		18, 20, 26, 31, 33, 34, 35		120	86, 88, 92, 94, 96, 98, 102, 104, 106, 134, 136, 138, 140, 142, 144, 146	99, 101, 103, 117, 123, 137, 139
	30	15*, 16*, 17*, 19, 32	18, 20, 21, 23, 24, 37				
	36	22, 38	25, 27, 29, 43, 45				
	42	26, 28, 44, 46	---				
	48	32, 33, 34, 50, 52 38, 40, 56, 58	37, 39, 41, 55, 57, 59				
2	12	9*	15*	6	72	56, 64, 80, 88	69, 75, 80, 89, 91, 92
	18	10*, 14*	18*, 22*		90	68, 70, 74, 88, 98, 106, 108	71, 73, 86, 87, 93, 94, 107, 109
	24	15*, 16*, 17, 32	16, 18, 20, 30, 33, 34, 35		108	86, 88, 92, 100, 116, 124, 128, 130, 132	84, 89, 91, 112, 125, 127
	36	26, 44, 46	24, 27, 28, 30, 32, 34, 45		144	124, 128, 136, 152, 160, 164, 166, 168, 170, 172	125, 127, 141, 147, 161, 163.
	42	34, 50, 52, 54	33, 34, 38, 51, 53				
	48	34, 38, 56, 58, 62, 64	36, 38, 39, 40, 44, 57				
	60	50, 52, 68, 70, 74	48, 49, 51, 56, 64, 69, 71				
72	62, 64, 80, 82, 86	61, 63, 68, 76, 81, 83					
3	36	26, 46, 48	28*, 33, 47, 49, 50	7	84	74, 94, 102, 104, 106	75, 77, 79, 89, 91, 93
	54	44, 64, 66, 68	42, 43, 51, 65, 67		126	106, 108, 116, 136, 144, 146, 148, 150, 152, 154, 172	107, 117, 119, 121, 131, 133, 135, 145,
	72	56, 58, 62, 82, 84, 86, 88	57, 59, 60, 61, 83, 85, 87				
	90	74, 76, 78, 80, 100, 102	75, 77, 79, 101, 103, 105				
4	48	34, 36, 44, 62, 64	35, 44, 61, 63, 65	8	96	84, 86, 106, 108, 116, 118	90, 102
	72	56, 58, 86, 88, 90	56, 57, 59, 85, 87		144	120, 122, 124, 132, 134, 154, 156, 164	138, 150
	84	66, 68, 70, 98, 100	68, 69, 71, 97, 99				
	96	78, 82, 110, 112	79, 80, 81, 83, 109				

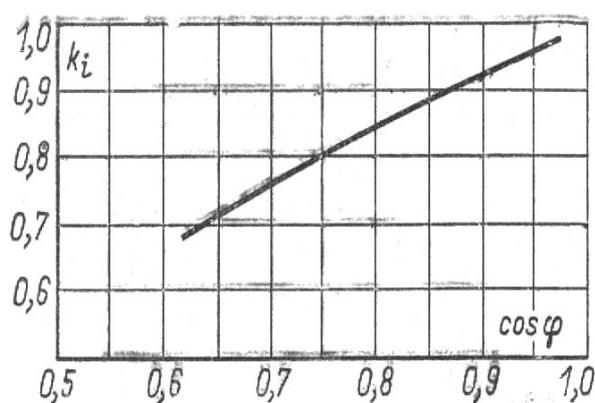
Tab.1.7. Nombre d'encoche rotorique Z<sub>2</sub>, qui se détermine selon (p), (Z<sub>1</sub>) et selon que Z<sub>2</sub> soit oblique ou non.

BN : Pour les petite machines.

h, mm	50-63	71-250	280-355		400-500		
2p	2-6	2-8	2	4-12	4	6	8-12
k <sub>B</sub>	0,19	0,23	0,22	0,23	0,20	0,23	0,25

Tab.1.8. k<sub>B</sub> en fonction de h(mm) et 2 p

## Annexe h

Fig.1.9.Représente  $k_i$  en fonction de  $\cos \varphi$ 

B, T	0	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
	H, A/cm									
0.40	1.4	1.41	1.42	1.43	1.44	1.45	1.46	1.47	1.48	1.49
0.50	1.5	1.52	1.54	1.56	1.58	1.60	1.62	1.64	1.66	1.68
0.60	1.7	1.73	1.76	1.79	1.82	1.85	1.88	1.91	1.94	1.97
0.70	2.0	2.04	2.08	2.12	2.16	2.20	2.24	2.28	2.32	2.36
0.80	2.4	2.46	2.52	2.58	2.64	2.70	2.76	2.82	2.88	2.94
0.90	3.0	3.07	3.14	3.21	3.28	3.35	3.42	3.49	3.56	3.63
1.00	3.7	3.81	3.92	4.03	4.14	4.25	4.36	4.47	4.58	4.69
1.10	4.8	4.93	5.06	5.19	5.32	5.45	5.58	5.71	5.84	5.97
1.20	6.1	6.31	6.52	6.73	6.94	7.15	7.36	7.57	7.78	7.99
1.30	8.2	8.58	8.96	9.34	9.72	10.1	10.48	10.86	11.24	11.62
1.40	12.0	12.7	13.4	14.1	14.8	15.5	16.2	16.9	17.6	18.30
1.50	19.0	20.3	21.6	22.9	24.2	25.5	26.8	28.1	29.4	30.7
1.60	32.0	34.6	37.2	39.8	42.4	45	47.6	50.2	52.8	55.40
1.70	58.0	62.2	66.4	70.6	74.8	79	83.2	87.4	91.6	95.80
1.80	100	108	116	124	132	140	148	156	164	172
1.90	180	190	200	210	220	230	240	250	260	270
2.00	280	295	310	325	340	360	390	420	450	480
2.10	500	560	620	680	740	800	880	960	1040	1120

Tab.1.9.Aimantation de l'acier (2013 norme Russe) utilisée, ( $H, (A/dm)$  en fonction de  $(B, (t))$ , pour déterminé les différentes valeur des champs ( $H_{Z1}, H_{Z2}, H_c, H_n$ ), pour les différentes valeur exactes des inductions ( $B_{Z1}, B_{Z2}, B_c, B_n$ )

## Annexe i

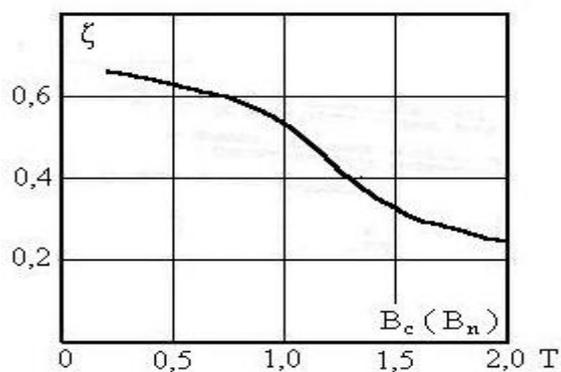


Fig.1.10. Calcul de f.m.m de la culasse et du noyau

Nombre de pôles	Bobine statorique			
	Les parties frontales sans isolation		Les parties frontales sont isolées par bande	
	$k_{fro}$	$k_{sor}$	$k_{fro}$	$k_{sor}$
2	1.20	0.26	1.45	0.44
4	1.30	0.40	1.55	0.50
6	1.40	0.50	1.75	0.62
$\geq 8$	1.50	0.50	1.90	0.72

Tab.1.10. Calcul les dimensions des parties frontales des bobines statoriques

Type de l'acier (Norme Russe)	$p_{1/50}$ , W/kg	$\beta$
2013, 2011, 2211	2,5 – 2,6	1,5
2312	1,75	1,4
2411	1,6	1,3

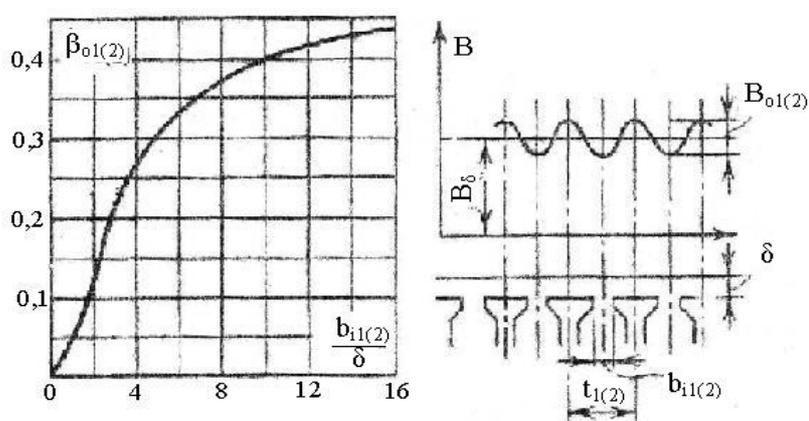
Tab.1.11. Les pertes spécifiques  $p_{1/50}$  et coefficient  $\beta$  selon le type d'acier

Fig.1.11. Pertes superficielles dans les MAS