

1. Introduction

La conception d'une machine électrique peut être définie comme l'ensemble des processus et des méthodes utilisées pour mener à sa réalisation physique en respectant les objectifs de performance et les diverses contraintes du cahier des charges. De manière générale, le choix de la structure de la machine et la détermination de ses dimensions constituent des étapes importantes du processus de conception. Après l'adoption des choix topologiques, la procédure de conception comporte une première phase de dimensionnement de la structure et une deuxième phase de vérification des performances. Lorsque celles-ci ne correspondent pas au cahier des charges, une correction doit être menée au niveau des dimensions. Ce processus se répète jusqu'à ce que le cahier des charges soit entièrement respecté. Ces étapes répétitives de correction et de vérification mettent en évidence la nature itérative du processus de conception.

Depuis l'arrivée des ordinateurs, cette tâche est de plus en plus assignée à un algorithme d'optimisation numérique. L'ordinateur est aussi largement utilisé pour d'autres tâches répétitives et complexes qui apparaissent, le plus souvent, lors du calcul des performances. Cette intégration de l'ordinateur au service du concepteur est à la base du terme "Conception Assistée par Ordinateur" (CAO). La CAO permet d'accélérer le processus de conception et surtout de s'affranchir des coûts engendrés par la construction physique et les essais de plusieurs prototypes.

2. Cahier des charges

Le cahier des charges d'une machine électriques est composé de deux parties complémentaires :

- d'une part, la spécification des performances qui définira les différentes caractéristiques du moteur.
- d'autre part, les contraintes de dimensionnement et le mode de fonctionnement qui sera imposé par l'application à laquelle on le destine lorsque celle-ci est connue.

3. Contraintes de dimensionnement et de fonctionnement [COUDERC]

L'établissement des principales dimensions d'une machine électrique repose sur certaines contraintes liées à l'application à laquelle elle est destinée. Ces contraintes, imposées par le cahier de charges doivent respecter la normalisation en cours pour tout ce qui concerne les caractéristiques mécaniques.

3.1 Contraintes magnétiques

Le niveau de l'induction magnétique dans l'entrefer est lié à la valeur maximale de celle qui est tolérée dans le fer et à l'intensité de l'aimantation des aimants. En principe, l'augmentation de l'induction dans le fer favorise la minimisation des épaisseurs de la culasse rotorique et statorique. Cependant, il est préférable de ne pas dépasser le seuil de saturation de telle sorte à ne pas créer de chutes de potentiel et limiter ainsi les pertes fer.

3.2 Contraintes électriques

Le courant admissible dans les phases, les inductances de phase et la fréquence de commutation des onduleurs impose un choix judicieux de la structure à utiliser.

3.3 Contraintes thermiques

La conversion électromécanique s'accompagne toujours de pertes, sources de chaleur, qui provoquent un échauffement des matériaux constitutifs et participent de façon déterminante au dimensionnement de la machine. Ainsi, la connaissance du comportement thermique intervient dès le début de la conception du moteur pour le choix des grandeurs dimensionnelles. Celles-ci sont la densité de courant surfacique à injecter dans les encoches et la nuance d'aimants à utiliser. Dans une application pour laquelle le moteur évolue dans un environnement sous des contraintes de fonctionnement thermiques exigeantes, l'aspect thermique doit être considéré lors de la conception du moteur d'une part pour éviter de détruire un moteur sous dimensionné (la majorité des défaillances sont la conséquence de surchauffes qui atteignent le point de rupture des matériaux), et

d'autre part pour ne pas sur dimensionner inutilement le moteur en négligeant ses aptitudes en surcharges temporaires.

3.4 Contraintes mécaniques

Le couple électromagnétique à développer et sa qualité constituent des contraintes fortes dans la conception des actionneurs électriques. Ainsi, la minimisation des ondulations de couple, devient indispensable dans de nombreuses applications où les vibrations et les bruits ne sont pas tolérés.

La vitesse est une autre contrainte importante lors de la conception de la machine. En effet, les aspects à considérer pour un fonctionnement à basse vitesse sont différents de ceux à grande vitesse. Pour des contraintes spécifiques pour les grandes vitesses, en plus des contraintes mécaniques liées à la vitesse critique de flexion et à la limite de la résistance mécanique, il faut tenir compte des pertes de flux.

3.5 Contraintes géométriques

Le diamètre extérieur et la longueur active de la machine sont assez souvent fixés par des contraintes d'encombrement. En effet, l'utilisation des actionneurs électriques à aimants dans des systèmes embarqués exige une compacité avec un fort couple massique. D'autres dimensions, comme l'entrefer, sont liées à des contraintes mécaniques de construction.

3.6 Contraintes économiques

La bonne conception d'une machine électrique est aussi fondamentalement fonction des considérations technico-économiques liées au coût que l'on recherche toujours à réduire et des moyens de production.

4. Méthodes de dimensionnement des machines électriques:

Dans la littérature, différentes approches de dimensionnement ont été proposées. On peut dégager deux principales familles :

- La famille des approches analytiques
- La famille des approches numériques.

Quelle que soit la méthode utilisée, le problème critique au départ est le choix judicieux des dimensions principales de la machine

4.1 Les méthodes numériques:

Ce sont les méthodes qui reproduisent le plus fidèlement, en deux ou en trois dimensions, le comportement électromagnétique, mécanique et thermique de la machine. Le principe de calcul est de diviser la structure de la machine étudiée en un nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments, en s'appuyant sur des lois et des grandeurs locales telles les champs magnétiques et électriques, ainsi que des caractéristiques internes des matériaux utilisés. Bien que les méthodes numériques permettent d'obtenir assez facilement des résultats numériques satisfaisants en tenant compte de la géométrie réelle de la machine, on peut toutefois remarquer les désavantages suivants :

- Un temps de calcul assez long.
- Une même simulation ne fournira pas les mêmes résultats si un autre logiciel éléments finis est utilisé, ou une autre formulation est choisie dans le même logiciel, ou bien un maillage différent est réalisé.

Ainsi par lourdeur d'emploi, les méthodes éléments finis sont réservées au développement des prototypes ou à la vérification finale des hypothèses simplificatrices en vue d'une méthode de calcul rapide mais suffisamment précise pour les besoins usuels.

4.2 Les méthodes analytiques basées sur le coefficient d'utilisation

Les méthodes analytiques sont basées essentiellement sur la notion du coefficient d'utilisation qui exprime la liaison entre les dimensions principales d'une machine, sa vitesse et les contraintes électriques ainsi que celles magnétiques. La valeur du coefficient en question provient de courbes expérimentales établie sur la base d'expérience de longue date et sur l'exploitation de nombreux résultats positifs ou négatifs, fournis par le comportement en service du matériel. Les méthodes analytiques répondent parfaitement aux exigences de rapidité et de souplesse car elles conduisent à des expressions explicites entre les paramètres de dimensionnement et les phénomènes physiques. Cela permet au concepteur de mettre en évidence les paramètres sensibles qu'il convient de maîtriser dans les limites de validité des équations en un temps réduit. En revanche, elles ne permettent pas la prise en compte rigoureuse de l'état magnétique de la machine (application d'hypothèses simplificatrices). De plus, elles ont un caractère fortement empirique, pour cette raison l'application de ces méthodes aux nouvelles variantes d'un type de machine pourrait être limitée par la non disponibilité des courbes de coefficient d'utilisation correspondantes.

5. Cadre de l'étude :

Etant donnée la multiplicité des types de machines électriques tournantes, il serait difficile de réunir ici toutes les données concernant le principe de conception de ces machines. Nous nous contenterons de parler des machines dites classiques, soit :

- Machine asynchrone à cage d'écureuil.
- Machine synchrone à pôles saillants.

La méthode de dimensionnement adoptée ici est la méthode analytique, inspirée de plusieurs ouvrages existants dans la littérature [Sawhney], [Bouchard], [Liwschitz], [NASAR], [Murthy], se base sur un calcul analytique accompagné par des formules empiriques et des abaques.

6. Application de la méthode analytique à la conception des machines électriques [Murthy] :

6.1 La machine à induction :

Après avoir défini le cahier des charges on doit :

- Calculer le coefficient d'utilisation, les dimensions principales de la machine D , L et le flux par pôle.
- Calculer le nombre et les dimensions des encoches statoriques, les dimensions des conducteurs et vérifier que la densité du courant ne dépasse pas sa valeur admissible. Calculer la densité de flux dans les dents statorique, la densité de flux dans la culasse statorique, la hauteur de la culasse statorique, les pertes fer et les pertes joule, la masse du cuivre de l'enroulement statorique.
- Calculer l'épaisseur de l'entrefer, le diamètre du rotor, le nombre et les dimensions des encoches rotoriques, les pertes joules rotoriques, la densité de flux dans les dents rotoriques et la culasse rotorique, la masse du cuivre de l'enroulement rotorique.
- Calculer le coefficient de Carter, La FMM (Ampère-tour) : de l'entrefer, des dents statoriques et rotorique, de la culasse statorique et rotorique. Calculer le courant de magnétisation et le facteur de puissance à vide.
- Calculer la réactance, le courant de court-circuit et le facteur de puissance en court-circuit.
- Calculer les pertes totales, le rendement, le glissement, le couple de démarrage, l'échauffement, la masse totale (des différentes zones de la machine), et le rapport (Kg/Kw).

6.2 La machine synchrone à pôles saillants :

Après avoir défini le cahier des charges on doit :

- Calculer le coefficient d'utilisation, les dimensions principales D , L et le flux par pôle, le nombre de spires par phase, le nombre d'encoches.

- Vérifier que la vitesse périphérique ne dépasse pas sa valeur admissible
- Calculer les dimensions des encoches statoriques, les dimensions des conducteurs et vérifier que la densité du courant ne dépasse pas sa valeur admissible. Calculer la densité de flux dans les dents statoriques, la hauteur de la culasse statorique, les pertes joule, la masse du cuivre de l'enroulement statorique et la réactance de fuite.
- Calculer l'épaisseur de l'entrefer, le diamètre du rotor, les dimensions des pôles et des bobines d'excitation.
- Calculer le coefficient de Carter, La FMM (Ampère-tour) : de l'entrefer, des dents statoriques de la culasse statorique et rotorique, des pôles, et calculer la FMM total à vide.
- Calculer et tracer la courbe de la caractéristique à vide. Calculer les ampères-tours de l'inducteur à la charge assignée et le facteur de puissance.
- Calculer les dimensions du cuivre, le nombre de spires de l'enroulement d'excitation, les pertes fer et les pertes totales, le rendement.
- Calculer l'échauffement, la masse totale et le rapport Kg/KVA.

6.3 La machine à courant continu :

Après avoir défini le cahier des charges on doit :

- Calculer le coefficient d'utilisation, les dimensions principales D, L et le flux par pôle. Vérifier la vitesse périphérique et la tension entre les lames du collecteur.
- Calculer le nombre et les dimensions des encoches statoriques, les dimensions des conducteurs et vérifier la densité de courant statorique, le volume du courant. Calculer la densité de flux dans les dents statoriques, la hauteur de la culasse statorique, les pertes fer et les pertes joule, la masse du fer et l'échauffement.
- Calculer les dimensions des pôles et des bobines de champ, les ampères tours nécessaires.
- Calculer les dimensions du cuivre, le nombre de spires pour les bobines de champ (série et parallèle).
- Calculer le diamètre du collecteur, le nombre et les dimensions des balais. Vérifier la vitesse périphérique, calculer les pertes totales, le rendement, la masse totale et le rapport KG/KW.

7. Procédure de conception des machines électriques

7.1 Dimensions principales

Pour une machine électrique, le diamètre d'alésage (D) et la longueur virtuelle (L) sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement (figure 1). La relation entre la puissance utile, les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation (1) définissant le coefficient d'utilisation de la machine :

$$C_0 = \frac{P_u}{D^2 \times L \times n_s} \quad (1)$$

Ce coefficient est directement proportionnel au produit de la densité de flux par la charge linéique. Pour une machine à courant alternatif C_0 est donnée par l'équation suivante :

$$C_0 = 11 \times K_w \times B_{moy} \times Ac \times fp \times \eta \times 10^{-3} \quad (2)$$

avec :

n_s : vitesse de synchronisme [tr/s]

Ac : charge linéique (densité linéaire de courant).

B_{moy} : induction moyenne dans l'entrefer [T]

P_u : puissance utile ou puissance mécanique [Kw]

K_w : facteur de bobinage, fp : facteur de puissance et η : le rendement

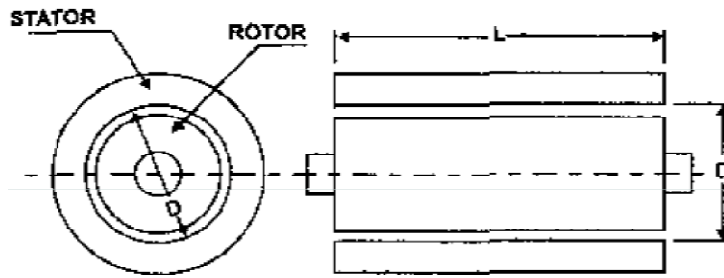


Figure 1 : Dimensions principales d'une machine électrique

L'équation (1) est l'équation fondamentale pour le calcul des dimensions principales. Elle nous permet de déterminer rapidement le volume ($D^2 \times L$) en procédant de deux façons :

- Choisir un champ d'induction B_{moy} dans l'entrefer, et une densité de courant linéaire Ac , puis calculer le volume ($D^2 \times L$)
- Ou bien choisir un coefficient d'utilisation C_0 , puis déterminer le volume.

Les valeurs de B_{moy} , Ac et C_0 sont estimées à partir des abaques en fonction du nombre de paires de pôles et du pas polaire... etc. Par exemple l'abaque représenté dans la figure 2 nous donne la valeur du coefficient d'utilisation en fonction du pas polaire pour différentes valeurs du nombre de pôles. Pour déterminer séparément le diamètre D et la longueur virtuelle L , il est nécessaire de fixer l'un de ces deux dimensions. On utilise pour cela la relation empirique suivante :

$$\lambda = \frac{L}{\tau_p} \quad (3)$$

avec : λ coefficient géométrique qui peut être obtenu à partir des abaques, figure (3).

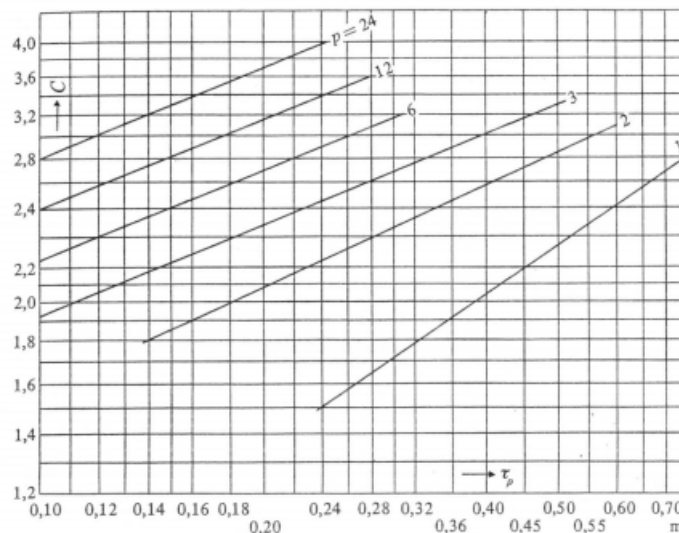


Figure 2 : coefficient d'utilisation de machines asynchrones en fonction du pas polaire [Liwischitz]

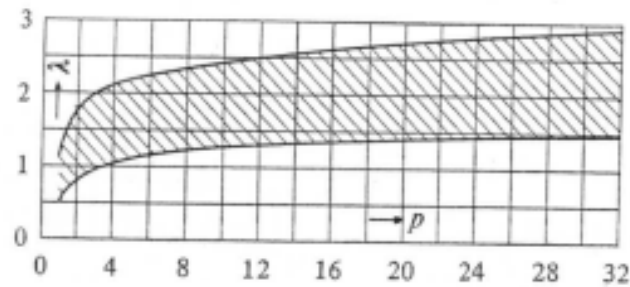


Figure 3 : Coefficient géométrique de machines asynchrones en fonction du nombre de paires de pôle [Liwschitz]

7.2 Choix de la valeur de la charge linéique :

La charge linéique est la quantité de courant par unité de longueur du stator.

$$A_c = \frac{I \times Z}{\pi \times D} \quad (4)$$

Où : $\pi \cdot D$ est la longueur du périmètre du bobinage de stator.

La charge linéique (A_c) est de manière générale une donnée experte, surtout pour un type de machine et d'application déjà connu. Elle présente des valeurs proches pour des machines de tailles similaires. Elle dépend, au premier ordre, de l'élévation de température, du rendement et d'autres contraintes géométriques comme le facteur de forme des encoches.

- **Avantages d'une valeur élevée de (A_c) :**
 - Réduction de la taille de la machine
 - Faible coût de fabrication.
- **Inconvénients d'une valeur élevée de (A_c) :**
 - Une grande quantité de cuivre,
 - Augmentation des pertes dans le cuivre,
 - Augmentation de la température,
 - Faible capacité de surcharge.

7.3 Choix de l'induction magnétique dans l'entrefer:

L'induction magnétique dans l'entrefer est indirectement imposée par les propriétés physiques des matériaux magnétiques car elle est liée à la saturation et aux pertes magnétiques.

- **Avantages d'une valeur élevée de (B_{moy}) :**
 - Réduction du volume de la machine.
 - Faible coût de fabrication.
 - Augmentation de la valeur de la capacité de surcharge.
- **Inconvénients d'une valeur élevée de (B_{moy}) :**
 - Augmentation des pertes fer et des pertes joule,
 - Augmentation du courant d'excitation pour les machines synchrones et les machines à courant continu.
 - Faible capacité de surcharge.

Le Tableau1 donne les valeurs typiques de B_{moy} et A_c pour différents types de machines électriques.

Tableau. 1 valeurs typiques de B_{moy} et A_c pour différents types de machines [Sawhney]

Machine	B_{moy} [Wb/m ²]	A_c [amp.cond./m]
Machine à CC	0.4 à 0.8	15000 to 50000
Machine asynchrone	0.3 à 0.6	5000 to 45000
Machine synchrone à pôles saillants	0.52 à 0.65	20000 to 40000
Turbo alternateur	0.52 à 0.65	50000 to 75000

7.4 Flux par pôle:

Une approche pour la détermination analytique des dimensions des parties magnétiques d'une machine asynchrone consiste à appliquer le principe de conservation du flux magnétique. L'induction dans l'entrefer étant une variable de dimensionnement, il est possible de déterminer le flux magnétique d'entrefer sous un pôle à partir des variables de dimensionnement D et L, et du nombre de pôles p imposé par le cahier des charges.

$$\phi = B_{moy} \times \tau_p \times L = \frac{B_{moy} \times \pi \times D \times L}{P} \quad (5)$$

7.5 La vitesse périphérique :

La vitesse périphérique du rotor peut quelquefois être un facteur important dans la détermination des dimensions. Elle est définie par :

$$v = \frac{\pi \cdot D}{n_s} \quad (6)$$

7.6 Forme d'encoches

Les formes d'encoches doivent être identifiées en fonction de la puissance de la machine et de la géométrie du conducteur (rond ou méplat). Les diverses formes d'encoches sont de 03 types génériques: fermée figure 4, ouvert et semi-ouvert (figures.5).



Figure 4 : Encoche fermée

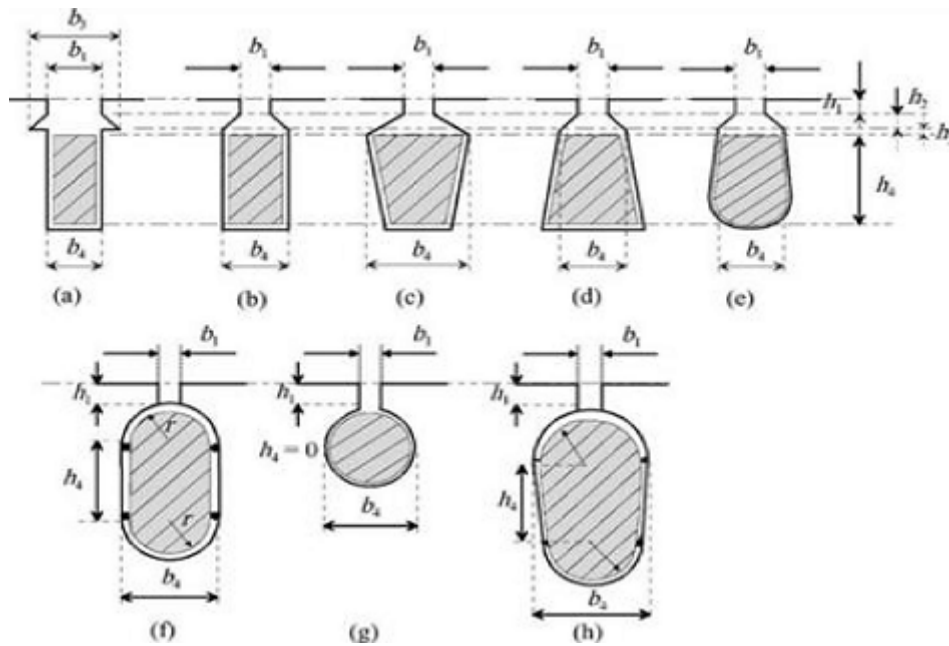


Figure 5 : Diverses formes d'encoches ouvertes et semi ouvertes

7.6.1 Les encoches de type fermées :

Elles ont l'avantage :

- De préserver complètement les conducteurs induits des courants de Foucault
- De permettre, en évitant les harmoniques de dentures, d'obtenir facilement une FEM sinusoïdale.
- De rendre possible l'emploi de pôles massifs, tandis qu'avec les encoches ouvertes, il faut des pôles feuilletés.

Par contre elles ont les inconvénients :

- De donner une grande self induction, d'où une grande chute de tension, car le flux propre de l'induit peut se refermer entièrement par le fer d'induit.
- D'obliger à faire l'enroulement à la main sur la machine elle-même au lieu d'employer les bobines faites d'avance sur gabarit

A cause de ces inconvénients, du premier surtout, cette forme d'encoche est rarement employée à l'heure actuelle.

7.6.2 Les encoches complètement ouvertes :

Ces encoches sont habituellement de même largeur sur toute leur profondeur; par conséquent, les dents sont de forme trapézoïdale avec un étranglement près de l'entrefer pour insérer une clavette. Elles ont l'avantage :

Possibilité d'employer des bobines faites d'avance sur gabarit. C'est un avantage très important qui permet de réduire d'une façon assez sensible le prix de revient de la machine, et en outre facilite beaucoup les réparations.

Par contre elles ont les inconvénients :

Production d'harmoniques de denture. Ces harmoniques sont dues à ce que le nombre de dents servant au passage du flux dans l'induit n'est pas toujours le même devant les pôles inducteurs. Il en résulte des variations de reluctance et par suite des variations de flux très rapides.

L'ouverture d'encoche a une grande influence sur les caractéristiques de la machine, elle augmente le coefficient de Carter, donc augmente le courant magnétisant, ce qui réduit le facteur de puissance et produit des pertes par pulsation du flux dans les dents, ce qui engendre une diminution du rendement

7.6.3 Les encoches de type semi ouvert :

Ces encoches sont généralement de forme trapézoïdale, ce qui permet d'usiner des dents à parois parallèles. L'ouverture laissée par ce deuxième type d'encoche est réduite à une largeur minimale mais permet toutefois qu'on y insère des conducteurs de faible diamètre.

7.6.4 Choix du nombre d'encoches statoriques:

Dans la conception des machines électriques, le choix du nombre d'encoches du stator est très important, car il agit directement sur les performances. En théorie, il pourrait être intéressant pour le concepteur de choisir un très grand nombre d'encoches de manière à réduire au maximum les harmoniques d'espace associés à la discrétisation du bobinage.

En réalité, le nombre d'encoches maximal est limité par des contraintes d'ordre mécanique. Les dents doivent supporter des contraintes tangentielles qui sont exercées par les bobinages. Lors des régimes de court-circuit, celles-ci peuvent devenir très grandes et leurs variations provoquent des vibrations et une fatigue en flexion sur la denture qui risque également d'endommager les isolants des bobines.

- **Avantages d'un grand nombre d'encoches:** réduction des harmoniques d'espaces, augmentation de la capacité de surcharge.
- **Inconvénients d'un grand nombre d'encoches :** augmentation du poids de la machine, augmentation du coût de fabrication, l'isolement de l'enroulement est plus difficile à réaliser à cause de la multiplicité des bobines, augmentation des pertes fer et joules et mauvais refroidissement.

7.6.5 Dimension des encoches (dents)

La section de l'encoche s'obtient par des relations de conservation de flux dans ces différentes zones avec des valeurs d'induction tolérées dans celle-ci. Un exemple d'encoche est illustré sur la figure 6.

La section de l'encoche est déterminée par :

$$S_1 = h_s \times b_s \times K_{encoche} \quad (8)$$

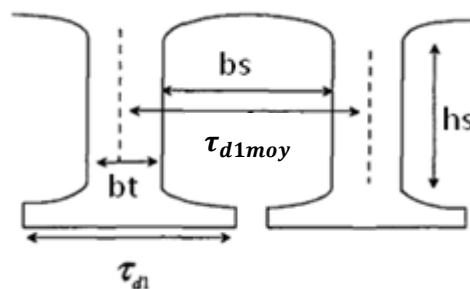


Figure 6 : Dimensions d'une encoche statorique

avec :

h_s : hauteur de l'encoche

b_s : largeur moyenne de l'encoche

$K_{encoche}$ facteur de forme de l'encoche.

La hauteur de l'encoche h_s dépend principalement du pas d'encoche (pas dentaire). Elle est donnée soit par :

- Le rapport hauteur d'encoche sur sa largeur $\frac{h_s}{b_s}$ qui peut avoir des valeurs diverses selon le type et la puissance de la machine.
- Le rapport $\frac{h_s}{D}$ qui permet d'exprimer la surface du cuivre en fonction du diamètre d'alésage.
- Le pas d'encoche (qui, pour les moteurs asynchrones, varie dans un ordre de grandeur général allant de 6 mm pour les petits moteurs à 30 mm pour les moyens et 50 mm pour les gros moteurs.)

La largeur de l'encoche dépend du pas dentaire moyen τ_{d1moy} et de la largeur de la dent :

$$b_s = \tau_{d1moy} - b_{ts} \quad (9)$$

avec :

$$\tau_{d1moy} = \frac{\pi \cdot (D + h_s)}{S} \quad \text{pas dentaire statorique moyen [m]}$$

S_s : nombre d'encoches statorique

b_{ts} : largeur d'une dent statorique.

La largeur de la dent statorique est fixée par les niveaux d'induction dans les dents et dans l'entrefer. Elle s'exprime comme suit, par conservation du flux :

$$b_t = \frac{B_{max} \times \tau_{d1moy}}{B_{dmax} \times k_f} \quad (10)$$

avec :

B_{max} : induction maximum dans l'entrefer

B_{dmax} : induction maximum dans les dents statorique

k_f : coefficient de foisonnement

7.7 L'épaisseur de la culasse statorique

L'épaisseur de la culasse du stator est obtenue en appliquant la conservation du flux entre l'entrefer et la culasse. Le flux total sous un pôle se divise en deux pour rejoindre les pôles magnétiques les plus proches de chaque côté. De ce fait, le flux dans la culasse est la moitié de celui sous un pôle.

7.8 Coefficients divers

Les méthodes analytiques de calcul des machines électriques sont généralement simples à établir et d'un emploi facile. Elles ne sont applicables cependant que lorsque les géométries étudiées sont simple (encoches rectangulaires, circulaires) et lorsque la saturation des circuits magnétiques n'est pas prise en compte. Dans des cas plus complexes, les calculs analytiques ne sont possibles que si des hypothèses très simplificatrices sont effectuées. C'est la raison pour laquelle nous utilisons divers coefficients qui tiennent compte de la géométrie complexe des machines électriques et du problème du non linéarité. Parmi ces coefficients nous pouvons citer :

- **Les coefficients de foisonnement** : tiennent compte de la modification du volume occupé par une matière fragmentée par inclusion d'air.
- **Le facteur de forme de l'encoche statorique et rotorique** qui tient en compte de la forme de l'encoche.
- **Le rapport de la hauteur d'encoche sur le diamètre d'alésage** il exprime la surface du cuivre en fonction du diamètre.
- **Le rapport entre l'hauteur d'encoche statorique et rotorique.**

- **Le rapport d'épaisseur d'entrefer sur le diamètre d'alésage.**

A ces coefficients s'ajoutent :

- **Le coefficient de longueur : le rapport entre la longueur de la machine et le pas polaire :** ce facteur tient compte de la géométrie et de l'économie de réalisation de la machine.
- **Le coefficient d'utilisation des encoches (facteur de remplissage) :** il est exprimé par :

Facteur de remplissage = Surface du cuivre/ Surface totale de l'encoche

C'est une quantité intéressante à calculer, qui dépend évidemment de l'importance des isolants, du nombre des conducteurs et de la forme de ceux-ci.

7.9 Le coefficient de Carter, l'entrefer équivalent δ' :

En générale, pour le calcul de l'induction à partir de la FMM, on suppose l'entrefer des machine électrique lisse, ce qui revient à négliger l'effet de la denture statorique et/ou rotorique. On réalité les ouvertures d'encoche modifient la perméance de l'entrefer et par conséquent la forme de l'induction.

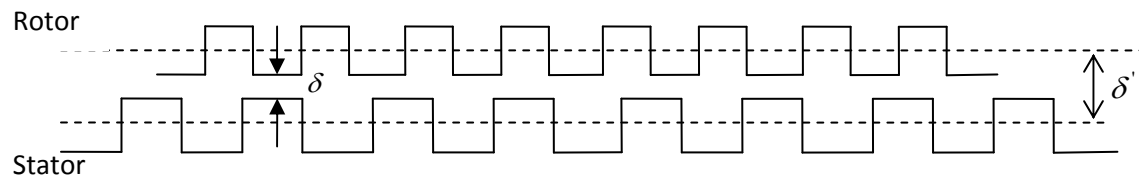


Figure 7 : Entrefer équivalent

Le coefficient de Carter K_c prend en compte ce phénomène, il transforme une structure à encoche en une structure lisse par conservation de l'induction moyenne dans l'entrefer.

L'entrefer équivalent est donnée par :

$$\delta' = K_{c1} \cdot K_{c2} \cdot \delta \quad (11)$$

K_{c1} est le coefficient de Carter pour le stator :

$$K_{c1} = \frac{\tau_{ds}}{\tau_{ds} - K_{0s} \cdot \delta} \quad (12)$$

$$K_{0s} = \frac{\left(\frac{b_{os}}{\delta}\right)^2}{5 + \left(\frac{b_{os}}{\delta}\right)} \quad (13)$$

K_{c2} est le coefficient de Carter pour le rotor

$$K_{c1} = \frac{\tau_{dr}}{\tau_{dr} - K_{0r} \cdot \delta} \quad (14)$$

$$K_{0r} = \frac{\left(\frac{b_{or}}{\delta}\right)^2}{5 + \left(\frac{b_{or}}{\delta}\right)} \quad (15)$$

b_{os} : l'ouverture de l'encoche statorique.

b_{or} : l'ouverture de l'encoche rotorique.

7.10 Longueur active du noyau :

Dans les machines électriques, le circuit magnétique statorique (ou rotorique) est constitué par une série de paquets de tôles séparés par des espaces d'air (les feuilles sont isolées par du vernis ou par oxydation constituant l'espace) ou canaux radiaux de ventilation, laissant passer l'air de refroidissement figure 7. La machine est évidemment d'autant mieux ventilée que le nombre de canaux de ventilation est plus grand.

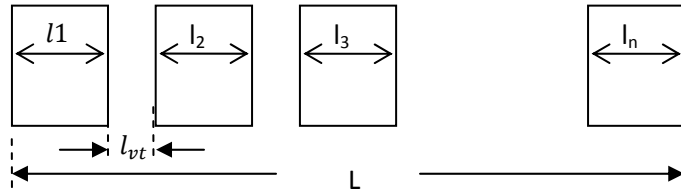


Figure 7 : Longueur active du noyau

Généralement, nous avons :

$$l_1 = l_2 = l_3 = \dots = l_n \quad (16)$$

Soit l_{vt} : longueur d'un canal de ventilation

n_{vt} : nombre de canaux de ventilation

La longueur active du noyau (culasse) est donnée par:

$$L_i = k_f \times (L - l_{vt} n_{vt}) \quad (17)$$

k_f : facteur de foisonnement

8. Dimensionnement du circuit magnétique

La conception d'une machine électrique implique une évaluation quantitative du flux magnétique en son sein. Généralement, l'étude se fait sur un seul pôle. Après avoir déterminé analytiquement les dimensions géométriques des différentes composantes de la machine, l'étape suivante est le calcul des ampères-tours nécessaires à la production de la FMM, et du courant de magnétisation.

Habituellement, lors du calcul du courant d'excitation, la machine est supposée fonctionner à vide. Les effets des charges sont pris en compte ultérieurement dans l'analyse.

8.1 Procédure du calcul des FMM (Ampères- tours (AT))

La loi de circulation du champ dans le circuit magnétique constitue la base fondamentale pour ce calcul, soit :

$$FMM = \sum U_{mi} = \sum H_i \times l_i = T_{ph} \times I_f \quad (18)$$

avec :

U_{mi} : chute de potentiel magnétique dans le tronçon (i) du circuit magnétique

T_{ph} : nombre de spires couplées avec le circuit magnétique.

l_i : longueur représentant le chemin de flux.

I_f : courant d'excitation

Cette relation montre bien que la somme des chutes de potentiels magnétiques U_{hi} autour du circuit magnétique complet est égale à la somme des ampères-tours de magnétisation dans le circuit de champ. En pratique, pour le calcul des chutes de potentiel magnétique du circuit magnétique, la machine est divisée en plusieurs composantes.

Par exemple pour une machine asynchrone le chemin du flux est constitué des composantes suivantes : la culasse du rotor (cr), la culasse du stator (cs), les dents du stator (ds), les dents du rotor (dr) et l'entrefer (δ). Ainsi, en considérant ce chemin de flux, la chute de potentiel magnétique totale dans le circuit magnétique est définie par la relation suivante :

$$U_{mtotale} = U_{mcr} + U_{mcs} + U_{m\delta} + U_{mds} + U_{mdr} \quad (19)$$

La FMM totale du circuit magnétique est déterminée par la valeur de la tension magnétique $H_i l_i$ comme suit :

- **Etape 1 (Paramètres connus) :** Le flux par pôle, les dimensions des tronçons, les longueurs moyennes représentant le chemin du flux magnétique, et les courbes d'aimantation des matériaux utilisés B-H.
- **Etape 2 (Inductions magnétiques):** L'induction dans chaque tronçon (i) est déterminée, par conservation du flux, par la formule ($B_i = \frac{\phi}{S_i}$)
- **Etape 3 (Champs magnétiques):** La courbe d'aimantation du matériau B-H nous permet de déterminer la valeur H_i du champ magnétique relatif à chaque tronçon.
- **Etape 4 (Ampère-tour):** La valeur de H_i multipliée par l_i longueur relatif à chaque tronçon, nous donne la valeur de la chute de potentiel magnétique pour chaque tronçon.
- **Etape 5 :** On additionne les ampères-tours calculés.

8.2 FMM d'un enroulement à m phases:

L'amplitude de l'onde fondamentale de la courbe de la FMM d'un enroulement à m phase est égale à [Liwschitz] [Kostenko] :

$$FMM = 0.45 m \cdot \frac{T_{ph} \cdot k_w}{p} \cdot I \quad (21)$$

avec k_w : facteur de bobinage

8.3 Le facteur de saturation :

La valeur de l'arc polaire virtuel $b_i = \alpha_i \times \tau_p$ dépend, pour chaque type de machine, de la disposition de l'enroulement d'excitation, de la forme et la largeur de l'épanouissement polaire, ainsi que de la saturation du fer .

Dans le cas des machines asynchrone et des machines à courant alternatif à collecteur faiblement saturées (à l'exception du moteur monophasé série). La courbe d'induction est de forme presque sinusoïdale, et par conséquent $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$. Lorsque le fer est fortement saturé et l'entrefer très petit, en sorte que la chute de potentiel magnétique dans les dents n'est pas négligeable par rapport à celle qui se produit dans l'entrefer, la courbe d'induction est aplatie et est supérieur à $\frac{2}{\pi}$.

L'aplatissement et par conséquent, le facteur α_i devient d'autant plus grand que le facteur de saturation est lui-même plus grand

$$K_s = \frac{U_{m\delta} + U_{mds} + U_{mdr}}{U_{m\delta}} \quad (23)$$

Le facteur α_i (coefficient de l'arc polaire) doit être inférieur à 0.7