

Contenu de la matière

Chapitre 1. Transformateurs

(3 Semaines)

Dimensionnement d'un transformateur monophasé, Choix du matériau actif (circuit magnétique, matériaux conducteurs et isolants), Détermination des pertes et des paramètres et caractéristiques du transformateur.

Chapitre 2. Machines électriques à courant continu

(3 Semaines)

Dimensionnement de la machine, Choix du bobinage, Détermination des paramètres et des pertes et caractéristiques de la machine.

Chapitre 3. Machines asynchrones

(3 Semaines)

Dimensionnement d'une machine asynchrone, Choix du bobinage, Détermination des paramètres et des pertes, Méthodes analytiques basées sur le schéma équivalent, Diagramme de cercle et caractéristiques de la machine.

Chapitre 4. Machines synchrones

(3 Semaines)

Dimensionnement d'une machine synchrone, Choix du bobinage, Détermination des paramètres et des pertes caractéristiques de la machine.

Chapitre 5. Machines spéciales

(3 Semaines)

Machines synchrones à aimants permanents, Moteurs monophasés, Machines à réluctance variable, Machines discoïdes, Moteurs pas à pas.

Mode d'évaluation

Examen: 100%.

Références bibliographiques

1. R. Pencreach, Calcul des transformateurs d'alimentation en électronique : Courant faible, Edition Eyrolles.
2. A. Genon, Machines électriques, Edition Hermes.
3. C.D. Johnson, Process Control Instrumentation Technology, John Wiley and sons.

Chapitre 1

PRINCIPES DE CONCEPTION DE MACHINE ELECTRIQUE

I. Introduction

Le flux magnétique dans toutes les machines électriques (générateurs, moteurs et transformateurs) joue un rôle important dans la conversion ou le transfert de l'énergie. L'enroulement de champ ou de magnétisation des machines tournantes produit le flux tandis que l'enroulement d'induit fournit soit de l'énergie électrique, soit de la puissance mécanique. En cas de transformateurs, l'enroulement primaire fournit la puissance au secondaire.

La conception de base d'une machine électrique implique le dimensionnement du circuit magnétique, du circuit électrique, du système d'isolation, etc., en appliquant des équations analytiques.

Un concepteur est généralement confronté à un certain nombre de problèmes pour lesquels il n'existe peut-être pas une seule solution, mais de nombreuses solutions. Une conception doit garantir que les produits fonctionnent conformément aux exigences avec un rendement plus élevé, un poids de matériau moindre pour le rendement souhaité, une élévation de la température inférieure et un coût inférieur. Ils doivent également être fiables et durables.

Un concepteur pratique doit effectuer la conception pour que le stock (cadres standard, poinçonnage, etc.) soit adaptable aux exigences de la spécification. Le concepteur doit également affecter une sorte de compromis entre le design idéal et un design conforme aux conditions de fabrication.

Un concepteur en électricité doit bien connaître :

- a. Normes nationales et internationales
Norme indienne (IS), Bureau des normes Indiennes (BIS), Inde
British Standard (BS), Angleterre
Commission électrotechnique internationale (CEI)
NEMA (Association nationale des fabricants d'électricité).
- b. Spécifications (concernant les caractéristiques de la machine, les exigences de performance, etc., du consommateur)
- c. Coût du matériel et du travail
- d. Contraintes de fabrication etc.

Un concepteur peut consulter un manuel de conception (livre de données sur la conception des machines électriques) ou tout autre manuel de ce type qui sera une source de procédure de conception, propriétés des matériaux, paramètres de conception, etc., et la brochure du fabricant.

Comme la conception implique un certain nombre d'hypothèses et de contraintes, les valeurs de conception finales ne peuvent être obtenues que par des méthodes itératives. L'ordinateur joue un rôle essentiel pour arriver aux valeurs finales. Par méthode des éléments finis (FEM), l'effet d'un paramètre unique sur la performance dynamique de la machine peut être étudié. De plus, certains tests, qui ne sont même pas réalisables en laboratoire, peuvent être effectués virtuellement par la méthode des éléments finis.

Les problèmes de conception, qui ont été considérés comme résolus dans ces derniers chapitres, sont de nature différente de la conception détaillée de toute machine. Cependant, ces problèmes de test fournissent des compétences élémentaires adéquates en matière de conception, ce qui indique que l'étudiant a des connaissances suffisantes pour gérer l'ensemble de la conception.

II. Facteurs à prendre en compte dans la conception des machines électriques

Les composants de base de tous les appareils électromagnétiques sont les enroulements de champ et d'induit supportés par des composants diélectriques ou isolants, des systèmes de refroidissement et des pièces mécaniques. Par conséquent, les facteurs à prendre en compte dans la conception sont les suivants :

1. **Circuit magnétique ou chemin de flux** : Doit établir la quantité de flux requise en utilisant un minimum de fmm. Les pertes de base devraient être inférieures.
2. **Circuit électrique ou enroulements** : doit garantir que le champ électromagnétique requis est induit sans complexité dans la disposition des enroulements. Les pertes en cuivre devraient être inférieures.
3. **Isolation** : devrait assurer une séparation sans problème des parties de la machine fonctionnant à des potentiels différents et confiner le courant dans les trajectoires prescrites.
4. **Système de refroidissement ou de ventilation** : devrait assurer que la machine fonctionne à la température spécifiée.
5. **Pièces de la machine** : devraient être robustes.

L'art de la conception réussie ne réside pas seulement dans la résolution du conflit d'espace entre le fer, le cuivre, l'isolation et le liquide de refroidissement, mais également dans l'optimisation des coûts de fabrication et des frais d'exploitation et de maintenance.

Outre ce qui précède, les facteurs à prendre en compte sont les suivants :

- a. Limitation de la conception (saturation, densité de courant, isolation, élévation de température, etc.)
- b. Les besoins du client
- c. Normes nationales et internationales
- d. Commodité en ligne de production et transport
- e. Entretien et réparations
- f. Conditions environnementales etc.

III. Limitations dans la conception

Les matériaux utilisés pour la machine et d'autres, tels que le refroidissement, etc., imposent une limitation de la conception. Les limitations découlent de la saturation du fer, de la densité de courant dans les conducteurs, de la température, de l'isolation, des propriétés mécaniques, de l'efficacité, du facteur de puissance, etc.

- a. **Saturation** : Une densité de flux plus élevée réduit le volume de fer mais entraîne le fer à fonctionner au-delà du coude de la courbe d'aimantation ou dans la zone de saturation. La

saturation du fer pose une limitation en raison des pertes magnétiques accrues et de l'excitation excessive requise pour établir une valeur de flux souhaitée. Il introduit également des harmoniques.

- b. **Densité de courant** : Une densité de courant plus élevée réduit le volume de cuivre mais augmente les pertes et la température.
- c. **Température** : pose une limitation en raison des dommages possibles à l'isolation et aux autres matériaux.
- d. **L'isolation** (qui est à la fois mécaniquement et électriquement faible) : limite en raison de la rupture due à un gradient de tension excessif, à des forces mécaniques ou à la chaleur.
- e. La résistance mécanique des matériaux pose une limitation, en particulier dans le cas de machines de grande taille et à grande vitesse.
- F. Un rendement élevé et un facteur de puissance élevé constituent une limitation en raison du coût en capital plus élevé. (En revanche, une faible valeur d'efficacité et un facteur de puissance entraînent des coûts de maintenance élevés).
- g. La commutation mécanique dans les moteurs à courant continu ou les générateurs entraîne une mauvaise commutation.

Outre les facteurs ci-dessus, les spécifications du consommateur, du fabricant ou standard peuvent constituer une limitation.

IV. Matériaux pour machines électriques

Les principales caractéristiques matérielles pertinentes pour les machines électriques sont celles associées aux conducteurs du circuit électrique, au système d'isolation nécessaire pour isoler les circuits, aux aciers spéciaux et aux aimants permanents utilisés pour le circuit magnétique.

1. Matériaux conducteurs

Les matériaux conducteurs couramment utilisés sont le cuivre et l'aluminium. Certaines des propriétés souhaitables qu'un bon conducteur doit posséder sont énumérées ci-dessous.

1. faible valeur de résistivité ou haute conductivité
2. Valeur basse du coefficient de température de la résistance
3. haute résistance à la traction
4. Point de fusion élevé
5. haute résistance à la corrosion
6. Permettre le brasage, le brasage ou le soudage pour que les joints soient fiables
7. hautement malléable et ductile
8. Durable et pas cher par coût.

Certaines des propriétés du cuivre et de l'aluminium sont présentées dans le tableau 2.

N°	Détails	Cuivre	Aluminium
1	Résistivité à 20°C	0.0172ohm / m/ mm ²	0.0269 ohm / m/ mm ²
3	Densité à 20°C	8933kg/m ³	2689.9/m ³
4	Coefficient de Température (0-100°C)	0.393 % / °C	0.4 % / 0C
		Explication : Si la température augmente de 1°C, la résistance augmente de 0.4% dans le cas de l'aluminium	
	Coefficient de dilatation linéaire (0-100°C)	16.8x10 ⁻⁶ / °C	23.5 x10 ⁻⁶ / °C
	Résistance à la traction	25 à 40 kg / mm ²	10 à 18 kg / mm
	Propriété mécanique	Très malléable et ductile	Pas très malléable et ductile
	Point de fusion	1083°C	660°C
	Conductibilité thermique (0-100°C)	599 W/m °C	238 W/m °C
	Jonction	Peut-être facilement soudé	Peut-être difficilement soudé

Pour la même résistance et la même longueur, la section transversale de l'aluminium est 61% plus grande que celle du conducteur en cuivre et presque 50% plus légère que celle du cuivre.

Bien que l'aluminium réduise le coût des transformateurs de petite capacité, il augmente la taille et le coût des transformateurs de grande capacité. L'aluminium est très utilisé aujourd'hui, car le cuivre est cher et difficilement disponible. L'aluminium est presque 50% moins cher que le cuivre et pas beaucoup mieux que le cuivre.

2. Matériaux magnétiques

Les propriétés magnétiques d'un matériau magnétique dépendent de l'orientation des cristaux du matériau et déterminent la taille de la machine ou de l'équipement pour une valeur donnée, l'excitation requise, l'efficacité du fonctionnement, etc.

Les propriétés d'un bon matériau magnétique sont énumérées ci-dessous.

1. faible réluctance ou devrait être hautement perméable ou devrait avoir une valeur élevée de perméabilité relative μ_r .
2. Induction de saturation élevée (pour minimiser le poids et le volume des pièces en fer)
3. Résistivité électrique élevée de sorte que le FED et la perte de courant de Foucault soient moins
4. Boucle d'hystérésis étroite ou faible coercivité pour que la perte d'hystérésis soit moindre et l'efficacité de l'opération élevée
5. Un point de curie élevé. (Au-dessus du point de Curie ou de la température, le matériau perd sa propriété magnétique ou devient paramagnétique, ce qui est effectivement non magnétique)

6. Doit avoir une valeur élevée de produit énergétique (exprimée en joules / m³).

Les matériaux magnétiques peuvent être classés en gros comme matériaux diamagnétiques, paramagnétiques, ferromagnétiques, antiferromagnétiques et ferrimagnétiques. Seuls les matériaux ferromagnétiques ont des propriétés bien adaptées aux machines électriques. Les propriétés ferromagnétiques se limitent presque entièrement au fer, au nickel et au cobalt et à leurs alliages. Les seules exceptions sont certains alliages de manganèse et certains des éléments des terres rares.

La perméabilité relative μ_r du matériau ferromagnétique est très supérieure à 1,0. Lorsque les matériaux ferromagnétiques sont soumis au champ magnétique, les dipôles s'alignent dans la direction du champ appliqué et deviennent fortement magnétisés.

De plus, les matériaux ferromagnétiques peuvent être classés en matériaux magnétiques durs ou permanents et en matériaux magnétiques souples.

a) **Les matériaux magnétiques durs ou permanents** ont une boucle d'hystérésis de grande taille (la perte d'hystérésis est évidemment plus importante) et la courbe de magnétisation augmente progressivement.

Ex: acier au carbone, acier au tungstène, acier au cobalt, alnico, ferrite dure, etc.

b) **Les matériaux magnétiques doux** ont une boucle d'hystérésis de petite taille et une courbe d'aimantation raide.

Ex: i) fonte, acier moulé, acier laminé, acier forgé, etc. (sous forme solide) sont généralement utilisés pour les poteaux de culasse des machines à courant continu, les rotors du turbo-alternateur, etc., en présence d'un flux continu ou continu.

ii) Acier au silicium (fer + 0,3 à 4,5% de silicium) sous forme laminée. L'ajout de silicium en pourcentage permet d'éliminer le vieillissement et de réduire les pertes de cœur. Les aciers à faible teneur en silicium ou en acier dynamo sont utilisés dans les machines électriques tournantes et fonctionnent à une densité de flux élevée. L'acier au silicium à haute teneur (4 à 5% de silicium) ou l'acier de qualité transformateur (ou acier à haute résistance) est utilisé dans les transformateurs. D'autres tôles d'acier peuvent être laminées à chaud ou à froid. L'acier à grains laminés à froid (CRGOS) est plus coûteux et supérieur aux laminés à chaud. L'acier CRGO est généralement utilisé dans les transformateurs.

c) **Alliages spéciaux** : Les alliages de nickel-fer ont une perméabilité élevée et l'addition de molybdène ou de chrome conduit à un matériau magnétique amélioré. Le nickel avec le fer dans des proportions différentes conduit à :

i) Permalloy à haute teneur en nickel (fer + molybdène + cuivre ou chrome), utilisé dans les transformateurs de courant, les amplificateurs magnétiques, etc.

ii) Permalloy à faible teneur en nickel (fer + silicium + chrome ou manganèse), utilisé dans les transformateurs, les bobines d'induction, les selfs, etc.

iii) Perminvor (fer + nickel + cobalt)

iv) Pemendur (fer + cobalt + vanadium), utilisé pour les microphones, les oscilloscopes, etc.

v) Mumetal (Cuivre + Fer)

d) **Alliages amorphes (souvent appelés verres métalliques)** : Les alliages amorphes sont produits par solidification rapide de l'alliage à des vitesses de refroidissement d'environ un million de degrés centigrades par seconde. Les alliages se solidifient avec une structure atomique semblable à du verre qui est un liquide congelé non cristallin. Le refroidissement rapide est obtenu en faisant en sorte que l'alliage fondu s'écoule à travers un orifice sur un tambour refroidi par eau à rotation rapide. Cela peut produire des feuilles aussi fines que 10 μm et un mètre de large ou plus.

Ces alliages peuvent être classés en groupes à base de fer et à base de cobalt

Matériau	Perméabilité maximale $\mu \times 10^{-3}$	Magnétisation de saturation en tesla	Coercivité A / m	Température de Curie °C	Résistivité $\Omega \text{ m} \times 10^8$
3% de grain Si orienté	90	2.0	6-7	745	48
2.5% de grain Si non orienté	8	2.0	40	745	44
<0.5% de grain Si non orienté	8	2.1	50-100	770	12
Fer à faible teneur en carbone	3-10	2.1	50-120	770	12
78% Ni et fer	250-400	0.8	1.0	350	40
50% Ni et fer	100	1.5-1.6	10	530	60
À base de fer amorphe	35-600	1.3-1.8	1.0-1.6	310-415	120-140

3. Matériaux isolants

Pour éviter toute activité électrique entre les pièces à différents potentiels, l'isolation est utilisée. Un matériau isolant idéal doit posséder les propriétés suivantes.

- 1) Doit avoir une rigidité diélectrique élevée.
- 2) Devrait supporter une température élevée.
- 3) devrait avoir une bonne conductivité thermique
- 4) Ne pas subir d'oxydation thermique
- 5) Ne devrait pas se détériorer en raison d'une température plus élevée et d'un cycle thermique répété
- 6) Devrait avoir une valeur élevée de résistivité (comme $10^{18} \Omega \text{ cm}$)
- 7) Ne devrait consommer aucune puissance ou devrait avoir un faible angle de perte diélectrique δ
- 8) Doit résister aux contraintes dues aux forces centrifuges (comme dans les machines tournantes), aux forces électrodynamiques ou mécaniques (comme dans les transformateurs)
- 9) Devrait résister aux vibrations, à l'abrasion, à la flexion
- 10) Ne devrait pas absorber l'humidité
- 11) Devrait être flexible et bon marché

12) Les isolants liquides ne doivent pas s'évaporer ou se volatiliser

Les matériaux isolants peuvent être classés comme solides, liquides et gazeux et sous vide. Le terme matériau insulant est parfois utilisé dans un sens plus large pour désigner également les liquides isolants, les gaz et le vide.

Solide : Utilisé avec le champ, l'armature, les enroulements de transformateur, etc. Les exemples sont :

- 1) d'origine animale ou végétale fibreuse ou inorganique, papier naturel ou synthétique, bois, carton, coton, jute, soie, etc., rayonne, nylon, terelane, amiante, fibre de verre, etc.
- 2) plastique ou résines. Résines naturelles-lac, ambre, gomme laque etc., résines synthétiques-phénol-formaldéhyde, mélamine, polyesters, époxy, résines de silicium, bakélite, téflon, PVC, etc.
- 3) Caoutchouc : caoutchouc naturel, caoutchouc synthétique-butadiène, caoutchouc de silicone, hypalon, etc.,
- 4) Minéraux : mica, marbre, ardoise, chlorure de talc, etc.
- 5) Céramique : porcelaine, stéatite, alumine etc.,
- 6) Verre : verre sodocalcique, verre de silice, verre au plomb, verre borosilicaté
- 7) Non résineux : cires minérales, asphalte, bitume, naphthalène chloré, émail etc.,

Liquide : Utilisé dans les transformateurs, les disjoncteurs, les réacteurs, les rhéostats, les câbles, les condensateurs, etc., et pour l'imprégnation. Les exemples sont :

- 1) huile minérale (pétrole par produit)
- 2) askarels, pyranols, etc. à base d'huile synthétique,
- 3) vernis, vernis français, résine époxy etc.,

Gazeux : Les exemples sont :

- 1) Air utilisé dans les commutateurs, les condenseurs d'air, les lignes de transmission et de distribution, etc.
- 2) utilisation de l'azote dans les condensateurs, les câbles de pression de gaz HT, etc.
- 3) Hydrogène, mais non utilisé comme diélectrique, généralement utilisé comme liquide de refroidissement
- 4) Les gaz inertes, les vapeurs de néon, d'argon, de mercure et de sodium généralement utilisés pour les lampes au néon.
- 5) Halogènes comme le fluor, utilisés sous haute pression dans les câbles

Aucun matériau isolant en pratique ne satisfait à toutes les propriétés souhaitables. Par conséquent, un matériau qui satisfait à la plupart des propriétés souhaitables doit être sélectionné.

4. Classification des matériaux isolants en fonction de la considération thermique

Le système d'isolation (également appelé classe d'isolation) pour les fils utilisés dans les générateurs, les transformateurs de moteurs et les autres composants électriques bobinés est divisé en différentes classes en fonction de la température à laquelle ils peuvent résister en toute sécurité.

Conformément à la norme indienne (évaluation thermique et classification des isolants électriques, IS.No.1271,1985, première révision) et aux autres isolements normalisés internationaux, ils sont classés par lettres A, E, B, F, H (les Y, A, E précédents). , B, F, H, C)

Classe d'isolation		Température de fonctionnement maximale en °C	Matériaux typiques
Préc.	Présent		
Y		90	Coton, soie, papier, bois, cellulose, fibres, etc., sans imprégnation ni huile
A	A	105	Le matériau de classe Y imprégné de résines naturelles, d'esters de cellulose, d'huiles isolantes, etc., ainsi que le bois lamellé, le papier vernis, etc.
E	E	120	Émaux de résine synthétique de bandes d'acétate de vinyle ou de nylon, stratifiés de coton et de papier avec liaison au formaldéhyde, etc.
B	B	130	Mica, fibre de verre, amiante, etc., avec des liants appropriés, des stratifiés de mica, de fibre de verre et d'amiante.
F	F	155	Les matériaux de la classe B avec plus de matériaux de liaison à résistance thermique
H	H	180	Matériaux en fibre de verre et en amiante et mica accumulé avec des résines de silicone appropriées
C	C	>180	Mica, céramique, verre, quartz et amiante avec des liants ou des résines de très haute stabilité thermique.

La température de fonctionnement maximale est la température que l'isolation peut atteindre pendant le fonctionnement et correspond à la somme de la température ambiante normalisée, à savoir 40 degrés centigrades, de l'élévation de température admissible et de la tolérance de tolérance pour les points chauds dans les enroulements. Par exemple, la température maximale de l'isolation de classe B est (température ambiante 40 + augmentation de température admissible 80 + tolérance de point chaud 10) = 130°C.

L'isolation est l'élément le plus faible contre la chaleur et constitue un facteur critique dans la détermination de la durée de vie des équipements électriques. Les températures de fonctionnement maximales prescrites pour différentes classes d'isolation permettent une durée de vie de 20 000 heures. La température maximale autorisée pour les pièces de la machine est généralement d'environ 2000 °C au maximum. Dépasser la température maximale de fonctionnement affectera la durée de vie de l'isolant. En règle générale, la durée de vie de l'isolant d'enroulement sera réduite de moitié pour chaque augmentation de température de 10 °C. La tendance actuelle est de concevoir la machine en utilisant une isolation de classe F pour une élévation de température de classe B.

Chapitre 2

CONCEPTION DE TRANSFORMATEURS

I. Introduction

1.1 Description

La conception des transformateurs est basée sur 03 critères :

- Nombre de phases : monophasé ou triphasé
- Forme du support magnétique : type noyau ou coque
- Condition de fonctionnement : de puissance ou de distribution

Condition de fonctionnement

i) Transformateur de puissance

- 1) La charge sur le transformateur sera égale ou presque à la pleine charge pendant toute la période de fonctionnement.
- 2) Généralement conçu pour atteindre une efficacité maximale à pleine charge ou presque. Par conséquent, la perte de fer est égale à la perte de cuivre à pleine charge en utilisant une valeur de densité de flux plus élevée.

ii) Transformateur de distribution

- 1) La charge sur le transformateur ne reste pas constante mais varie d'un instant à l'autre pendant 24 heures par jour.
- 2) Généralement conçu pour une efficacité maximale à environ la moitié de la charge. Pour que l'efficacité soit efficace toute la journée, la perte de fer est réduite en sélectionnant une valeur inférieure de densité de flux.
- 3) Les transformateurs distribués étant situés à proximité de la charge, la régulation de la tension est un facteur important.

1.2 Spécification

Dans le cas de notre étude, nous nous basons sur l'étude de la conception d'un transformateur triphasé

- 1) Puissance utilisée est apparente en $S(VA)$
- 2) Tension utilisée sont les tensions simples et non pas composées : V_1 et V_2
- 3) Fréquence en Hz
- 4) Nombre de phases : trois
- 5) Type de circuit magnétique Noyau
- 6) Type de connexion d'enroulement dans le cas de transformateurs triphasés - étoile-étoile, étoile-triangle, triangle-triangle, étoile-triangle avec ou sans neutre mis à la terre
- 7) Efficacité, par unité d'impédance, emplacement (montage à l'intérieur, sur un poteau ou sur une plate-forme, etc.), élévation de température, etc.,

1.3 Nomenclature

Pour le déroulement et le suivi du cours, la nomenclature appliquée est basée sur les termes suivants :

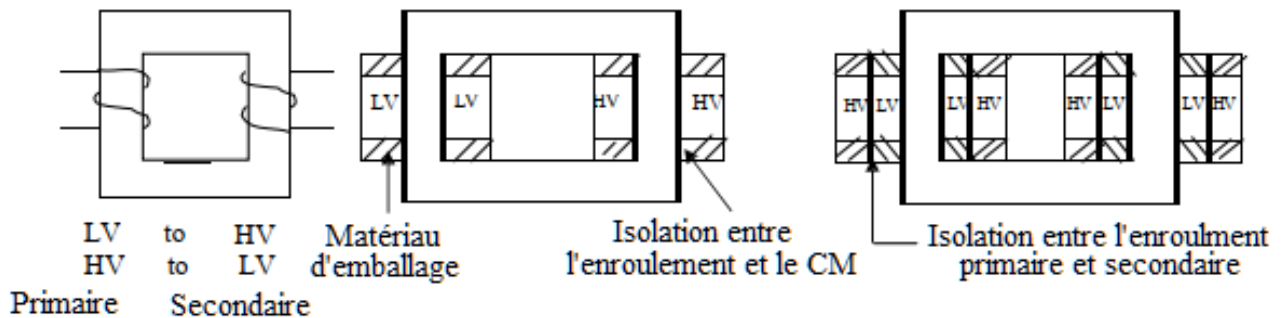
- 1) V_1, V_2 : Tension primaire appliquée et Tension terminale secondaire
- 2) E_1, E_2 : FEM induites dans les enroulements primaire et secondaire par phase en cas de triphasé
- 3) N_1, N_2 : Nombre de spires primaire et secondaire par phase en cas de triphasé
- 4) I_1, I_2 : Courants primaire et secondaire par phase en cas de triphasé
- 5) a_1, a_2 : Section des conducteurs des enroulements primaire et secondaire
- 6) δ : Densité du courant dans le conducteur du transformateur. Supposé être le même pour les enroulements BT et HT.
- 7) Φ_m : Valeur maximale du flux (mutuel ou utile) (weber)
- 8) B_m : Valeur maximale d'induction (Tesla)
- 9) A_i : Surface ou section nette d'une branche du CM
- 10) K_i : Facteur d'empilement = 0,9 environ
- 11) A_g : Surface brute du noyau

D'après les notions de base des transformateurs, il est clair que :

- a) $V_1 \cdot I_1 = V_2 \cdot I_2$ (VA) : La puissance nominale d'entrée (primaire) est égale à la puissance de sortie (secondaire).
- b) $N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2$: Fmm primaire est égale à Fmm secondaire.
- c) $E_1 / N_1 = E_2 / N_2$: la Fem induite aux bornes d'une spire (primaire ou secondaire) est identique.

II. Détails de construction du transformateur

Emplacement d'enroulement

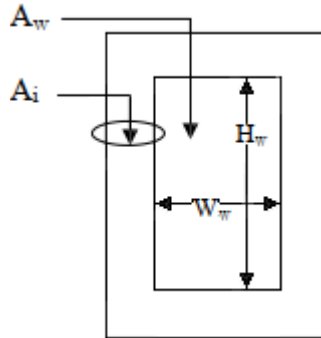


Sauf indication contraire, le bobinage LV (faible tension) est toujours placé à côté du noyau et le bobinage HV (grande tension) est monté sur le bobinage BT afin de réduire la quantité d'isolation utilisée et d'éviter la possibilité de rupture de l'espace entre le noyau et la bobine HT. Cependant, dans le cas de transformateurs où la tension nominale est inférieure, les enroulements BT et HT peuvent être disposés de n'importe quelle manière.

III. Dimensionnement et caractéristiques d'un transformateur

La taille du transformateur dépend essentiellement sur la dimension du circuit magnétique (CM) et le nombre de spire du primaire et du secondaire

Lorsque la section de la branche au niveau du CM A_i et la superficie de la fenetre ($A_w =$ hauteur de la fenetre $H_w \times$ largeur de la fenetre W_w) augmentent, la taille du transformateur augmente également. La taille du transformateur augmente à mesure que la puissance du transformateur augmente.



3.1 Facteur d'espace fenetre K_w

Le facteur d'espace de la fenetre est défini comme le rapport de la surface de cuivre dans la fenetre à la surface de la fenetre.

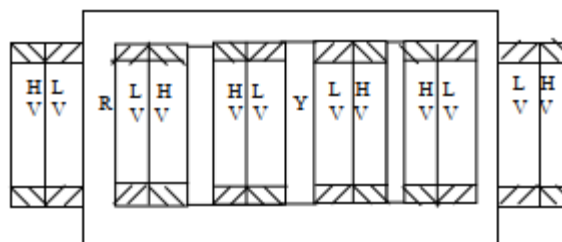
$$K_w = \frac{\text{Surface de cuivre dans la fenetre}}{\text{Surface de la fenetre}} < 1.0 \quad (1)$$

Pour une surface de fenetre donnée, plus la tension nominale du transformateur augmente, plus la quantité d'isolant dans la fenetre augmente, plus la surface de cuivre diminue. Ainsi, le facteur d'espace de fenetre diminue à mesure que la tension augmente. Une valeur pour K_w peut être calculée à l'aide de la formule empirique suivante.

$$K_w = \frac{10}{30 + kV_{hv}} \dots\dots\dots (1^{ère} \text{ formule à utiliser pour calculer } K_w)$$

Où kV_{hv} est la tension de l'enroulement haute tension exprimée en kV.

3.2 Détermination des grandeurs électriques et magnétiques



La puissance apparente d'un transformateur triphasé est déterminée comme suit.

$$S(VA) = 3 V_l I_l = 3 E_l I_l = 3 \cdot 4.44 \Phi_m f N_l I_l \quad (2)$$

Comme il y a deux fenetres, il suffit de concevoir l'une des deux fenetres, car les deux fenetres sont symétriques. Puisque chaque branche porte les enroulements BT et HT d'une phase, chaque fenetre porte les enroulements BT et HT de deux phases.

Sachant que chaque fenetre porte les enroulements de deux phases R et Y, la surface de cuivre dans la fenetre est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 A_{cu} &= (N_1 a_1 + N_2 a_2) + (N_1 a_1 + N_2 a_2) \\
 &= 2 (N_1 a_1 + N_2 a_2) = 2 \left(\frac{N_1 I_1}{\delta} + \frac{N_2 I_2}{\delta} \right) \quad (3) \\
 &= 4 \frac{N_1 I_1}{\delta} = A_w K_w
 \end{aligned}$$

En général, $A_{cu} = N_e \frac{N_1 I_1}{\delta} = A_w K_w$ avec N_e : nombre d'enroulement qui loge dans la fenêtre ($N_e = 2$ cas d'un monophasé et $N_e = 4$ dans le cas d'un triphasé). Par conséquent,

$$N_1 I_1 = \frac{A_w K_w}{N_e} \delta \quad (4) \dots \text{(6^{ème} formule à utiliser pour déterminer la superficie } A_w \text{ à partir de la valeur usuelle de la densité du courant donnée dans le chapitre (a. Valeurs usuelles de la densité du courant et de la densité de flux)) et de la valeur de } K_w \text{ calculée par la 1^{ère} formule)}$$

En remplaçant (2) dans (1), pour un cas général (avec N_p : nombre de phase), on obtient :

$$S(VA) = N_p 4.44 A_i B_m f \frac{A_w K_w}{N_e} \delta \quad (5)$$

a. Valeurs usuelles de la densité du courant et de la densité de flux

La valeur de densité de courant dépend du type de refroidissement naturel ou forcé. Jusqu'à 25 000 kVA, le refroidissement naturel est adopté dans la pratique. La densité de courant est comprise entre 2,0 et 3,2 A / mm² pour le refroidissement naturel et entre 5,3 et 6,4 A / mm² pour le refroidissement forcé.

La densité du flux se situe dans la pratique entre 1,1 et 1,4 T.

Remarque : pour résoudre l'équation de sortie (Eq 5), $S(VA) = N_p \times 4.44 \times A_i B_m f \times \frac{A_w K_w}{N_e} \delta$ ayant deux inconnues A_i et A_w , on utilisera l'équation volt par tour.

b. Equation exprimant la fem/Nombre de spire

$$\text{Sachant que } S_{ph}(VA) = V_l I_l = E_l I_l = 4.44 \Phi_m f N_l I_l \quad (7)$$

Le terme Φ_m est appelé charge magnétique et $N_l I_l$ est appelé charge électrique. La puissance apparente requise $S(VA)$ requis peut être obtenu en sélectionnant une valeur plus élevée de Φ_m et un moindre de $N_l I_l$ ou vice-versa.

Au fur et à mesure que la charge magnétique augmente, la densité de flux et donc la perte de cœur augmentent et l'efficacité de fonctionnement diminue. De même, lorsque la charge électrique augmente, le nombre de tours, la résistance et donc la perte de cuivre augmentent. Ceci conduit à une efficacité de fonctionnement réduite. Il est clair que la sélection de valeurs plus élevées de $N_l I_l$ ou de Φ_m ne présente aucun avantage. Pour une conception économique, ils doivent être sélectionnés dans une certaine proportion. Ainsi en pratique,

$$\frac{\Phi_m}{N_1 I_1} = K_t \text{ (constante)} \quad (8)$$

En substituant (8) dans (7)

$$S_{ph}(VA) = 4.44 \Phi_m f \frac{\Phi_m}{K_t} \Leftrightarrow \Phi_m = \sqrt{\frac{K_t S_{ph}(VA)}{4.44 f}} \quad (9)$$

A partir de l'expression de la fem $E_l = 4.44 \Phi_m f N_l$, on en déduit l'expression de E_t (fem/tour ou volt/tour),

$$E_t = E_l/N_l = 4.44 \Phi_m f \quad (10) \dots \dots \dots \text{(4^{ème} formule à utiliser pour déterminer le flux } \Phi_m \text{)}$$

En substituant (9) dans (10), on obtient :

$$E_t = 4.44 f \sqrt{\frac{K_t S_{ph}(VA)}{4.44 f}} = \sqrt{4.44 f K_t S_{ph}(VA)} = \sqrt{4.44 f K_t S_{ph}(kVA) 10^3} \quad (11)$$

$$= K \sqrt{S_{ph}(kVA)} \quad (12) \dots \dots \dots \text{(2^{ème} formule à utiliser pour calculer } E_t \text{)}$$

La constante $K = \sqrt{4.44 f K_t 10^3}$ dépend du type de transformateur : monophasé ou triphasé, type de noyau ou de boîtier, type d'alimentation ou de distribution, type d'organisation de l'usine, etc.

Valeurs Empiriques de K : (0.75 à 0.85) pour un transformateur monophasé, CM en noyau
 (0.6 à 0.7) pour un transformateur triphasé, CM en noyau (de puissance)
 0.45 pour un transformateur triphasé, CM en noyau (de distribution)

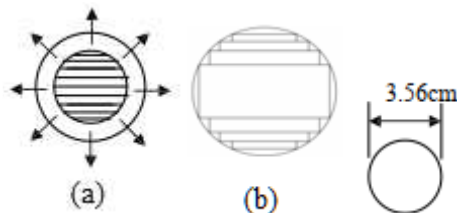
A partir de l'eqt (11), on peut déterminer le nombre de spire sachant qu'on a supposé que

$$E_t = V_l \quad \text{d'où} \quad N_l = \frac{V_l}{E_t} \dots \dots \dots \text{(3^{ème} formule à utiliser pour déterminer le nombre de spire } N_l \text{)}$$

3.3 Conception du noyau du circuit magnétique

La surface nette de fer de la branche ou du noyau est $A_i = \frac{\Phi_m}{B_m} (m^2)$ *(5^{ème} formule à utiliser pour déterminer la section A_i à partir de la valeur usuelle de la densité du champ donnée dans le chapitre (a. Valeurs usuelles de la densité du courant et de la densité de flux))*

Pour une zone donnée A_i , différents types de sections de noyau sont utilisés dans la pratique qui sont : circulaire, rectangulaire et carré. Dans notre cours, on optera pour un noyau circulaire (le plus utilisé). Il est clair que le noyau rectangulaire demande plus de longueur de cuivre pour le même nombre de tours que le noyau circulaire. Par conséquent, le noyau circulaire est préférable au noyau rectangulaire ou carré.



$A_i = 10cm^2$ avec une circonférence (périmètre) de 11.2cm

Des valeurs très élevées d'efforts mécaniques dans des conditions de court-circuit tentent de déformer la forme de la bobine carrée ou rectangulaire (les forces mécaniques essaient de se déformer pour prendre une forme circulaire) et donc d'endommager la bobine et l'isolation. Comme ce n'est pas

le cas dans le cas de bobines circulaires (Figure a), les bobines circulaires sont préférables aux bobines carrées ou rectangulaires.

L'inconvénient majeure de ce type de transformateur est sa fabrication. Cependant, un noyau circulaire peut être rapproché d'un noyau étagé possédant un nombre infini d'étapes (Figure b).

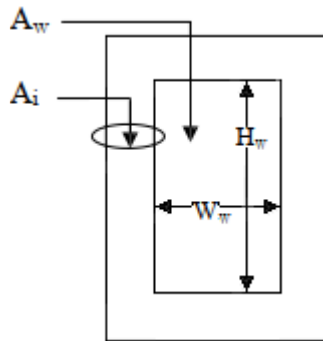
a. Proportion de la superficie de la fenêtre et du noyau

A partir de l'éq (5), la surface de la fenêtre sera déterminée comme suit

$$A_w = \frac{N_e}{p} \frac{S}{4.44 f \delta A_i B_m K_w} m^2 \quad (13)$$

Si on considère H_w = la hauteur de la fenêtre et W_w = la largeur de la fenêtre, alors $A_w = H_w W_w$.

Afin de limiter la réactance de fuite du transformateur, H_w est supérieure à W_w .



En pratique, H_w / W_w est compris entre 2,5 et 3,5.....(7^{ème} et dernière expression à utiliser pour déterminer la hauteur H_w et la largeur W_w de la fenêtre du CM)

3.4 Résistance et réactance du transformateur

a. Résistance du primaire et du secondaire du transformateur

Sachant que la résistance dépend essentiellement de la longueur et de la section du conducteur, par conséquent :

$$R_1 = \rho \frac{l_{1moy} N_1}{a_1} \Omega \quad \text{et} \quad R_2 = \rho \frac{l_{2moy} N_2}{a_2} \Omega$$

Résistivité du cuivre à 60°C $\rho = 2.1 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}$

$l_{moy} = \pi \times$ diamètre moyen de l'enroulement.

En pratique, on utilise fréquemment les résistances équivalentes connues sur le nom de résistances ramenées au primaire (R_p) ou au secondaire (R_s) pour simplifier le schéma électrique.

$$R_p = R_1 + R_2' = R_1 + \frac{R_2}{m^2} \quad \text{et} \quad R_s = R_2 + R_1' = R_2 + m^2 R_1$$

b. Réactance du primaire et du secondaire du transformateur

Pour faciliter la détermination des deux réactances primaires et secondaire, on adoptera les hypothèses suivantes qui n'influent pas en général sur les caractéristiques du transformateur.

- 1) Flux utile : c'est le flux qui relie les enroulements primaire et secondaire et qui est responsable du transfert de l'énergie électromagnétique du primaire au secondaire. Le chemin du flux utile est dans le noyau magnétique.
- 2) Flux de fuite : c'est le flux qui ne lie que l'enroulement primaire ou secondaire et qui est responsable de la transmission de l'inductance aux enroulements. Le trajet du flux de fuite dépend de la configuration géométrique des bobines et des masses de fer voisines.

Si X_1 et X_2 sont les réactances de fuite des enroulements primaire et secondaire, la réactance de fuite totale du transformateur désignée par l'enroulement primaire et secondaire sont données par les expressions suivantes :

$$X_p = X_1 + X_2' = X_1 + \frac{X_2}{m^2} \quad \text{et} \quad X_s = X_2 + X_1' = X_2 + m^2 X_1$$

L'estimation du flux de fuite ou de la réactance est toujours difficile, en raison de la géométrie complexe du chemin de flux de fuite. Un certain nombre d'hypothèses doivent être formulées pour obtenir une expression approximative utilisable. La validité ou la précision de l'expression est vérifiée par rapport aux données de test.

Expression de la réactance de fuite d'un transformateur à noyau avec des bobines BT et HT concentriques de hauteur ou de longueur égale

Comme cité ci-dessus, quelques Hypothèses sont prises en compte pour le calcul :

- 1) L'effet du courant magnétisant est négligé.
- 2) La réluctance et l'effet de saturation du fer sont négligés.
- 3) On suppose que toute la fmm est utilisée pour surmonter la réluctance de la hauteur de la bobine
- 4) La distribution du flux de fuite dans la bobine et dans l'espace entre les bobines BT et HT est supposée être parallèle à l'axe des branches.

Où

b_1, b_2 = profondeur radiale des enroulements primaire et secondaire

a = zone où le flux est établi

L_{mt1}, L_{mt2} = longueur moyenne d'une spire des enroulements primaire et secondaire, respectivement

L_{mt} = longueur moyenne des enroulements primaire et secondaire considérés ensemble

L_0 = circonférence de la portion ou du conduit d'isolation ou des deux à la fois entre les bobines BT et HT

L_c = hauteur ou longueur axiale des bobines BT et HT

La liaison de flux totale de l'enroulement primaire ou secondaire est due à :

- 1) Flux de fuite à l'intérieur de l'enroulement primaire ou secondaire
- 2) Flux de fuite entre les bobines BT et HT

Le flux total de liaison à l'intérieur de la bobine est donné par l'expression suivante (après développement) :

$$\psi = I_1 N_1^2 \mu_0 \frac{L_{mt1}}{L_c} \frac{b_1}{3}$$

En considérant que la moitié du flux ψ_0 entre les enroulements BT et HT est en liaison avec chaque enroulement. D'après l'expression ci-dessus :

$$\psi_0 = \frac{1}{2} I_1 N_1^2 \mu_0 \frac{L_0}{L_c} a$$

En supposant que $L_{mt1} = L_0$, le flux total de liaison de l'enroulement primaire sera donné par l'expression suivante

$$\psi + \psi_0 = I_1 N_1^2 \mu_0 \frac{L_0}{L_c} \frac{b_1}{3} + \frac{1}{2} I_1 N_1^2 \mu_0 \frac{L_0}{L_c} a = I_1 N_1^2 \mu_0 \frac{L_0}{L_c} \left(\frac{b_1}{3} + \frac{a}{2} \right)$$

Donc la réactance de fuite du primaire sera égale

$$X_1 = 2\pi f \frac{\psi + \psi_0}{I_1} = N_1^2 \mu_0 \frac{L_0}{L_c} \left(\frac{b_1}{3} + \frac{a}{2} \right) (\Omega)$$

Par déduction, la réactance de fuite du secondaire sera comme suit :

$$X_2 = 2\pi f \frac{\psi + \psi_0}{I_2} = N_2^2 \mu_0 \frac{L_0}{L_c} \left(\frac{b_2}{3} + \frac{a}{2} \right) (\Omega)$$

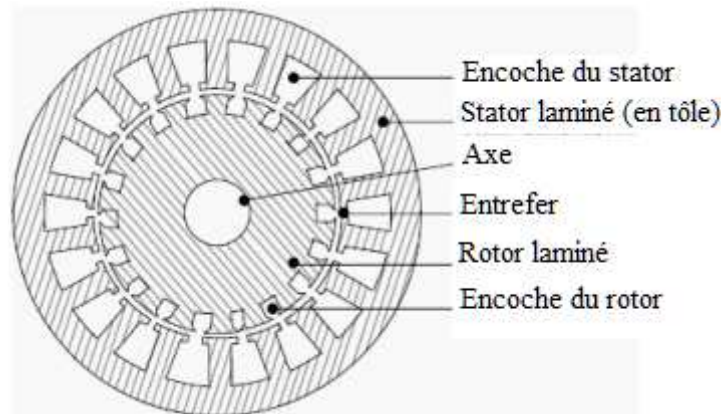
Chapitre 3

CONCEPTION DES MOTEURS A INDUCTION

I. Introduction

1.1 Description

Les moteurs à induction ou moteurs asynchrones sont des moteurs à courant alternatif qui sont les moteurs principaux dans la plupart des industries. De tels moteurs sont largement utilisés dans des applications industrielles allant des petits ateliers aux grandes industries comme : pompes centrifuges, convoyeurs, compresseurs-broyeurs, machines de forage, etc.



Semblable aux machines à courant continu, un moteur à induction est constitué d'un élément fixe appelé stator et d'un élément rotatif appelé rotor. Cependant, le moteur à induction diffère d'une machine à courant continu par les aspects suivants.

- 1) Stator laminé
- 2) Absence de commutateur
- 3) Un petit intervalle d'air (entrefer)
- 4) Vitesse pratiquement presque constante

Le stator et le rotor sont chacun composés d'un :

- Circuit électrique, généralement constitué d'un enroulement en cuivre ou en aluminium isolé, destiné à transporter du courant
- Circuit magnétique, généralement en acier au silicium laminé, destiné à transporter un flux magnétique

i) Stator

Le stator est la partie fixe extérieure du moteur, qui est constitué d'un :

- Cadre cylindrique extérieur ou culasse, en tôle d'acier soudée, en fonte ou en alliage d'aluminium moulé.
- Chemin magnétique, qui comprend un ensemble de tôles d'acier minces traités et isolés avec encoches appelées noyau du stator pressées dans l'espace cylindrique à l'intérieur du cadre extérieur.

- Ensemble d'enroulements électriques isolés placés dans les encoches du stator laminé. Pour un moteur triphasé, 3 jeux d'enroulements sont nécessaires, un pour chaque phase connectée en étoile ou en triangle.

ii) Rotor

Le rotor est la partie tournante du moteur à induction qui est également constitué d'un ensemble de tôles d'acier au silicium fendues pressées ensemble pour former un circuit magnétique cylindrique. Par contre, le circuit électrique du rotor est de la nature suivante :

- Le rotor à cage d'écureuil : est constitué d'un ensemble de barres de cuivre ou d'aluminium installées dans les encoches, qui sont reliées à un anneau d'extrémité à chaque extrémité du rotor. La construction de ce type de rotor avec les enroulements ressemble à une « cage d'écureuil ». Les barres de rotor en aluminium sont généralement coulées sous pression dans les encoches du rotor, ce qui donne une construction très robuste. Même si les barres de rotor en aluminium sont en contact direct avec les tôles d'acier, pratiquement tout le courant du rotor circule dans les barres en aluminium et non dans la plaque de laminage.
- Le rotor bobiné : se compose de trois jeux d'enroulements isolés avec des connexions mises en évidence sur trois bagues collectrices montées à une extrémité de l'arbre. Les connexions externes au rotor sont établies à l'aide de contact glissants.

Pour la conception de ce type de moteurs, vous avez besoin de quelques pièces supplémentaires nécessaires pour compléter les détails de construction d'un moteur à induction :

- Deux brides d'extrémité pour supporter les deux roulements, l'une à l'extrémité motrice et l'autre à l'extrémité non motrice, où l'extrémité motrice aura l'extension de l'arbre.
- Deux jeux de roulements pour supporter l'arbre en rotation,
- Tige en acier pour la transmission de la puissance mécanique à la charge
- Ventilateur situé à l'extrémité non motrice pour assurer le refroidissement forcé du stator et du rotor
- Boîte à bornes sur le dessus ou sur le côté pour recevoir les connexions électriques externes

II. Détails de construction du moteur à induction

L'objectif principal de la conception d'un moteur à induction est d'obtenir les dimensions physiques complètes de toutes les pièces de la machine, comme indiqué ci-dessous, afin de satisfaire les spécifications du client. Les détails de conception suivants sont requis.

- 1) Les principales dimensions du stator.
- 2) Détails des enroulements du stator.
- 3) Détails de conception du rotor et de ses enroulements
- 4) Caractéristiques de performance.

Pour obtenir les détails de conception ci-dessus, le concepteur a besoin des spécifications du client : Puissance de sortie nominale, tension nominale, nombre de phases, vitesse, fréquence,

connexion d'enroulement de stator, type d'enroulement de rotor, conditions de fonctionnement, détails de l'extension de l'arbre, etc.

En plus de ce qui précède, le concepteur doit disposer des détails concernant les équations de conception sur lesquelles est basée la procédure de conception, des informations sur les divers choix de paramètres, de la disponibilité de différents matériaux et des valeurs limites de divers paramètres de performance, tels que : le fer (CM), pertes en cuivre, courant à vide, facteur de puissance, élévation de la température et rendement.

2.1 Détermination des grandeurs électriques

Considérons un moteur triphasé. La puissance utile (kW) (puissance mécanique) est obtenue de l'expression en fonction de la puissance absorbée (puissance électrique en kW) :

$$P_u = \eta P_a$$

$$P_a = 3 V I \cos\varphi \times 10^{-3}$$

En supposant $V = E = 4.44 f \Phi N K_w$

En remplaçant f par l'expression introduisant la vitesse de rotation ($f = p N_s$)

$$P_u = 3 \times 4.44 \times p N_s \phi N_{sp} K_w I \eta \cos\varphi \times 10^{-3}$$

En posant $2p \Phi = B_{av} \pi D L$ ($p \Phi = B_{av} \pi D L/2$) et $3 I 2 N_{sp}/\pi D = q$ ($2 N_{sp} =$ Nombre de conducteurs)

$$P_u = 1.11 \times B_{av} \pi D L \times \pi D q \times N_s K_w \eta \cos\varphi \times 10^{-3}$$

$$P_u = (1.11 \times \pi^2 B_{av} q K_w \eta \cos\varphi \times 10^{-3}) D^2 L N_s$$

$$P_u = (11 B_{av} q K_w \eta \cos\varphi \times 10^{-3}) D^2 L N_s$$

En posant $C_o = (11 B_{av} q K_w \eta \cos\varphi \times 10^{-3})$, on aura $P_u = C_o D^2 L N_s$

V = tension simple

I = courant de ligne ou courant de phase

N_{sp} : nombre de spires/phase

N_s : vitesse de synchronisme (tr/s)

p : nombre de paires de pôles,

q : Charge électrique spécifique

Φ : Flux traversant l'entrefer

B_{av} : Induction magnétique moyenne

K_w : Facteur d'enroulement

η : Rendement du moteur

$\cos\varphi$: facteur de puissance

D : Diamètre du stator

L : Longueur brute du noyau

C_o : Coefficient de la puissance utile (de sortie)

2.2 Choix des charges spécifiques

a. Charge magnétique spécifique ou induction magnétique dans l'entrefer

Les pertes en fer dépendent en grande partie de l'induction dans l'entrefer

i) Limitations

- Induction magnétique au niveau des encoches <1,8 Tesla
- Induction magnétique au niveau du noyau 1.3 - 1.5 Tesla

ii) Avantages d'une valeur élevée de B_{av}

- Taille de la machine réduite
- Le coût de la machine diminue
- La capacité de surcharge augmente

Pour une machine fonctionnant à $f = 50 \text{ Hz}$, B_{av} est comprise entre 0,35 à 0,6 Tesla.

b. Charge électrique spécifique

i) Avantages d'une valeur élevée de q

- Taille réduite
- Coût réduit

ii) Inconvénients de la valeur supérieure de q

- Plus grande quantité de cuivre
- Plus de pertes de cuivre
- Augmentation de la température
- Capacité de surcharge inférieure

Dans une plage normale, q est comprise entre 10000 ac/m - 450000 ac/m.

2.3 Choix du facteur de puissance et du rendement

Le choix du facteur de puissance et du rendement en pleine charge augmentera avec l'augmentation de la capacité nominale de la machine. Le pourcentage de courant magnétisant et les pertes seront plus faibles pour une machine plus grande que celle d'une machine plus petite. De plus, le facteur de puissance et le rendement seront plus élevés pour une machine à grande vitesse que la même machine à basse vitesse nominale en raison de meilleures conditions de refroidissement.

2.4 Séparation de D et L

L'expression de la puissance utile donne la relation entre le produit D^2L avec le coefficient de la puissance utile et la vitesse de synchronisme. Pour séparer D et L de ce produit, une relation doit être supposée ou établie. Vous trouverez ci-dessous diverses considérations de conception sur la base desquelles un rapport approprié entre la longueur brute et le pas polaire peut être supposé.

- Pour obtenir le minimum sur le coût total 1.5 à 2.0
- Pour obtenir un bon rendement de 1,4 à 1,6
- Pour obtenir une bonne conception de 1.0 à 1.1

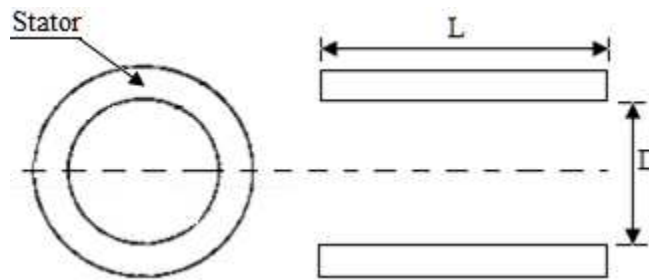
- Pour obtenir un bon facteur de puissance de 1,0 à 1,3

Comme le facteur de puissance joue un rôle très important dans la performance des moteurs à induction, il est conseillé de concevoir un moteur à induction pour le meilleur facteur de puissance, sauf indication contraire. Par conséquent, pour obtenir le meilleur facteur de puissance, on supposera généralement la relation suivante pour la séparation de D et L :

$$\text{Pas polaire} / \text{Longueur du noyau} = 0,18 / \text{pas polaire}$$

$$D'où \quad (\pi D/2p)/L = 0,18 / (\pi D/2p) \quad \text{ie} \quad D = 0,27 p \sqrt{L} \quad (D \text{ et } L \text{ en mètre})$$

En utilisant la relation ci-dessus, D et L peuvent être séparés du produit D^2L . Cependant, les valeurs obtenues de D et L doivent satisfaire à la condition imposée à la valeur de la vitesse périphérique.



Pour la conception normale des moteurs à induction, le diamètre calculé du moteur doit être tel que la vitesse périphérique doit être inférieure à 30 m/s . Dans le cas d'un rotor spécialement conçu, la vitesse périphérique peut être de 60 m/s .

III. Conception du stator

3.1 Types et nombre d'encoches

a. Types d'encoches

Le stator d'un moteur à induction est constitué d'un noyau de stator et des encoches.

En général, deux types d'encoches sont utilisés dans les moteurs à induction, à savoir les encoches ouvertes et les encoches semi-fermées. Les performances de fonctionnement des moteurs à induction dépendent de la forme des encoches. Il est donc important de sélectionner une encoche appropriée.

- Encoches ouvertes : Dans ce type d'encoche, l'ouverture d'encoche sera égale à celle de la largeur des encoches, comme indiqué sur la figure 10. Dans ce type d'encoche, l'assemblage et la réparation de l'enroulement sont faciles. Cependant, ces créneaux entraîneront un facteur de contraction de l'entrefer plus élevé et donc un facteur de puissance faible. Par conséquent, ces types de logements sont rarement utilisés dans les moteurs à induction 3Φ .
- Encoches semi-fermées : Dans ce type d'encoche, l'ouverture de l'encoche est beaucoup plus petite que la largeur d'encoche, comme indiqué dans les figures 10 et 11. Ainsi, dans ce type d'encoches, l'assemblage d'enroulements est plus difficile et prend plus de temps que les encoches ouvertes. Par conséquent, il est plus coûteux.

Cependant, les caractéristiques de l'entrefer sont meilleures que celles des encoches ouvertes.

- Encoches coniques : Dans ce type d'encoche, l'ouverture sera beaucoup plus petite que la largeur d'encoche. Cependant, la largeur d'encoche variera du haut d'encoche au bas d'encoche avec une largeur minimale au bas, comme illustré à la Fig. 10.

b. Sélection du nombre d'encoche

Le nombre d'encoche doit être correctement sélectionné au stade de la conception, de sorte qu'il affecte le poids, le coût et les caractéristiques de fonctionnement du moteur. Bien qu'il n'y ait pas de règles pour la sélection du nombre d'encoche, il est nécessaire de définir les avantages et les inconvénients de la sélection d'un nombre supérieur d'encoche.

i) Avantages d'un nombre élevé d'encoche

- Réactance de fuite réduite.
- Réduction des pertes de pulsations dentaires.
- Plus grande capacité de charge.

ii) Inconvénients d'un nombre élevé d'encoche

- Augmentation du coût.
- Augmentation du poids.
- Courant de magnétisation accru.
- Augmentation des pertes de fer.
- Mauvais refroidissement.
- Augmentation de la température.
- Diminution du rendement.

Sur la base de ce qui précède, le nombre sélectionné d'encoches devrait donc tenir compte du pas d'encoche du stator à la surface de l'entrefer (τ_{es}), qui devrait être compris entre 1,5 et 2,5 cm ($\tau_{es} = \pi D / S_{es}$ où S_{es} est le nombre d'encoche du stator).

3.2 Détermination du nombre de spires

L'équation de la fem d'un moteur à induction est donnée par $E_{ph} = 4.44 f \Phi N k_{ws}$. Par conséquent, le nombre de spires statorique par phases sera égale $N_{sps} = E_{ph} / 4.44f \Phi k_{ws}$. En règle générale,

- On peut supposer que la fem est égale à la tension appliquée par phase $N_{sps} = V / 4.44f \Phi k_{ws}$
- $\Phi = B_{av} \times \pi DL / 2p$ (flux/pôle)
- Le facteur d'enroulement statorique k_{ws} peut être supposé égal à 0,955 pour l'enroulement distribué à pas complet, sauf indication contraire.
- Nombre de conducteurs / phase $Z_{sph} = 2 N_{sps}$, par conséquent le nombre total de conducteurs au stator $Z_s = 6 N_{sps}$ pour un moteur triphasé. Ce qui implique le nombre de conducteur / encoches $Z_{es} = Z_s / S_{es}$ où Z_s est un entier pour un enroulement à couche unique et un nombre pair pour un enroulement à double couche.

3.3 Longueur moyenne d'une spire

La longueur moyenne d'une spire est calculée en utilisant une formule empirique

$$L_{av} = 2L + 2.3 \tau_p + 0.24$$

Où L et τ_p sont respectivement la longueur brute du stator et le pas polaire (en mètres).

3.4 Détermination de la section du conducteur

La section du conducteur de stator peut être estimée à partir du courant de stator par phase et d'une valeur supposée appropriée de la densité de courant pour les enroulements de stator.

Section du conducteur de stator $a_s = I_s / \delta_s$ où δ_s est la densité de courant dans les enroulements de stator

$$\text{Courant du stator par phase } I_s = P_a / (3V_{ph} \cos\phi)$$

Une valeur appropriée de la densité de courant doit être supposée en considérant les avantages et les inconvénients.

i) Avantages d'une la valeur élevée de la densité de courant

- Réduction de la section
- Réduction de poids
- Réduction des coûts

i) Inconvénients d'une la valeur élevée de la densité de courant

- Augmentation des pertes cuivres
- Augmentation de la température
- Diminution du rendement

Par conséquent, une valeur plus élevée est supposée pour les machines à basse tension et les petites machines. La valeur habituelle de la densité de courant pour les enroulements de stator est de 3A/mm^2 à 5 A/mm^2 .

3.5 Emplacement des conducteurs dans les encoches

La zone d'encoche est occupée par les conducteurs et l'isolation. L'isolation est à plus de 25%. Une fois que le nombre de conducteurs par emplacement est déterminé, la zone approximative de l'emplacement peut être estimée.

$$\text{Facteur d'espace d'encoche} = \text{Surface de cuivre dans l'encoche} / \text{Surface d'encoche}$$

Le facteur d'espace libre ainsi obtenu sera compris entre 0,25 et 0,4. La dimension détaillée d'encoche peut être estimée comme suit.

Taille d'encoche : Normalement, différents types d'encoches sont utilisés pour transporter les enroulements de stator des moteurs à induction. On utilise généralement des enroulements double couche à pas complet pour les enroulements de stator. Pour les enroulements double couche, le conducteur par encoche sera pair. Ces conducteurs sont convenablement disposés le long de la profondeur et de la largeur de l'enroulement. Les encoches du stator ne doivent pas être trop larges, ce qui réduira la largeur de la dent, ce qui la rendra mécaniquement faible et la densité de flux maximale peut dépasser la limite autorisée. Par conséquent, la largeur d'encoche doit être choisie de

telle sorte que la densité de flux dans la dent soit comprise entre 1,6 et 1,8 Tesla. En outre, les encoches ne doivent pas être trop profondes, sinon la réactance de fuite augmente. À titre indicatif, le rapport profondeur / largeur d'encoche peut être supposé de 3 à 5.

Avant d'insérer la bobine isolée dans les encoches, veillez à ce que les encoches soient correctement isolées conformément à la tension nominale de la machine. Cette isolation d'encoche est appelée doublure d'encoche, dont l'épaisseur peut être comprise entre 0,5 mm et 0,7 mm. L'épaisseur d'isolation appropriée appelée séparateur de bobines sépare les deux couches de bobines. L'épaisseur du séparateur de bobines est comprise entre 0,5 mm et 0,7 mm pour les machines basse tension et entre 0,8 mm et 1,2 mm pour les machines haute tension. Une cale d'épaisseur appropriée (3,5 mm à 5 mm) est placée en haut d'encoche pour maintenir les bobines en position. La lèvre d'encoche est comprise entre 1,0 à 2,0 mm.

3.6 Résistance de l'enroulement statorique

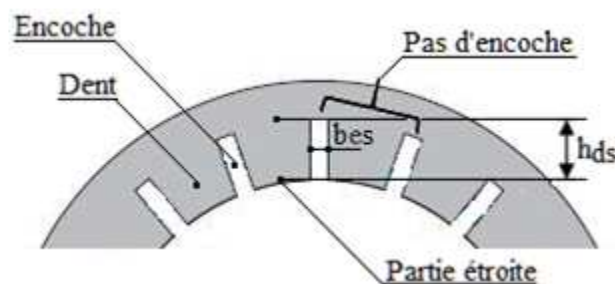
La résistance de l'enroulement statorique / phase est calculée à l'aide de la formule :

$$R_s/\text{phase} = (0,021 \times L_{av} \times N) / a_s \text{ avec } L_{av} (m) \text{ et } a_s (mm^2).$$

En utilisant la résistance ainsi calculée de l'enroulement statorique, les pertes cuivres dans l'enroulement statorique peuvent être calculées comme suit : Pertes = $3 I_s^2 R_s/\text{phase}$

3.7 Densité du flux dans la dent du stator

Il est possible de calculer la densité du flux au niveau de la dent du stator en connaissant les dimensions du pas d'encoche, de la largeur d'encoche et la largeur de la dent du stator. La densité de flux dans la dent du stator est limitée à 1,8 Tesla. Lorsque la dent du stator s'est effilée vers le bas, la densité du flux est calculée à 1/3 de la hauteur à partir de l'extrémité étroite de la dent. La densité de flux au 1/3 de la hauteur depuis l'extrémité étroite de la dent peut être calculée comme suit.



$$\text{Diamètre à } 1/3^{\text{ème}} \text{ de la hauteur de l'extrémité étroite } D' = D + 1/3 \times h_{ds} \times 2$$

$$\text{Pas d'encoche à } 1/3^{\text{ème}} \text{ de la hauteur : } \tau'_{es} = \pi \times D' / S_{es}$$

$$\text{Largeur de dent à cette section : } b'_d = \tau'_{es} - b_{es}$$

$$\text{Surface d'une dent de stator } = a'_d = b'_d \times L$$

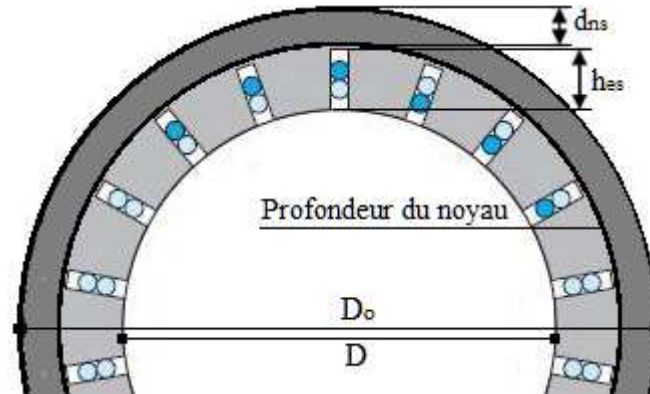
$$\text{Surface de toutes les dents du stator par pôle } A'_d = b'_d \times L \times \text{nombre de dents par pôle}$$

$$\text{Densité de flux moyenne dans les dents du stator } B'_d = \Phi / A'_d$$

On peut considérer que la densité de flux maximale dans les dents du stator est inférieure à 1,5 fois la valeur ci-dessus.

3.7 Profondeur du noyau de stator au-dessous des encoches

Il y aura une certaine partie solide en dessous des encoches dans le stator qui est appelée la profondeur du noyau de stator. Cette profondeur du noyau de stator peut être calculée en supposant une valeur appropriée pour la densité de flux B_c dans le noyau de stator. En général, on peut supposer que la densité de flux dans le noyau de stator varie entre 1,2 et 1,4 Tesla. La profondeur du noyau de stator peut être calculée comme suit :



Flux dans la section de noyau de stator $\Phi_n = \frac{1}{2} \Phi$

Surface du noyau de stator $A_n = \Phi / 2B_c$

Surface du noyau de stator $A_n = L \times d_{ns}$

Par conséquent, la profondeur du noyau = A_n / L

En utilisant les données de conception obtenues jusqu'à présent, le diamètre extérieur du noyau de stator peut être calculé comme suit :

$$D_o = D + 2h_{es} + 2 d_{ns} \text{ où } h_{es} \text{ est la hauteur d'encoche du stator}$$

IV. Conception du rotor

4.1 Introduction

Il existe deux types de construction de rotor. L'un est le rotor à cage d'écureuil et l'autre est le rotor bobiné. La plupart des moteurs à induction sont du type à cage d'écureuil. Celles-ci ont l'avantage d'avoir une construction robuste et simple et comparativement moins chère. Cependant, ils ont l'inconvénient de fournir un couple de démarrage plus faible. Dans ce type de rotor, le rotor est constitué de barres de cuivre, d'acier ou en aluminium logé dans les encoches du rotor. Dans le cas des moteurs à induction à rotor bobiné, leur construction est plus coûteuse avec l'avantage qu'ils ont le meilleur couple de démarrage. Ce type du rotor est constitué d'enroulements triphasés répartis et reliés en étoile.

4.2 Description d'entrefer

Entre le stator et le rotor se trouve l'entrefer qui est un paramètre très critique. La performance des paramètres du moteur tels que le courant magnétisant, le facteur de puissance, la surcharge, le refroidissement et la surcharge sont influencés par la dimension de l'entrefer. La dimension de l'entrefer est donc choisie en tenant compte des facteurs suivants les avantages et les inconvénients d'une plus grande dimension d'entrefer.

i) Avantages d'une plus grande dimension d'entrefer

- Augmentation du courant magnétisant
- Facteur de puissance réduit
- Augmentation de la capacité de surcharge
- Augmentation du refroidissement
- Réduction de l'attraction magnétique asymétrique
- Réduction de la pulsation dentaire
- Réduction du bruit

ii) Inconvénients d'une plus grande dimension d'entrefer

- Augmentation du courant magnétisant
- Facteur de puissance réduit

Le courant magnétisant et le facteur de puissance sont des paramètres très importants dans le choix des performances des moteurs asynchrones. Ces derniers sont conçus pour une valeur optimale d'entrefer (entrefer minimum possible). C'est pourquoi, lors de la conception des dimensions d'entrefer, une formule empirique est utilisée.

$$\text{Epaisseur d'entrefer } l_g = 0,2 + 2\sqrt{DL} \text{ mm}$$

4.3 Sélection du nombre d'encoches

Les nombres appropriés d'encoches de rotor doivent être choisis en fonction du nombre d'encoches statoriques, sinon des effets indésirables seront constatés au démarrage du moteur. De plus, le moteur asynchrone peut développer des crochets imprévisibles où le moteur peut fonctionner avec beaucoup de bruits.

Le champ magnétique tournant produit dans l'entrefer est généralement non sinusoïdale et contient généralement des harmoniques impaires de l'ordre des 3^{ème}, 5^{ème} et 7^{ème}. Par exemple, le 3^{ème} flux harmonique produira le triple des pôles magnétiques par rapport à celui de l'harmonique fondamental. La présence d'harmoniques dans l'onde de flux affecte les caractéristiques du couple et de la vitesse.

Autres choses, dans certains cas où le nombre de rainures du rotor n'est pas approprié par rapport au nombre d'encoches statoriques, la machine refuse de fonctionner et reste immobile. Dans de telles conditions, il y aura une tendance de blocage entre le rotor et le stator. Un tel phénomène est appelé cogging.

Par conséquent, afin d'éviter de tels effets néfastes, un nombre approprié de encoches de rotor doit être sélectionné par rapport au nombre d'encoches du stator. De plus, les encoches du rotor seront inclinées d'un pas d'encoche pour minimiser la tendance aux défauts de couple et de denture. L'effet de non alignement augmente légèrement la résistance du rotor et augmente le couple de démarrage. Cependant, cela augmentera la réactance de fuite et par conséquent réduit le courant de démarrage et le facteur de puissance.

Le nombre de rainures du rotor peut être sélectionné à l'aide des lignes directrices suivantes.

- Pour éviter le cogging et le crawling : (a) : $S_s \neq S_r$; (b) : $S_s - S_r \neq \pm 3p/2$

- Pour éviter les crochets et les cuspidés synchrones dans les caractéristiques de vitesse de couple $S_s - S_r \neq \pm p/2, \pm 2p/2, \pm 5p/2$
- Au fonctionnement bruyant $S_s - S_r \neq \pm 1, \pm 2, (\pm(p/2) \pm 1), (\pm(p/2) \pm 2)$

4.4 Conception du rotor à cage d'écureuil

a. Courant de barre du rotor

Le courant de barre dans le rotor d'un moteur à induction à cage d'écureuil peut être déterminée en comparant la fmm développée dans le rotor et le stator.

Le courant par barre de rotor est donc donné par $I_{rb} = (K_{ws} \times S_{es} \times Z_{es}) \times I_r / (K_{wr} \times S_{er} \times Z_{er})$.

où K_{ws} : facteur d'enroulement du stator, S_{es} : nombre d'encoches statoriques, Z_{es} : nombre de conducteurs / encoches statoriques, K_{wr} : facteur d'enroulement du rotor, S_{er} : nombre d'encoches rotorique, Z_{er} : nombre de conducteurs / encoches du rotor et I_r : courant rotor équivalent en termes de courant statorique et est donné par $I_r = 0,85 I_s$ est où I_s est le courant statorique par phase.

b. Section transversale de la barre du rotor

La section de la barre dépend essentiellement de la densité du courant choisie. Une densité de courant plus élevée pour le rotor que pour le stator peut être supposée. Une densité du courant plus élevé réduit la section mais malheureusement augmente la résistance, les pertes cuivre du rotor d'où diminution du rendement. Par contre, avec l'augmentation de la résistance du rotor, le couple de démarrage augmente. A titre indicatif la densité de courant de la barre de rotor peut être comprise entre 4 et 7 A/mm². Par conséquent, la section des barres du rotor peut être calculée comme suit :

$$A_{rb} = I_{rb} / \delta_{rb} \text{ (mm}^2\text{)}$$

Une fois que la section est connue, la taille du conducteur peut être choisie dans le tableau standard donné en manuel de données.

c. Forme et taille des rainures du rotor

Encoches généralement semi-fermées ou fermées avec de très petites encoches ou des ouvertures étroites sont utilisées pour les rainures du rotor. Dans le cas de encoches complètement fermées, les barres du rotor s'insèrent avec force dans les encoches à partir des côtés du rotor. Les rotors avec des encoches fermées donnent une meilleure performance du moteur de la manière suivante. (i) Lorsque le rotor est fermé, le rotor est lisse au niveau de l'entrefer et, par conséquent, le moteur consomme moins de courant magnétisant. ii) bruit réduit car les caractéristiques de l'entrefer sont meilleures (iii) réactance de fuite accrue et (iv) courant de démarrage réduit. (v) La capacité de surcharge est réduite (vi) Air indésirable et complexe caractéristiques de l'écart. De ce qui précède, on peut conclure que les encoches semi-fermées sont plus appropriées et sont donc utilisés dans les rotors.

d. Perte de cuivre dans les barres du rotor

Connaissant la longueur et la section d'une barre, la résistance d'une barre du rotor peut être calculée comme suit :

Longueur de la barre du rotor : $L_{rb} = L$

Résistance de la barre du rotor : $R_{rb} = 0,021 \times L_{rb} / A_{rb}$

Perte de cuivre dans les barres du rotor = $I_{rb}^2 \times R_{rb} \times$ nombre de barres du rotor.

e. Courant de fin d'anneau

Toutes les barres du rotor sont court-circuitées en les reliant aux bagues d'extrémité. Le champ magnétique rotatif produira une fem dans les barres du rotor. Comme le rotor est en court-circuit, il induira un courant à cause de cette force électromotrice induite. Ainsi, le courant traversant l'anneau peut être considéré comme la somme des valeurs de courant moyen dans la moitié du nombre de barres sous un pôle.

$$\begin{aligned} \text{Courant maximal d'anneau } I_{ar}(\text{max}) &= \frac{1}{2} (\text{nombre de barres de rotor} / \text{pôle}) I_{rb} (\text{av}) \\ &= \frac{1}{2} \times S_{er}/2p \times I_{rb}/1.11 \end{aligned}$$

Par conséquent, la valeur efficace de $I_{ar} = 1/\sqrt{2} (\frac{1}{2} \times S_{er}/2p \times I_{rb}/1.11) = 1/\pi \times S_{er}/2p \times I_{rb}/1.11$

f. Surface de l'anneau d'extrémité

La surface du segment final de l'anneau d'extrémité peut être calculée en connaissant le courant de l'anneau d'extrémité et en supposant une valeur appropriée pour la densité de courant. La surface de chaque anneau d'extrémité $A_{ar} = I_{ar} / \delta_{ar} \text{ (mm}^2\text{)}$, la densité de courant dans l'anneau d'extrémité peut être supposer de 4,5 à 7,5 A/mm².

g. Perte cuivre dans les anneaux d'extrémité

On suppose que le diamètre moyen ($D_{ar\text{moy}}$) de l'anneau d'extrémité est inférieur de 4 à 6 cm à celui du rotor. La longueur moyenne de l'anneau d'extrémité peut être calculée comme suit :

$$L_{ar\text{moy}} = \pi D_{ar\text{moy}}. \text{ D'où } R_{ar} = 0,021 \times L_{ar\text{moy}} / A_{ar} \text{ (Résistance d'anneau)}$$

$$\text{Perte totale de cuivre dans les 02 anneaux} = 2 \times I_{ar}^2 \times R_{ar}$$

h. Résistance équivalente du rotor

Il est possible de calculer comme suit les pertes de cuivre totales dans le circuit du rotor et la résistance équivalente du rotor.

$$\text{Résistance équivalente du rotor } R_r = \text{Perte totale de cuivre du rotor} / (3 \times (I_r^2))$$

4.5 Conception du rotor bobiné

Ce sont les types de moteurs à induction où le rotor porte également un enroulement triphasé connecté en étoile et distribué. À une extrémité du rotor, trois bagues collectrices sont montées sur l'arbre. Trois extrémités du bobinage sont reliées aux bagues collectrices. Des résistances externes peuvent être connectées à ces bagues au démarrage, qui seront insérées en série avec les enroulements, ce qui contribuera à augmenter le couple au démarrage. Ce type de moteur à induction est utilisé lorsqu'un couple de démarrage élevé est requis.

a. Nombre d'encoche du rotor

Comme indiqué précédemment, le nombre d'emplacements de rotor ne doit jamais être égal au nombre d'emplacements de stator. Généralement, pour les moteurs à rotor bobiné, une valeur appropriée est supposée pour le nombre d'emplacements de rotor par pôle par phase, puis le nombre total d'emplacements de rotor est calculé. Le nombre sélectionné de encoches doit donc être tel que la largeur de la dent doit respecter la limite de densité de flux. Les slots semi-fermés sont utilisés pour les slots de rotor.

b. Nombre de spires du rotor

Le nombre de tours de rotor est décidé en fonction de la sécurité du travail personnel avec les moteurs à induction. La tension entre les bagues collectrices en circuit ouvert doit être limitée aux valeurs de sécurité. En général, la tension entre les bagues collectrices pour les machines à basse et moyenne tension doit être limitée à 400 V. Pour les moteurs avec des tensions nominales plus élevées et les moteurs de grande taille, cette tension doit être limitée à 1000 V. Sur la base de la tension supposée entre les bagues collectrices comparant le rapport de tension induite dans le stator et le rotor, le nombre de tours sur l'enroulement du rotor peut être calculé.

$$\text{Rapport de tension } E_r / E_s = (K_{wr} \times N_{rsp}) / (K_{ws} \times N_{ssp})$$

$$\text{Par conséquent, le nombre de spire au rotor / phase } N_{rsp} = (E_r / E_s) (K_{ws} / K_{wr}) N_{ssp}$$

E_r = tension / phase du rotor à circuit ouvert

E_s = tension / phase du stator

K_{ws} = facteur d'enroulement pour le stator

K_{wr} = facteur d'enroulement pour le rotor

N_{ssp} = Nombre de tours / phase du stator

c. Courant rotorique

Le courant rotorique peut être calculé en comparant les ampères-tours entre le stator et rotor

$$I_r = (K_{ws} \times S_s \times Z) \times I'_r / (K_{wr} \times S_r \times Z'_r);$$

K_{ws} - facteur d'enroulement pour le stator,

K_{wr} - facteur d'enroulement pour le rotor,

S_{es} - nombre d'encoche au stator,

S_{er} - nombre d'encoche au rotor,

Z_{es} - nombre de conducteurs/encoche au stator,

Z_{er} - nombre de conducteurs/encoches au rotor,

I'_r - courant rotorique équivalent en termes de courant de stator $I'_r = 0,85 I_s$.

d. Section du conducteur du rotor

La section du conducteur du rotor peut être calculée en fonction de la valeur supposée de la densité de courant dans le conducteur du rotor et du courant du rotor calculé. La densité de courant du conducteur du rotor peut être supposée être comprise entre 4 et 6 A/mm²

$$A_r = I_r / \delta_r \text{ (mm}^2\text{)}$$

e. Taille d'encoche du rotor

Encoches principalement semi-fermées rectangulaires utilisées pour les rotors.

Sur la base de la taille du conducteur, du nombre de conducteurs par encoche et de la disposition des conducteurs similaire à celle du stator, la dimension des encoches du rotor peut être estimée. La taille d'encoche doit être telle que le rapport profondeur/largeur d'encoche soit compris entre 3 et 4.

f. Perte totale de cuivre

La longueur moyenne s'une spire peut être calculée à partir de la formule empirique

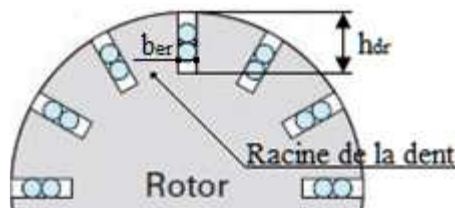
$$L_{r\text{moy}} = 2L + 2.3 \tau_p + 0.08 \text{ (m)}$$

La résistance de l'enroulement du rotor est donnée par : $R_r = (0,021 \times L_{r\text{moy}} \times N_{er})/A_r$

$$\text{Perte totale de cuivre} = 3 I_r^2 R_r \text{ (W)}$$

g. Densité de flux dans la denture du rotor

Il est nécessaire que la dimension de la fente soit correcte compte tenu de la densité du flux. La densité du flux doit être calculée à 1/3 de la hauteur de la racine des dents. Cette densité de flux doit être limitée à 1,8 Tesla. Sinon, la largeur de la dent doit être augmentée et la largeur de la fente doit être réduite de sorte que la limitation de densité de flux ci-dessus soit satisfaite. La densité de flux dans le rotor peut être calculée comme indiqué ci-dessous.



$$\text{Diamètre au } 1/3^{\text{ème}} \text{ de la hauteur } D_r' = D - 2/3 \times h_{dr} \times 2$$

$$\text{Pas d'encoche à } 1/3^{\text{ème}} \text{ de la hauteur} = \tau'_{er} = \pi \times D_r' / S_{er}$$

$$\text{Largeur de dent à cette section} = b'_{dr} = \tau'_{er} - b_{er}$$

$$\text{Surface d'une dent de rotor} = a'_{dr} = b'_{dr} \times L$$

$$\text{Surface de toutes les dents / pôles du rotor } A'_{dr} = b'_{dr} \times L \times S_{er} / 2p$$

$$\text{Densité de flux moyenne dans les dents du rotor } B'_{dr} = \Phi / A'_{dr}$$

$$\text{Densité de flux maximale dans les dents du rotor} < 1,5 \text{ fois } B'_{dr}$$

h. Profondeur du noyau du stator sous les encoches

Sous les encoches du rotor, il y a une partie solide appelée profondeur du noyau sous les encoches. Cette profondeur est calculée en fonction de la densité de flux et du flux dans le noyau du rotor. On peut supposer que la densité de flux dans le noyau du rotor se situe entre 1,2 et 1,4 Tesla. Ensuite, la profondeur du noyau peut être trouvée comme suit.

$$\text{Flux dans la section du noyau du rotor } \Phi_{nr} = 1/2 \Phi$$

$$\text{Surface du noyau statorique } A_{nr} = \Phi / 2 B_{nr} = L \times d_{nr}$$

$$\text{Par conséquent, profondeur du noyau } d_{nr} = A_{nr} / L$$

Le diamètre intérieur du rotor est calculé comme suit $D_{ir} = D - 2 l_g - 2 h_{dr} - 2 d_{cr}$

