

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud MAMMARI de TIZI-OUZOU

Faculté de Génie Electrique et d'Informatique

Département d'Electrotechnique



MEMOIRE

De fin d'étude

En vue de l'obtention du Diplôme de Master Professionnel en
Electrotechnique Industrielle

Thème :

*Conception optimale d'une série de
moteurs asynchrones alimentés par un
convertisseur de fréquence*

Proposé par :

Mr: BELASSEL M T

Dirigé par:

Mr: BELASSEL M T

Mr: SMADHI S

Réalisé par :

Mr: KEFSI MARZOUK

Mr: MEGHERBI MOHAND SAID

Promotion 2012/2013

Remerciements

*Tout d'abord, nous tenons à remercier profondément le **Dieu**, le tout Puissant de nous avoir donné le courage, la patience, la volonté ainsi que la santé pour réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements et nos sincères reconnaissances à **Mr BELASSEL M T**, pour sa disponibilité, ses conseils judicieux,, ses directives et ses orientations concernant le travail proposé tout en nous accordant sa confiance et en nous faisant profiter de sa large expérience tout au long de la réalisation de ce projet de fin d'étude.*

*Nos remerciements vont également à **Mr SMADHI S** (Co-promoteur à L'entreprise d'électro-industriel d'AZAZGA), pour son aide à la réalisation de ce modeste travail.*

Nous remercions les membres du jury qui ont fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.

Nous remercions profondément les étudiants du département d'électrotechnique ainsi que les fonctionnaires de la bibliothèque des thèses.

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.



Dédicaces

*Je dédié ce modeste travail :
A mes très chers parents
Que m'ont beaucoup aidé durant
Mon instruction
A mon frère et mes sœurs
A toute ma famille en générale
A tout mes amis (es)
A tous ceux que j'aime,
A tous ceux qui m'aiment
A tous ceux qui me sont chers.*

Moh saïd.





Dédicaces

*Pour que ma réussite soit complète, je la partage
avec toutes les personnes que j'aime.*

Je dédie ce modeste travail à :

Toute ma famille surtout ma mère Fannoudja.

Mes amis (es).

Mes proches.

Mes copains de chambre.

Mon binôme et sa famille.

Toute la communauté de l'Electrotechnique.



Marzouk

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur les moteurs asynchrones	
Introduction	2
I.1.Constitution de moteurs asynchrones	2
I.1.1.Le stator.....	2
I.1.2. Le rotor.....	3
I.2.Bobinage	6
I.2.1.Enroulement concentrique	6
I.2.2.Enroulement ondulé	7
I.2.3.Enroulement imbriqué à simple couche	7
I.2.4.Enroulement imbriqué à double couche	7
I.3.Principe de fonctionnement	8
I.4.Alimentation de moteurs asynchrones	9
I.4.1.Différents types de la commande en MLI.....	10
I.4.2.Stratégie de la commande	10
I.4.3.Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones	11
I.4.4.Réglage de la vitesse des moteurs à cage.....	11
I.5.Dispositifs de démarrage des moteurs asynchrones.....	12
I.5.1.Démarrage direct (rotor à cage d'écureuil)	12
I.5.2.Démarrage étoile-triangle (rotor à cage d'écureuil).....	13
I.5.3.Démarrage par des résistances statoriques (rotor à cage d'écureuil).....	15
I.5.4.Démarrage par auto transformateur	16
I.5.5.Démarrage rotorique	17
I.5.6.Les démarreurs électroniques.....	18
I.6.Freinages des moteurs asynchrones	19
I.6.1.Freinage électromécanique.....	19
I.6.2.Freinage par contre courant.....	20

Sommaire

I.6.3.Freinage par injection de courant continu	21
I.7.Protection des machines asynchrone.....	22
I.7.1. Dispositifs de protection contre les courts-circuits	22
I.7.2. Dispositifs de protection contre la surcharge	22
Chapitre II : Aperçu sur les moteurs à haut rendement	
Introduction	24
II.1.Définition.....	24
II.2.Spécificités des machines à induction à haut rendement.....	24
II.2.1.Caractéristiques techniques.....	24
II.2.2.Les performances attendues du moteur	24
II.2.3.Les conditions d’environnements du moteur.....	25
II.2.4.La protection nécessaire.....	25
II.3.La tension d’alimentation	25
II.4.La vitesse	26
II.5.Le couple	26
II.6.Caractéristiques des moteurs à haut rendement.....	26
II.7.Avantage d’utilisation des moteurs à haut rendement.....	27
II.8.Classes de rendement des moteurs à haut rendement en vigueur en Europe.....	27
II.9.Répartitions des nouvelles classes de rendement des moteurs électriques.....	28
II.10.Comparaison des classes de rendement anciennes et nouvelle	28
II.10.1.Classe de rendement IE1, IE2 et IE3 selon la norme CIE	29
II.11.Facteurs influents sur le rendement des moteurs électriques.....	31
II.11.1.Qualité d’alimentation en énergie	31
II.11.2.Charge du moteur	31
II.11.3.Maintenance du moteur	32
II.11.4.Plage d’utilisation des moteurs	32
II.12.Remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement.....	32

Sommaire

II.13.Economie d'énergie par les moteurs à haut rendement	33
II.14.Economie réalisée par l'amélioration du facteur de puissance.....	33
Chapitre III : Dimensionnement et calcul de la machine	
Introduction	34
III.1.Calcul électromagnétique	34
III.1.1.Dimensionnement de la machine.....	34
III.1.1.1.Dimensionnement du stator	34
III.1.1.2.Dimensionnement de la feuille statorique	38
III.1.1.3.Dimensionnement du rotor	42
III.1.1.4.Dimensionnement de la feuille rotorique	43
III.1.1.5.Dimensionnement de l'anneau	44
III.1.2.Calcul du circuit magnétique.....	45
III.1.2.1.Circuit magnétique statorique.....	46
III.1.2.2.Circuit magnétique rotorique	46
III.1.2.3.La force magnétomotrice dans l'entrefer.....	47
III.1.2.4. La force magnétomotrice totale par paire de pôle	47
III.1.2.5.Coefficient de saturation.....	48
III.1.2.6.Courant magnétisant	48
III.1.2.7.Réactance de magnétisation.....	48
III.1.2.8.Coefficient de dispersion magnétique du stator.....	48
III.1.2.9.Force électromotrice à vide	49
III.1.3.Calcul des paramètres de circuit équivalent	49
III.1.3.1.Paramètres statoriques	49
III.1.3.2.Paramètres rotoriques	51
III.2.Paramètres au démarrage	54
III.3.Calcul des pertes.....	55
III.3.1.Les pertes principales dans le fer	55

Sommaire

III.3.2. Les pertes électriques dans le stator et le rotor	56
III.3.3. Pertes mécanique	57
III.3.4. Pertes supplémentaires	57
III.3.5. Pertes totales	57
III.4. Le rendement de la machine	57
III.5. Calcul des paramètres électriques du moteur	57
III.5.1. Schéma équivalent en L du moteur asynchrone	58
III.5.2. Caractéristiques de fonctionnement du moteur	59
III.5.3. Caractéristiques de démarrage et capacité de surcharge	61
Chapitre IV : Elaboration d'un exemple de calcul	
IV.1. Programme de calcul	63
IV. 2. Interprétation des résultats obtenus	94
IV.3. Comparaison des résultats obtenus	96
Conclusion générale	99

Annexes

Bibliographes

Cahier des charges

Cahiers des charges des moteurs existant



Désignation	moteur asynchrone triphasé à cage	
Puissance nominale	$P_n = 5,5 \text{ KW}$	$P_n = 7,5 \text{ KW}$
Tension nominale	$U_n = 380 \text{ V}$	$U_n = 380 \text{ V}$
Vitesse de rotation	$N = 1450 \text{ tr/min}$	$N = 1450 \text{ tr/min}$
Fréquence du réseau d'alimentation	$f = 50 \text{ Hz}$	$f = 50 \text{ Hz}$
Facteur de puissance	$\cos \phi = 0,85$	$\cos \phi = 0,85$
Rendement	$\eta_n = 0,84$	$\eta_n = 0,86$
Nombre de phases	$m = 3$	$m = 3$
Nombre de pair de pôles	$p = 2$	$p = 2$
Hauteur d'axe	$h = 132 \text{ mm.}$	$h = 132 \text{ mm.}$
Longueur de paquet	110 mm	150 mm
Classe d'isolation	F	F
Degré de protection	IP 54	IP 54
Couplage	\triangle	\triangle

Cahier des charges

Cahiers des charges des moteurs calculés



Désignation	moteur asynchrone triphasé à cage	
Puissance nominale	$P_n = 5,5 \text{ KW}$	$P_n = 7,5 \text{ KW}$
Tension nominale	$U_n = 380 \text{ V}$	$U_n = 380 \text{ V}$
Vitesse de rotation	$N = 1450 \text{ tr/min}$	$N = 1450 \text{ tr/min}$
Fréquence du réseau d'alimentation	$f = 50 \text{ Hz}$	$f = 50 \text{ Hz}$
Facteur de puissance	$\cos \phi = 0,8$	$\cos \phi = 0,8$
Rendement	$\eta_n = 0,9$	$\eta_n = 0,9$
Nombre de phases	$m = 3$	$m = 3$
Nombre de pair de pôles	$p = 2$	$p = 2$
Hauteur d'axe	$h = 132 \text{ mm.}$	$h = 132 \text{ mm.}$
Longueur de paquet	150 mm	190 mm
Classe d'isolation	F	F
Degré de protection	IP 54	IP 54
Couplage	\triangle	\triangle

Introduction Générale

Introduction générale

Introduction générale :

Plus de la moitié de l'énergie électrique produite dans les pays industrialisés est transformée en énergie mécanique. On estime généralement que les moteurs asynchrones présentent 70% de la puissance installée et qu'ils absorbent (40% à 50%) de l'énergie totale consommée [3].

Même si, ces chiffres sont imprécis, ils montrent l'importance de ce type d'équipements qui sont utilisés dans toutes les applications industrielles ou domestiques de l'électricité du fait de leurs simplicités de construction, robustesse, bon rendement, excellente fiabilité, facilité d'installation, bonne condition d'exploitation et leur prix peu élevé.

Les moteurs asynchrones à cage sont des moteurs efficaces, utilisés généralement dans l'industrie. Le fonctionnement à vitesse variable est de plus en plus demandé, avec des performances plus sévères. La vitesse variable est obtenue par l'association de convertisseur de fréquence. Ceci est rendu possible grâce à l'avènement des composants électroniques de puissances et au développement de la micro-informatique.

Dans le cadre de notre projet de fin d'étude, la tâche qui nous a été confiée est l'optimisation d'une série de moteurs asynchrones à cage, alimentés par un convertisseur de fréquence en modifiant la longueur virtuelle des moteurs.

Pour mieux présenter notre travail, nous l'avons divisé en quatre chapitres ou :

Le premier est un aperçu général sur les machines asynchrones, tel que la constitution, le principe de fonctionnement, l'alimentation, les démarrages, les freinages ainsi que la protection.

Le deuxième est un aperçu sur les moteurs à haut rendement.

Le troisième est la méthode de calcul des dimensions principales, du stator, du rotor, du circuit magnétique, les pertes, les paramètres du circuit équivalent et les performances du moteur.

Le quatrième est réservé à l'élaboration d'un exemple de calcul à l'aide d'un logiciel informatique, et la comparaison des différents résultats.

Enfin on a terminé notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Généralités sur les machines asynchrones

Introduction :

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contact électrique glissant, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse de synchrone.

I.1.Constitution des moteurs asynchrones : [2]

La constitution des moteurs asynchrones rassemble plusieurs parties (stator, rotor, l'arbre, roulements, ventilateur.....), et la figure suivante (I.1) représente les différentes parties du moteur asynchrone.

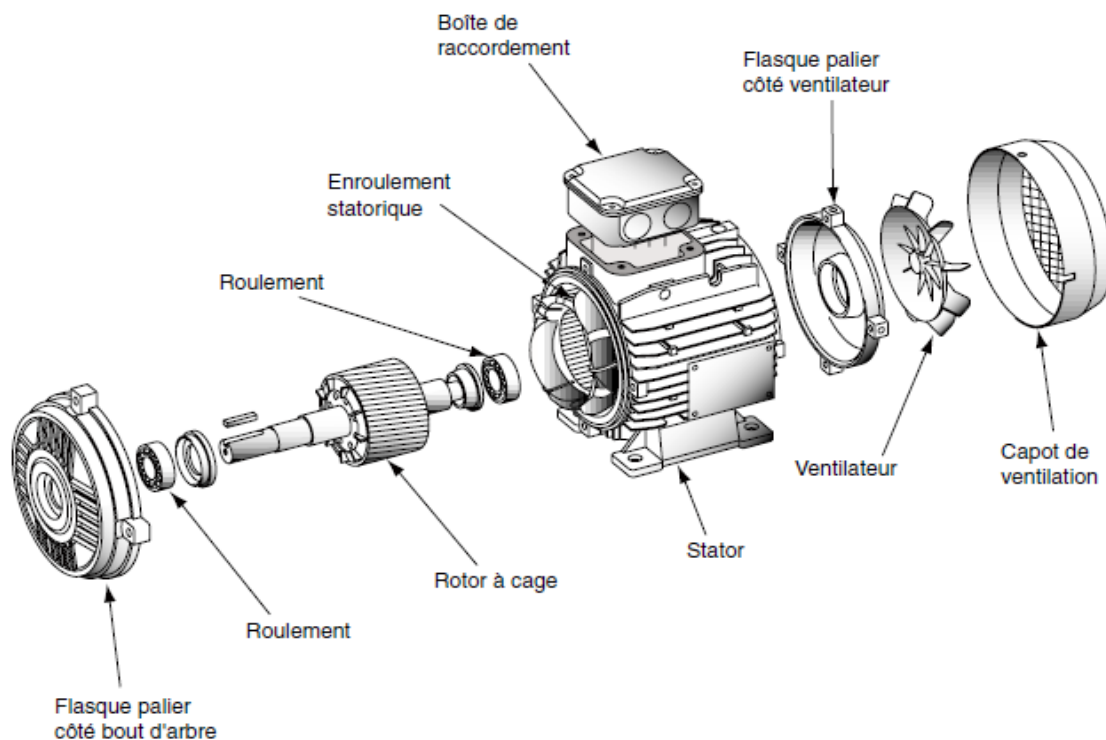


Figure I.1 : Vue éclatée d'un moteur asynchrone triphasé à cage.

I.1.1.Le stator :

Dans tous les cas, le stator reste au moins dans son principe le même : il est constitué d'un enroulement bobiné réparti à l'intérieur d'une carcasse cylindrique faisant office de bâti et logé à l'intérieur d'un circuit magnétique supporté par cette carcasse. Ce circuit magnétique est formé d'un empilage de tôles, en forme de couronnes circulaires, dans lesquelles sont découpées les encoches parallèles à l'axe de la machine.

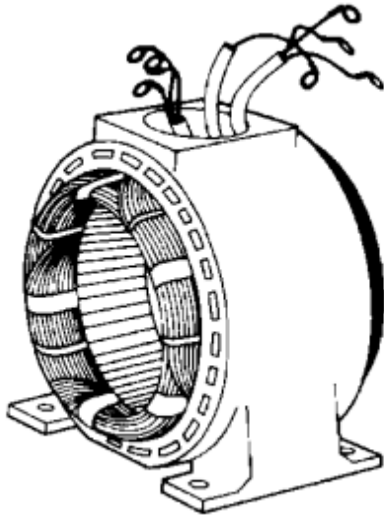


Figure I.2 : Stator bobiné



Figure I.3 : Stator feuilleté sans bobinages

I.1.2. Le rotor :

Il existe deux grandes catégories de machine asynchrone apparaissant suivant la structure de leur rotor qui peut être bobiné ou à cage.

➤ Rotor bobiné :

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disque empilé sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et en pratique toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches découpés dans les tôles, sont théoriquement parallèles à l'axe du moteur, mais en fait légèrement inclinées par rapport à cet axe de façon à réduire certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités de l'enroulement rotorique sont reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaire qui permettent des réglages, par exemple de couple ou de vitesse.

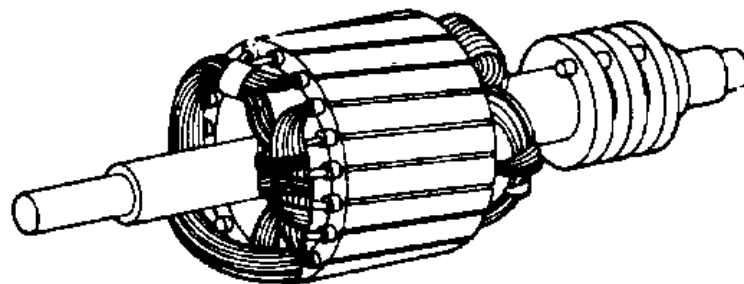


Figure I.4 : Rotor à bagues

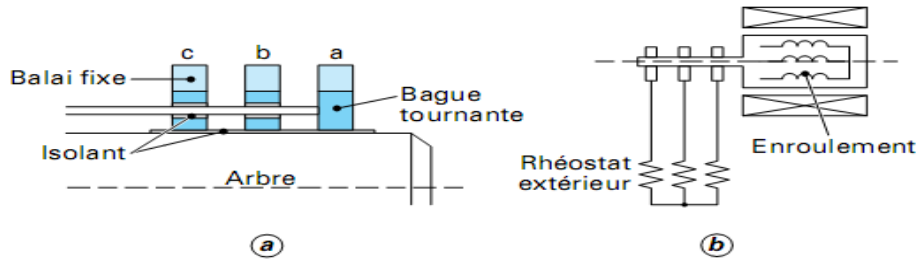


Figure I.5 : principe de réalisation des machines à induction à rotor bobiné.

➤ **Rotor à cage :**

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électrique recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 220 /380 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue, et de loin la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones en service.

Son inconvénient majeur est qu'il ne permet pas d'insérer un rhéostat et qu'il a au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et couple faible). C'est pour remédier à cette situation qu'on a développé deux autres types de moteur (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

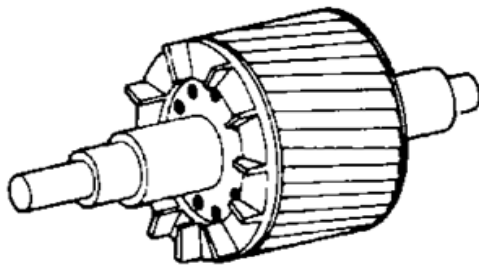


Figure I.6 : rotor à cage d'écureuil

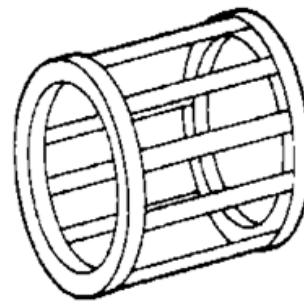


Figure I.7 : schéma d'une cage d'écureuil

➤ **Rotor à double cage :**

Le rotor comporte deux cages coaxiales (figure I.8) :

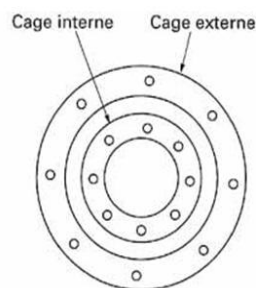
- l'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer.

- l'autre (cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer, ayant ainsi une inductance de fuite supérieure à la première.

Au démarrage, le courant rotorique de fréquence égale à la fréquence f du réseau d'alimentation, se répartit de façon inversement proportionnelle aux réactances des cages, qui sont alors grandes devant les résistances, dans ces conditions, c'est la cage externe qui est parcourue par le maximum de courant.

Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement caractérisé par un faible glissement g et une fréquence basse gf , ce sont les résistances qui contrôlent la répartition du courant, ce que favorise la cage interne de faible résistance.

On peut, ainsi, obtenir des couples de démarrage C_d de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage.



Cage interne : résistance faible; inductance de fuites importante
Cage externe : grande résistance; inductance de fuites faible

Figure I.8 : Rotor à double cage



Figure I.9 : Tôle utilisée pour la réalisation d'une cage à double encoche

➤ Rotor à encoche profonde :

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

- Lors de démarrage, la réactance qui croît avec la profondeur, tend à imposer aux lignes du courant de se concentrer près de la périphérie et à leur assigner ainsi une section de conducteur réduite et une résistance accrue ;
- En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance.

Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze (**figure I.10**).

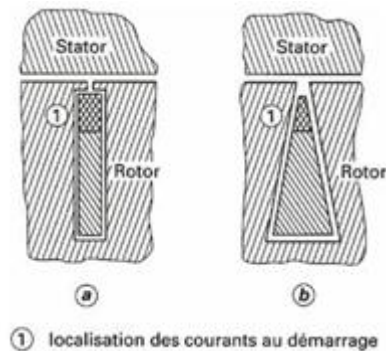


Figure I.10 : Encoche profonde (a) et conducteurs en trapèze (b).



Figure I.11 : Rotor à encoche profonde.

I.2. Bobinage : [1]

On peut effectuer le bobinage d'une machine tournante de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulement, l'enroulement imbriqué, l'enroulement ondulé et l'enroulement concentrique.

L'enroulement imbriqué s'emploie généralement pour le bobinage du stator des moteurs de quelque dizaine kilowatts et plus. Dans le cas des petits moteurs asynchrones, on utilise généralement l'enroulement concentrique, l'enroulement ondulé est idéal pour les rotors des moteurs asynchrones à bagues.

I.2.1. L'enroulement concentrique :

Il constitue le type d'enroulement le plus généralement utilisé dans la fabrication d'un bobinage à simple couche, chaque bobine occupe et remplit deux encoches. La différence réside dans le fait que les bobines, au lieu d'être toutes identiques et décalées d'une encoche les unes par rapport aux autres, sont à l'intérieur d'une phase, de dimensions différentes et placées les unes autour des autres.

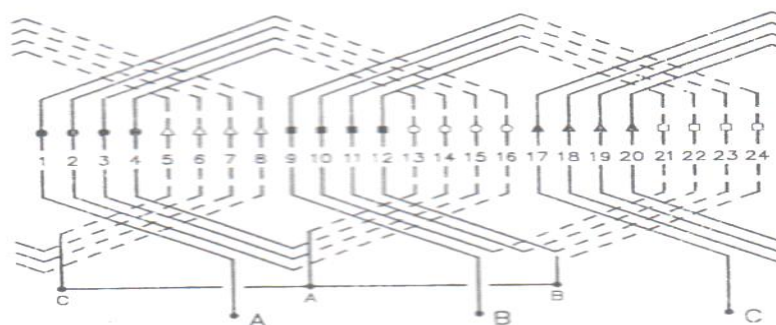


Figure I.12 : Enroulement concentrique triphasé à 2 pôles, 24 encoches.

I.2.2. Enroulement ondulé :

L'enroulement ondulé est habituellement un bobinage à double, les conducteurs qui occupent des places analogues sous deux pôles consécutifs sont connectés en série. Il faut toujours garder à l'esprit que chaque phase doit être séparée des deux autres phases de 120° électrique.

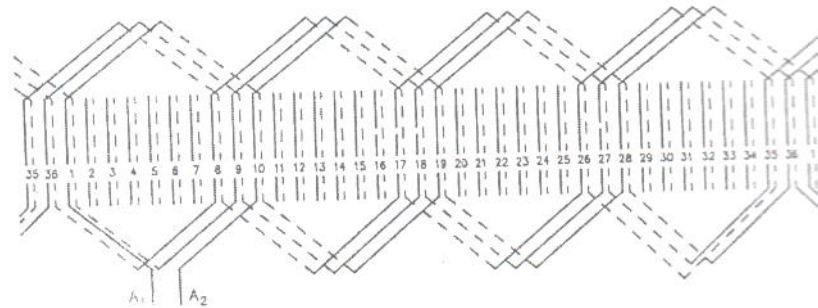


Figure I.13 : Enroulement ondulé pour une phase d'un moteur à 4 pôles, 36 encoches.

I.2.3. Enroulement imbriqué à simple couche :

Dans le cas d'un enroulement imbriqué à simple couche, chaque bobine qui forme l'enroulement occupe deux encoches. Puisqu'il doit y avoir autant d'enroulement qu'il y a de phase, le nombre d'encoche doit être un multiple de deux fois le nombre de phase. (**figure I.14**).

I.2.4. Enroulement imbriqué à double couche :

Chaque bobine est formée de la moitié des conducteurs dans une encoche est disposée de façon que l'un des cotés de la bobine soit dans le haut d'une encoche (coté supérieur) et l'autre dans le fond (coté inférieur).

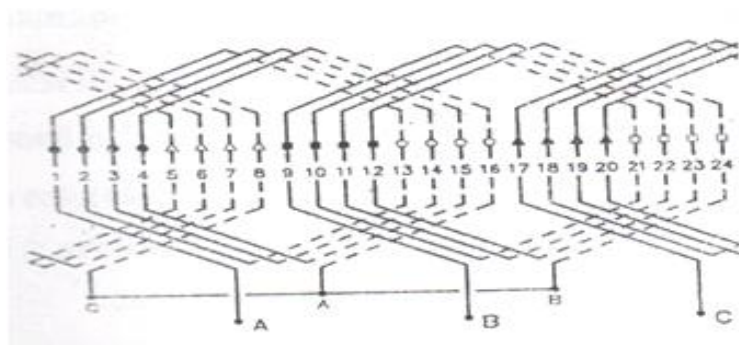


Figure I.14 : Enroulement imbriqué triphasé à 2 pôles, 24 encoches.

I.3.Principe de fonctionnement : [9]

En alimentant les trois bobines statoriques diphasées de 120 degrés ou de $2\pi/3$ rad par un système alternatif triphasé, ceci permet de créer un champ magnétique tournant, il peut être considéré comme un champ constant qui tourne à la pulsation de synchronisme.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad [\text{rd/s}]$$

La vitesse à laquelle tourne ce champ magnétique dans l'entrefer est dite : **vitesse de synchronisme**, elle est directement proportionnelle à la fréquence, f , du réseau et inversement proportionnelle au nombre de pôles P .

$$N_s = 60 \frac{f}{P} \quad [\text{tr/min}]$$

Ce champ variable coupe les conducteurs rotorique ; et d'après la loi de **Faraday**:

$e = \frac{d\phi}{dt}$ (Tout conducteur soumis à une variation du flux est un siège d'une f.e.m), et donc une force électromotrice induite apparaît, ce qui engendre des courants induits circulant dans les conducteurs rotoriques en court-circuit.

La loi de **Lenz** ($e = -\frac{d\phi}{dt}$), explique que la f.e.m induite crée dans les conducteurs rotoriques s'oppose à la cause qui lui a donné naissance, donc elle s'oppose à la variation du flux. Et pour cela le rotor va se mettre à tourner dans la même direction que le champ statorique pour tenter de le rattraper.

La rotation du rotor est engendrée par l'apparition des forces de **Laplace** (de Lorentz, pour le Anglo-Saxons), qui sont un résultat de l'interaction entre le champ tournant et les courants induits :

$$d\vec{F} = i \cdot d\vec{L} \wedge \vec{B}$$

Le rotor n'arrivera jamais à tourner à la même vitesse que le champs statorique, cet écart avec la vitesse de synchronisme joue un rôle fondamental et il est défini par un paramètre important dit : **glissement** :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad ; \quad \Omega = (1 - g)\Omega_s$$

Le glissement vaut 1 au démarrage et 0 à la vitesse de synchronisme et en fonctionnement normal, il est toujours faible 7% pour les petites machines et pour les grosses machines jusqu'à 2%.

En fonctionnement normal, la fréquence des f.e.m. et des courants rotoriques est très faible, elle est donnée en fonction du glissement :

$$f_r = g \cdot f \quad [Hz]$$

Avec : f - fréquence du réseau en hertz (Hz) ; ω_s - Pulsation électrique du champ tournant en [rad/s] ; N_s - vitesse de synchronisme en [tr/min] ; N - vitesse de rotation du rotor en [tr/min] ;

Ω_s - vitesse mécanique synchrone de rotation du champ tournant en [rad/s] ; Ω - vitesse mécanique de rotation du rotor en [rad/s] ; P - nombre de paire de pôles.

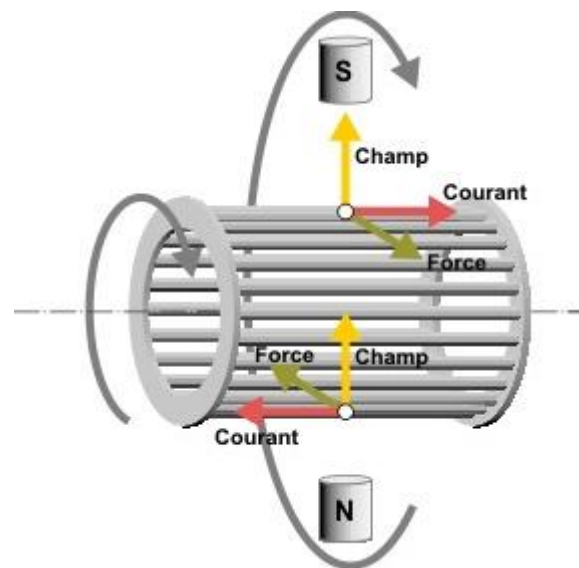


Figure I.15 : Schéma de représentation d'une machine asynchrone.

I.4. Alimentation du moteur asynchrone:

On peut alimenter un moteur asynchrone à partir d'un alternateur à vitesse variable ou grâce à une tension secondaire d'une machine à induction ou d'une commutatrice, ces procédés n'ont comme avantage que leur robustesse et leur fiabilité, leur encombrement et leur prix limitent et leur utilisation.

A l'heure actuelle, la plus part des moteurs asynchrones sont alimentés à partir des convertisseurs de fréquence avec lesquels les tensions d'alimentation sont réglés grâce aux ponts redresseur commandés. Parmi les moyens de commande, on trouve la commande MLI

(Modulation de Largeur d'Impulsion), qui facilite le filtrage des harmoniques indésirables, en les repoussant vers les fréquences les plus élevées.

II.4.1. Différents types de la commande en MLI : [3]

➤ Modulation calculée :

Pour ce type de modulation, les angles de commutations sont calculés au préalable puis mémorisés sous forme de table dans la mémoire d'un microordinateur.

➤ Modulation vectorielle :

Les angles de commutation sont calculés de façon à suivre aux mieux le vecteur de tension qu'on veut produire.

➤ Modulation en delta :

Pour laquelle on utilise une bascule à hystérésis commandée par la différence entre une onde de fréquence et l'intégrale de sortie d'un onduleur.

➤ Modulation sinus triangle :

L'intersection de deux ondes, l'une dite de référence u et l'autre de modulation v , détermine les instants de l'ouverture et de la fermeture des semis conducteurs.

I.4.2. Stratégie de la commande :

L'onduleur de tension délivre à sa sortie une onde rectangulaire riche en harmonique, cet inconvénient disparaît si la tension se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rang inférieur, ce procédé qui peut être réalisé par une commande à MLI qui permet à partir de la tension U d'entrée d'obtenir en sortie une tension U_1 égale $+U$ ou $-U$, on forme l'alternance positive avec des créneaux d'amplitude $+U$ et l'alternance négative avec des créneaux de même amplitude mais de signe opposé.

Dans ce cas l'enroulement d'un moteur asynchrone est alimenté par une série d'impulsion de forme sensiblement rectangulaire avec une variation très rapide de la tension dans le temps (dU/dt) ce que provoque la création d'un processus ondulatoire dans l'enroulement. Ce processus est un phénomène physique compliqué d'apparition, de propagation et de variation rapide de l'impulsion électromagnétique à travers un circuit reparté (dans notre cas c'est l'enroulement et le système magnétique d'un moteur asynchrone).

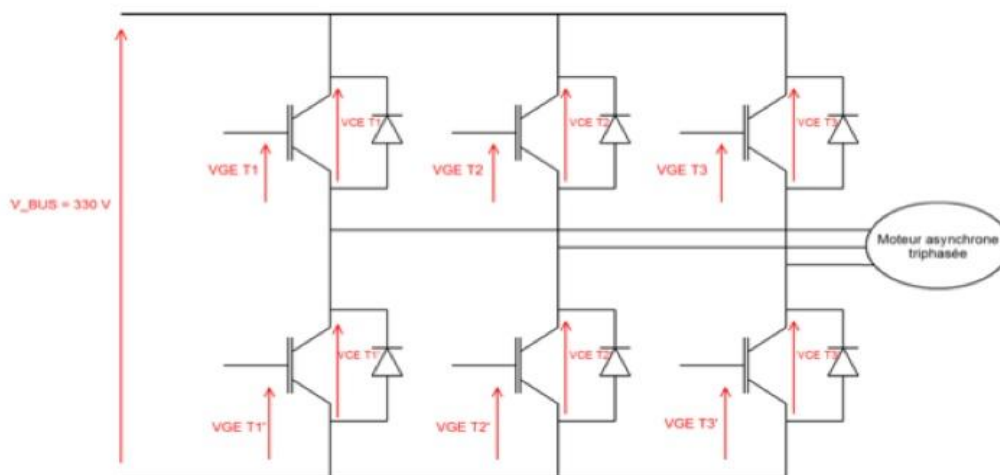


Figure I.16 : Schéma d'un onduleur de tension

I.4.3. Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones :

Les moteurs asynchrones vus leur robustesse, leurs facilité de construction et leurs prix moins onéreux et si on arrive à résoudre le problème de réglage et de régulation de leurs vitesse peuvent remplacer les moteurs à courant continu, cette vitesse peut être modifié, par action sur :

Le glissement de la machine.

La fréquence d'alimentation.

I.4.4. Réglage de la vitesse des moteurs à cage :

Les moteurs à cage dont la vitesse de rotation est presque constante ne se prêtent pas bien à un réglage de vitesse, le seul moyen efficace de faire varier leur vitesse de rotation de façon appréciable, est de modifier la fréquence d'alimentation.

Une diminution de la fréquence entraîne une diminution de la vitesse, pour éviter la saturation du noyau il faut aussi de modifier la tension suivant le même rapport que la fréquence, mais si la fréquence est supérieure à la fréquence nominale, il est déconseillé d'augmenter la tension : les pertes seront trop importantes et il y'aurait aussi un risque de soumettre les isolations à des contraintes excessives qui pourrait entraîner la destruction du moteur. On limitera donc la tension nominale du moteur.

De la même façon on ne doit jamais faire circuler dans les enroulements du moteur des courants supérieurs au courant nominal. La caractéristique de couple en fonction de la vitesse pour un moteur alimenté à diverses fréquences est représentée dans la figure suivante :

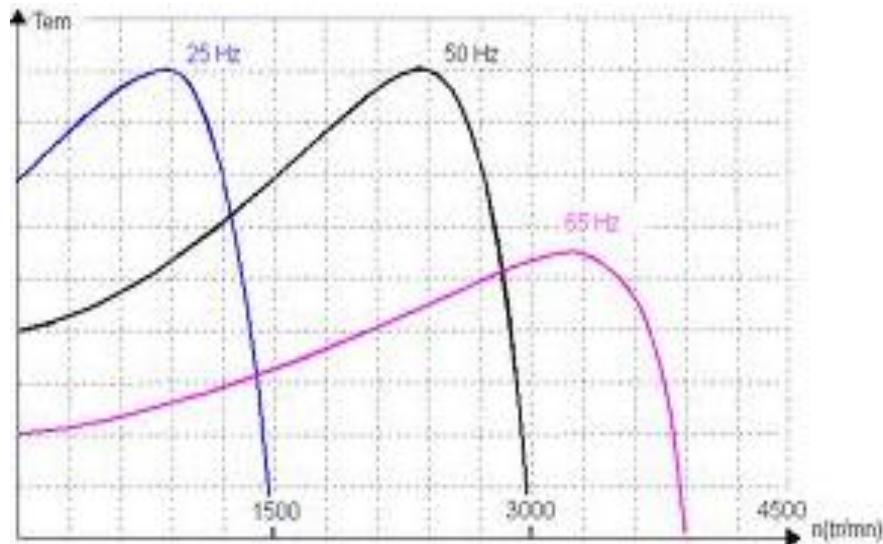


Figure I.17 : Caractéristique du couple en fonction de la vitesse.

I.5. Dispositifs de démarrage des moteurs asynchrones : [4]

Lorsque les caractéristiques de démarrage ne sont pas satisfaisantes, en particulier à cause d'un appel de courant trop important pour le réseau, il faut ajouter au moteur un dispositif de démarrage.

Ces différents dispositifs permettent de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator pendant la durée de démarrage du moteur, ce qui est un moyen de limiter l'intensité du courant de démarrage. L'inconvénient est que le couple moteur est également diminué et que cela augmente la durée pour laquelle la machine atteint le régime permanent. Pour remédier à ce problème des solutions techniques, ont été trouvées dont on cite les suivantes.

I.5.1. Démarrage direct (rotor à cage d'écureuil) :

Ce mode de démarrage consiste à brancher le moteur directement au réseau. Dans ce cas, il démarre sous caractéristique naturelle (tension nominale), ce qui provoque les pics de courant très élevés, courant $I_d = 5$ à 8 fois le courant nominal (I_n).

Ce type est utilisé pour les moteurs de faible et moyenne puissance $P_m \leq 1.5$ kW.

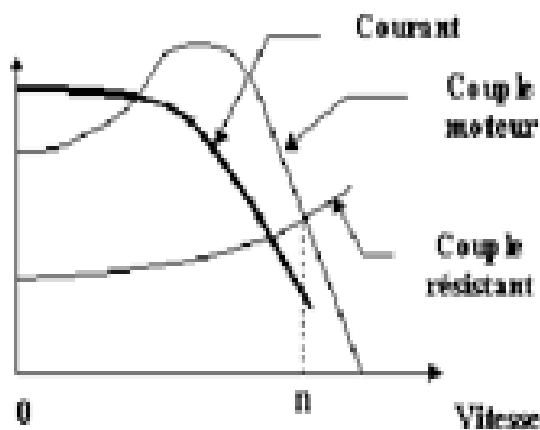


Figure I.17 : Le couple et le courant du moteur en fonction de la vitesse.

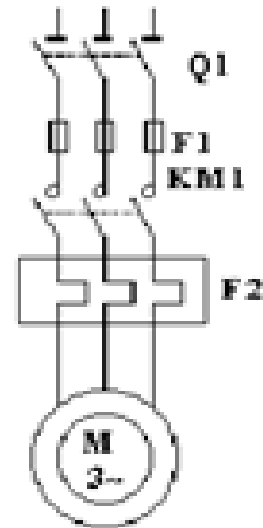


Figure I.18 Schéma développé du circuit de puissance.

- Avantage de démarrage direct :
 - Simplicité de l'appareillage.
 - Démarrage rapide.
 - Coût faible.
 - Le couple de démarrage doit être élevé.
- Inconvénient de démarrage direct :
 - Courant de démarrage élevé, 5 à 7 fois le courant nominal I_n .
 - La puissance du moteur doit être faible par rapport à la puissance du réseau. (chute de tension très importante).
 - Démarrage brutale (problème mécanique et humains).

I.5.2. Démarrage étoile-triangle (rotor à cage d'écureuil) :

Ce mode de démarrage n'est utilisable si les deux extrémités de chaque enroulement sont accessibles. De plus, il faut que le moteur soit compatible avec un couplage final triangle.

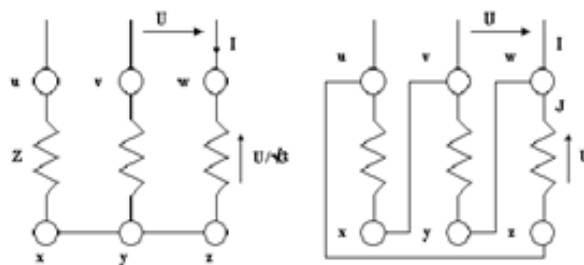


Figure I.19 : Branchement étoile et triangle.

Lors du couplage étoile, chaque enroulement est alimenté sous une tension $\frac{1}{\sqrt{3}}$ fois plus faible, de ce fait, le courant est divisé aussi par $\sqrt{3}$.

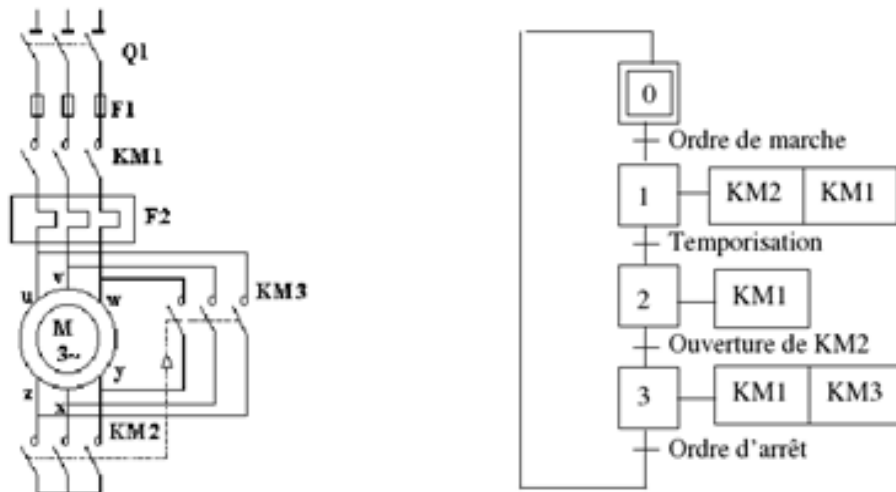


Figure I.20 : Schéma de principe et ordre de marche.

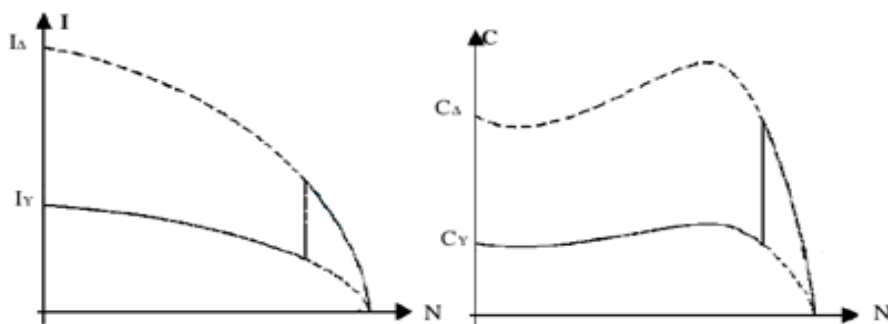


Figure I.21 : Le passage de couple et le courant de montage étoile au montage triangle.

Lorsque les caractéristiques courant ou couple sont admissibles, on passe au couplage triangle. Le passage du couplage étoile au couplage triangle n'étant pas instantané, le courant est coupé pendant 30 à 50 ms environ. Cette coupure du courant provoque une démagnétisation du circuit magnétique.

Lors de la fermeture du contacteur triangle, une pointe de courant réapparaît brève mais importante (magnétisation du moteur).

- Avantage du démarrage étoile-triangle :
 - Courant du démarrage faible.
- Inconvénient du démarrage étoile-triangle :
 - Couple du démarrage faible.
 - Moteur 6 bornes.

- Coupure d'alimentation au changement de couplage.

I.5.3. Démarrage par des résistances statoriques (rotor à cage d'écureuil) :

Un autre moyen consiste à réduire la tension aux bornes, en introduisant une résistance en série sur chacune des phases du moteur. Les résistances peuvent être des résistances métalliques, munies d'un ou plusieurs crans que l'on court-circuite au fur et à mesure de la montée en vitesse, ou bien des résistances électrolytiques ; dans ces éléments, la variation de résistance est continue et obtenue soit par l'échauffement d'un électrolyte sous l'effet du passage du courant (la résistivité d'un électrolyte décroissant avec la température), soit par une variation commandée du niveau de l'électrolyte entre des électrodes. La valeur initiale de la résistance des appareils électrolytiques est fixée par la concentration du bain de l'électrolyte.

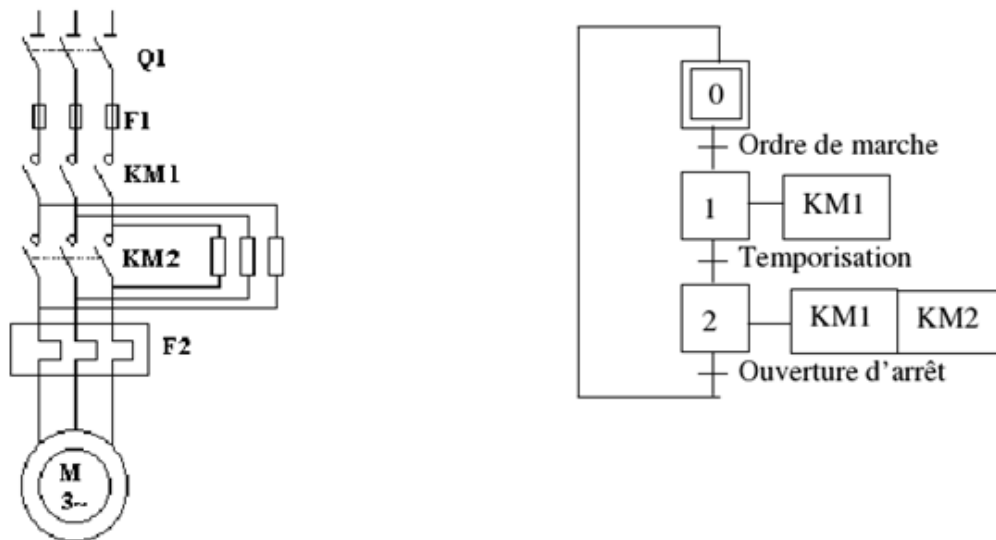


Figure I.22 : Schéma de principe et ordre de marche.

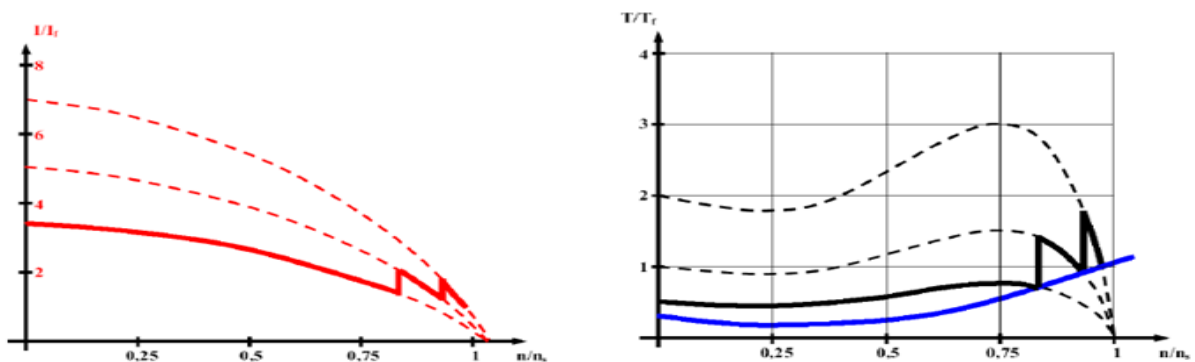


Figure I.23 : Le rapport de couple et de courant en fonction de rapport de la vitesse.

En associant le réglage étoile-triangle et les résistances statorique, on aboutit à un système qui conserve la forte réduction du courant initial et qui réduit l'appel de courant consécutif à la remise en triangle des enroulements. Le démarrage se fait en trois temps :

Alimentation en étoile, alimentation en triangle avec insertion de résistances statorique, puis mise en court-circuit de ces résistances.

- **Avantage du démarrage statorique :**
 - Pas de coupure d'alimentation pendant le démarrage.
 - Il ya pas de risque de phénomènes transitoires, car l'élimination des résistances statoriques se fait sans l'interruption de l'alimentation.
 - Possibilité de réglage des valeurs au démarrage.
- **Inconvénient du démarrage statorique :**
 - perte de puissance dans les résistances.
 - Perte de couple important.
 - le courant de démarrage est encore élevé.

I.5.4.Démarrage par auto transformateur:

a- premier temps :

L'auto transformatrice est d'abord couplée en étoile, puis le moteur est couplé au réseau à travers ses enroulements, le démarrage est réalisé sous une tension réduite qu'est en fonction du rapport de transformation. L'auto transformateur est choisi de façon à ce que la tension réduite soit la mieux adaptée (suffisante pour démarrer le moteur).

b- deuxième temps :

Avant de passer ou couplage plein charge, le couplage en étoile est ouvert, la fonction du bobinage constitue une inductance en série avec le moteur.

c- troisième temps :

Le couplage plein tension intervient après le deuxième temps, généralement très court, les inductances en série avec le moteur sont court-circuitées puis l'autotransformateur est mis hors circuit.

Le courant et le couple de démarrage varient dans la même proportion.

$$I_d = 1.7 \text{ à } 4 I_n \quad C_d = 0.5 \text{ à } 0.85 C_n.$$

Ce mode de démarrage est généralement utilisé pour les moteurs asynchrones triphasés de puissance supérieure à 100 kW.

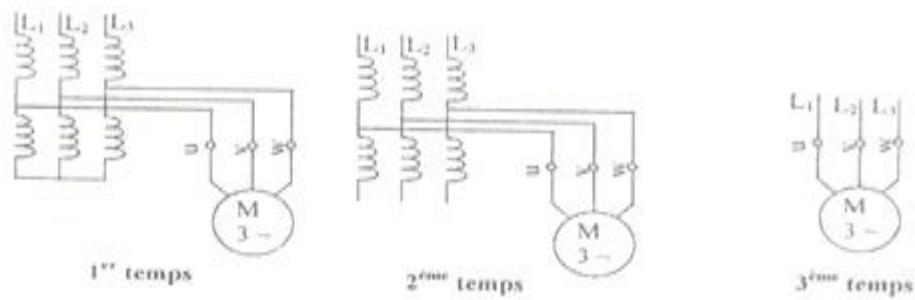


Figure I.24 : Schéma descriptif d'un démarrage par autotransformateur.

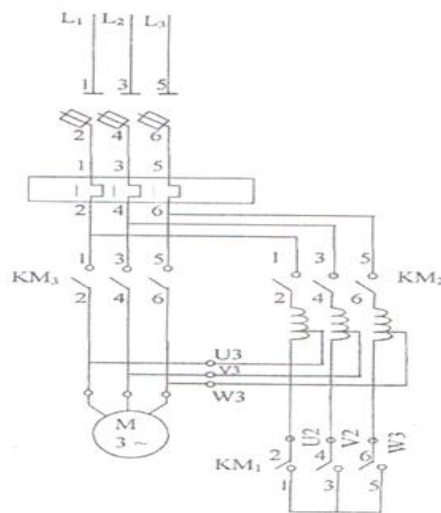


Figure I.25 : Schéma de démarrage par autotransformateur.

- **Avantage de démarrage par autotransformateur :**
 - Ce démarrage s'effectue sans interruption du courant.
 - Permet un démarrage sous tension réduite.
 - Réduit les pics du courant au démarrage.
- **Inconvénient de démarrage par autotransformateur :**
 - Les phénomènes transitoires peuvent apparaître lors du couplage pleine tension.
 - Prix élevé de l'autotransformateur.

I.5.5. Démarrage rotorique (rotor bobiné en court circuit) :

On limite le courant absorbé au stator en augmentant la résistance du circuit du rotor. des résistances montées en série dans le circuit du rotor sont éliminées au fur et à mesure que le moteur prend de la vitesse.

On démarre en insérant toutes les résistances, puis on élimine progressivement les différents jeux de résistances.

Ce démarrage est le plus souple et le meilleur au point de vue électrique. Par contre, le moteur à rotor bobiné est mécaniquement moins fiable et son prix en association au système de démarrage n'est compétitif que dans des applications particulières.

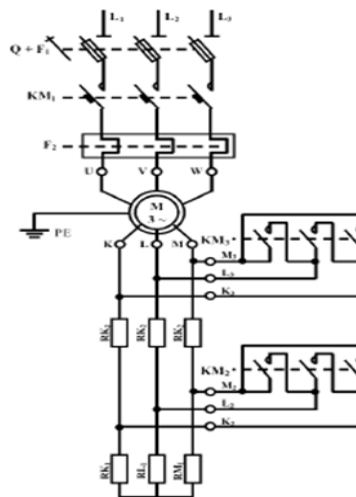


Figure I.26 : Schéma de démarrage rotorique.

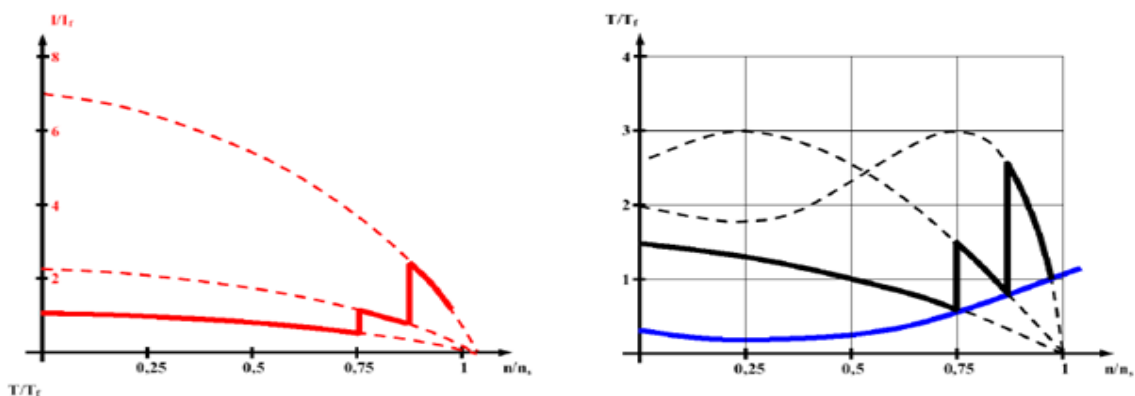


Figure I.27 : Le rapport de couple et de courant en fonction de rapport de la vitesse.

I.5.6. Les démarreurs électroniques (SOFT STARTER) :

Le démarrage du moteur asynchrone triphasé se fait par la montée progressive de la tension, ce qui permet la réduction du point de courant.

Ce type de démarrage est réalisé par l'intermédiaire d'un gradateur à thyristors à angle de phase montés tête-bêche deux par deux par chaque phase.

Le courant de démarrage est réglé entre 2 à 5 I_n , ce qui donne un couple de démarrage réglable de 0.1 à 0.7 C_n .

Il peut être court-circuité en fin de démarrage.

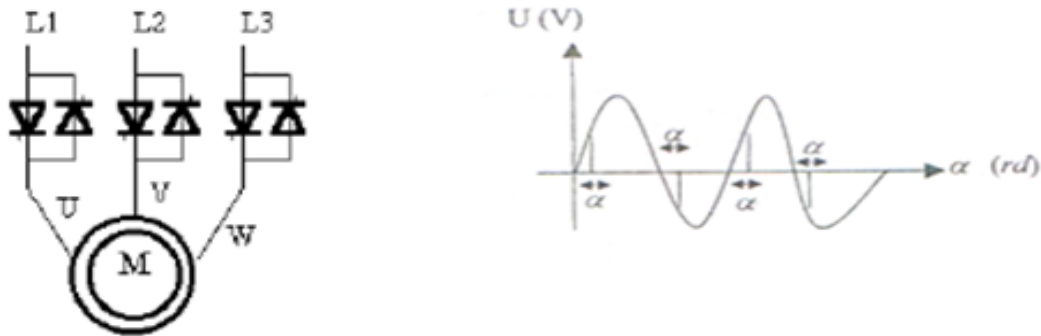


Figure I.28 : Schéma de démarrage électronique (SOFT STARTER).

- Avantage de démarrage électronique :
 - Maîtrise des caractéristiques de fonctionnement.
 - Protection thermique du moteur et du démarrage.
 - Protection mécanique de la machine entraînée par la réduction du courant de démarrage.
- Inconvénient de démarrage électronique :
 - Génère les perturbations.

I.6.Freinage des moteurs asynchrones :

Le fonctionnement d'un système industriel peut nécessiter pour le moteur d'entraînement un ralentissement, un freinage ou un maintien à l'arrêt.

Pour cela, on utilise des systèmes de freinage électromécanique ou électronique.

I.6.1.Freinage électromécanique :

Il s'agit d'un frein à disque incorporé au moteur, on appelle l'ensemble MOTEUR FREIN. Une bobine commande le déplacement d'un disque bloqué en rotation. Ce disque vient en contact avec un disque fixé sur le rotor du moteur. Le frottement des deux disques provoque le ralentissement du moteur.

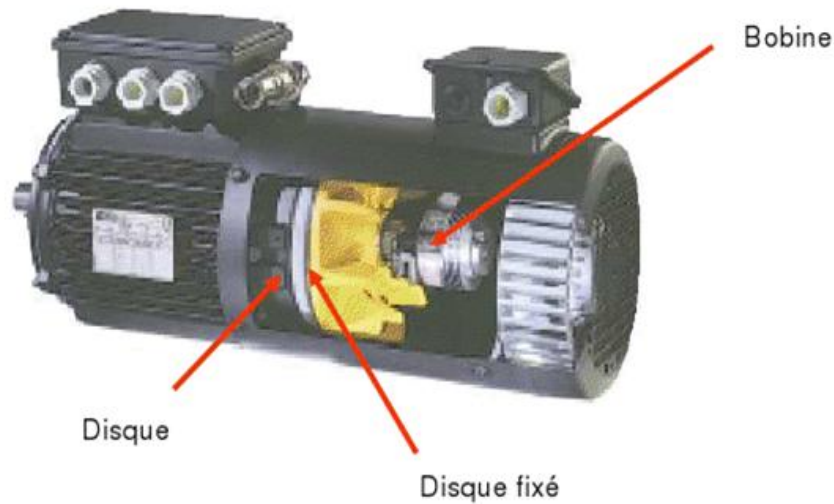


Figure I.29 : Moteur frein.

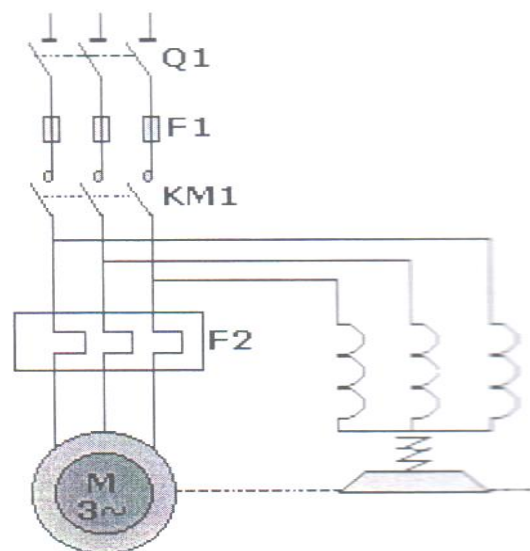


Figure I.30 : Schéma du moteur et frein.

En l'absence de courant ou coupure du réseau : ouverture de KM1 un ressort de rappel permet d'assurer le freinage.

I.6.2. Freinage par contre courant :

Cette commande de freinage est obtenue par inversion de deux phases, Le couple de freinage moyen est en général supérieur au couple de démarrage. Ce mode de freinage implique des courants absorbés important environ 7 In.

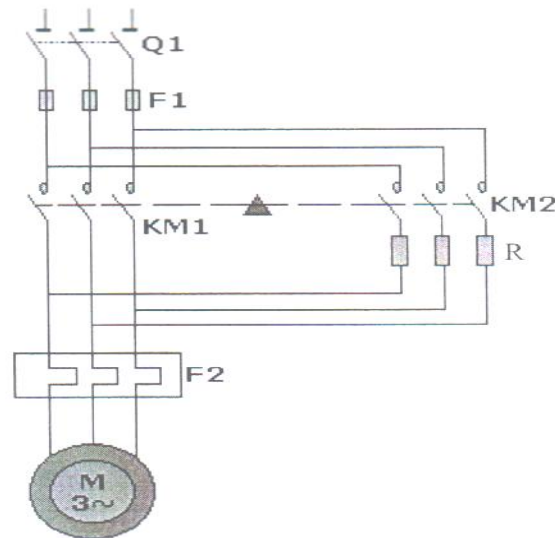


Figure I.31 : Schéma de freinage par contre courant.

Lors du freinage, il y a ouverture de KM1 puis fermeture de KM2 : le moteur est entraîné par un champ statorique inverse. Les pointes de courant sont très importantes et il est conseillé d'insérer un jeu de résistances pour limiter ce courant. KM2 doit s'ouvrir pour arrêter le moteur. Généralement, un dispositif électrique de coupure déconnecte le moteur de réseau au moment du passage de la vitesse à $N = 0$.

I.6.3.Freinage par injection de courant continu :

Ce freinage consiste, après avoir déconnecté le moteur de l'alimentation, à injecter un courant continu (20 à 24 v) entre deux bornes du stator.

Cela entraîne la production d'un couple résistant qui s'oppose au couple rotor. Plus la valeur du courant est importante, plus le moteur est freiné rapidement.

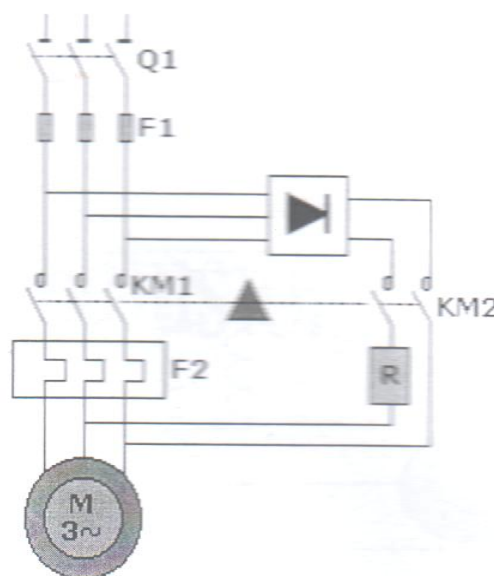


Figure I.32 : Schéma du freinage par injection du courant continu.

Au moment du freinage, KM1 s'ouvre puis KM2 se ferme. Un courant continu est injecté dans les enroulements du stator ; celui-ci crée un champ magnétique fixe qui freine le rotor.

I.7. Protection des machines asynchrone :

Les protections des moteurs électriques contre les surintensités (surcharges et courts-circuits) ont pour but d'éviter un échauffement excessif, dû à l'absorption d'un courant très élevé et pouvant entraîner sa destruction.

I.7.1. Dispositifs de protection contre les courts-circuits : [9]

➤ **Les fusibles (coupe-circuits) :**

Les fusibles réalisent une protection phase par phase (unipolaire) avec un pouvoir de coupure important sous un faible volume. Ils se montent, généralement, sur des supports spécifiques appelés porte-fusibles. Leur particularité est de laisser passer les surintensités du courant magnétisant à la mise sous tension des moteurs.

➤ **Les disjoncteurs magnétiques :**

Ces disjoncteurs assurent, dans la limite de leur pouvoir de coupure et par l'intermédiaire de leurs déclencheurs magnétiques, la protection des moteurs contre les courts-circuits. Le seuil de déclenchement est réglé par l'utilisateur.

I.7.2. Dispositifs de protection contre la surcharge :

➤ **Les relais thermique de surcharge à bilame :**

Leur principe de fonctionnement repose sur la déformation de ses bilames chauffés par les courants de surcharges qui les traversent, cette déformation provoque le déclenchement du dispositif.

Ces relais protègent les moteurs contre les surcharges, mais ils doivent admettre la surcharge temporaire due au démarrage. Il est donc nécessaire de disposer de relais adaptés à la durée de démarrage.

➤ **Les relais à sondes à thermistance CTP :**

Ils sont composés d'une ou plusieurs sondes à thermistance à coefficient de température positif (CT) placées au sein des bobinages des moteurs ou tout endroit susceptible à s'échauffer (palier, roulement, etc.). Ce sont des résistances qui augmentent brutalement

quand la température atteint un seuil appelé : température nominale de fonctionnement, elles sont mesurées, en permanence, à l'aide d'un dispositif électronique.

Chapitre II

Aperçu théorique sur Les moteurs à haut rendement

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

Introduction :

Dans l'industrie, les moteurs sont utilisés partout. Convoyage, climatisation, ventilation, pompage, air comprimé, on estime que 70% de la consommation d'électricité dans l'industrie concerne les moteurs. Le rendement d'un moteur électrique est donné par le rapport entre la puissance mécanique délivrée et la puissance électrique absorbée. L'augmentation du rendement permet, pour une même puissance mécanique délivrée, de consommer moins d'électricité (énergie).

II.1.Définition : [5,6]

Un moteur à haut rendement est un moteur à induction triphasée dont le rendement est supérieur à la moyenne des rendements des moteurs standards. Cet avantage est dû aux caractéristiques des meilleurs matériaux et leurs conceptions améliorées, ce qui a pour effet de diminuer ses pertes. En général, sa fabrication se distingue par les points suivants :

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

II.2.Spécificités des machines à induction à haut rendement:

II.2.1.Caractéristiques techniques :

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

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

II.2.2.Les performances attendues du moteur :

- La puissance et le facteur de service.
- L'échauffement et la classe d'isolation.
- La tension d'alimentation.
- Le courant de démarrage maximal.
- Le couple de démarrage minimal.
- Le couple de décrochage nominal ou maximal.
- La plage de facteur de puissance.
- La plage des rendements.

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

II.2.3. Les conditions d'environnements du moteur :

- La température ambiante.
- L'altitude.
- Le taux d'humidité.
- Le degré d'abrasion.
- Le degré de sécurité.

II.2.4. La protection nécessaire :

- Une protection thermique.
- Un emplacement spécial pour la boîte de dérivation.

II.3. La tension d'alimentation:

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

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

Tableau II.1 : effet d'une variation de tension de 10 % sur un moteur à induction.

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

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

II.4. La vitesse :

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

II.5. Le couple : [1]

Le couple mesure la force servant à produire une rotation. Les dimensions du moteur sont proportionnelles à son couple et non à sa puissance en hp. Ainsi un moteur à couple élevé est plus gros et très coûteux. Les moteurs à induction sont classés selon leur couple (modèles A, B, C, D et F).

Classe du moteur	Les caractéristiques
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

II.6. Caractéristiques des moteurs à haut rendement :

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

- L'acier mince et de haute qualité pour les tôles des circuits magnétiques.
- En augmentant la section du stator et du rotor, on réduit la densité des flux magnétiques et en conséquence les pertes par hystérésis.
- Les pertes par frottement sont diminuées par l'emploi de paliers plus petits ou de meilleure qualité.

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

- Les pertes de ventilation peuvent être réduites en employant des ventilateurs plus petits. De toute façon, les moteurs à haut rendement fonctionnent à des températures plus basses que les moteurs classiques.
- Une minimisation de l'épaisseur de l'entrefer entre le stator et le rotor.
- Une grande longueur.
- Une augmentation de la taille de la carcasse.

II.7. Avantage d'utilisation des moteurs à haut rendement :

L'utilisation des moteurs à haut rendement donne plusieurs avantages :

- Ces moteurs à haut rendement produisent la même puissance de sortie, mais avec une puissance d'entrée moindre que les moteurs standards.
- Fiabilité et rendement suffisamment élevé.
- Ces moteurs à haut rendement sont disponibles aux différentes puissances et avec différentes vitesses.
- Panne réduite en raison de leur conception et construction.
- Ces moteurs à haut rendement ont typiquement 30% à 50% de pertes inférieures que les moteurs standards équivalents.
- L'épargne significative en raison du choix, achat, fonctionnement efficace et correct du moteur pour une telle application.

II.8. Classes de rendement des moteurs à haut rendement en vigueur en Europe : [11]

En 1998, dans le cadre de l'accord volontaire établi entre le comité européen des fabricants et constructeurs des machines électriques et d'électroniques de puissance (CEMEP), et la commission européenne, ont été définies trois classes de rendement pour la plage de puissance comprise entre (1,1kw et 90kw).

- **EFF3 : moteur à bas niveau de rendement.**
- **EFF2 : moteur à niveau de rendement amélioré.**
- **EFF1 : moteur à haut niveau de rendement.**

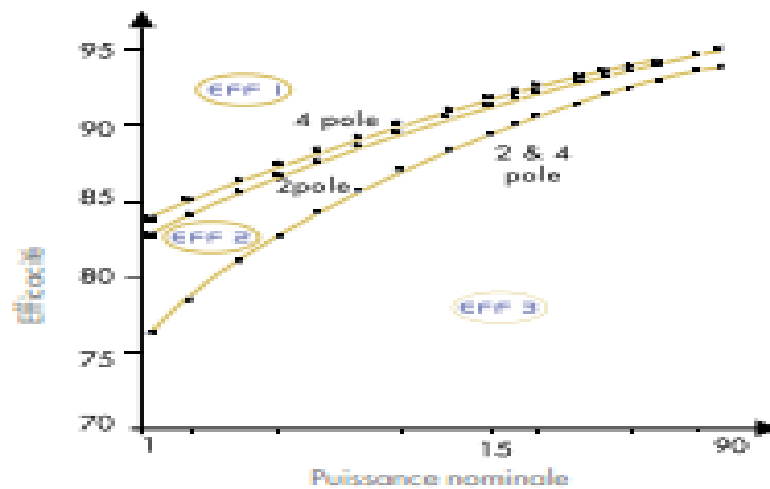


Figure II.1 : Courbe de rendement en fonction de la puissance selon la norme internationale.

II.9. Répartitions des nouvelles classes de rendement des moteurs électriques :

Une nouvelle classification des machines électriques tournantes et des moteurs triphasés à induction à cage, a été proposée et acceptée par les principaux fabricants internationaux, suivent la norme CEI 60034-30 - 2010, qui définit les classes de rendement des moteurs de puissance comprise entre 0,75 kW et 375 kW.

L'appellation " IE " fait référence à l'expression (international efficiency) «rendement international», et suivre par un chiffre.

- **IE 3 : rendement premium.**
- **IE 2 : haut rendement.**
- **IE 1 : rendement standard.**

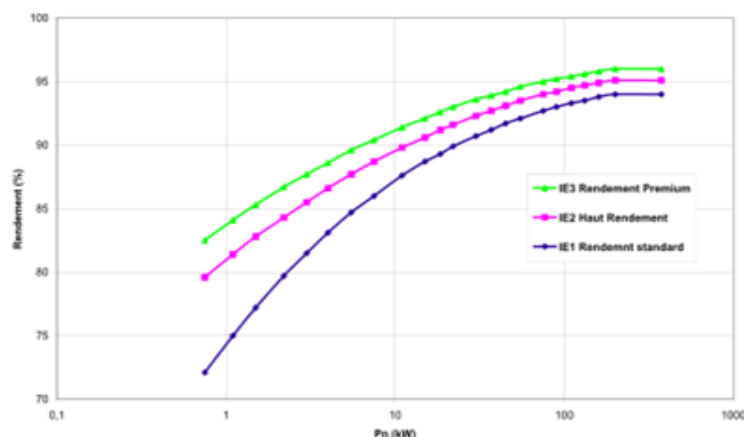


Figure II.2 : Nouvelle classification de rendement des moteurs (IE).

II.10. Comparaison des classes de rendement anciennes et nouvelle :

Le nouveau système international de classe de rendement (IE) est associé à un système de numérotation ouvert. Comparé à l'ancien système de classe de rendement (EEF), il est

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

désormais plus facile d'ajouter des développements futurs. Il comporte une autre nouvelle classe, IE3, qui n'existe pas dans l'ancien système européen de classification EEF. Son domaine d'application a également été étendu de façon significative. Le nouveau code IE s'applique à une plus large plage de puissances, ainsi qu'aux classes 60 Hz, par exemple aux Etats-Unis.

La principale différence entre les classes de rendement (EFF et IE) réside dans la méthode utilisée pour les déterminer. En comparant directement un même moteur, le rendement déterminé selon la nouvelle méthode de mesure est censé à être inférieur. Par exemple, un moteur de classe EFF1 de 11 KW à 4 pôles présentant un rendement de 91.0 % est identique à un moteur de classe IE3 qui présente un rendement de 91.4%.

II.10.1. Classe de rendement IE1, IE2 et IE3 selon la norme CIE :

Tableau II.2 : Classe de rendement pour les moteurs 50Hz.

50 Hz									
kW	IE1, rendement niveau « standard »			IE2, rendement niveau « haut »			IE3, rendement niveau « premium »		
	2 pôles	4 .pôles	6 pôles	2 pôles	4 pôles	6 pôles	2 pôles	4 pôles	6 pôles
0.75	72.1	72.1	70.0	77.4	73.6	75.9	80.7	82.5	73.9
1.1	75.0	75.0	72.9	79.6	81.4	78.1	82.7	84.1	81.0
1.5	77.2	77.2	75.2	81.3	82.8	79.8	84.2	85.3	82.5
2.2	79.7	79.7	77.7	83.2	84.3	81.8	85.9	86.7	84.3
3	81.5	81.5	79.7	84.6	85.5	83.3	87.1	87.7	86.6
4	83.1	83.1	81.4	85.8	86.6	84.6	88.1	88.6	86.8
5.5	84.7	84.7	83.1	87.0	87.7	86.0	89.2	89.6	88.0
7.5	86.0	86.0	84.7	88.1	88.7	87.2	90.1	90.4	89.1
11	87.6	87.6	85.4	89.4	89.8	88.7	91.2	91.4	90.3
15	88.7	88.7	87.7	90.3	90.6	89.7	91.9	92.1	91.2
18.5	89.3	89.3	88.6	90.9	91.2	90.4	92.4	92.6	91.7
22	89.9	89.9	89.2	81.3	81.6	90.9	92.7	93.0	92.2
30	90.7	90.7	90.2	92.0	92.3	91.7	93.3	93.6	92.9
37	91.2	91.2	93.8	92.5	92.7	92.2	93.7	93.9	93.3

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

45	91.7	91.7	91.4	92.9	93.1	92.7	94.0	94.2	93.7
55	92.1	92.1	91.9	93.2	93.5	93.1	94.3	94.6	94.1
75	92.7	92.7	92.6	93.8	94.0	93.7	94.7	95.0	94.6
90	93.0	93.0	92.9	94.1	94.2	94.0	95.0	95.2	94.9
110	93.3	93.3	93.3	94.3	94.5	94.3	95.2	95.4	96.1
132	93.5	93.5	93.5	94.6	94.7	94.6	95.4	95.6	96.4
180	93.8	93.8	93.8	94.8	94.9	94.8	95.6	95.8	96.6
200 à 375	94.0	94.0	94.0	95.0	95.1	95.0	95.8	95.0	96.8

Tableau II.2 : Classe de rendement pour les moteurs 60Hz.

kW	60 Hz								
	IE1, rendement niveau « standard »			IE2, rendement niveau « haut »			IE3, rendement niveau « premium »		
	2 pôles	4 pôles	6 pôles	2 pôles	4 pôles	6 pôles	2 pôles	4 pôles	6 pôles
0.75	77.0	78.0	73.0	75.5	82.4	80.0	77.0	85.5	82.5
1.1	78.5	79.0	75.0	82.5	84.0	85.5	84.0	86.5	87.5
1.5	81.0	81.5	77.0	84.0	84.0	86.5	85.5	86.5	88.5
2.2	81.5	83.0	78.5	85.5	87.5	87.5	87.5	86.5	89.5
3.7	84.5	85.0	83.5	87.5	87.5	87.5	88.5	89.5	89.5
5.5	85.0	87.0	85.0	88.5	89.5	89.5	89.5	91.7	91.0
7.5	87.5	87.5	86.0	89.5	89.5	89.5	90.2	91.7	91.0
11	87.5	88.5	89.0	90.2	91.0	90.2	91.0	92.4	91.7
15	88.5	89.5	89.5	90.2	91.0	90.2	91.0	93.0	91.7
18.5	89.5	90.5	90.2	91.0	92.4	91.7	91.7	93.6	93.0
22	89.5	91.0	91.0	91.0	92.4	91.7	91.7	93.6	93.0
30	90.2	91.7	91.7	91.7	93.0	93.0	92.4	94.1	94.1

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

37	91.5	92.4	91.7	92.4	93.0	93.0	93.0	94.5	94.1
45	91.7	93.0	91.7	93.0	93.6	93.6	93.6	95.0	94.5
55	92.4	93.0	92.1	93.0	94.1	93.6	93.6	95.4	94.5
75	93.0	93.2	93.0	93.6	94.5	94.1	94.1	95.4	95.0
90	93.0	93.2	93.0	94.5	94.5	94.1	95.0	95.4	95.0
110	93.0	93.5	94.1	94.5	95.0	95.0	95.0	96.8	95.8
150	94.1	94.5	94.1	95.0	95.0	95.0	95.4	96.2	95.8
185 à 375	94.1	94.5	94.1	95.4	95.4	95.0	95.8	96.2	95.8

II.11.Facteurs influents sur le rendement des moteurs électriques :

Il y a un nombre de facteurs relatifs au fonctionnement et à l'entretien du moteur qui ont un grand effet sur le rendement, dans le but de maintenir et d'améliorer le rendement de fonctionnement du moteur, plusieurs facteurs peuvent être utilisés.

Les techniques de commande du moteur, la qualité du système d'alimentation, le réseau de distribution, la taille du moteur électrique, les moyens mécaniques de transmission, les problèmes d'entretien, cycles de gestion de charge....etc.

II.11.1.Qualité d'alimentation en énergie :

Les moteurs électriques et en particulier moteurs à induction, sont conçus pour fonctionner dans des conditions optimales, une fois alimentés des formes d'ondes sinusoïdales triphasées symétriques avec la valeur de tension nominale. Les changements de ces conditions idéales causer la détérioration significative de rendement et une réduction de la vie du moteur ; exemple alimentation avec des ondes qui sont riches en harmoniques.

II.11.2.Charge du moteur :

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

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

II.11.3.Maintenance du moteur :

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

II.11.4.Plage d'utilisation des moteurs :

D'une manière générale le rendement (η) des moteurs électriques prend une valeur maximale pour : $0,6 I_n \leq I \leq 1,0 I_n$, car dans cette plage on considère, que le rapport des pertes à la puissance consommée est minimale. En dehors de cette plage, les pertes devenant beaucoup plus prépondérantes, entérinent la croissance de ce rapport donc une réduction du rendement (η).

II.12.Remplacement d'un moteur existant par un moteur à haut rendement :

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

La figure suivante (II.3) indique qu'un moteur à haut rendement est généralement de 3% à 8% plus efficace qu'un moteur standard.

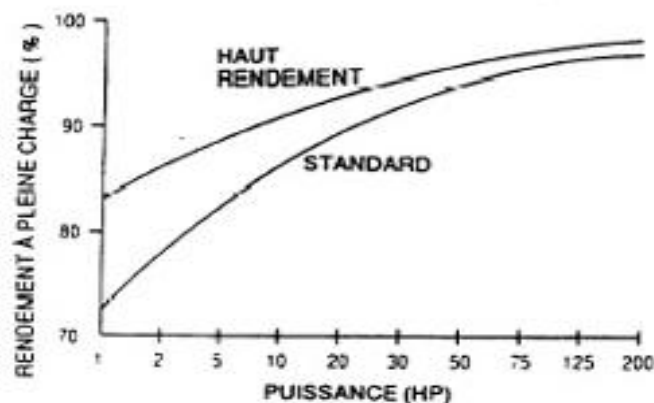


Figure II.3 : moteur à haut rendement par rapport à un moteur standard.

Chapitre II Aperçu théorique sur les Moteurs à haut rendement

La portion de l'énergie motrice de la facture d'électricité d'une usine peut être relativement importante. Dans plusieurs cas, un moteur standard défectueux est remplacé de façon systématique par un moteur à haut rendement, étant donné son impact sur la pointe de demande électrique. En effet, il est souvent difficile de rentabiliser le remplacement d'un moteur standard en bon état par un moteur à haut rendement. Il est habituellement plus rentable d'attendre d'avoir à effectuer un rebobinage ou le remplacement d'un moteur standard pour installer un moteur à haut rendement. La rentabilité de cette mesure devient alors intéressante en considérant le coût marginal supplémentaire plutôt que le coût de ce type de moteur.

II.13. Economie d'énergie par les moteurs à haut rendement :

L'adaptation de système moteur à haut rendement énergétique permettrait de réduire la consommation annuelle d'électricité en Europe de 202 milliards de kWh, soit une réduction annuelle de 10 milliards d'euros en coût de fonctionnement pour l'industrie. Cela présenterait les avantages suivants :

- Une économie annuelle de 5 à 10 milliards d'euros de coût de fonctionnement pour l'industrie européenne, grâce à une réduction de la maintenance et à une amélioration des opérations.
- Une réduction de 45GW des besoins en nouvelle capacités installées pour les centrales électriques au cours des 20 prochaines années.
- Une réduction de 6% des importations d'énergie de l'Europe. Pour atteindre ce résultat, un ensemble de mesures s'étalant sur 4 ans est proposé. celui-ci prévoit d'investir 400 million d'euros dans le marché des systèmes entraînés par un moteur.

II.14. Economie réalisée par l'amélioration du facteur de puissance :

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

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

Économie annuelle totale = économie réalisée par la réduction de la consommation d'énergie + économie réalisée par la réduction de la demande + économie réalisée par l'amélioration du facteur de puissance.

Chapitre III

Dimensionnement et calcul de la machine

Introduction

Les principaux paramètres du dimensionnement sont géométriques (les différents diamètres, longueurs utiles, dimensions des encoches), électriques (densité du courant et charge linéique...), magnétiques (induction dans l'entrefer et dans les différents tronçons de la machine) et mécaniques (entrefer et vitesse de rotation). Chacun de ces paramètres a une importance lors du dimensionnement. Cependant, du fait de leurs dépendances, nous sommes obligés de faire des compromis suivant les exigences prioritaires de fonctionnement et du cahier des charges.

III .1. Calcul électromagnétique : [3, 6, 7]

III.1.1 Dimensionnement de la machine :

Nous déterminons les dimensions géométriques des différentes parties du moteur toutes en respectant les critères techniques exigés et on tenant compte des contraintes électromagnétique.

III.1.1.1. Dimensionnement du stator :

a. Puissance électromagnétique :

C'est la puissance transmise du stator vers le rotor à travers l'entrefer lors du fonctionnement du moteur. Elle est définie comme suit :

$$P_e = K_e \cdot \frac{P_n \cdot 10^3}{\eta_n \cdot \cos \varphi_n} \quad [W] \tag{1}$$

Avec : P_n – La puissance nominale de la machine [kW].

$\cos \varphi_n$ – Facteur de puissance nominale de la machine.

η_n – Le rendement nominal de la machine.

K_e - Coefficient qui tient compte de la chute de tension dans la phase statorique. Il est donné en fonction du nombre de paires de pôles par l'expression suivante :

$$K_e = 0,985 - 5 \cdot P \cdot 10^{-3} \tag{2}$$

Avec : P – Nombre de paire de pôle.

b. Longueur virtuelle de l'induit :

La longueur virtuelle de la machine L_i est déterminée en fonction du facteur de géométrie λ . Tel que $L_i = \lambda \cdot D_1$;

Comme elle est donnée par la formule suivante :

$$L_i = \frac{6,1 \cdot 10^{12} \cdot p_e}{\alpha_i \cdot K_f \cdot A_1 \cdot K_{enr} \cdot B_\delta \cdot N_s \cdot D_1^2} \quad [mm] \tag{3}$$

Avec : α_i – Coefficient de recouvrement polaire.

K_f – Facteur de la courbe d’induction.

A_1 – Charge linéaire.

N_s – Vitesse de rotation de synchronismes.

D_1 – Diamètre intérieure du stator.

B_δ – Induction dans l’entrefer.

c. Facteur de géométrie de la machine :

Le facteur λ décrit la géométrie de la machine d’une manière générale. Si λ est petit, la machine aura un bon refroidissement et le montage des enroulements plus facile, mais aura un grand diamètre donc un grand flux par rapport à la longueur, et cela conduit à une consommation très élevée du cuivre. Lorsqu’il est élevé, le moment d’inertie de la machine est plus petit et la quantité du cuivre pour les parties frontales est plus faible.

λ Doit être dans l’intervalle [0,5 - 0,8]

Donc :
$$\lambda = \frac{L_i}{D_1} \tag{4}$$

d. Coefficient d’enroulement statorique :

Il est défini comme étant le produit de coefficient de distribution et le coefficient de raccourcissement.

$$K_{\text{enr } 1} = K_{d1} \cdot K_{r1} \tag{5}$$

K_{d1} : Coefficient de distribution, donne par :

$$K_{d1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m_1}\right)}{q_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m_1 \cdot q_1}\right)} \tag{6}$$

K_{r1} : Coefficient de raccourcissement polaire donné par :

$$K_{r1} = \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \tag{7}$$

Avec : $\beta = y / \tau_p$: rapport de raccourcissement.

e. Pas polaire en nombre d’encoche :

$$\tau_p = \frac{Z_1}{2p} \tag{8}$$

f. Pas polaire en mm :

C'est la distance entre deux pôles voisins de nom différents, il est donné par l'expression suivante :

$$\tau_{p1} = \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p} \quad [\text{mm}] \quad (9)$$

g. Pas dentaire :

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

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D_1}{Z_1} \quad [\text{mm}] \quad (10)$$

Avec D_1 – Le diamètre intérieur du stator en mm.

Z_1 – Nombre d'encoches statorique.

h. Courant nominal dans une phase statorique :

Le courant nominal dans une phase statorique est donné par l'expression suivante :

$$I_{1n} = \frac{P_n \cdot 10^3}{m_1 \cdot U_{n1} \cdot \eta_n \cdot \cos \varphi_n} \quad [\text{A}] \quad (11)$$

Avec : P_n – C'est la puissance nominale [W]

U_n – C'est la tension simple [V]

η_n – Rendement nominal

$\cos \varphi_n$ – Facteur de puissance nominal

i. Le flux utile :

$$\Phi = \frac{B_\delta \cdot D_1 \cdot L_i \cdot 10^{-6}}{p} \quad [\text{Weber}] \quad (12)$$

j. Nombre de conducteurs effectifs dans l'encoche :

Le nombre de conducteurs effectifs dans l'encoche est donné par la formule suivante :

$$N_{\text{eff}} = \frac{a_1 \cdot t_1 \cdot A_1 \cdot 10^3}{I_{1n}} \quad (13)$$

Avec : a_1 – Nombre de voies parallèles

A_1 – Charge linéaire, en [A /m]

k. Nombre de spire par phase:

C'est le nombre de spires qui contient une phase statorique. Il est donné par :

$$W_1 = \frac{N_{\text{eff}} \cdot p \cdot q_1}{a_1} \quad (14)$$

l. Paramètre d'exécution du bobinage statorique :

L'exécution du bobinage statorique exige cinq paramètres :

➤ **Le pas d'enroulement :**

$$y = \frac{Z_1}{2p} \pm \varepsilon \quad (15)$$

➤ **Nombre d'encoches par pôles et par phase :**

$$q_1 = \frac{Z_1}{2 \cdot p \cdot m_1} \quad (16)$$

➤ **Angle électrique entre deux encoches voisines :**

$$\gamma = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z_1} \quad (17)$$

➤ **Zone de phase :**

$$\alpha = q_1 \cdot \gamma \quad (18)$$

➤ **Nombre d'encoches occupées par une phase :**

$$x = 360^\circ \cdot \frac{p}{\gamma \cdot m_1} \quad (19)$$

m. Charge linaire :

Elle est représentée le courant total de la partie d'encoche par unité de longueur du périmètre de l'induit. Elle caractérise l'utilisation de la machine, elle est donnée en fonction du diamètre extérieur pour différentes paires de pôles.

$$A_1 = \frac{m_1 \cdot 2 \cdot I_{1n} \cdot W_1}{\pi \cdot D_1} \quad (20)$$

Avec m_1 – Nombre de phase statorique.

I_{1n} – Courant nominal dans une phase statorique en [A].

n. Section effective d'un conducteur :

La section effective du conducteur de la phase statorique est calculée par l'expression suivante :

$$S_{\text{eff } 1} = \frac{I_{1n}}{a_1 \cdot J_1} \quad [\text{mm}^2] \quad (21)$$

Avec : J_1 – Densité du courant dans l'enroulement statorique. Elle est donnée en fonction de diamètre extérieur, [A/mm²]

Si la section effective calculée est supérieure à 1,8 mm² on doit diviser celle-ci en sections élémentaires et comme la section des conducteurs étant normalisée on choisira la section standard la plus proche de celle calculée.

$$S_{elt1} = \frac{S_{eff1}}{N_{elt1}} \quad [mm^2] \quad (22)$$

Où N_{elt1} – Est défini comme étant un nombre des conducteurs élémentaires.

III.1.1.2. Dimensionnement de la feuille statorique :

a. Largeur de la dent :

La largeur de la dent est calculée à partir de la loi de la conservation du flux à travers le pas dentaire, elle est donnée par la formule suivante :

$$b_{z1} = \frac{t_1 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot B_{z1}} \quad [mm] \quad (23)$$

Avec : t_1 – Pas dentaire statorique [mm]

K_{fer} – Coefficient de forme, telque :

$K_{fer} = 0.95$ pour l'isolation avec oxydation.

$K_{fer} = 0.97$ l'isolation en vernie.

B_{z1} – Induction dans la dent statorique en [T].

b. Hauteur de dos du stator :

La hauteur de dos du stator est donnée par la formule suivante :

$$h_{c1} = \frac{\phi \cdot 10^6}{2 \cdot L_i \cdot K_{fer} \cdot B_{c1}} \quad [mm] \quad (24)$$

Avec : B_{c1} – L'induction magnétique dans le dos du stator.

K_{fer} – Coefficient de forme, telque :

$K_{fer} = 0,95$ Pour l'isolation avec oxydation.

$K_{fer} = 0,97$ Pour l'isolant en vernis

c. Hauteur de la dent :

La hauteur de la dent est donnée par la formule suivante :

$$h_{z1} = 0.5. (D_{ext} - D_1) - h_{c1} \quad [\text{mm}] \quad (25)$$

d. Largeur minimale de l'encoche :

La largeur minimale de l'encoche est donnée par l'expression suivante :

$$b_{enc\ 11} = \frac{\pi.(D_1 + 0.2.h_{z1})}{Z_1} - b_{Z1} \quad [\text{mm}] \quad (26)$$

e. Largeur maximale de l'encoche :

La largeur maximale de l'encoche est donnée par l'expression suivante :

$$b_{enc\ 12} = \frac{\pi.(D_1 + 2.h_{z1})}{Z_1} - b_{Z1} \quad [\text{mm}] \quad (27)$$

f. Hauteur de l'encoche :

La hauteur de l'encoche est donnée par la formule suivante :

$$h_{enc\ 1} = h_{z1} - (h_{k1} + h_{f1}) \quad [\text{mm}] \quad (28)$$

Avec : h_{f1} – La hauteur de la fente d'encoche statorique, elle varie entre (1,2 ÷ 1,18) en [mm]

h_{k1} – La largeur de la clavette, elle est donnée par l'expression suivante :

$$h_{k1} = 0.5. (b_{enc\ 1} - b_{f1}) \quad [\text{mm}] \quad (29)$$

b_{f1} – La largeur de la fente d'encoche statorique.

g. Section de l'encoche :

C'est la section occupée par les conducteurs logés dans les encoches statorique. Pour une encoche trapézoïdale, elle est donnée par la formule suivante :

$$S_{enc\ 1} = 0.5. (b_{enc\ 11} + b_{enc\ 12}). (h_{enc\ 1} - h_{f1}). \frac{b_{enc\ 12} - b_{f1}}{2} \quad [\text{mm}^2] \quad (30)$$

h. La section occupée par l'isolation :

$$S_{iso} = b_{is}. (b_{enc\ 11} + b_{enc\ 12} + 2. h_{enc\ 1}) + 0,75. b_{enc\ 12} + 0,5. b_{enc\ 11} \quad [\text{mm}^2] \quad (31)$$

i. La section de l'encoche occupée par l'enroulement :

$$S_{eel} = S_{enc\ 1} - S_{is} \quad (32)$$

j. Induction dans la culasse de stator :

L'induction dans la culasse du stator est déterminée par la conservation du flux à travers le pas polaire. Elle est donnée par la formule suivante :

$$B_{c1} = \frac{0.5 \cdot \alpha_i \cdot B_\delta \cdot \tau}{K_{fer} \cdot h_{c1}} \quad [T] \quad (33)$$

Avec : h_{c1} – hauteur de la culasse statorique en [mm]

k. Induction dans la dent du stator :

L'induction dans la dent du stator est déterminée par la conservation du flux à travers le pas polaire. Elle est donnée par la formule suivante :

$$B_{z1} = \frac{t_1 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot b_{z1}} \quad [T] \quad (34)$$

Avec : b_{z1} – La largeur de la dent statorique en [mm]

l. Coefficient de remplissage :

Le coefficient de remplissage est défini comme étant le rapport de la section des conducteurs occupant l'encoche à la section utile de l'encoche, il est donné par la formule suivante :

$$K_{rem} = \frac{N_{eff} \cdot N_{el1} \cdot d_{iso}^2}{s_{ee1}} \quad (35)$$

Avec N_{eff} – Le nombre de conducteurs dans l'encoche.

d_{iso} – Diamètre de conducteur avec isolation en [mm].

N_{el1} – Nombre de conducteurs élémentaires.

Le coefficient de remplissage doit appartenir à l'intervalle $[0,7 \div 0,75]$

m. Vérification des charges électromagnétique :

Après avoir définitivement choisi les valeurs de N_{enc1} et de la section normalisée, on passera à la vérification de la charge linéaire A_1 , de l'induction B_δ et de la densité du courant J_1 .

Les différences relatives entre les valeurs vérifiées et les valeurs préliminaires ne doivent pas dépasser les 10%.

➤ **Charge linéaire :**

La charge linéaire est le nombre d'ampères par mètre sur la périphérie d'induit.

$$A_1 = \frac{N_{\text{eff}} \cdot I_{1n} \cdot Z_1}{\pi \cdot a_1 \cdot D_1 \cdot 10^{-3}} \quad [\text{A/m}] \quad (36)$$

➤ **Induction magnétique dans l'entrefer :**

L'induction magnétique dans l'entrefer est une grandeur importante dans la détermination de la machine. Car c'est elle qui détermine la f. e. m et le couple d'où la puissance de la machine ce que nous amène à choisir une valeur de l'induction aussi élevée que possible, mais la saturation du fer limite notre choix, pour cela nous devons toujours veiller à ce que la valeur de l'induction soit comprise entre 0,6 et 0,9. Elle s'écrit comme suit :

$$B_\delta = \frac{\phi}{\alpha_i \cdot \tau_{p1} \cdot L_i \cdot 10^{-6}} \quad [\text{T}] \quad (37)$$

Avec : A_1 – La charge linéaire en [A/m]

P_e – La puissance électromagnétique en [KW]

α_i – Coefficient de recouvrement polaire

➤ **Flux sous un pôle :**

$$\phi = \frac{K_e \cdot U_n}{f_1 \cdot K_f \cdot W_1 \cdot K_{\text{enr}1}} \quad [\text{Weber}] \quad (38)$$

➤ **Choix de l'entrefer:**

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer le plus grand possible, pour réduire les pertes supplémentaires dans le fer produit par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieures. Comme il doit être aussi le plus petit possible afin d'avoir un facteur de puissance qui s'approche au maximum de l'unité, et un courant magnétique minimale. L'épaisseur de l'entrefer est liée à la puissance de la machine. Elle est donnée en fonction de la hauteur de l'axe et le nombre de paire de pôles.

NB :

Les résultats essentiels obtenus pour les différents paramètres, électriques (densité de courant, charge linéaire...) et magnétiques (induction dans l'entrefer...) pour les stators du moteurs sont représentés sous forme d'un tableau. Voir tableau : IV.1 du chapitre suivant.

III.1.1.3. Dimensionnement du rotor :

Le rotor est à cage d'écureuil, celle-ci est constituée de barres logées dans des encoches semi-ouvertes, cour circuits à leurs extrémités

La cage d'écureuil peut être présentée comme un enroulement polyphasé dont le nombre de pair de pôles est égale au nombre de paires de pôles du champ tournant

a. Choix de nombre d'encoches rotoriques :

Pour éviter les couples parasites et les couples de vibration créés par les harmoniques des forces magnétomotrices, et le bruit magnétique qui est créé par l'attraction entre les dents du stator et les dents du rotor, ainsi que la pulsation périodique du flux, on doit choisir le nombre d'encoches du rotor différent du celui du stator, tel que : $(Z_1 \neq Z_2)$.

b. Diamètre extérieur du rotor :

Il est donné par la formule suivante :

$$D_2 = D_1 - 2\delta_e \quad [\text{mm}] \quad (39)$$

Avec : δ_e – est l'épaisseur de l'entrefer, en [mm]

c. Pas polaire en nombre d'encoche :

C'est la distance entre deux pôles voisins de nom différents, il est donné par l'expression suivante :

$$\tau_{p2} = \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p} \quad [\text{mm}] \quad (40)$$

d. Pas dentaire rotorique :

Le pas dentaire est définit comme étant la distance séparant les deux axes de deux encoches rétorque voisines, il est donné par la formule suivante :

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_2}{Z_2} \quad [\text{mm}] \quad (41)$$

Avec : Z_2 – Le nombre d'encoches rotorique en [mm].

e. Courant dans la barre :

$$I_2 = 1, 11 \cdot \frac{6 \cdot I_{1n} \cdot W_1 \cdot K_{\text{enr } 1} \cdot \cos \varphi_n}{m_2 \cdot W_2 \cdot K_{\text{enr } 2}} \quad [\text{A}] \quad (42)$$

Le rotor de notre machine est à cage d'écureuil, on considère cette cage comme un enroulement polyphasé à un nombre de phase m_2 égal au nombre d'encoche Z_2 .

Donc :

$$K_{\text{enr}2} = 1 \text{ et } W_2 = 1/2 .$$

Dans ce cas, on aura:

$$I_2 = 1, 11. \frac{6.I_{1n}.W_1.K_{\text{enr}1}.\cos \varphi n}{Z_2} \quad [\text{A}] \quad (43)$$

Avec : W_1 – Nombre de spires statorique.

$K_{\text{enr}1}$ – Facteur de bobinage statorique.

III.1.1.4. Dimensionnement de la feuille rotorique :

La feuille rotorique est dimensionnée comme suit :

a. Hauteur de la culasse rotorique :

$$h_{c2} = 0,5. \frac{\alpha_i.\tau_{p2}.B_{\delta}}{K_{\text{fer}}.B_{c2}} \quad [\text{mm}] \quad (44)$$

Avec : B_{c2} – Induction dans la culasse rotorique

b. Hauteur de la dent rotorique :

$$h_{z2} = 0,5. (D_2 - D_{\text{int}2}) - h_{c2} \quad [\text{mm}] \quad (45)$$

Avec : h_{c2} – Hauteur de la culasse rotorique en [mm].

$D_{\text{int}2}$ – Diamètre intérieur de rotor en [mm].

c. Largeur minimale de l'encoche rotorique :

$$b_{\text{enc}2} = \frac{\pi.(D_{\text{int}2} + 0,2.h_{c2})}{Z_2} - b_{z2} \quad [\text{mm}] \quad (46)$$

d. Largeur maximale de l'encoche rotorique :

$$b_{\text{enc}2} = \frac{\pi.(D_{\text{int}2} + 2.h_{c2})}{Z_2} - b_{z2} \quad [\text{mm}] \quad (47)$$

e. Hauteur de l'encoche :

$$h_{\text{enc}2} = h_{z2} - h_{f2} \quad [\text{mm}] \quad (48)$$

Avec : h_{f2} – La hauteur de la fente d'encoche rotorique en [mm]

h_{z2} – La hauteur de la dent rotorique en [mm]

f. Induction dans la dent du rotor :

Elle est donnée Par la formule suivante :

$$B_{z2} = \frac{t_2 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot b_{z2}} \quad [T] \quad (49)$$

Avec : b_{z2} – La largeur de la dent rotorique en [mm].

g. Induction dans la culasse de rotor :

L’induction dans la culasse du rotor est déterminée par la conservation du flux. Elle est donnée par la formule suivante :

$$B_{c2} = \frac{0.5 \cdot \alpha_i \cdot B_\delta \cdot \tau}{K_{fer} \cdot h_{c2}} \quad [T] \quad (50)$$

Avec : h_{c2} – Hauteur de la culasse statorique en [mm].

h. La cage rotorique :

Elle est constituée des barres logées dans les encoches rotorique, qui ressemble les différentes phases. Ces barres sont court-circuitées à leurs extrémités par deux anneaux.

➤ **Section de la barre :**

$$S_{en2} = \frac{b_{enc1} + b_{enc2}}{2} \cdot h_{enc2} \quad [mm^2] \quad (51)$$

➤ **Densité du courant :**

$$j_b = \frac{I_2}{S_b} \quad [A/mm^2] \quad (52)$$

III.1.1.5. Dimensionnement de l’anneau :

Le dimensionnement de l’anneau se fait comme suit

a. Hauteur de l’anneau :

Elle est donnée par l’expression suivante :

$$h_{an} = (1,1 \div 1,25) \cdot h_{z2} \quad [mm] \quad (53)$$

b. Section de l’anneau :

Elle est donnée par l’expression suivante :

$$S_{an} = (0,35 \div 0,45) \frac{Z_2 \cdot S_{enc2}}{2 \cdot p} \quad [mm^2] \quad (54)$$

c. Longueur de l'anneau :

Elle est donnée par l'expression suivante :

$$L_{an} = \frac{S_{an}}{h_{an}} \quad [\text{mm}] \quad (55)$$

d. Diamètre moyen intérieur de l'anneau :

Elle est donnée par l'expression suivante :

$$D_{an} = D_2 - h_{an} \quad [\text{mm}] \quad (56)$$

e. Densité de courant dans l'anneau :

Elle s'exprime comme suit :

$$J_{an} = \frac{I_{an}}{S_{an}} \quad [\text{A/mm}^2] \quad (57)$$

Avec: I_{an} – courant dans l'anneau, il est donné par la relation suivante:

$$I_{an} = \frac{I_b}{K_{red}} \quad [\text{A}] \quad (58)$$

III.1.2. Calcul du circuit magnétique:

Le calcul du circuit magnétique a pour but de déterminer la force magnétomotrice nécessaire à l'aimantation de la machine, ainsi que le courant magnétique qui produit le champ magnétique tournant qu'est à l'origine du couple électromagnétique.

Le principe de ce calcul est basé sur le théorème d'Ampère :

$$F = \oint H \cdot dl = \sum_i^n H_i \cdot l_i \quad (59)$$

Avec : H_i – l'intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans le tronçon choisi.

l_i – La ligne moyenne du tronçon choisi.

Le circuit magnétique de la machine est constitué de cinq tronçons :

L'entrefer.

La culasse statorique.

La culasse rotorique.

Les dents statorique.

Les dents rotorique.

III.1.2.1.Circuit magnétique statorique :

a. La force magnétomotrice dans la dent du stator :

La force magnétomotrice dans la dent du stator est donnée par l'expression suivante :

$$F_{z1} = h_{z1} \cdot H_{z1} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (60)$$

Avec :

H_{z1} – Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans la dent B_{z1} .

h_{z1} – Hauteur de l'encoche en [mm].

b. Longueur moyenne des lignes du champ dans la culasse statorique :

La longueur moyenne des lignes du champ est exprimée par la relation suivante :

$$L_{c1} = \frac{\pi \cdot (D_{ext} - h_{c1})}{2 \cdot p} \quad [mm] \quad (61)$$

c. La force magnétomotrice dans la culasse du stator :

La force magnétomotrice dans la culasse est donnée par l'expression suivante :

$$F_{c1} = L_{c1} \cdot H_{c1} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (62)$$

Avec :

H_{c1} – Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans la culasse B_{c1}

III.1.2.2.Circuit magnétique rotorique :

a. Longueur moyenne des lignes du champ dans la culasse rotorique :

La longueur moyenne des lignes du champ est exprimée par la relation suivante :

$$L_{c2} = \frac{\pi \cdot (D_2 - h_{c2} - 2 \cdot h_{z2})}{2 \cdot p} + h_{c2} \quad [mm] \quad (63)$$

Avec : h_{z2} – Hauteur de la dent rotorique en [mm].

h_{c2} – Hauteur de la culasse rotorique en [mm].

b. La force magnétomotrice dans la dent du rotor :

La force magnétomotrice dans la dent du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$F_{z2} = H_{z1} \cdot h_{z2} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (64)$$

Avec : H_{z2} – Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans la dent B_{z2}

h_{z2} – Hauteur de l’encoche en [mm].

c. La force magnétomotrice dans la culasse du rotor :

La force magnétomotrice dans la culasse est donnée par l’expression suivante :

$$F_{c2} = L_{c2} \cdot H_{c2} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (65)$$

Avec : H_{c2} – Intensité du champ correspondant à l’induction dans la culasse B_{z2}

III.1.2.3. La force magnétomotrice dans l’entrefer :

La force magnétomotrice dans l’entrefer est donnée par l’expression suivante :

$$F_{\delta} = 0.8 \cdot B_{\delta} \cdot \delta \cdot K_{\delta} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (66)$$

Avec : δ – Epaisseur de l’entrefer en [mm].

B_{δ} – Induction dans l’entrefer [T].

K_{δ} – Coefficient de CARTER qui tient compte du non-uniformité de l’entrefer, il est donné par la relation suivante :

$$K_{\delta} = K_{\delta1} \cdot K_{\delta2} \quad (67)$$

Avec : $K_{\delta1}$ – Coefficient qui prend en considération l’existence des encoches dans le stator, il est donné par :

$$K_{\delta1} = 1 + \frac{b_{f1}}{t_1 - b_{f1} + \frac{5 \cdot \delta \cdot t_1}{b_{f1}}} \quad (68)$$

$K_{\delta2}$ – Coefficient qui prend en considération l’existence des encoches dans le rotor, il est donné par :

$$K_{\delta2} = 1 + \frac{b_{f2}}{t_2 - b_{f2} + \frac{5 \cdot \delta \cdot t_2}{b_{f2}}} \quad (69)$$

D’où b_{f1} – Est la largeur de la fente statorique en [mm].

b_{f2} – Est la largeur de la fente rotorique en [mm]

III.1.2.4. La force magnétomotrice totale par paire de pôle :

La force magnétomotrice totale est la somme des forces magnétomotrices partielles du circuit, elle est donnée par la relation suivante :

$$F = \sum F_i = 2 \cdot (F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2}) + F_{c1} + F_{c2} \quad [A] \quad (70)$$

III.1.2.5.Coefficient de saturation :

Il existe deux principaux coefficients de saturation :

a. Coefficient de saturation des dents :

Le coefficient de saturation des dents est donné par la relation suivante :

$$K_{\mu z} = \frac{F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2}}{F_{\delta}} \quad (71)$$

b. Coefficient de saturation de la machine :

Le coefficient de saturation de la machine s'exprime comme suit :

$$K_{\mu} = \frac{\sum F_i}{2.F_{\delta}} = \frac{2.(F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2}) + F_{c1} + F_{c2}}{2.F_{\delta}} \quad (72)$$

III.1.2.6.Courant magnétisant :

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

$$I_{\mu} = \frac{P.F}{0.9.m_1.W_1.K_{enr1}} \quad [A] \quad (73)$$

Avec : P – Nombre de paire de pôles.

m_1 – Nombre de phase de stator.

W_1 – Nombre de spires d'une phase statorique.

K_{enr1} – Coefficient d'enroulement statorique.

III.1.2.7.Réactance de magnétisation :

Réactance de magnétisation est donnée par :

$$X_m = \frac{K_e.U_n}{I_{\mu}} \quad [\Omega] \quad (74)$$

III.1.2.8.Coefficient de dispersion magnétique du stator :

Il est donné par la formule suivante :

$$\sigma_{\mu} = \frac{X_1}{X_m} \quad (75)$$

Avec : X_1 – Réactance inductive de dispersion de l'enroulement statorique.

III.1.2.9. Force électromotrice à vide :

$$E_0 = \frac{U_n}{1 + \sigma_\mu} \quad [V] \quad (76)$$

III.1.3. Calcul des paramètres de circuit équivalent :

III.1.3.1. Paramètres statoriques :

On calcule les paramètres statoriques comme suit :

a. Résistance active d'une phase du stator :

Elle est donnée par la formule suivante :

$$R_1 = \rho_{cu}(T) \cdot \frac{W_1 \cdot L_{w1} \cdot 10^3}{a_1 \cdot N_{el} \cdot S_{eff}} \quad [\Omega] \quad (77)$$

Avec : S_{eff} – Section standard d'un conducteur.

ρ_{cu} – Résistivité du cuivre à la température (T) donnée comme suit :

$$T = 20^\circ C \quad \rho_{cu} = 17,2 \cdot 10^{-9} \quad [\Omega \cdot m] \quad (78)$$

L_{w1} – Longueur moyenne d'une spire d'un enroulement statorique, donnée comme suit :

$$L_{w1} = 2 \cdot (L_i + L_{f1}) \quad [mm] \quad (79)$$

Avec : L_i – Longueur virtuelle de l'induit.

L_{f1} – Longueur moyenne de la partie frontale d'une demi spire, tel que :

$$L_{f1} = (1,16 + 0,14 \cdot P) \cdot b_{1moy} + 15 \quad [mm] \quad (80)$$

b_{1moy} – Longueur moyenne d'une section.

$$b_{1moy} = \frac{\pi \cdot (D_1 + h_{z1}) \cdot Y_{1moy}}{Z_1} \quad [mm] \quad (81)$$

Y_{1moy} – Pas moyen d'un groupe de section.

b. Réactances de fuites et perméances de fuites du stator.

La réactance de fuite globale du stator comprend :

c. La réactance de fuite d'encoche :

La réactance de fuite d'encoche est due au flux de fuite qui se referme autour des conducteurs de l'enroulement statorique, elle est donnée par la formule suivante :

$$X_{\text{enc } 1} = \frac{1,58.f_1.L_i.W_1^2}{q_1.p.10^8} \cdot \lambda_{\text{enc } 1} \quad [\Omega] \quad (82)$$

d. Réactance de fuite différentielle.

La réactance de fuite différentielle est due au flux qui referme d'une dent à une autre à travers l'entrefer, au flux différentiel de phase, et au flux différentiel d'encoche, elle est donnée par la formule suivante :

$$X_{1d} = \frac{1,58.f_1.W_1^2}{q_1.p.10^8} \cdot \lambda_{1d} \quad [\Omega] \quad (83)$$

e. Réactance de fuite frontale :

C'est la réactance de fuite produite par les parties des enroulements situées dans l'air à chaque extrémité du paquet de tôles, elle donnée par la formule suivante :

$$X_{1f} = \frac{1,58.f_1.W_1^2}{q_1.p.10^8} \cdot \lambda_{1f} \quad [\Omega] \quad (84)$$

f. La réactance totale :

La réactance totale est donnée par :

$$X_1 = 1,58.f_1.L_i.W_1^2 \cdot \frac{\lambda_1}{q_1.p.10^8} \quad [\Omega] \quad (85)$$

g. La perméance d'encoche :

Elle est donnée par :

$$\lambda_{\text{enc } 1} = \frac{h_1}{3.b_{\text{enc } 12}} \cdot K_{b1} + \left(\frac{h_{11}}{b_{\text{enc } 12}} + \frac{3.h_{k1}}{b_{\text{enc } 12} + 2.b_{f1}} + \frac{b_{f1}}{b_{f1}} \right) \cdot K_{b2} \quad (86)$$

$K_{b1} = K_{b2} = 1$, pour l'enroulement concentrique.

h. perméance de fuite différentielle :

Elle présente la différence existante entre le champ réel contenue tout les harmoniques d'espace et le champ du à l'harmonique fondamental. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$\lambda_{1d} = \frac{0,9.t_1(q_1.k_{\text{en } 1})^2.k_{rr1}.k_{f1}.k_{d1}}{k_\delta.\delta_e} \quad (87)$$

Avec : $K_{f1} = 1 - [0,033 \cdot \frac{b_{f1}^2}{\delta.t_1}]$

K_{de1} – Coefficient qui dépend de q_1 (nombre d'encoche par pôle et par phase)

K_{rr1} – Coefficient de fuit différentielle, il s'exprime en fonction du rapport $\frac{Z_2}{P}$

i. Perméance de fuite frontale :

La perméance frontale (partie non active du conducteur) est représentée par les lignes de dispersion autour des têtes de bobines. Le calcul de perméance frontale ne peut être effectué que de façon approximative, car le parcours des lignes de dispersion autour des têtes des bobines se présente sous forme de courbes très compliquées.

$$\lambda_{1f} = 0,34 \cdot \frac{q_1 \cdot (L_{f1} - 0,64 \cdot \beta \cdot \tau_{p1})}{I_\delta} \quad (88)$$

Avec : β – Le rapporte de raccourcissement, exprimé en [rad].

L_{f1} – La longueur moyenne de la partie frontale d’une demi-spire tel que :

$$L_{f1} = (2 \cdot y - 0,02) \cdot 10^2 \text{ pour } 2p = 4 \quad [\text{mm}] \quad (89)$$

j. La perméance totale :

$$\lambda_1 = \lambda_{enc1} + \lambda_{1d} + \lambda_{1f} \quad (90)$$

III.1.3.2. Paramètres rotoriques :

➤ **Résistance rotorique :**

a. Résistance active de la barre :

La résistance active de la barre est donnée selon le type d’encoche, notre machine son rotor à des encoches semi ouvert, alors la résistance active de la barre est donnée comme suit :

$$R_b = \rho_{cu}(T) \cdot \frac{L_i}{S_b} \cdot 10^3 \quad [\Omega] \quad (91)$$

Avec : S_b – Section de la barre en [mm²]

L_i – La longueur de l’induit.

$\rho_{cu}(T)$: Résistivité de cuivre à la température T, donnée comme suit :

Pour : $T=20^\circ\text{C}$ $\rho_{cu} = 17,2 \cdot 10^{-9} \quad [\Omega \cdot \text{m}]. \quad (92)$

b. Résistance de l’anneau :

La résistance de l’anneau est donnée par la formule suivante :

$$R_{an} = \frac{\rho_{al}(T) \cdot 2 \cdot \pi \cdot D_{an} \cdot 10^3}{k_{red}^2 \cdot Z_2 \cdot S_{an}} \quad [\Omega] \quad (93)$$

Avec : S_{an} – Section de l’anneau en [mm²].

D_{an} – Diamètre moyen de l’anneau en [mm]

$$S_{an} = K_{an} \cdot \frac{Z_2 \cdot S_b}{2 \cdot P} \quad [\text{mm}^2] \quad (94)$$

$$K_{an} = (0,35 \div 0,45)$$

K_{red} : Coefficient de réduction du courant de l'anneau ramené au courant de la barre.

$$K_{red 2} = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot P}{Z_2}\right)$$

c. Résistance de l'anneau ramenée a la barre :

Elle est donnée par la formule suivante :

$$R_{anram} = \frac{\rho AL(T) \cdot 2 \cdot \pi \cdot D_{an} \cdot 10^3}{Z_2 \cdot s_{an}} \quad [\Omega] \quad (95)$$

d. La résistance active de l'enroulement du rotor :

Elle est donnée par la formule suivante :

$$R_2 = (R_b + R_{anram}) \quad [\Omega] \quad (96)$$

e. Coefficient de réduction de la résistance de l'enroulement du rotor ramené à l'enroulement de stator :

$$K_{erd 1} = \frac{4 \cdot m_1}{Z_2} \cdot \frac{(k_{en 1} \cdot W_1)^2}{(k_{ob})^2} \quad (97)$$

Avec : K_{ob} – Coefficient d'obliquité des encoche rotorique donnée comme suit

$$K_{ob} = \frac{\sin(\alpha_{ob}/2)}{(\alpha_{ob}/2)} \quad (98)$$

α_{ob} – Angle d'inclinaison des encoches donnée par :

$$\alpha_{ob} = \frac{2 \cdot \pi \cdot p \cdot \beta_{ob}}{Z_2} \quad [\text{rad}] \quad (99)$$

➤ **Réactance de dispersion et perméance du rotor :**

a. Réactance de dispersion de rotor ramenée au stator :

Elle est donnée par la formule suivante :

$$X_{21} = K_{red 1} \cdot X_2 \quad [\Omega] \quad (100)$$

b. La réactance de fuite globale de rotor :

Elle est donnée par la formule suivante :

$$X_2 = 7,9 \cdot f_1 \cdot L_2 \cdot \lambda_2 \cdot 10^{-9} \quad [\Omega] \quad (101)$$

c. Perméance différentielle :

$$\lambda_{2d} = \frac{0,9.t_2.(Z_2/6.P)^2}{\delta.k_\delta} \cdot K_{d2} \quad (102)$$

K_{d2} – Coefficient de fuite différentielle donnée en fonction de q_2 .

d. Perméance frontale :

Elle est donnée par :

$$\lambda_{2f} = \frac{2,3.D_{anmoy}}{Z_2.L_2.(k_{dd} 2)^2} \cdot \log \left(\frac{4,7.D_{anmoy}}{2.(h_{an} + L_{an})} \right) \quad (103)$$

e. Perméance d’encoche :

$$\lambda_{2enc} = \frac{2.h_{enc} 2}{3.b_{enc} 12 + b_{enc} 22} + \left(\frac{h_{f2}}{b_{f2}} \right) \quad (104)$$

f. Perméance de dispersion magnétique d’obliquité au rotor :

Elle caractérise l’influence de l’obliquité de l’encoche sur la réactance du rotor.

Elle est donnée comme suit :

$$\lambda_{ob} = \frac{t_2 \cdot \beta_{ob}}{9,5 \cdot \delta \cdot K_\delta \cdot K_\mu} \quad (105)$$

Avec : K_μ – Coefficient de saturation de la machine.

g. Perméance de dispersion du rotor :

Elle est donnée par :

$$\lambda_2 = \lambda_{2enc} + \lambda_{2d} + \lambda_{2f} + \lambda_{ob} \quad (106)$$

h. Coefficient de dispersions statorique :

$$\sigma_1 = \frac{X_1}{X_m} \quad (107)$$

i. Coefficient des résistances statoriques :

$$\rho_1 = \frac{R_1.m_T}{X_1 + X_m} \quad (108)$$

➤ Les résistances et réactances transformées :

$$R_{11} = m_T \cdot R_1 \quad [\Omega] \quad (109)$$

$$R_{211} = m_T \cdot R_{22} \cdot (1 + \sigma_1^2) \cdot (1 + \rho_1^2) \quad [\Omega] \quad (110)$$

$$X_{211} = m_T \cdot R_{21} \cdot (1 + \sigma_1^2) \cdot (1 + \rho_1^2) \quad [\Omega] \quad (111)$$

$$X_{11} = X_1 \cdot (1 + \sigma_1) \cdot (1 + R_1) \cdot \frac{X_1}{\rho_1} \quad [\Omega] \quad (112)$$

III.2. Paramètres au démarrage :

Lors de l'alimentation du moteur à rotor immobile, les barres de la cage sont soumises à un champ tournant de fréquence d'alimentation ($f_1 = 50 \text{ Hz}$), la profondeur de pénétration du courant est alors faible (effet refoulement des courants) : seule la partie supérieure des barres est le siège des courants induits d'où une forte résistance de la cage au démarrage.

Avec l'augmentation de la vitesse, le glissement diminue et par conséquent, la fréquence du champ ($f_2 = g \cdot f_1$), donc la profondeur de pénétration augmente et la résistance de la cage diminue.

a. Profondeur de pénétration :

Elle est donnée par :

$$h_{pp} = \frac{h_p}{1 + \varphi} \quad [\text{mm}] \quad (113)$$

Où : h_p – Hauteur de la barre.

φ – Coefficient qui dépend de la valeur de ξ .

$$\xi = 0,064 \cdot h_b \cdot \sqrt{g} \quad (114)$$

b. Largeur à la limite de pénétration :

Elle est donnée par :

$$b_{pp} = d_{21} - [((d_{21} - d_{22})/h_2) \cdot ((h_{pp} - d_{12})/2)] \quad [\text{mm}] \quad (115)$$

c. Section de la barre pénétrée par le courant de démarrage :

Elle est donnée par :

$$S_{bdem} = (\pi \cdot \frac{d_{21}^2}{8}) + [0,5(d_{21} + b_{pp})(h_{pp} - 0,5 \cdot d_{21})] \quad [\text{mm}^2]. \quad (116)$$

d. Résistance de la barre au démarrage :

Pour ce type d'encoche on a :

$$R_{bdem} = R_b \cdot K_{dep} \quad [\Omega] \quad (117)$$

K_{dep} – Coefficient de déplacement du courant, c'est le rapport entre la section de la barre totale et la section de la barre au démarrage.

$$K_{dep} = \frac{S_b}{S_{bdem}} \quad (118)$$

NB :

Les résultats essentiels obtenus pour les différents paramètres, électriques (densité de courant, charge linéaire...) et magnétiques (induction dans l'entrefer...) pour les rotors du moteurs sont représentés sous forme d'un tableau. Voir tableau : IV.2 du chapitre suivant.

III.3.Calcul des pertes :

La transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique s'accompagne inévitablement des pertes. La machine asynchrone, comme tout les autres machines électriques ; est sujette à ce type de transformation, par ailleurs les sources principale des pertes sont le champ magnétique et le courant électrique. L'étude quantitative des pertes nécessite la connaissance parfaite de différents parties de la machine telles que le circuit magnétique, les enroulements statoriques et rotoriques, ainsi que les différentes parties mécaniques. On peut distinguer quatre groupes de pertes :

- Les pertes principales dans le fer.
- Les pertes électriques dans le cuivre et dans l'aluminium.
- Les pertes mécaniques.
- Les pertes supplémentaires.

III.3.1.Les pertes principales dans le fer :

Ce sont les pertes par hystérésis et par courant de Foucault dues au flux principal, la grande partie de ces pertes est localisée au niveau des dents et de la culasse statorique, car les pertes fer au rotor sont négligeables car ces dernières dépendent de la fréquence des courants qui induisent le champ magnétique dans le fer. Ou la fréquence du courant dans le rotor gf , lors du fonctionnement normal de la machine alimentée en régime sinusoïdal de courant, est très faible. Cependant il faut parfois tenir compte lorsque la machine est alimentée par un onduleur ou dans certains types de fonctionnement à fort glissement.

a. Les pertes dans la dent statorique :

$$P_{fz1} = 4,4 \cdot B_{z1}^2 \cdot m_{z1} \quad [W] \quad (119)$$

$$m_{z1} = 7,5 \cdot Z_1 \cdot b_{z1} \cdot h_{enc} \cdot I_\delta \cdot K_{fer} \cdot 10^{-3} \quad [kg] \quad (120)$$

m_{z1} – La masse des dents dans le statorique.

b. Les pertes dans la culasse statorique :

Les pertes dans la culasse statorique sont proportionnelles au carré de l'induction dans la culasse, elle est donnée par :

$$P_{c1} = 4,4 \cdot B_{c1}^2 \cdot m_1 \quad [\text{W}] \quad (121)$$

$$m_{c1} = 7,8 \cdot \pi \cdot (D_{\text{ext}} - h_{c1}) \cdot h_{c1} \cdot I_{\delta} \cdot K_{\text{fer}} \cdot 10^{-6} \quad [\text{kg}] \quad (122)$$

m_{c1} – La masse de la culasse.

B_{c1} – L'induction dans la culasse statorique.

Les pertes dans le fer sont égales à la somme des pertes dans les dents et celle de la culasse du stator :

$$P_{\text{fer}} = P_{c1} + P_{fz1} \quad [\text{W}] \quad (123)$$

III.3.2. Les pertes électriques dans le stator et le rotor.

Elles constituent les pertes par effet joule dissipées dans l'enroulement statorique et la cage rotorique, Elles sont proportionnelles au carré du courant qui traverse les conducteurs donc on peut distinguer les pertes joules statorique et rotorique :

a. Pertes joules statorique :

Les pertes joules statorique sont les pertes électriques dans le cuivre, elles sont données par la formule suivante :

$$P_{\text{él}1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{n1}^2 \quad [\text{W}] \quad (124)$$

R_1 – Résistance d'une phase de l'enroulement statorique.

I_{n1} – Courant dans une phase statorique.

b. Pertes joules rotorique :

Ce sont les pertes dans le cuivre, elles sont données par la formule suivante :

$$P_{\text{él}2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad [\text{W}] \quad (125)$$

m_2 – Nombre de phase rotorique.

I_2 – Courant dans la barre.

R_2 – Résistance d'une phase rotorique.

III.3.3. Pertes mécaniques :

Elles dépendent de la vitesse du moteur, elles composent des pertes par frottement des tourillons dans les paliers, et des pertes par ventilation et frottements sur l'air, lors de la rotation de rotor, Elles sont exprimées par :

$$P_{mec} = k_{mo} \cdot \left(\frac{N}{1000}\right)^2 \cdot \left(\frac{D_{ext1}}{100}\right)^4 \quad [W] \quad (126)$$

Avec : k_{mo} – Facteur de majoration, donnée par :

$$\begin{aligned} k_{mo} &= 1,3 \cdot (1 - D_{ext1} \cdot 10^{-3}) && \text{pour } 2P = 2 \\ K_{mo} &= 1 && \text{pour } 2P > 2 \end{aligned}$$

III.3.4. Pertes supplémentaires :

L'origine de ces pertes, c'est le champ de fuite dans les encoche et dans les têtes des bobines, elles sont difficile à mesurer et à calculer mathématiquement à cause de la complexité des lignes de champ de fuite des bobines, Elles sont estimées à 0,5% de la puissance absorbée par le moteur. Elles sont données par la formule suivante :

$$P_{sup} = 0,005 \cdot \frac{P_n \cdot 10^3}{\eta_n} \quad [W] \quad (127)$$

III.3.5. Pertes totales :

Elles sont données par la relation suivante :

$$P_{tot} = P_{fer} + P_{j1} + P_{j2} + P_{mec} + P_{sup} \quad [W] \quad (128)$$

III.4. Le rendement de la machine:

Le rendement de la machine et donnée par :

$$\eta = \frac{P_n \cdot 10^3}{P_n \cdot 10^3 + P_{tot}} \quad (129)$$

III.5. Calcul des paramètres électriques du moteur :

Dans cette partie, nous étudions les performances des moteurs, en utilisant une méthode analytique se base sur les schémas équivalents de la machine asynchrone. il existe plusieurs schémas équivalents : schéma équivalent en T, en π et en L.

Dans notre étude on utilise le schéma équivalent en L car il est le plus commode.

Ceci pour déterminer les caractéristiques de fonctionnement du moteur.

III.5.1. Schéma équivalent en L du moteur asynchrone :

C'est un schéma conventionnel monophasé ramené au stator :

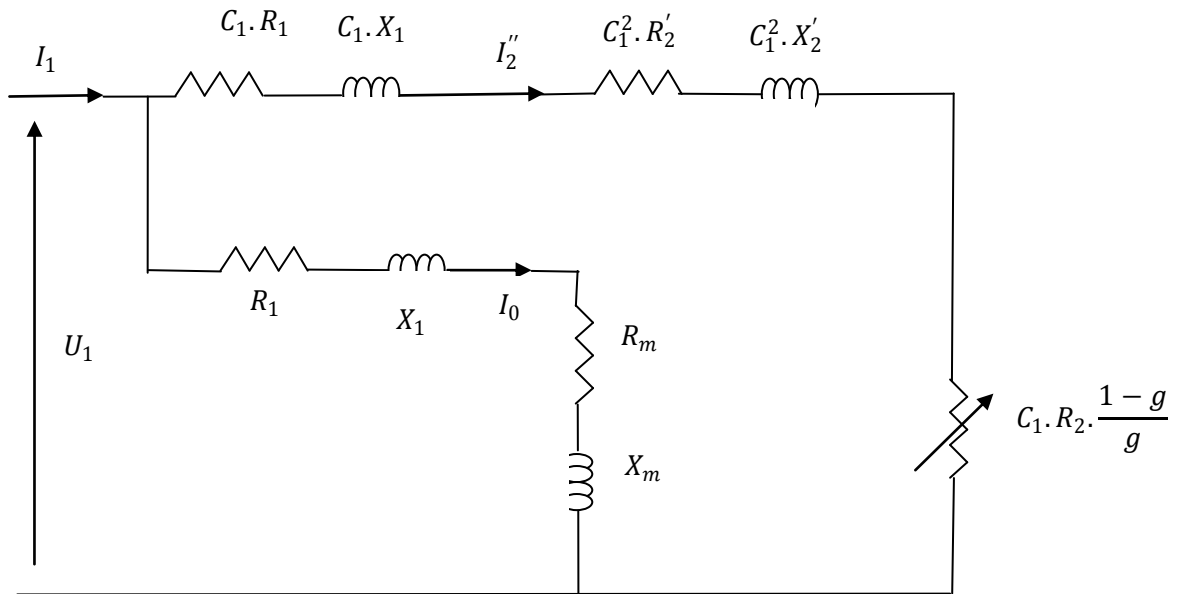


Figure III.1 : Schéma équivalent en L d'un moteur asynchrone.

Avec : R_1 – Résistance statorique en $[\Omega]$.

X_1 – Réactance de fuite statorique en $[\Omega]$.

R_2' – Résistance du rotor ramenée au stator en $[\Omega]$.

X_2' – Réactance de fuite du rotor ramenée au stator en $[\Omega]$.

R_m – Résistance magnétisante en $[\Omega]$.

X_m – Réactance magnétique en $[\Omega]$.

C_1 – Constante de transformation du schéma en T vers le schéma en L.

elle est donnée par :

$$C_1 = 1 + \frac{X_1}{X_m} \tag{127}$$

III.5.2. Caractéristiques de fonctionnement du moteur :

En utilisant la figure III.1, on détermine :

a. Glissement :

$$g = \frac{A - \sqrt{A^2 - C_1^2 \cdot R_2' \cdot B}}{B} \quad (128)$$

Avec : $B = 2A + R_1' \quad (129)$

$$A = \frac{m_1 \cdot U_{n1}^2}{2 \cdot P_2'} - R_1 \quad (130)$$

$$R_1' = R_2' \cdot \left[\left(\frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{X_2'}{X_m} \right) \right)^2 + \left(\frac{X_1}{X_2} \left(1 + \frac{X_2'}{X_m} \right) + \frac{X_2'}{R_2} \right)^2 \right] \quad [\Omega] \quad (131)$$

b. Puissance rapportée du circuit primaire au circuit secondaire :

La puissance transmise du circuit primaire au circuit secondaire est donnée par la formule suivante :

$$P_2' = P_2 + P_{sup} + P_{mec} \quad [W] \quad (132)$$

c. Inductance équivalente:

Elle est donnée par:

$$Z_{2eq} = \sqrt{R_{2eq}^2 + X_{2eq}^2} \quad [\Omega] \quad (133)$$

Avec : $R_{2eq} = C_1 \cdot R_1 + C_1^2 \cdot R_2' / g \quad [\Omega] \quad (134)$

$$X_{2eq} = C_1 \cdot X_1 + C_1^2 \cdot X_2' \quad [\Omega] \quad (135)$$

d. Calcul du courant secondaire :

Le courant dans le circuit secondaire est donnée par :

$$I_2'' = \frac{U_{n1}}{Z_{2eq}} \quad [A] \quad (136)$$

$$I_2' = C_1 \cdot I_2'' \quad [A] \quad (137)$$

Avec : I_2'' – Le courant dans le circuit secondaire transformé en L.

I_2' – Le courant dans le circuit secondaire ramené au primaire.

e. Facteur de puissance rotorique :

Le facteur de puissance rotorique est donné par l'expression suivante :

$$\cos\phi_2 = \frac{R_{2eq}}{Z_{2eq}} \quad (138)$$

D'où :

➤ Courant actif :

$$I''_{2a} = I''_2 \cdot \cos\phi_2 \quad [A] \quad (139)$$

➤ Courant réactif :

$$I''_{2r} = I''_2 \cdot \sin\phi_2 \quad [A] \quad (140)$$

➤ Courant actif qui correspond aux pertes fer et aux pertes joule statorique à vide :

$$I_{0a} = \frac{P_{a10} + P_{f1}}{m_1 \cdot U_{n1}} \quad [A] \quad (141)$$

➤ Courant magnétisant:

$$I_{0r} = \frac{P \cdot \sum F_i}{0,9 \cdot m_1 \cdot W_1 \cdot K_{en1}} \quad [A] \quad (142)$$

➤ Courant total à vide:

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \quad [A] \quad (143)$$

➤ Courant absorbé:

$$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2} \quad [A] \quad (144)$$

Avec: $I_{1a} = I_{0a} + I''_{2a} \quad [A] \quad (145)$

$$I_{1r} = I_{0r} + I''_{2r} \quad [A] \quad (146)$$

Le facteur de puissance de moteur est donné par :

$$\cos\phi_1 = \frac{I_{1a}}{I_1} \quad (147)$$

f. Puissance absorbée par le moteur :

La puissance absorbée par le moteur est donnée par la formule suivante :

$$P_1 = m_1 \cdot U_{n1} \cdot I_{1a} \cdot \cos\phi_1 \quad [W] \quad (148)$$

g. Vitesse de rotation du moteur:

Elle est donnée par :

$$N = N_s \cdot (1 - g) \quad [tr/min] \quad (149)$$

Avec : N_s – vitesse de synchronisme.

g – glissement.

h. Couple utile sur l'arbre du moteur :

Il est donné par :

$$C_u = 9,55 \cdot \frac{P_2 \cdot 10^3}{P_n} \quad [\text{N.m}] \quad (150)$$

III.5.3. Caractéristiques de démarrage et capacité de surcharge :

a. Résistance équivalente au démarrage :

Elle est donnée par :

$$R_{eqdem} = C_1 \cdot R_1 + C_1^2 \cdot R_{2dem-ram} \quad [\Omega] \quad (151)$$

b. Réactance équivalente au démarrage :

Elle est donnée par :

$$X_{eqdem} = X_{const} + K_x \cdot X_{var} \quad [\Omega] \quad (152)$$

Avec : K_x – Coefficient qui est donné suivant la forme de l'encoche.

X_{const} – Réactance de dispersion du moteur qui ne dépend pas de la saturation.

X_{var} – Réactance variable de dispersion du moteur qui ne dépend de la saturation.

Les réactances X_{const} et X_{var} sont respectivement données par les relations suivantes :

$$X_{const} = C_1 \cdot X_1 \cdot \frac{\lambda_1 - \lambda_{1dem}}{\lambda_1} + C_1^2 \cdot X_{2dem-ram} \cdot \frac{\lambda_{2d} - \lambda_{2var}}{\lambda_{2var}} \quad [\Omega] \quad (153)$$

$$X_{var} = C_1 \cdot X_1 \cdot \frac{\lambda_{1dem}}{\lambda_1} + \frac{C_1^2 \cdot X_{2ram} \cdot \lambda_{2var}}{\lambda_2} \quad [\Omega] \quad (154)$$

Avec :

λ_{2var} – Composante variable de la perméance d'encoche rotorique, elle est donnée par :

$$\lambda_{2var} = \lambda_{2encvar} + \lambda_{2d} \quad (155)$$

Ou : $\lambda_{2encvar}$ – Composante variable de perméance d'encoche rotorique.

c. Capacité de surcharge :

La capacité de surcharge du moteur, c'est le rapport entre le couple maximal et le couple nominal. Elle est donnée par la formule suivante :

$$K = \frac{C_{max}}{C_{nom}} = \frac{\frac{g_{nom}}{g_{cr}} + \frac{g_{cr}}{g_{nom}} + R_{cr}}{2 + R_{cr}} \quad (156)$$

Avec : R_{cr} – Résistance critique qui est donnée par :

$$R_{cr} = 2 \cdot R_1 \cdot \frac{g_{cr}}{R_2 \cdot C_1} \quad [\Omega] \quad (157)$$

g_{nom} – Glissement nominal.

g_{cr} – Glissement critique qui est donné par :

$$g_{cr} = \frac{C_1 \cdot R_2'}{X_1 + C_1 \cdot X_2'} \quad (158)$$

Avec : R_2' - Résistance rotorique ramenée.

X_2' - Réactance rotorique ramenée.

d. Courant de démarrage :

Au démarrage le moteur asynchrone est assimilable à un transformateur dont le secondaire alimente une résistance faible dans ces conditions, le courant de démarrage est considérable ; il peut atteindre 6 à 8 fois le courant nominal. Sa valeur est donnée par l'expression suivante :

$$I_{1dem} = \frac{U_{n1}}{\sqrt{R_{eqdem}^2 + X_{eqdem}^2}} \quad [A] \quad (159)$$

Avec : U_{n1} – Tension d'alimentation.

e. Le couple de démarrage :

Il est donné par l'expression suivante :

$$C_d = \frac{P \cdot m_1 \cdot U_{n1}^2 \cdot R_{2dem}}{2\pi f_1 (R_{2eqdem}^2 + X_{eqdem}^2)} = P \cdot m_1 \cdot I_{1dem}^2 \cdot \frac{R_{2dem}}{2\pi f_1} \quad [N.m] \quad (160)$$

Chapitre IV

Exemple de calcul d'un moteur à cage

IV.1. Programme de calcul :

DONNEES INITIALES

Puissance nominale	$P_n := 5.5$	(kW)
Nombre de phases	$m_1 := 3$	
La fréquence	$f_1 := 50$	(Hz)
Tension nominale par phase	$U_n := 380$	(V)
Vitesse synchrone	$N_s := 1500$	$\left(\frac{\text{tr}}{\text{mn}}\right)$

DIMENSIONS PRINCIPALES

La puissance électromagnétique P_e

Facteur de majoration de la tension	$K_e := 0.95$	
Facteur de puissance	$\cos 1(\phi_n) := 0.8$	
	$\phi_n := \arccos(0.8)$	$\phi_n = 0.644$ (rad)
Rendement nominal	$\eta_{n1} := 0.9$	
Nombre de paire de pôle	$p := 2$	
	$P_e := K_e \cdot \frac{P_n \cdot 10^3}{\eta_{n1} \cdot \cos 1(\phi_n)} = 7409.722$	(W)

La longueur virtuelle de l'induit

Coefficient de recouvrement polaire	$\alpha_\delta := 0.6360$
Facteur de la forme de la courbe d'induction	$K_f := 1.11$

Le nombre d'encoches

Le nombre d'encoches statoriques	$Z_1 := 36$
Le nombre d'encoches rotoriques	$Z_2 := 28$

Le nombre d'encoches par pôle et par phase

$$q_1 := \frac{Z_1}{2 \cdot p \cdot m_1} = 3$$

Les diamètres du stator

Le diamètre extérieur du stator $D_{ex1} := 200$ (mm)

Le diamètre intérieur du stator $D_1 := 129.56$ (mm)

Le diamètre du fond d'encoche du stator $D_{f1} := 162.14$ (mm)

Longueur du moteur

$$l_1 := 150 \quad (\text{mm}) \quad \frac{150 - 110}{150} \cdot 100 = 26.667$$

Le pas dentaire statorique

$$t_{z1} := \frac{\pi \cdot D_1}{Z_1} = 11.306 \quad (\text{mm})$$

Angle électrique entre deux encoches voisines

$$\gamma := p \cdot \frac{360}{Z_1} = 20$$

La zone de phase

$$\alpha := q_1 \cdot \gamma = 60$$

Coefficient de distribution

$$k_{d1} := \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m_1}\right)}{q_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot q_1 \cdot m_1}\right)} = 0.96$$

Le pas polaire en nombre d'encoches

$$\tau_p := \frac{Z_1}{2 \cdot p} = 9 \quad \text{Encoches}$$

Le pas d'enroulement

$$\varepsilon_{r1} := \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 2 \end{pmatrix} \quad \varepsilon_r := \varepsilon_{r1_0}$$

$$y_1 := \frac{Z_1}{2 \cdot p} - \varepsilon_r = 9 \quad \text{Encoches}$$

Rapport de raccourcissement

$$\beta := \frac{y_1}{\tau_p} = 1$$

Coefficient de raccourcissement polaire

$$kr_1 := \sin\left(\frac{\beta \cdot \pi}{2}\right) = 1$$

Facteur de bobinage de l'enroulement statorique

$$Ken_1 := kd_1 \cdot kr_1 = 0.96$$

Introduction de la charge linéaire A1

A11 :=



$$A_{11} = 184 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}}\right)$$

Calcul de Bδ 1

Le produit AB=A11*Bδ =cons

$$AB := \frac{8.62 \cdot 10^7 \cdot P_e}{N_s \cdot D_1^2 \cdot l_1 \cdot Ken_1} = 176.2$$

$$B_{\delta 1} := \frac{AB}{A_{11}} = 0.958$$

Introduction de la tension simple

$$Un_1 := \begin{pmatrix} 220 \\ 380 \\ 600 \end{pmatrix} \quad Un_1 := Un_{1_1} = 380 \quad (\text{V})$$

Nombre de voix parallèles

$$a_1 := 1$$

Courant nominale dans une phase

$$I_{n1} := \frac{P_n \cdot 10^3}{m_1 \cdot U_{n1} \cdot \cos(\phi_n) \cdot \eta_{n1}} = 6.701 \quad (\text{A})$$

$$I_{n1} \cdot \sqrt{3} = 11.606$$

Le flux utile

$$\phi_1 := \frac{B_{\delta 1} \cdot D_1 \cdot l_1 \cdot 10^{-6}}{p} = 0.009 \quad (\text{Wb})$$

Nombre de conducteurs effectifs dans une encoche

$$K_e = 0.97 \quad K_{en1} = 0.96$$

$$W_{11} := \frac{K_e \cdot U_{n1} \cdot 50}{222 \cdot K_{en1} \cdot \phi_1 \cdot f_1} = 185.91 \quad (\text{spires})$$

$$N_{ef} := \frac{W_{11} \cdot a_1}{p \cdot q_1} = 30.985 \quad (\text{spires})$$

$$\text{round}(N_{ef}) = 31 \quad (\text{spires})$$

Nombre de spires d'une voie parallèle

$$W_1 := \frac{\text{round}(N_{ef}) \cdot p \cdot q_1}{a_1} = 186 \quad (\text{spires})$$

Le flux utile

$$\phi := \phi_1 \cdot \frac{W_{11}}{W_1} = 0.009 \quad (\text{Wb})$$

L'induction dans l'entrefer

$$B_{\delta} := B_{\delta 1} \cdot \frac{W_{11}}{W_1} = 0.957 \quad (\text{T})$$

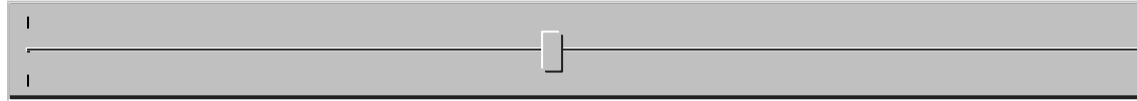
La charge linéaire

$$A_1 := \frac{10 \cdot \text{round}(N_{ef}) \cdot Z_1 \cdot I_{n1}}{\pi \cdot D_1 \cdot a_1} = 183.725 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}} \right)$$

Enroulement statorique

Densité de courant statorique

$$j_{111} :=$$



$$j_1 := j_{111} \cdot 10^{-2} \qquad j_1 = 5.46 \qquad \left(\frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \right)$$

La section effective

$$S_{eff1} := \frac{I_{n1}}{a_l \cdot j_1} = 1.227 \qquad (\text{mm}^2)$$

La section élémentaire

$$N_{e11} := 1 \qquad S_{e11} := \frac{S_{eff1}}{N_{e11}} = 1.227 \qquad (\text{mm}^2)$$

$$d_{nu} := 1.25 \qquad (\text{mm})$$

$$d_{is} := 1.335 \qquad (\text{mm})$$

$$S_{e1} := 1.227 \qquad (\text{mm}^2)$$

$$j_{11} := \frac{I_{n1}}{a_l \cdot S_{e1} \cdot N_{e11}} = 5.461$$

Introduction de données géométriques**Tôle magnétique statorique**

$$K_{\text{fer}} := 0.95$$

La hauteur de la dent

$$hz1 := \frac{Df1 - D1}{2} = 16.29 \quad (\text{mm})$$

La hauteur du dos du stator

$$hc1 := \frac{(Dex1 - D1)}{2} - hz1 = 18.93 \quad (\text{mm})$$

Induction dans la culasse statorique

$$Bc1 := \frac{\phi \cdot 10^6}{2 \cdot l_1 \cdot K_{\text{fer}} \cdot hc1} = 1.724 \quad (\text{T})$$

Le pas dentaire en mm

$$t1 := \frac{\pi \cdot D1}{Z1} = 11.306 \quad (\text{mm})$$

La hauteur de la clavette

$$hk1 := 1 \quad (\text{mm})$$

$$hfl := 0.8 \quad (\text{mm})$$

La hauteur de l'encoche

$$henc1 := hz1 - (hk1 + hfl) = 14.49 \quad (\text{mm})$$

La largeur maximale de l'encoche

$$b1 := 7.132 \quad (\text{mm})$$

La largeur minimale de l'encoche

$$b2 := 4.92 \quad (\text{mm})$$

Largeur de la fente

$$bfl := 3.93 \quad (\text{mm})$$

La largeur de la dent statorique

$$bz1 := \frac{\pi \cdot (D1 + 2 \cdot hfl)}{Z1} - b2 = 6.516 \quad (\text{mm})$$

Induction dans la dent statorique

$$Bz1 := \frac{t1 \cdot B\delta}{Kfer \cdot bz1} = 1.748 \quad (\text{T})$$

La section de l'encoche

$$h1 := henc1 - \frac{b1}{2}$$

$$henc1 = 14.49 \quad h1 = 10.924 \quad (\text{mm})$$

$$Senc1 := \frac{b1 + b2}{2} \cdot h1 + \frac{\pi \cdot b1^2}{8} = 85.86 \quad (\text{mm}^2)$$

$$bis := 0.3 \quad (\text{mm})$$

$$Sis := \left[\pi \cdot \frac{b1}{2} + 2 \cdot h1 + (b2) \right] \cdot bis = 11.395 \quad (\text{mm}^2)$$

La section de l'encoche occupée par l'enroulement

$$See1 := Senc1 - Sis = 74.466 \quad (\text{mm}^2)$$

Coefficient de remplissage de l'encoche

$$Krem := \frac{Nel1 \cdot \text{round}(Neff) \cdot dis^2}{See1} = 0.739$$

Calcul du noyau rotorique

Calcul de l'encoche rotorique

Diamètre maximal de l'encoche rotorique

$$D_{1en2} := 5.88 \quad (\text{mm})$$

Diamètre minimal de l'encoche rotorique

$$D_{2en2} := 1.8 \quad (\text{mm})$$

Épaisseur de l'entrefer

$$\delta_e := 0.35 \quad (\text{mm})$$

Diamètre extérieur du rotor

$$D_2 := D_1 - 2 \cdot \delta_e = 128.86 \quad (\text{mm})$$

La longueur virtuelle de l'induit

$$l_2 := l_1 \quad l_2 = 150 \quad (\text{mm})$$

Le diamètre de l'arbre

$$D_{2int} := 48 \quad (\text{mm})$$

Diamètre du fond d'encoche rotorique

$$D_{f2} := 83.975$$

Le pas polaire en nombre d'encoche

$$\tau_{p2} := \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p} = 101.206 \quad (\text{mm})$$

Le pas dentaire rotorique

$$t_2 := \frac{\pi \cdot D_2}{Z_2} = 14.458 \quad (\text{mm})$$

La hauteur de la culasse rotorique

$$h_{c2} := \frac{D_{f2} - D_{2int}}{2} = 17.987 \quad (\text{mm})$$

Induction dans la culasse rotorique

$$B_{c2} := \frac{\phi \cdot 10^6}{2 \cdot K_{fer12} \cdot h_{c2}} = 1.814 \quad (\text{T})$$

La hauteur de la dent rotorique

$$h_{z2} := (D_2 - D_{2int}) \cdot 0.5 - h_{c2} = 22.443 \quad (\text{mm})$$

Larguer de la dent rotorique

$$b_{z2} := \frac{\pi [D_2 - 2 \cdot (h_{f2} + D_{1en2})]}{Z_2} - D_{1en2} = 7.165 \quad (\text{mm})$$

$$B_{z2} := \frac{t_2 \cdot B_{\delta}}{K_{fer} \cdot b_{z2}} = 2.033 \quad (\text{T})$$

La cage rotorique**Section de la barre:**

$$h_2 := h_{z2} - h_{f2} - \left(\frac{D_{1en2} + D_{2en2}}{2} \right) = 18.184 \quad (\text{mm})$$

$$h_{enc2} := h_2 + \left(\frac{D_{1en2} + D_{2en2}}{2} \right) = 22.024 \quad (\text{mm})$$

$$S_{en2} := \left(\frac{D_{1en2}^2 + D_{2en2}^2}{4 \cdot 2} \right) \cdot \pi + \left(\frac{D_{1en2} + D_{2en2}}{2} \right) \cdot h_2 = 134.074 \quad (\text{mm}^2)$$

Dimensionnement de l'anneau de court circuit**La hauteur de l'anneau**

$$h_{an} := (1.1 \div 1.25) \cdot h_{z2}^2$$

$$h_{an} := 1.1 \cdot h_{z2} = 24.687 \quad (\text{mm})$$

La section de l'anneau

$$S_{an} := (0.35 \div 0.45) \cdot \frac{Z_2 \cdot S_{en2}^2}{2 \cdot p}$$

$$S_{an} := 0.40 \cdot \frac{Z_2 \cdot S_{en2}^2}{2 \cdot p} = 375.406 \quad (\text{mm}^2)$$

La largeur de l'anneau

$$l_{an} := \frac{S_{an}}{h_{an}} = 15.207 \quad (\text{mm})$$

Diamètre moyen intérieur de l'anneau

$$D_{an} := D_2 - h_{an} = 104.173 \quad (\text{mm})$$

Calcul du circuit magnétique

L'entrefer

$$k_{\delta 1} := 1 + \frac{bf1}{t1 - bf1 + \frac{5 \cdot \delta e \cdot t1}{bf1}} = 1.317$$

$$k_{\delta 2} := 1 \quad k_{\delta 2} = 1$$

$$k_{\delta} := k_{\delta 1} \cdot k_{\delta 2} = 1.317$$

Force magnétomotrice dans l'entrefer

$$F_{\delta} := 0.8 \cdot B_{\delta} \cdot k_{\delta} \cdot \delta e \cdot 10^3 = 352.866 \quad (A)$$

Champ magnétique dans la dent du stator

$$\underline{Bz1} := \frac{t1 \cdot B_{\delta}}{K_{fer} \cdot bz1} = 1.748$$

$$Hz1(Bz1) := 835$$

$$\underline{Hz1} := Hz1(Bz1) = 835 \quad \left(\frac{A}{m} \right)$$

Fmm dans la dent du stator

$$Fz1 := Hz1 \cdot hz1 \cdot 10^{-3} = 13.603 \quad (A)$$

Champ magnétique dans la culasse statorique

$$Hc1(Bc1) := 678$$

$$\underline{Hc1} := Hc1(Bc1)$$

La longueur moyenne des lignes dans la culasse statorique

$$Lc1 := \frac{\pi \cdot (Dex1 - hc1)}{2 \cdot p} = 142.212 \quad (mm)$$

$$Fc1 := Hc1 \cdot Lc1 \cdot 10^{-3} = 96.42 \quad (A)$$

Rotor**Induction dans la dent**

$$B_{z2} := \frac{t2 \cdot B_{\delta}}{K_{\text{fer}} \cdot b_{z2}} = 2.033$$

Champ magnétique dans la dent du rotor

$$H_{z2} := H_{z2}(B_{z2}) = 1830 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

Fmm dans la dent du rotor

$$F_{z2} := H_{z2} \cdot h_{z2} \cdot 10^{-3} = 41.07 \quad (\text{A})$$

Fmm dans la culasse rotorique**Induction**

$$B_{c2} = 1.814 \quad (\text{T})$$

$$d_{k2} := 0$$

Champ magnétique dans la culasse du rotor

$$H_{c2} := 1020 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

$$L_{c2} := \frac{\pi}{4 \cdot p} \cdot \left(D_{2\text{int}} + h_{c2} + \frac{4}{3} \cdot d_{k2} \right) = 25.913 \quad (\text{mm})$$

$$F_{c2} := H_{c2} \cdot L_{c2} \cdot 10^{-3} = 26.431 \quad (\text{A})$$

Fmm totale par paire de pôle

$$\Sigma F := 2(F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2}) + F_{c1} + F_{c2} = 937.929 \quad (\text{A})$$

Coefficient de saturation de la machine

$$k_{\mu} := \frac{\Sigma F}{2F_{\delta}} \quad k_{\mu} = 1.329$$

Le courant magnétisant

$$I_{\mu} := \frac{1.11 p \cdot \Sigma F}{m1 \cdot W1 \cdot K_{en1}} = 3.888 \quad (\text{A})$$

Le courant en U.R

$$I_{ur} := \frac{I_{\mu}}{I_{n1}} = 0.58$$

La fem

$$E := K_e \cdot U_{n1} = 368.6 \quad (\text{V})$$

La réactance de magnétisation

$$X_m := \frac{K_e \cdot U_{n1}}{I_{\mu}} = 94.808 \quad (\text{ohm})$$

La réactance de magnétisation

$$X_{mur} := \frac{X_m \cdot I_{n1}}{U_{n1}} = 1.672 \quad (\text{ohm})$$

Paramètres du stator**Résistance active**

$$\underline{T} := 20 \quad \overset{\circ}{\text{C}} \quad \rho_{cu} := 0.017210^{-6} \quad (\text{ohm} \cdot \text{m})$$

$$y_{lmoy} := 9$$

$$b_{lmoy} := \frac{\pi \cdot (D_1 + h_{z1}) \cdot y_{lmoy}}{Z_1} = 114.551 \quad (\text{mm})$$

$$L_{f1} := (1.16 + 0.14 \cdot p) \cdot b_{lmoy} + 15 = 179.953 \quad (\text{mm})$$

$$L_{w1} := 2 \cdot (l_i + L_{f1}) = 659.906 \quad (\text{mm})$$

$$R_1 := \rho_{cu} \cdot \frac{W_1 \cdot L_{w1} \cdot 10^3}{a_1 \cdot N_{e1} \cdot S_{e1}} = 1.93 \quad (\text{ohm})$$

Résistance active en UR

$$R_{1ur} := R_1 \cdot \frac{I_{n1}}{U_{n1}} = 0.034$$

Réactance de fuite d'encoche

$$K_{\beta 1} := 1 \quad \text{Pour un enroulement concentrique}$$

$$K_{\beta 11} := 1$$

$$h_{fl} = 0.8 \quad (\text{mm}) \quad \quad \quad h_{z1} = 16.29 \quad (\text{mm})$$

$$\lambda_{enc1} := \frac{h_1}{3 \cdot b_2} \cdot K_{\beta 1} + \left(0.785 \frac{b_{fl}}{2 \cdot b_2} + \frac{b_{is}}{b_2} + \frac{h_{fl}}{b_{fl}} \right) \cdot K_{\beta 11} = 1.316$$

$$X_{enc1} := 1.58 f_1 \cdot l_1 \cdot W I^2 \cdot \frac{\lambda_{enc1}}{p \cdot q_1 \cdot 10^8} = 0.899 \quad (\text{ohm})$$

La réactance de fuite différentielle

$$k_{de1} := 0.0141$$

$$k_{fl} := 1 - \left(\frac{0.033 b_{fl}^2}{\delta_e \cdot t_1} \right) = 0.871$$

$$k_{rr1} := 0.91$$

$$\lambda_{d1} := \frac{0.9 t_1 (q_1 \cdot K_{en1})^2 \cdot k_{rr1} \cdot k_{fl} \cdot k_{de1}}{k_{\delta} \cdot \delta_e} = 2.046$$

$$X_{d1} := 1.58 f_1 \cdot l_1 \cdot W I^2 \cdot \frac{\lambda_{d1}}{p \cdot q_1 \cdot 10^8} = 1.398 \quad (\text{ohm})$$

La réactance de fuite frontale

$$\tau_1 := \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p} = 101.756 \quad (\text{mm})$$

$$Q_1 := \frac{Z_2}{p} = 14$$

$$\lambda_{f1} := 0.34 \frac{q_1 \cdot (L_{f1} - 0.64 \beta \cdot \tau_1)}{l_1} = 0.781$$

$$X_{f1} := \frac{1.58 f_1 \cdot l_1 \cdot W I^2}{p \cdot q_1 \cdot 10^8} \cdot \lambda_{f1} = 0.534 \quad (\text{ohm})$$

Réactance inductive du dispersion de l'enroulement statorique

$$\lambda_1 := \lambda_{enc1} + \lambda_{d1} + \lambda_{fl} = 4.143$$

$$X1 := 1.58 f_1 \cdot l_1 \cdot W I^2 \cdot \frac{\lambda_1}{p \cdot q_1 \cdot 10^8} = 2.831 \quad (\text{ohm})$$

La réactance totale en U R

$$X1_{ur} := X1 \cdot \frac{I_{n1}}{U_{n1}} = 0.05$$

Coefficient de dispersion magnétique du stator

$$\sigma_\mu := \frac{X1}{X_m} = 0.03$$

Force électromagnétique a vide Eo

$$E_o := \frac{U_{n1}}{1 + \sigma_\mu} = 368.982 \quad (\text{V})$$

Paramètres du rotor**Résistance de la barre**

$$\underline{T} := 20 \quad ^\circ\text{C} \quad \underline{\rho_{cu}(T)} := 17.2 \cdot 10^{-9} \quad (\text{Ohm} \cdot \text{m})$$

$$S_b := S_{en2} = 134.074 \quad (\text{mm}^2)$$

$$R_b := \rho_{cu}(T) \cdot \frac{12 \cdot (10^3)}{S_b} = 1.924 \times 10^{-5} \quad (\text{ohm})$$

Coefficient de réduction du courant de l'anneau au courant de la barre

$$K_{red} := 2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{Z_2}\right) = 0.445$$

Résistance de l'anneau

$$R_{an} := \frac{\rho_{cu}(T) \cdot 2 \cdot \pi \cdot D_{an} \cdot 10^3}{Z_2 \cdot S_{an}} = 1.071 \times 10^{-6} \quad (\text{ohm})$$

Résistance de l'anneau ramenée a la barre

$$R_{anram} := \frac{\rho_{cu}(T) \cdot 2 \cdot \pi \cdot D_{an} \cdot 10^3}{Z_2 \cdot S_{an} \cdot K_{red}^2} = 5.408 \times 10^{-6} \quad (\text{ohm})$$

Rapport des pas dentaires statorique et rotorique

$$\beta_{ob} := \frac{t_1}{t_2} = 0.782$$

Rapport des pas dentaires statorique et rotorique

$$\alpha_{ob} := 2 \cdot p \cdot \pi \cdot \frac{\beta_{ob}}{Z_2} = 0.351$$

Coefficient d'obliquité des encoches rotoriques et statoriques

$$k_{ob} := \frac{\sin\left(\frac{\alpha_{ob}}{2}\right)}{\left(\frac{\alpha_{ob}}{2}\right)} = 0.995$$

Coefficient de réduction de la résistance de l'enroulement du rotor à l'enroulement du stator

$$k_{red1} := \frac{4 \cdot m_1}{Z_2} \left(\frac{W_1 \cdot K_{en1}}{k_{ob}} \right)^2 = 13799.665$$

Résistance active de l'enroulement du rotor

$$R_2 := (R_b + R_{anram}) = 2.465 \times 10^{-5} \quad (\text{ohm})$$

Résistance active de l'enroulement du rotor ramenée à l'enroulement du stator

$$R_{21} := k_{red1} \cdot (R_2) = 0.34 \quad (\text{ohm})$$

Résistance active de l'enroulement du rotor ramenée à l'enroulement du stator en ur

$$R_{21ur} := R_{21} \cdot \frac{I_{n1}}{U_{n1}} = 0.006 \quad (\text{ohm})$$

Le courant dans la barre

$$I_{n2} := \frac{2 \cdot W1 \cdot Ken1 \cdot Pn}{Un1 \cdot Z2} \cdot \frac{(0.2 + 0.8 \cos(\varphi_n)) \cdot 10^3}{\eta_{n1} \cdot \cos(\varphi_n)} = 215.322 \quad (\text{A})$$

Le courant dans l'anneau

$$I_{an} := \frac{I_{n2}}{K_{red}} = 483.825 \quad (\text{A})$$

La densité de courant dans l'anneau

$$J_{an} := \frac{I_{an}}{S_{an}} = 1.289 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \right)$$

Réactance de dispersion et perméance du rotor

$$\lambda_{enc2} := \frac{h2 + 0.8 \cdot D2 \cdot en2}{6 \cdot D1 \cdot en2} \left(1 - \frac{\pi \cdot D1 \cdot en2^2}{2 \cdot S_b} \right)^2 + 0.66 = 0.857$$

$$q2 := \frac{Z2}{2 \cdot p \cdot 3} = 2.333$$

$$k_{d2} := \frac{9.15}{100 \cdot \left(\frac{Z2}{6 \cdot p} \right)^2} = 0.017$$

$$\lambda_{2d} := \frac{0.9 \cdot t2 \cdot \left(\frac{Z2}{6 \cdot p} \right)^2 \cdot k_{d2}}{\delta_e \cdot k_{\delta}} = 2.584$$

$$\lambda_{f2} := \frac{2.3 \cdot D_{an}}{Z2 \cdot l_1 \cdot K_{red}^2} \cdot \log \left[\frac{4.7 \cdot D_{an}}{2 \cdot (h_{an} + l_{an})} \right] = 0.227$$

$$\lambda_{ob} := \frac{t2 \cdot \beta_{ob}}{9.5 \cdot \delta_e \cdot k_{\delta} \cdot k_{\mu}} = 1.943$$

$$\lambda_2 := \lambda_{enc2} + \lambda_{2d} + \lambda_{f2} + \lambda_{ob} = 5.611$$

$$X_2 := 7.9 \cdot f1 \cdot l2 \cdot \lambda_2 \cdot 10^{-9} = 3.324 \times 10^{-4} \quad (\text{ohm})$$

Réactance de dispersion du rotor ramenée au stator

$$X_{21} := k_{red1} \cdot X_2 = 4.587 \quad (\text{ohm})$$

Réactance de dispersion du rotor ramenée au rotor en U R

$$X_{21ur} := X_{21} \cdot \frac{I_{n1}}{U_{n1}} = 0.081 \quad (\text{ohm})$$

Coefficient de dispersion statorique

$$\sigma_1 := \frac{X_1}{X_m} = 0.03$$

Coefficient des résistances statoriques

$$m_T := 1.22$$

$$\rho_1 := \frac{R_1 \cdot m_T}{X_1 + X_m} = 0.024$$

Les Résistances transformées

$$R_{11} := m_T \cdot R_1 = 2.354 \quad (\text{ohm})$$

$$R_{211} := m_T \cdot R_{21} \cdot (1 + \sigma_1)^2 \cdot (1 + \rho_1^2) = 0.44 \quad (\text{ohm})$$

$$X_{11} := X_1 \cdot (1 + \sigma_1) \cdot \left(1 + R_1 \cdot \frac{\rho_1}{X_1}\right) = 2.963 \quad (\text{ohm})$$

$$X_{211} := m_T \cdot X_{21} \cdot (1 + \sigma_1)^2 \cdot (1 + \rho_1^2) = 5.939 \quad (\text{ohm})$$

Régime à vide et nominal, Calcul des pertes

La composante réactive du courant statorique pour une vitesse synchrone

$$I_{0r} := \frac{U_{n1}}{X_m \cdot (1 + \sigma_1) \cdot (1 + \rho_1^2)} = 3.89 \quad (\text{A})$$

Pertes électriques dans l'enroulement statorique pour la vitesse synchrone (à vide)

$$P_{e1} := m_1 \cdot I_{0r}^2 \cdot R_{11} \cdot (1 + \rho_1^2) = 106.919 \quad (\text{W})$$

La masse des dents pour notre type d'encoche

$$t_{11} := \pi \cdot \frac{(D_1 + 2 \cdot h_{z1})}{Z_1} = 14.149$$

$$m_{z1} := Z_1 \cdot l_1 \cdot \left[\left[(t_1 + t_{11}) \cdot \frac{h_{z1}}{2} \right] - \left(\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi b_1^2}{4} + \frac{b_1 + b_2}{2 \cdot 2} \cdot h_1 \right) \right) \right] \cdot (7.8 \text{ Kfer} \cdot 10^{-6}) = 6.179 \quad (\text{Kg})$$

Pertes magnétiques dans les dents statoriques

$$P_{z1} := 4.4 B_{z1}^2 \cdot m_{z1} = 83.097 \quad (\text{W})$$

La masse du dos du stator pour une encoche

$$m_{c1} := 7.8 \pi \cdot (D_{ex1} - h_{c1}) \cdot h_{c1} \cdot l_1 \cdot \text{Kfer} \cdot 10^{-6} = 11.969 \quad (\text{Kg})$$

Pertes magnétiques dans le dos du stator

$$P_{c1} := 4.4 B_{c1}^2 \cdot m_{c1} = 129.807 \quad (\text{W})$$

La somme des pertes dans le noyau du stator y compris les pertes supplémentaires

$$P_{c\Sigma} := P_{z1} \cdot \left[1 + 2 \cdot (k\delta - 1) \cdot \left(\frac{t_1}{10} \right)^{0.5} \right] + P_{c1} = 268.863 \quad (\text{W})$$

Pertes mécaniques pour IP44 et IC0151 , pour 2P=4

$$k_{m0} := 1$$

$$P_{m\Sigma} := k_{m0} \cdot \left(\frac{N_s}{1000} \right)^2 \cdot \left(\frac{D_{ex1}}{100} \right)^4 = 36 \quad (\text{W})$$

Pertes supplémentaires en régime nominale

$$P_{sno} := 0.005 P_n \cdot \frac{10^3}{\eta_{n1}} = 30.556 \quad (\text{W})$$

Composante active du courant à vide

$$P_{a10} := R_1 \cdot m_1 \cdot I_{\mu}^2$$

$$I_{0a} := \frac{P_{a10} + P_{c\Sigma} + P_{m\Sigma} + P_{sno}}{m_1 \cdot U_{n1}} = 0.371 \quad (\text{A})$$

Le courant à vide

$$I_0 := \sqrt{I_{0r}^2 + I_{0a}^2} = 3.907 \quad (\text{A})$$

Facteur de puissance à vide

$$\cos\phi_0 := \frac{I_{0a}}{I_0} = 0.095$$

Paramètres en régime nominal**Résistance active en CC**

$$R_{cc} := R_1 + R_{211} = 2.37 \quad (\text{ohm})$$

Réactance en CC

$$X_{cc} := X_1 + X_{211} = 8.77 \quad (\text{ohm})$$

Impédance Z_{cc}

$$Z_{cc} := \sqrt{R_{cc}^2 + X_{cc}^2} = 9.085 \quad (\text{ohm})$$

Puissance mécanique du moteur

$$P_{méc} := P_n \cdot 10^3 + P_{m\Sigma} + P_{sno} = 5566.556 \quad (\text{W})$$

Résistance équivalente du schéma équivalent

$$R_n := \frac{m1 \cdot Un1^2}{2 \cdot P_{méc}} - R_{cc} + \sqrt{\left(\frac{m1 \cdot Un1^2}{2 \cdot P_{méc}} - R_{cc}\right)^2 - Z_{cc}^2} = 71.934 \quad (\text{ohm})$$

Impédance totale

$$Z_n := \sqrt{(R_n + R_{cc})^2 + X_{cc}^2} = 74.82 \quad (\text{ohm})$$

Vérification de calcul de Rn

$$\frac{R_n}{Z_n^2} = 0.013 \qquad \frac{P_{méc}}{m1 \cdot Un1^2} = 0.013$$

Glissement

$$g_n := \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_{211}}} = 0.006$$

Vitesse de rotation du moteur

$$N_{\text{mn}} := N_s \cdot (1 - g_n) = 1490.872 \quad \left(\frac{\text{tr}}{\text{mn}}\right)$$

Composante active du courant statorique pour une rotation synchrone

$$I_{ca} := \frac{P_{e1} + P_{c\Sigma} + P_{m\Sigma} + P_{sno}}{m1 \cdot Un1} = 0.388 \quad (\text{A})$$

Courant du rotor

$$I_{211} := \frac{Un1}{Z_n} = 5.079 \quad (\text{A})$$

Courant du stator, composante active et réactive

$$I_{a1} := I_{ca} + I_{211} \cdot \left[\frac{R_n + R_{cc}}{Z_n} \cdot \frac{(1 - \rho1)^2}{(1 + \rho1)^2} + \frac{X_{cc} \cdot 2\rho1}{Z_n \cdot (1 + \rho1^2)} \right] = 4.997$$

$$I_{r1} := I_{0r} + I_{211} \cdot \frac{X_{cc}}{Z_n} \cdot \left[\frac{(1 - \rho1)^2}{(1 + \rho1)^2} - \frac{R_n + R_{cc}}{Z_n} \cdot \frac{2 \cdot \rho1}{1 + \rho1^2} \right] = 4.402 \quad (\text{A})$$

$$I_1 := \sqrt{I_{a1}^2 + I_{r1}^2} = 6.659 \quad (\text{A})$$

$$\text{Cos}\phi := \frac{I_{a1}}{I_1} = 0.75$$

Charge linéaire nominale

$$A_n := \frac{10 \cdot I_1 \cdot \text{round}(\text{Neff})}{a_1 \cdot t_1} = 182.579 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}} \right)$$

Densité nominale statorique

$$j_{1n} := \frac{I_1}{N_{e1} \cdot S_{e11}} = 5.426 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \right)$$

Charge linéaire nominale rotorique

$$\text{Ken2} := 1$$

$$A_2 := \frac{A_n \cdot I_{211} \cdot (1 + \sigma_1) \cdot \sqrt{1 + \rho_1^2} \cdot \text{Ken1}}{I_1 \cdot \text{Ken2} \cdot k_{ob}} = 138.396 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}} \right)$$

Courant de la barre rotorique

$$I_b := I_{211} \cdot \frac{2 \cdot m_1 \cdot W_1 \cdot \text{Ken1} \cdot (1 + \sigma_1) \cdot \sqrt{1 + \rho_1^2}}{Z_2 \cdot k_{ob}} = 201.18 \quad (\text{A})$$

Densité du courant de la barre

$$j_b := \frac{I_b}{S_{e2}} = 1.501 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \right)$$

Courant dans la bague

$$I_{\text{bag}} := \frac{I_b}{K_{\text{red}}} = 452.048 \quad (\text{A})$$

Pertes électriques dans le stator

$$P_{\acute{e}1} := m_1 \cdot I_1^2 \cdot R_{11} = 313.187 \quad (\text{W})$$

$$P_{\acute{e}2} := m_1 \cdot I_{211}^2 \cdot R_{211} = 34.081 \quad (\text{W})$$

La somme des pertes

$$P_{\Sigma} := P_{\acute{e}1} + P_{\acute{e}2} + P_{c\Sigma} + P_{m\Sigma} + P_{sno} = 682.687 \quad (\text{W})$$

Puissance absorbée

$$P_1 := P_n \cdot 10^3 + P_{\Sigma} = 6182.687 \quad (\text{W})$$

Rendement

$$\eta_n := 1 - \frac{P_\Sigma}{P_1} = 0.89$$

$$\cos \phi = 0.75$$

Vérification

$$P_1 := m_1 \cdot I_{a1} \cdot U_n = 5696.241 \quad (\text{W})$$

$$P_2 := m_1 \cdot I_1 \cdot U_n \cdot \eta_n \cdot \cos \phi = 5067.267 \quad (\text{W})$$

Paramètres de démarrage**Profondeur de pénétration**

$$g_d := 1$$

$$h_b := h_{enc2}$$

$$h_b = 22.024$$

Coefficient qui dépend de la valeur de ξ

$$\varphi := 0.653$$

$$\xi := 0.064 h_b \cdot \sqrt{g_d}$$

$$h_{pp} := \frac{h_b}{1 + \varphi} = 13.323$$

La largeur à limite de pénétration

$$d_{21} := 5.687 \quad (\text{mm}) \quad d_{22} := 1.8 \quad (\text{mm})$$

$$b_{pp} := d_{21} - \left[\left(\frac{d_{21} - d_{22}}{h_2} \right) \cdot \left(h_{pp} - \frac{d_{21}}{2} \right) \right] = 3.447 \quad (\text{mm})$$

La section de la barre pénétrée par le courant de démarrage

$$S_{bdem} := \left[\frac{\pi \cdot (d_{21})^2}{8} \right] + [0.5 \cdot (d_{21} + b_{pp}) \cdot h_{pp} - 0.5 \cdot d_{21}] = 70.703 \quad (\text{mm}^2)$$

La résistance de la barre au démarrage

$$C1 := 1 + \frac{X1}{Xm} = 1.03$$

$$kdep := \frac{Sb}{Sbdem} = 1.896$$

$$Rbdem := kdep \cdot Rb = 3.649 \times 10^{-5}$$

$$Ranramb := \frac{Ran}{Kred^2} = 5.408 \times 10^{-6}$$

$$R2demram := kred1 \cdot (Ranramb + Rbdem) = 0.578$$

$$Reqdem := C1 \cdot R1 + C1^2 \cdot R2demram = 2.601$$

Réactance équivalente au démarrage

$$Kv := 0.082$$

$$k1\beta := 1$$

$$\lambda_{en1var} := \left[\left(\frac{3 \cdot hk1}{b2 + bfl} \right) + \frac{hfl}{bfl} \right] \cdot k1\beta = 0.542$$

$$\lambda_{1var} := \lambda_{en1var} + \lambda_{d1} = 2.589$$

$$\lambda_{2var} := \lambda_{2d} = 2.584$$

$$Xvar := X11 \cdot \frac{\lambda_{1var}}{\lambda_1} + X211 \cdot \frac{\lambda_{2var}}{\lambda_2} = 4.586$$

$$Xcon := X11 \cdot \frac{\lambda_1 - \lambda_{1var}}{\lambda_1} + X211 \cdot \frac{\lambda_2 - \lambda_{2var}}{\lambda_2} = 4.316$$

$$Xeqdem := Xcon + Kv \cdot Xvar = 4.695 \quad (\text{ohm})$$

Courant rotorique correspondant au couple maximum I1m2

$$I111 := \frac{Un}{\sqrt{2 \cdot [R11^2 + (Xcon + 0.0825Xvar)^2 + R11 \cdot (Xcon + 0.0825Xvar)]}}$$

$$I112 := \frac{1.24 \cdot 10^3 \cdot \delta e \cdot a1 \cdot [R11 + 2 \cdot (Xcon + 0.0825Xvar) \cdot Xvar]}{[2 \cdot \text{round}(Neff) \cdot [R11^2 + (Xcon + 0.0825Xvar)^2 + R11 \cdot (Xcon + 0.0825Xvar)]]}$$

$$I1m2 := I111 - I112 = 35 \quad (A)$$

$$Zm := \frac{Un}{I1m2} = 10.857$$

$$Zinf := 0.5 \cdot \left(\sqrt{R11^2 + 2 \cdot Zm^2} - R11 \right) = 4.995 \quad (\text{ohm})$$

$$Rm := Zinf + R11 = 7.35 \quad (\text{ohm})$$

Le couple utile sur l'arbre du moteur

$$Cu := \frac{9.55 \cdot Pn \cdot 10^3}{N} = 35.231 \quad (\text{Nm})$$

Rapport du couple maximal sur le couple nominal

$$Cmaxno := \frac{m1 \cdot Un^2 (1 - gn)}{2 \cdot Rm \cdot Pn \cdot 10^3} = 5.326$$

Le couple maximal

$$Cmax := Cu \cdot Cmaxno = 187.627 \quad (\text{Nm})$$

$$\frac{Cmax}{Cu} = 5.326$$

Le courant au démarrage

$$I1d := \frac{Un}{\sqrt{Xeqdem^2 + Reqdem^2}} = 70.805 \quad (A)$$

$$\frac{I1d}{I1} = 10.633$$

Le couple de démarrage

$$C_d := \frac{p \cdot m_1 \cdot U_n^2 \cdot R_{2demram}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot (R_{eqdem}^2 + X_{eqdem}^2)} = 55.359 \quad (\text{Nm})$$

Rapport du couple de démarrage et le Couple nominale

$$\frac{C_d}{C_u} = 1.571$$

Calcul des caractéristiques de fonctionnement

$$P_2 := 0, 0.05 \cdot P_n \dots 1.25 \cdot P_n$$

$$P_{sno1}(P_2) := 0.005 P_2 \cdot \frac{10^3}{\eta_{n1}}$$

$$P_{mec1}(P_2) := P_2 \cdot 10^3 + P_{m\Sigma} + P_{sno1}(P_2)$$

$$R_{n1}(P_2) := \frac{m_1 \cdot U_{n1}^2}{2 \cdot P_{mec1}(P_2)} - R_{cc} + \sqrt{\left(\frac{m_1 \cdot U_{n1}^2}{2 \cdot P_{mec1}(P_2)} - R_{cc} \right)^2 - Z_{cc}^2}$$

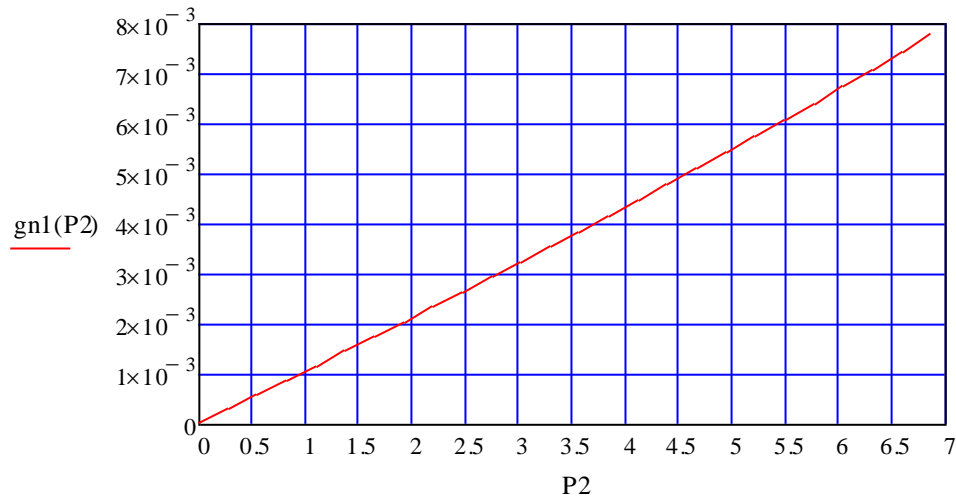
Impédance totale

$$Z_{n1}(P_2) := \sqrt{(R_{n1}(P_2) + R_{cc})^2 + X_{cc}^2}$$

Vérification de calcul de Rn

Glissement

$$gn1(P2) := \frac{1}{1 + \frac{Rn1(P2)}{R211}}$$



Courbe A : le glissement en fonction de la puissance P2

Courant du rotor

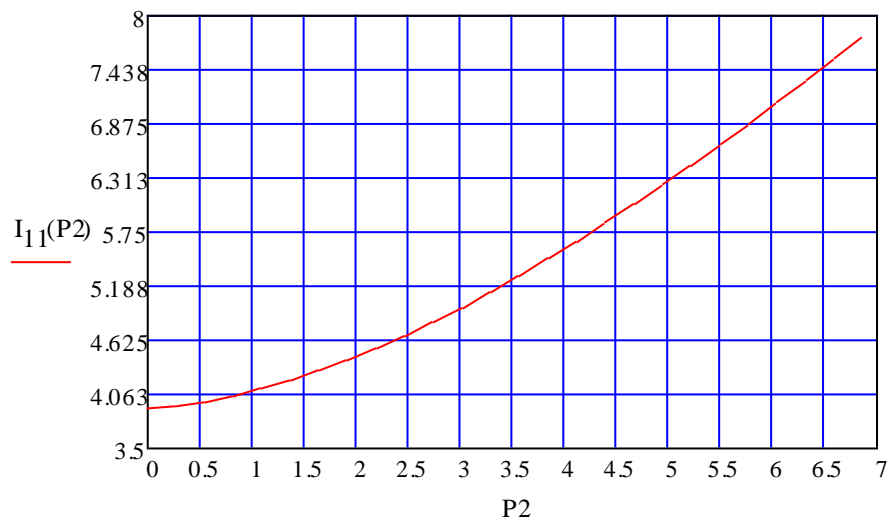
$$I_{2111}(P2) := \frac{Un1}{Zn1(P2)}$$

Courant du stator, composante active et réactive

$$I_{a11}(P2) := I_{ca} + I_{2111}(P2) \cdot \left[\frac{Rn1(P2) + Rcc}{Zn1(P2)} \cdot \frac{(1 - \rho1)^2}{(1 + \rho1)^2} + \frac{Xcc \cdot 2\rho1}{Zn1(P2) \cdot (1 + \rho1^2)} \right]$$

$$I_{r11}(P2) := I_{0r} + I_{2111}(P2) \cdot \frac{Xcc}{Zn1(P2)} \cdot \left[\frac{(1 - \rho1)^2}{(1 + \rho1)^2} - \frac{Rn1(P2) + Rcc}{Zn1(P2)} \cdot \frac{2 \cdot \rho1}{1 + \rho1^2} \right]$$

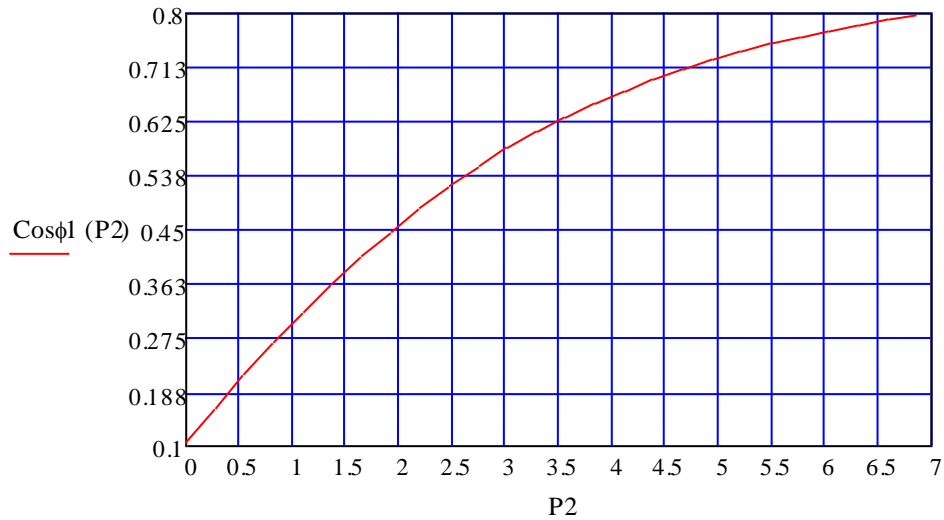
$$I_{11}(P2) := \sqrt{I_{a11}(P2)^2 + I_{r11}(P2)^2}$$



Courbe B : le courant absorbé en fonction de la puissance P2

Facteur de puissance

$$\text{Cos}\phi_1 (P_2) := \frac{I_{a11}(P_2)}{I_{11}(P_2)}$$



Courbe C : le facteur de puissance en fonction de la puissance P2

Pertes électriques dans le stator

$$P_{\acute{e}l11}(P_2) := m_1 \cdot I_{11}(P_2)^2 \cdot R_{11}$$

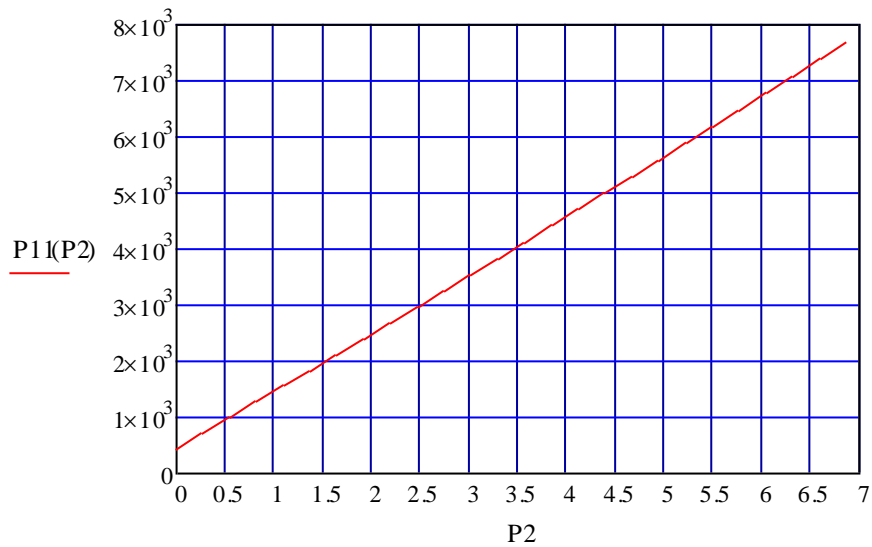
$$P_{\acute{e}l21}(P_2) := m_1 \cdot I_{a11}(P_2)^2 \cdot R_{211}$$

La somme des pertes

$$P_{\Sigma 1}(P_2) := P_{\acute{e}l11}(P_2) + P_{\acute{e}l21}(P_2) + P_{c\Sigma} + P_{m\Sigma} + P_{sno}$$

Puissance absorbée

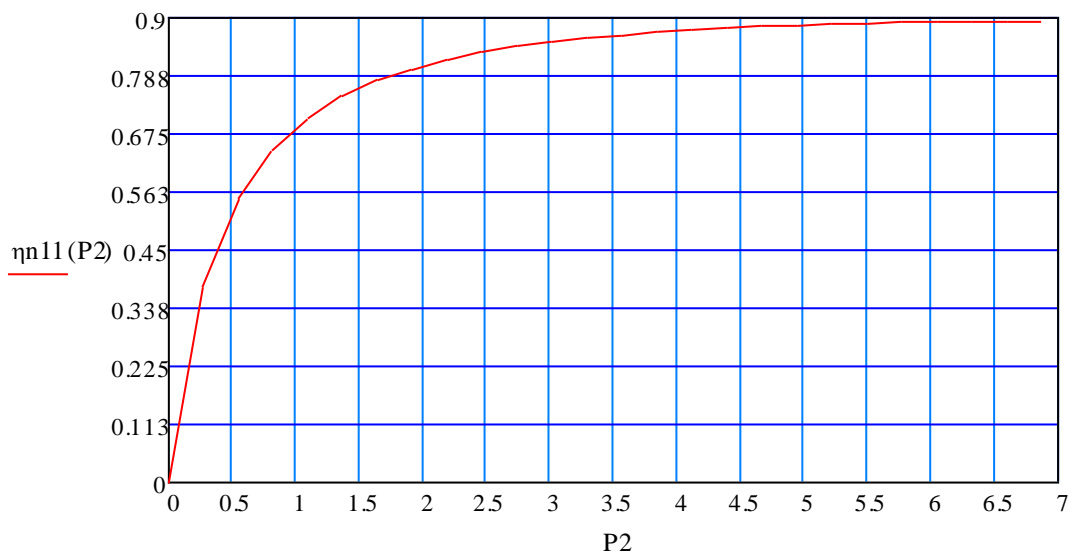
$$P_{11}(P_2) := P_2 \cdot 10^3 + P_{\Sigma 1}(P_2)$$



Courbe D : la puissance absorbée en fonction de la puissance P2

Rendement en fonction de la puissance nominale

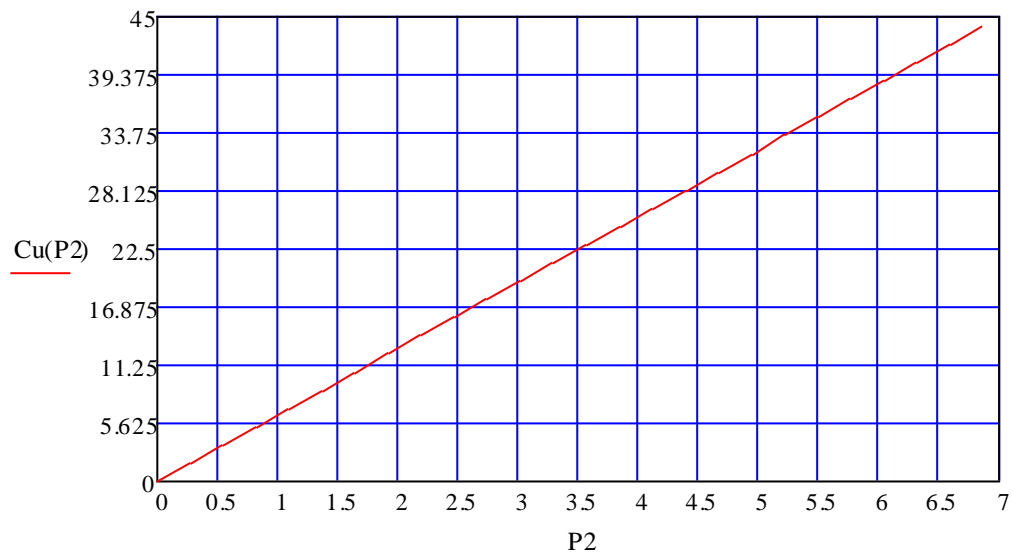
$$\eta_{n11}(P_2) := 1 - \frac{P_{\Sigma 1}(P_2)}{P_{11}(P_2)}$$



Courbe E : le rendement en fonction de la puissance P2

Le couple en fonction de la puissance nominale

$$Cu(P2) := \frac{9.55 \cdot P2 \cdot 10^3}{N}$$



Courbe F : le couple en fonction de la puissance P2

IV : 2. Interprétation des résultats obtenus :

Les résultats obtenus sont représentés sous forme des tableaux suivants :

Tableau. IV.1 : Résultats récapitulatifs des calculs des stators des moteurs.

STATOR			
Désignation	Symboles	Les valeurs	
		5.5 [KW]	7.5 [KW]
Puissance électromagnétique en [W]	P_e	7409.722	10104.167
Longueur virtuelle de l'induit en [mm]	L_i	150	190
Courant nominal d'une phase statorique en [A]	I_{1n}	11.606	15.826
Nombre de conducteurs effectif dans l'encoche	N_{eff}	31	21
Nombre de spire par phase	W_1	186	126
Charge linéaire en [A]	A_1	184	210
Section effective d'un conducteur en [mm ²]	S_{eff1}	1.227	1.767
Densité de courant statorique en [A/mm ²]	J_1	5.46	5.171
Induction dans la culasse du stator en [T]	B_{c1}	1.724	2.009
Induction dans la dent du stator en [T]	B_{z1}	1.748	2.037
Coefficient de remplissage	K_{rem}	0.739	0.708
Force électromotrice à vide en [V]	E_0	368.982	369.769
Coefficient de saturation de la machine	K_μ	1.329	1.282
Coefficient de dispersion magnétique du stator	σ_μ	0.03	0.028
Resistance active d'une phase du stator en [Ω]	R_1	1.93	0.907

Tableau. IV. 2 : Résultats récapitulatifs des calculs des rotors des moteurs.

ROTOR			
Désignation	symboles	Les valeurs	
		5.5 [KW]	7.5 [KW]
Puissance électromagnétique en [W]	P_e	7409.722	10104.167
Longueur virtuelle de l'induit en [mm]	L_i	150	190
Courant dans la barre en [A]	I_b	201.18	201.435
Section de la barre en [mm ²]	S_{en2}	134.074	134.074
Section de l'anneau en [mm ²]	S_{eel}	375.406	74.466
Induction dans la culasse du rotor en [T]	B_{c2}	1.814	2.114
Induction dans la dent du rotor en [T]	B_{z2}	2.033	2.369
Charge linéaire nominale rotorique en [A/mm ²]	A_2	138.396	158.117
Densité é de courant de la barre en [A/mm ²]	J_b	1.501	1.502
Resistance active de la barre en [Ω]	R_b	1.924	2.437
Resistance de l'anneau en [Ω]	R_{an}	1.07	1.071
Resistance de l'anneau ramenée à la barre en [Ω]	R_{anram}	5.408	5.408
Resistance active de l'enroulement du rotor en [Ω]	R_2	2.465	2.978
Resistance active de l'enroulement du rotor ramené à l'enroulement du stator en [Ω]	R_{21}	0.34	0.226
Réactances de fuit global de rotor en [Ω]	X_2	3.324	4.197
Courant dans la barre en [A]	I_{n2}	215.322	217.848
Courant dans L'anneau en [A]	I_{an}	483.825	489.501
La densité de courant dans l'anneau en [A/mm ²]	J_{an}	1.289	1.304
Courant dans la bague en [A]	I_{bag}	452.048	452.621

NB : D'après les résultats présentés dans les tableaux précédent, on remarque que les inductions dans l'entrefer, dans les dents, les culasses statoriques et rotoriques ce trouvent dans les limites admissible et de même pour les densités des courants dans les conducteurs et aussi dans la marge admissible.

IV.3.Comparaison des résultats :

La comparaison sera faite sur des moteurs existants de longueurs 110 mm et 150 mm et des moteurs calculés de longueurs 150 mm et 190 mm.

Les différentes valeurs des caractéristiques mécaniques ainsi que les performances des moteurs existants et les moteurs calculés sont représentées dans les tableaux suivant :

Tableaux. IV.3 : Représentation des différentes caractéristiques des moteurs.

Paramètres	Standard	Calculé
Puissance nominal en [kW]	$P_n = 5.5$	$P_n = 5.5$
Hauteur d'axe en [mm]	$H = 132 S$	$H = 132 S$
Vitesse de rotation en [tr/mn]	$N = 1450$	$N = 1490.872$
Rendement nominal en %	$\eta = 84$	$\eta = 89$
Facteur de puissance	$\cos\varphi = 0,85$	$\cos\varphi = 0,75$
Le couple nominal en [N.m]	$C_n = 36$	$C_n = 35.231$
Le courant nominal en [A]	$I_n = 11,7$	$I_n = 11,606$
Le rapport de courant de démarrage sur le courant nominal	$I_d / I_n = 7,0$	$I_d / I_n = 10.63$
Le rapport du couple de démarrage sur le couple nominal	$C_d / C_n = 2,2$	$C_d / C_n = 1.571$
Le rapport de couple maximal sur le couple nominal	$C_{max} / C_n = 2,8$	$C_{max} / C_n = 5.32$

Tableaux.IV.4 : Représentation des différentes caractéristiques des moteurs.

Paramètres	Standard	Calculé
Puissance nominal en [kW]	$P_n = 7.5$	$P_n = 7.5$
Hauteur d'axe en [mm]	$H = 132 M$	$H = 132 M$
Vitesse de rotation en [tr/mn]	$N = 1450$	$N = 1493.324$
Rendement nominal en %	$\eta = 86$	$\eta = 90$
Facteur de puissance	$\cos\varphi = 0,85$	$\cos\varphi = 0,699$
Le couple nominal en [N.m]	$C_n = 49$	$C_n = 47.963$
Le courant nominal en [A]	$I_n = 15.6$	$I_n = 15.826$
Le rapport de courant de démarrage sur le courant nominal	$I_d / I_n = 7.9$	$I_d / I_n = 13.116$
Le rapport du couple de démarrage sur le couple nominal	$C_d / C_n = 2,4$	$C_d / C_n = 1.823$
Le rapport de couple maximal sur le couple nominal	$C_{max} / C_n = 3.3$	$C_{max} / C_n = 6.258$

D'après les tableaux (IV.3, IV.4), les moteurs calculés soumis à des modifications lors de la conception par rapport aux moteurs existants, en augmentant les volumes (augmentation des longueurs environ 26% pour le premier et 21% pour le deuxième) avec les mêmes tensions d'alimentation et les puissances nominales, on remarque ce qui suit :

- L'augmentation des paramètres suivants :
 - Vitesses de rotation des moteurs N .
 - Rendements nominaux η .
 - Les courants nominaux I_n .
 - Les rapports des courants de démarrages sur les courants nominaux I_d / I_n .
 - Les rapports des couples maximaux sur les couples nominaux C_{max} / C_n
- Et la diminution des paramètres suivants :
 - Les facteurs de puissance $\cos\varphi$.
 - Les couples nominaux C_n .
 - Les rapports des couples de démarrages sur les couples nominaux C_d / C_n .

Sans considérer tous les matériaux de construction qui concernent les autres parties des moteurs, nous avons augmenté les longueurs et nous avons remplacé les cages d'aluminiums par des cages en cuivres, en gardant presque les mêmes caractéristiques géométriques des moteurs.

NB : En définitive, les résultats obtenus sont satisfaisants ; ceux-ci impliquent que les moteurs calculés sont réalisables avec un gain de matériaux, d'argent et du temps en gardant toutes les caractéristiques et les performances exigées.

- Et pour les différents graphes relevés on remarque que :

La courbe A : Représente le glissement en fonction de la puissance rapporté du circuit primaire au circuit secondaire (P_2), il augmente d'une manière linéaire.

La courbe B : Représente le courant absorbé en fonction de la puissance rapporté du circuit primaire au circuit secondaire (P_2), il est proportionnel à cette dernière, au début le courant augmente d'une manière parabolique, puis d'une manière linéaire.

La courbe C : Représente le facteur de puissance en fonction de la puissance rapporté du circuit primaire au circuit secondaire (P_2), il est proportionnel à cette puissance, il augmente d'une façon parabolique jusqu'à la valeur nominale (dans notre cas $\cos\varphi_n = 0.8$) puis il va saturer.

La courbe D : Représente la puissance absorbée par le moteur en fonction de la puissance rapporté du circuit primaire au circuit secondaire (P_2), elle augmente d'une manière linéaire avec cette dernière.

La courbe E : Représente le rendement en fonction de la puissance rapporté du circuit primaire au circuit secondaire (P_2), qui commence par l'origine, il augmente d'une manière linéaire jusqu'à $P_n = 250$ watts, en dépassant cette valeur la courbe commence se courber jusqu'à la saturation.

La courbe F : Représente le couple en fonction de la puissance rapporté du circuit primaire au circuit secondaire (P_2), il est proportionnel à cette dernière d'une manière linéaire.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Conclusion générale :

Optimiser une série des moteurs électriques nécessite une étude profonde et des recherches intenses, ainsi que des moyens humains et matériels. Ce qui induit une longue durée de travail. En ce qui concerne l'étude que nous avons fait, nous a permis d'approfondir nos connaissances dans le domaine de la construction des machines électriques, et particulièrement la machine asynchrone qui joue un rôle très important dans les entraînements électriques industriels et domestiques.

Le domaine de construction et de dimensionnement des machines, est devenu un art basé sur des formules semi-empiriques.

Le cahier des charges à lui seul ne peut suffire au constructeur pour dimensionner sa machine. En générale, on est amené à se limiter, dans le calcul préliminaire, à une estimation de paramètres en se basant sur des données de la machine de même type déjà construite.

En tenant compte des résultats obtenus dans notre travail avec les différentes valeurs des longueurs des paquets (statorique et rotorique) qui sont recommandées par l'entreprise ELECTRO-INDUSTRIEL D'AZAZGA, nous sommes parvenus à des résultats satisfaisants, de fait que toutes les contraintes électriques, magnétiques, et mécaniques, sont dans les limites admissibles. La méthode de calcul ainsi que le programme informatique utilisé nous ont été d'un apport important en matière de temps pour le calcul optimal du rendement et pour les autres résultats de cette série des machines.

Enfin, nous espérons que nous avons apporté un appui considérable pour les étudiants des promotions futurs afin d'optimiser les moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil et nous souhaitons que d'autres études seront faites sur ce sujet, en prenant en considération d'autre paramètres et en particulier de s'intéresser à l'étude électrique et au refroidissement.

Bibliographie

Bibliographie

Bibliographie :

- [1] REAL-PAUL BOUCHARD, GUY OLIVIER, « Conception des moteurs asynchrones triphasés » édition de l'école polytechnique de Montréal, 1997.
- [2] T. Wildi et G. Sybille « électrotechnique » 4^{ème} édition de BOECK, Canada 2005.
- [3] BELABAS DJOUHER, BELKADA CHABHA. « Conception optimale d'un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur de fréquence » mémoire d'ingénieur.UMM, T.O 2011
- [4] ABBAS SADIA, HACID FATMA-ZOHRA, HADIAB HAKIM. « Conception optimale Technico-économique d'un moteur asynchrone triphasé à double cage »mémoire d'ingénieur. UMM, T.O.
- [5] Hosni Hassene, LADJEL Fahim. « Calcul optimal d'un moteur asynchrone à double cages à haut rendement » mémoire de Master.UMM, T.O. 2012.
- [6] Chaib Mokrane, Rahab Tarik « Conception optimale d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil à haut rendement (IE2) » mémoire de Master.UMM, T.O. 2011.
- [7] M. KOSTENKO et L. PIOTROVSKI, « machine électrique » Tome 2, édition Mir MOSCOU, 1979.
- [8] Entreprise Electro-Industrie (ENEL) de AZAZGA. « Catalogue des moteurs triphasé et monophasé » édition 2011.
- [9] LOUNI Amar, ALLOUCHENE Madjid « Identification des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage d'écureuil » mémoire de Master.UMM, T.O. 2012.
- [10] Le site internet : [www. Machine asynchrone.com](http://www.Machine.asynchrone.com).
- [11] Le site internet : www.mcan.gc.ca.

Annexe

Annexe

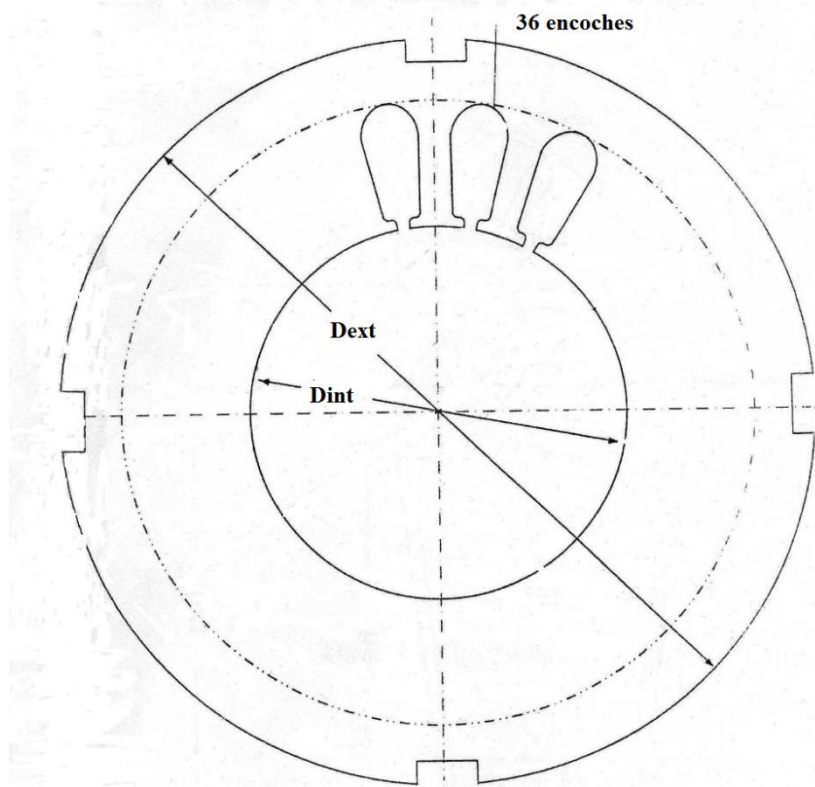


Fig.1: la tôle statorique

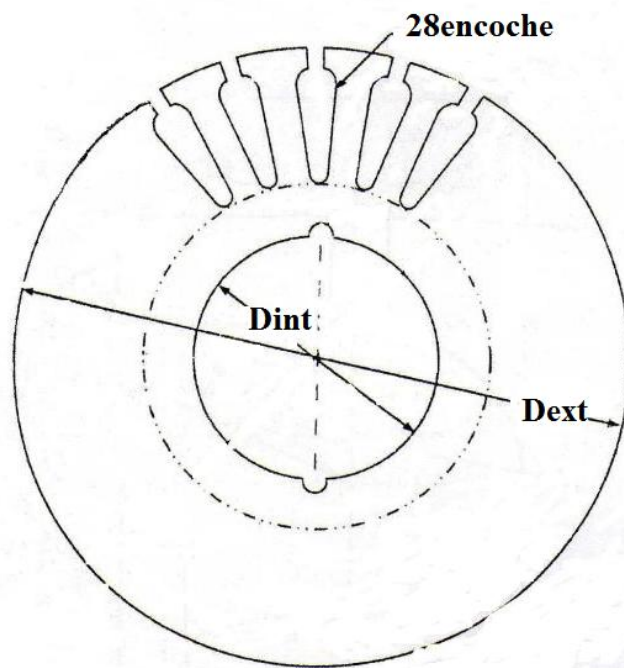


Fig.2: la tôle rotorique

Annexe

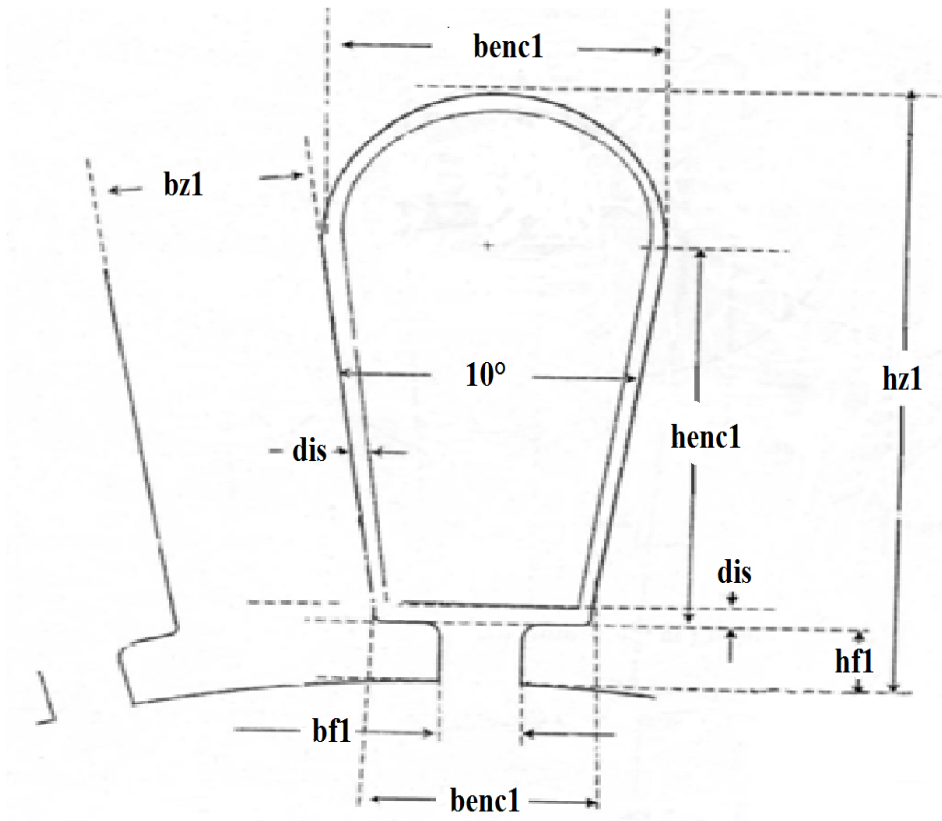


Fig.3: Encoche statorique

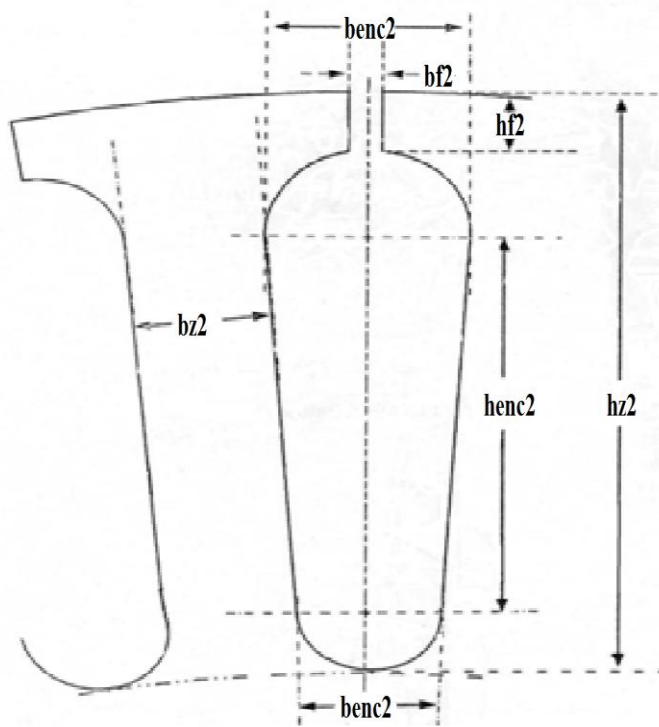


Fig.4 : Encoche rotorique

Annexe

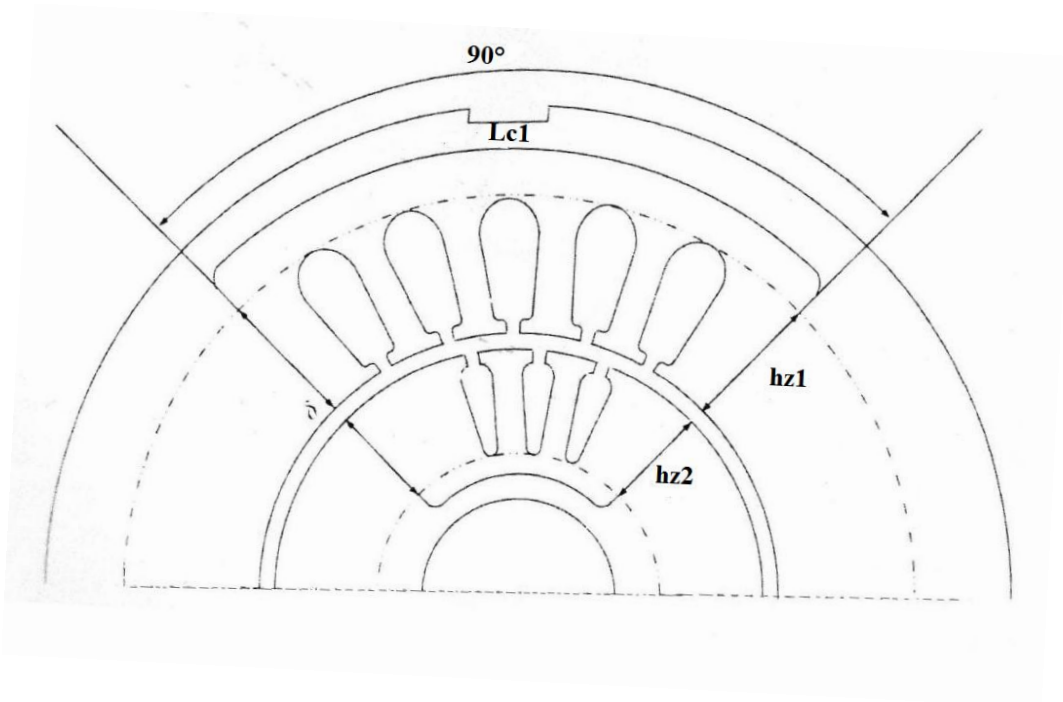


Fig.5: schéma du circuit magnétique

Annexe

Tableau T1: section normalisé.

Section nominale S_{nom} en mm^2	Diamètre nu d_{nu} en mm	Diamètre avec isolation d_{iso} en mm
0.00785	0.1	0.125
0.00882	0.106	0.131
0.00985	0.112	0.139
0.01094	0.118	0.145
0.01227	0.125	0.153
0.01368	0.132	0.161
0.01539	0.14	0.170
0.01767	0.15	0.181
0.02011	0.16	0.192
0.02270	0.17	0.293
0.02545	0.18	0.215
0.02835	0.19	0.225
0.03142	0.2	0.236
0.03530	0.217	0.250
0.03941	0.224	0.262
0.04374	0.236	0.276
0.04909	0.25	0.290
0.05515	0.265	0.307
0.06158	0.28	0.322
0.07069	0.30	0.344
0.07793	0.315	0.360
0.08814	0.335	0.381
0.09898	0.355	0.403
0.1104	0.375	0.424
0.1257	0.4	0.450
0.1419	0.425	0.478
0.1590	0.45	0.503
0.1772	0.475	0.531
0.1964	0.5	0.556
0.2124	0.52	0.576
0.2206	0.53	0.587
0.2463	0.56	0.619
0.2642	0.58	0.640
0.2827	0.6	0.661
0.3117	0.63	0.692
0.3318	0.65	0.713
0.3526	0.67	0.735
0.3959	0.71	0.776
0.4418	0.75	0.817
0.4778	0.78	0.848
0.5027	0.8	0.869
0.5281	0.82	0.890
0.5674	0.85	0.921
0.6082	0.88	0.952

Annexe

0.6362	0.9	0.973
0.7088	0.95	1.024
0.7854	1.00	1.076
0.8825	1.06	1.137
0.9852	1.12	1.199
1.095	1.18	1.260
1.227	1.25	1.332
1.368	1.32	1.404
1.539	1.4	1.485
1.767	1.5	1.585
2.011	1.6	1.685
2.27	1.7	1.785
2.54	1.8	1.895
2.83	1.9	1.995
3.14	2	2.095
3.53	2.12	2.2
3.94	2.24	2.34
4.36	2.36	2.46

Tableau T2: K_{rr1} en fonction de Q_1 .

Q_1	1.5	2	2.5	3	4	5	6	8
K_{rr1}	–	0.0285	–	0.0141	0.0065	0.0052	–	–

Tableau T3: K_{dd1} en fonction de Z_2/P .

Q_1	10	15	20	25	30	35	40
2	0.99	0.94	–	–	–	–	–
3	0.98	0.93	0.88	0.85	–	–	–
4	–	0.90	0.84	0.80	0.77	–	–
5	–	–	–	0.75	0.72	0.70	–
6	–	–	–	0.70	0.60	0.62	–
8	–	–	–	–	–	0.53	0.51

Tableau T4: Coefficient K_d en fonction du nombre de pôles 2P.

2P	2	4	6	8	10 – 12
K_d	0.52 – 0.60	0.62 – 0.68	0.70 – 0.72	0.72 – 0.75	0.75 – 0.77

Annexe
