

*REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE*  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou  
Faculté de Génie Electrique et informatique  
Département d'électrotechnique

*En vue de l'obtention du diplôme de Master  
Académique en Machines électriques*

## *Thème*

*Elaboration d'un programme de calcul d'une série  
de machines asynchrones triphasées à cage  
d'écureuil sous environnement MATLAB*

**Encadré par :**

**M<sup>r</sup> : ZAOUIA Mustapha**

**Etudié par :**

**M<sup>elle</sup> : SARAOUI Malika**

**M<sup>elle</sup> : HAMRANI Souhila**

*Promotion 2011-2012*

# Remerciements

Au terme de ce travail,

Nous tenons, en premier lieu à remercier le Bon Dieu pour le courage et la patience qu'il nous a donné afin de mener ce projet à terme.

Nous remercions vivement notre enseignant et promoteur M<sup>f</sup>. ZAOUIA Mustapha d'avoir accepté de nous encadrer et de nous avoir proposé ce thème, ainsi que pour son aide précieuse, son travail encourageant, et ses conseils judicieux.

Nous tenons à remercier aussi M<sup>f</sup> BENAMROUCHE Nacereddine (professeur à l'université MOULOUD MAMMARI de Tizi-Ouzou) pour son aide précieuse.

Nous remercions également nos parents et tous les enseignants du département d'électrotechnique, qui ont contribué à notre formation.

Sans oublier de remercier les membres du jury d'avoir accepté de juger notre travail.

Enfin, nos remerciements vont à tous ceux qui, de loin ou de près ont aidé à l'élaboration de ce mémoire.



## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A la personne la plus chère à mes yeux, à ma mère qui a tout sacrifié pour ses enfants, qui a veillé à notre éducation, qui, sans elle je ne serai pas ce que je suis ;*

*A mon père que j'adore, en signe de reconnaissance pour tous les sacrifices, lui qui m'a donné la force d'être aujourd'hui ce que je suis ;*

*A la mémoire de ma sœur Samia, sans oublier son adorable enfant*

*A mes deux sœurs Zohra, Hassina, ainsi que leurs maries et leurs enfants*

*A mes sœurs et frères que j'adore*

*A tous mes camarades de promotion*

*A toutes les personnes que je connais et que je n'ai pas citées.*

*A tous ceux que j'aime*

*Malika*



## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail :*

*A la personne la plus chère à mes yeux, à ma mère qui a tout sacrifié pour ses enfants, qui a veillé à notre éducation, qui, sans elle je ne serai pas ce que je suis ;*

*A mon père que j'adore, en signe de reconnaissance pour tous les sacrifices, lui qui m'a supporté et m'a donné la force d'être aujourd'hui ce que je suis ;*

*A mes chères sœurs et frères que j'adore*

*A mon binôme Malika ainsi qu'à toute sa famille;*

*A toutes les personnes que je connais et que je n'ai pas citées.*

*A tous ceux que j'aime*

*Souhila*

## **Mots clef**

Détermination des paramètres électriques et magnétiques du moteur asynchrone triphasé

Effets des harmoniques sur les moteurs asynchrones triphasés

Conception des moteurs asynchrone

Elaboration d'un programme du calcul pour la machine asynchrone sous environnement  
MATLAB

Détermination des performances du moteur asynchrone en utilisant l'alimentation sinusoïdale  
et non sinusoïdale

# Sommaire

# Sommaire

## Introduction générale

### Chapitre I: Généralités sur les moteurs asynchrones triphasés

I.1.Introduction .....	1
I.2. Conception des parties actives de la machine asynchrone .....	1
I.3.Principes Généraux .....	1
I.4.Normalisation .....	2
I.5.Type de couplage des moteurs asynchrones.....	2
I.6.Différents types de bobinage .....	3
I.6.1.L'enroulement imbriqué .....	4
I.6.2.L'enroulement ondulé .....	4
I.6.3.L'enroulement concentrique .....	4
I.7.Démarrage des moteurs asynchrones .....	4
I.8.Différents types de machines asynchrones triphasés .....	4
I.8.1.Rotor bobiné (à bague) .....	5
I.8.2.Rotor à cage .....	5
I.9.Glisement et vitesse du rotor .....	6
I.10.Pertes et rendement du moteur .....	7
I.11. Facteur de puissance de la machine .....	8
I.12.Conclusion .....	8

### Chapitre II : Dimensionnement et calcul des paramètres du moteur asynchrone

II.1.Introduction .....	9
II.2.Données initiales pour le calcul de la machine asynchrone.....	9
II.3.Approche du choix des dimensions optimales d'une machine .....	10
II.4.Dimensionnement de la machine.....	11
II.4.1.Calcul et choix des dimensions principales du stator .....	12
II.4.2.Induction dans l'entrefer .....	13
II.4.3.Calcul et choix du type d'enroulement .....	14
II.4.4.Dimensionnement de la feuille statorique .....	15
II.4.5.Dimensionnement du rotor.....	16
II.4.5.1.Choix et calcul des dimensions principales.....	17
II.4.5.2. Dimensionnement de l'anneau de court-circuit .....	18
II.5.Calcul du circuit magnétique .....	19
II.5.1. Circuit magnétique statorique .....	20

## Sommaire

---

II.5.2. Choix de l'entrefer .....	21
II.5.3. Circuit magnétique rotorique.....	22
II.6.Calcul des paramètres électriques.....	28
II.6.1. Paramètres statorique.....	28
II.6.2. Paramètres du rotor .....	31
II.6.3. Paramètres au démarrage .....	34
II.7.Conclusion.....	37

### **Chapitre III : Calcul des pertes et détermination des performances du moteur**

III.1.Introduction .....	38
III .2.Pertes et rendement dans le moteur asynchrone .....	39
III.2.1. Différentes pertes dans le moteur.....	39
III.2.1.1.Pertes principales dans le fer .....	40
III.2.1.2. Pertes électrique dans le cuivre et dans l'aluminium .....	40
III.2.1.3. Pertes supplémentaires.....	40
III.2.1.4. Pertes mécaniques .....	40
III.2.1.5. Pertes totales dans le moteur .....	40
III.2.2.Bilan des puissances .....	41
III.2.3. Rendement nominal.....	41
III.2.4. Résistance de magnétisation.....	41
III.3.Calcul des performances du moteur .....	42
III.3.1.Schéma électrique équivalent en T du moteur .....	42
III.3.2. Détermination des performances du moteur .....	43
III.4.Conclusion .....	44

### **Chapitre IV : Effets des harmoniques sur les performances du moteur**

IV.1.Introduction .....	46
IV.2.Définitions .....	46
IV.2.1.Composante fondamentale.....	46
IV.2.2 .Composante harmonique.....	46
IV.2.3.Rang harmonique .....	47
IV.2.4.Valeur efficace d'une onde distordue .....	47
IV.2.5.Taux de distorsion harmonique .....	47
IV.3.Harmoniques de temps et d'espace .....	47
IV.3.1. Harmoniques d'espace.....	48
IV.3.2. Harmoniques de temps .....	48

## Sommaire

---

IV.4.Effet des harmoniques sur le moteur.....	48
IV.4.1.Pertes supplémentaires.....	49
IV.4.1.1.Pertes supplémentaires dus aux harmoniques d'espaces.....	49
IV.4.1.1.1.Pertes dus aux flux de fuite d'encoche.....	50
IV.4.1.1.2.Pertes dus aux flux de fuite d'extrémité .....	50
IV.4.1.1.3.Pertes superficielles à haute fréquence .....	50
IV.4.1.1.4 .Pertes dus aux flux de fuite de répartition de l'enroulement.....	50
IV.4.1.1.5.Pertes de fuites d'inclinaison des encoches .....	50
IV.4.1.2.Pertes supplémentaires dus aux harmoniques de temps .....	50
IV.4.2.Couple parasites.....	50
IV.4.2.1. Couples parasites asynchrone .....	51
IV.4.2.2.Couples parasites synchrone .....	51
IV.4.3.Bruit magnétique .....	51
IV.5.Méthode d'analyse.....	52
IV.5.1.Détermination des paramètres du schéma équivalent en tenant compte des harmoniques de temps.....	52
IV.5.2. Détermination des performances du moteur en tenant compte des harmoniques de temps .....	53
IV.6. Conclusion.....	57

### **Chapitre V : Description du programme et application au moteur de 4KW**

V.1.Introduction.....	58
V.2.Description du programme.....	59
V.3.Application au moteur de 4KW .....	60
V.3.1.Résultats obtenus .....	67
V.3.2. Validation du programme.....	80
V.3.3. Interprétation des Courbes obtenues.....	80
V.4.Conclusion.....	87

### **Conclusion générale**

### **Annexe**

### **Bibliographie**

D'après les statistiques sur le domaine énergétique, on trouve que plus de 50% de l'énergie électrique qui est transformée en énergie mécanique, est effectuée par l'intermédiaire des moteurs asynchrones. Ces derniers sont très utilisés dans la compression, les systèmes de ventilation et de pompage. Pour maintenir la durée de vie de ce type de moteur et les faire fonctionner dans de bonnes conditions, il est impératif d'étudier leur conception et leur fonctionnement.

L'utilisation de l'outil informatique nous facilite le calcul, pour déterminer les dimensions principales de la machine, dimensionner sa feuille statorique et rotorique, déterminer ses paramètres électriques, magnétiques pour cela dans notre travail on a utilisé l'environnement MATLAB pour élaborer un programme de calcul qui nous facilite la tâche.

Il faut savoir que l'inconvénient majeur du moteur asynchrone est qu'il fonctionne à une seule vitesse lorsqu'il est alimenté directement par le réseau. Le développement de l'électronique de puissance et l'apparition des convertisseurs statiques a permis de commander la vitesse de ces moteurs, mais la tension qui est délivrée par ces convertisseurs n'est pas sinusoïdale, et par conséquent a des harmoniques d'ordre supérieur, influençant négativement sur les performances du moteur, donc on a développé le programme à fin qu'il nous permettra de déterminer les performances du moteur en utilisant l'alimentation sinusoïdale où non sinusoïdale, c'est-à-dire tiennent en compte des harmoniques d'ordre supérieure

# Introduction générale

## **Introduction générale**

D'après les statistiques sur le domaine énergétique, on trouve que plus de 50% de l'énergie électrique qui est transformée en énergie mécanique, est effectuée par l'intermédiaire des moteurs asynchrones. Ces derniers sont très utilisés dans la compression, les systèmes de ventilation et de pompage. Pour maintenir la durée de vie de ce type de moteur et les faire fonctionner dans de bonnes conditions, il est impératif d'étudier leur conception et leur fonctionnement.

L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est qu'il fonctionne à une seule vitesse lorsqu'il est alimenté directement par le réseau. Le développement de l'électronique de puissance et l'apparition des convertisseurs statiques a permis de commander la vitesse de ces moteurs, mais la tension qui est délivrée par ces convertisseurs n'est pas sinusoïdale et par conséquent a des harmoniques d'ordre supérieur, influençant négativement sur les performances du moteur.

Dans notre travail on va s'intéresser à l'étude des moteurs asynchrones à cage dans le but d'élaborer un programme de calcul d'une série de machines asynchrones triphasées, à cage d'écueil, sous environnement MATLAB qui nous permettra de : dimensionner la machine, déterminer ces paramètres électriques, magnétiques, et aussi déterminer ces performances en tenant compte des harmoniques de temps produite par l'alimentation non sinusoïdale.

Pour cela on a partagé notre travail en cinq chapitres, dont le premier est consacré aux généralités sur les moteurs asynchrones triphasés, le deuxième chapitre traite du dimensionnement et calcul des paramètres électriques et magnétiques, tandis que le troisième chapitre correspond au calcul des pertes et à la détermination des performances du moteur. Le quatrième chapitre est réservé à l'étude des effets des harmoniques sur les performances du moteur. Le cinquième chapitre est consacré à la description du programme et l'application au moteur de 4KW et on termine par une conclusion générale.

# Chapitre 1

*Généralités sur les moteurs asynchrones triphasés*

# Chapitre I Généralités sur les moteurs asynchrones triphasés

---

## I.1. Introduction

Les moteurs asynchrones ou les moteurs à induction, en particulier les moteurs à cage sont les plus employés, leur domaine d'application est très vaste ; on peut les utiliser dans le domaine industriel, domestique et agricole cela parce que les moteurs asynchrones sont robustes, très simples à utiliser, moins coûteux et ils ne nécessitent pas beaucoup d'entretien.

On peut citer que les moteurs à induction présentent une large gamme de puissance qui peut s'étendre de quelques Watts à quelques mégawatts, ce qui signifie, qu'ils peuvent entraîner différentes charges.

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

## I.2. Conception des parties actives de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé (parfois appelé moteur à induction triphasé) comprend deux parties actives : le stator (fixe) où on trouve l'enroulement relié à la source et le rotor qui est monté sur un axe libre à tourner.

Les deux parties actives sont séparées par un intervalle d'aire d'épaisseur très fine qui est appelé l'entrefer, son épaisseur est comprise entre 0.4 et 2mm seulement.

### ➤ Le stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé. Le stator possède un nombre paire de pôles.

### ➤ Le rotor

Le rotor se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir les barres conductrices court-circuitées par deux anneaux conducteurs.

## I.3.Principes Généraux

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

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

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

# Chapitre I Généralités sur les moteurs asynchrones triphasés

glissement. Lorsqu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme, fonctionnement hypersynchrone, la machine fonctionne en générateur alternatif. Mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotoriques.

## I.4. Normalisation

Les dimensions principales des moteurs ont été standardisées par les normes CENELEC (Comité européen de normalisation électrotechnique) et CEI (Commission électrotechnique internationale). Cette standardisation concerne les hauteurs et diamètres d'axe, les dimensions des supports, elle assure donc l'interchangeabilité des moteurs entre les différentes marques.

## I.5. Type de couplage des moteurs asynchrones

Lorsque la plaque signalétique d'un moteur triphasé indique la tension aussi bien pour un couplage en étoile que pour un couplage en triangle, cela signifie que le moteur peut être employé pour par exemple 220 V, mais aussi pour 380 V. A 220 V, le bobinage doit être raccordé en triangle. A 380 V, il est branché en étoile.

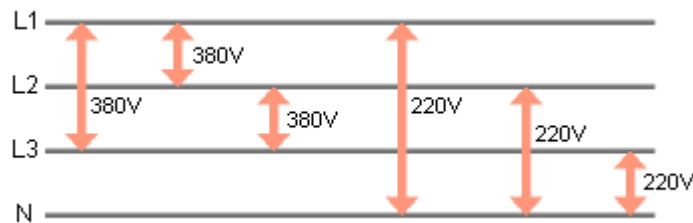
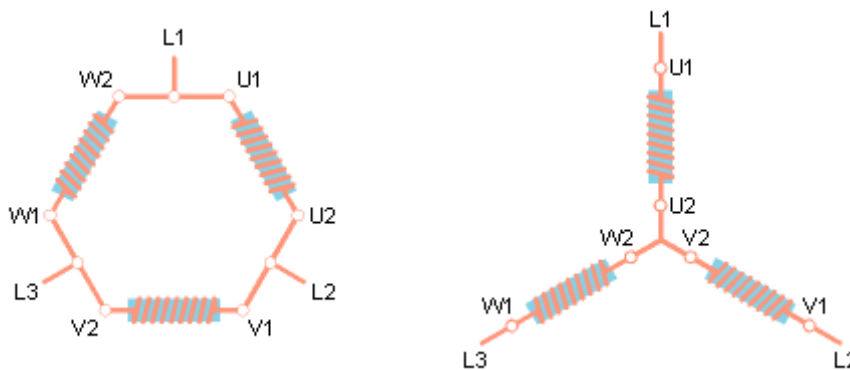


Figure I.1: Tensions d'un réseau triphasé (L1, L2, L3 : 3 phases, N : neutre).



Couplage triangle 220 V.

Couplage étoile 380 V.

Figure I.2 : les différents types de couplages d'un moteur asynchrone

## I.6. Différents types de bobinage

On peut effectuer le bobinage des moteurs à induction de plusieurs façons ; mais les types les plus utilisés sont :

# Chapitre I Généralités sur les moteurs asynchrones triphasés

---

## **I.6.1.L'enroulement imbriqué**

Il est beaucoup utilisé pour le bobinage du stator des moteurs de quelques dizaines de kilowatts et plus. Dans le cas des petits moteurs, on utilise l'enroulement concentrique [3]

## **I.6.2.L'enroulement ondulé**

Il est utilisé pour les moteurs asynchrones à bagues. Leur disposition dans l'encoche est différente par rapport aux autres enroulements.

## **I.6.3.L'enroulement concentrique**

Il est obligatoirement à une seule couche par contre l'enroulement ondulé et concentrique peut être à une seule ou à deux couches.

## **I.7.Démarrage des moteurs asynchrones**

Lors de la mise sous tension du moteur asynchrone l'intensité du courant appelé est très importante suivant le type et la puissance du moteur, elle peut atteindre quelque fois 8 fois le courant nominal en pleine charge. Ces pics de courant provoquent des chutes de tension excessives et des risques sur le moteur, donc il est nécessaire de limiter le courant de démarrage au borne du stator.

Le moteur peut démarrer si le couple de démarrage ( $C_d$ ) est supérieur au couple résistant ( $C_r$ ), le point de fonctionnement est l'intersection des caractéristiques mécaniques du moteur et de la charge à entraîner.

## **I.8.Différents types de machines asynchrones triphasées**

La constitution du stator est la même, la différence est située au niveau du rotor, on peut trouver deux types de rotors :

### **I.8.1.Rotor bobiné (à bague)**

Le rotor à bague comprend un bobinage triphasé semblable à celui du stator. Le rotor est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournante avec l'arbre, ces bagues permettent par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage. En fonctionnement normal les trois balais sont en court-circuit [3]

Ce type de moteur est plus compliqué à réaliser.

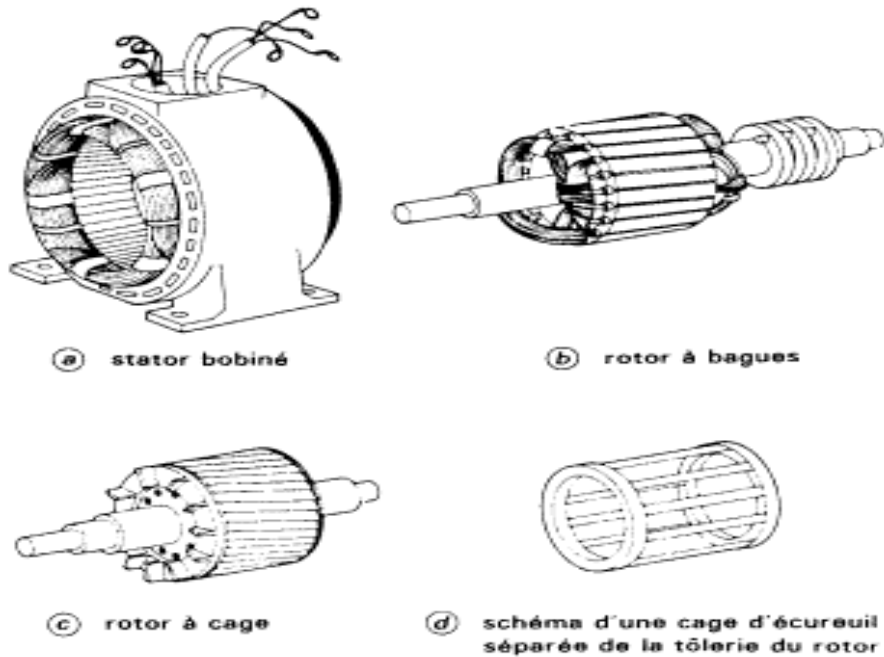


Figure I.3 : Types de moteur asynchrone

## I.8.2. Rotor à cage

Pour réduire le bruit et les couples parasites dus à la variation de la perméance d'entrefer, on incline les encoches rotoriques d'un ou de plusieurs pas dentaires, cette technique n'est intéressante que pour les moteurs de faibles puissances <15 KW

Il existe 3 types de rotors à cage selon l'application et la robustesse du moteur :

### ➤ Rotors à simple cage

C'est le plus utilisé et il est facile à réaliser. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit. Les tôles ferromagnétiques servent à canaliser les lignes de champ tandis que les barres accueillent les courants induits. Pour les moteurs de faible puissance, les rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées les unes des autres (feuillette) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi que les anneaux de court-circuit. Pour les moteurs de forte puissance, les barres sont insérées dans le rotor puis les anneaux de court-circuit sont soudés ou brasés aux barres. Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton. En général, les barres sont légèrement inclinées suivant l'axe du rotor afin que le nombre de barres présente sous une phase statorique soit constant quelle que soit la position du rotor. Ce procédé permet de diminuer la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours de la rotation du rotor (ou « effet d'encoche ») et de diminuer ainsi les oscillations du couple. C'est cette inclinaison des encoches qui donne à l'ensemble barres plus les anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil déformée.

## ➤ Rotor à double cage

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

## ➤ Rotor à double encoches ou à encoches profondes

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

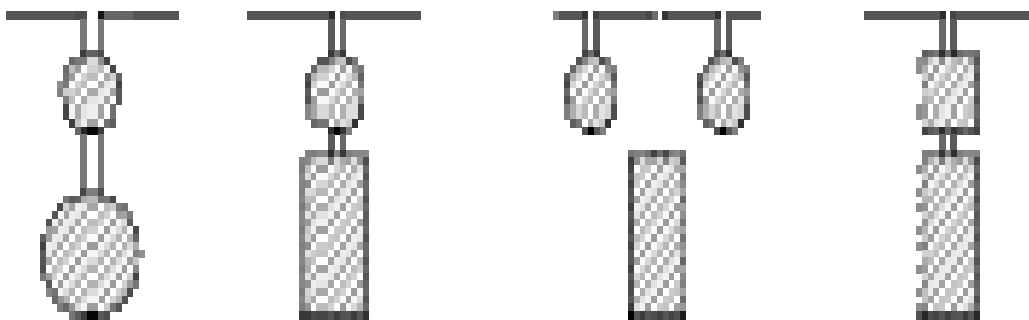


Figure I.4 : Différentes formes des barres dans les machines asynchrones

## I.9. Glissement et vitesse du rotor

Par définition, on appelle un glissement  $g$ , la vitesse relative du champ tournant par rapport au rotor ramenée à la vitesse du champ tournant

Il est décrit par la relation suivante :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s}$$

$N_s$  : la vitesse du synchronisme en tr/min

Cette vitesse dépend du nombre de paire de pôles de la machine, et de la fréquence d'alimentation, ils sont reliés par la relation :

# Chapitre I Généralités sur les moteurs asynchrones triphasés

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{p}$$

$f$  : la fréquence en Hz

D'après cette relation, on remarque que pour faire varier la vitesse de la machine on peut agir sur la fréquence d'alimentation ou sur le nombre de la paire de pôles.

La vitesse angulaire du champ tournant en [rd/s] est exprimée par :

$$\Omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot N_s}{60}$$

La vitesse angulaire rotorique en [rd/s] est définie par :

$$\Omega_r = g \cdot \Omega_s$$

En fonctionnement moteur, la valeur du glissement est comprise entre 0 et 1

Si  $w_r = 0$   $g = 1$  le rotor est immobile

Si  $w_r = 1$   $g = 0$  le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant

Le schéma de la figure ci-dessous représente la caractéristique mécanique  $C=f(N)$ , car le glissement est une fonction linéaire de la vitesse [2].

On peut définir sur cette caractéristique les différentes zones de fonctionnement, qui sont montrées dans la figure (I.5) suivante :

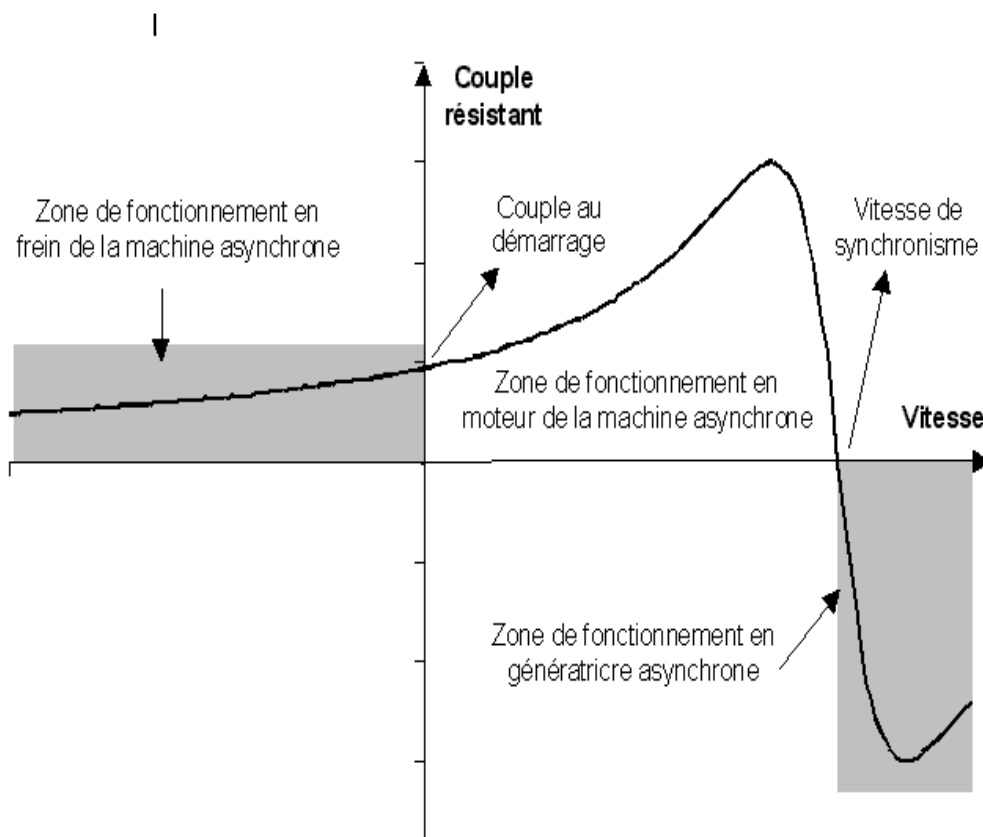


Figure I.5 : les trois domaines de fonctionnement de la machine asynchrone

# Chapitre I Généralités sur les moteurs asynchrones triphasés

## I.10. Pertes et rendement du moteur

Les pertes au niveau des moteurs asynchrones sont constituées : des pertes par effet Joule dans les bobinages parcourus par le courant au niveau du stator (pertes cuivre et pertes fer), des pertes dans l'induit au niveau du rotor, des pertes par frottement et ventilation au niveau du rotor. Les rendements donnés par les fabricants tiennent compte de toutes ces pertes.

Le rendement d'un moteur électrique est fortement influencé par sa puissance nominale. Cela signifie que le rendement atteignable augmente avec la puissance nominale du moteur. Dans la pratique le rendement d'un moteur asynchrone se situe entre 58 % et 96 % en fonction de la taille du moteur, comme indiqué dans la figure (I.6) :

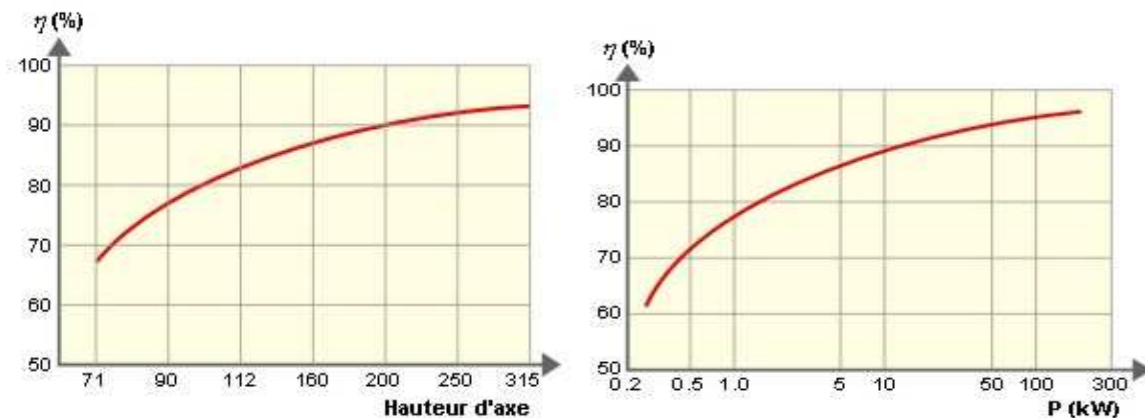


Figure I.6 : le rendement en fonction de la hauteur d'axe et la puissance de la machine

Au niveau constructif, les rendements des moteurs asynchrones peuvent être améliorés par :

La réduction des pertes du bobinage du stator en augmentant la section du cuivre.

La réduction des pertes dans le fer du stator en utilisant des aciers de meilleure qualité.

L'utilisation d'une meilleure ventilation.

L'amélioration des roulements et du graissage.

## I.11. Facteur de puissance de la machine

Le moteur à induction ne tire pas seulement du réseau de la puissance active qu'il transforme en travail mécanique, mais aussi de la puissance réactive nécessaire à l'excitation, mais avec laquelle il ne fournit pas réellement du travail. Il en résulte un facteur de puissance inférieur à 1.

Suivant la taille du moteur et le nombre de pôles, la valeur de  $\cos \varphi$  se trouve entre 0,6 (pour petits moteurs et nombre de pôles élevés) et **0,9** (pour grands moteurs et petit nombre de pôles).

## I.12. Conclusion

Dans ce chapitre on a donné un aperçu général sur les moteurs asynchrones triphasés, dans le reste du travail on s'intéresse seulement à l'étude du moteur à cage d'écureuil.

# Chapitre II

*Dimensionnement et calcul des paramètres électriques et magnétiques du moteur*

## II.1.Introduction

L'établissement du projet d'une machine électrique commence par le choix des dimensions et des matériaux de ces parties actives et constructives.

Et au premier lieu de ces dimensions principales : le diamètre extérieur  $D_{ext}$  et de la longueur fictive de l'induit  $L_i$ , après cela, on effectue des calculs électromagnétique.

À la suite de ces calculs, on vérifie si il ya lieu des corrections nécessaires dans les dimensions choisies primitivement, et on choisit des matériaux d'autres propriétés ;

Puis on reprend tout ces calculs jusqu'à ce qu'on obtient des résultats qui répondent entièrement aux exigences énoncées dans le cahier des charges.

L'utilisation de l'outil informatique facilite les calculs pour dimensionner les machines, et déterminer ces différents paramètres électriques, et magnétiques, on utilisant des formules mathématiques et empiriques, mais il y'a un certain nombre de coefficients qui sont déterminés expérimentalement.

## II.2.Données initiales pour le calcul de la machine asynchrone

Avant d'effectuer ces calculs, il est impératif de consulter le cahier des charges ou la plaque signalétique qui détermine ;

Le régime nominal de fonctionnement (données standards)

Tension nominale (standard)

Le nombre de phase du stator

Le couplage des phases du stator

La vitesse de synchronisme

Le degré de protection

La fréquence d'alimentation

Les systèmes de refroidissement

Le type de fixation

Les conditions climatiques

Le système de couplage au mécanisme extérieur

### **II.3.Approche du choix des dimensions optimales d'une machine**

En étudiant le projet d'une machine électrique dont la puissance et la vitesse sont données dans un cahier de charge, et on cherche à choisir ses dimensions de telle sorte qu'elle occupe un espace aussi petit que possible, et que sa masse et son coût de fabrication est minimum. Or les pertes d'énergie relative augmente quand les dimensions de la machine diminue.

Aussi les matériaux et les dimensions de la machine sont choisis de telle sorte que l'intensité du champ électrique dans les isolants, les contraintes mécaniques, et les déformations ainsi que la température se situent dans les limites admissibles.

Nous déterminons dans ce chapitre les grandeurs liées à la géométrie de la machine, les paramètres électriques ainsi que les paramètres magnétiques.

### **II.4.Dimensionnement de la machine**

#### **II.4.1.Calcul et choix des dimensions principales du stator**

##### **➤ Choix du diamètre extérieur**

Le diamètre extérieur est déterminé en fonction de la puissance normalisée pour différentes paires de pôles (P) suivant le tableau 1 (voir ANNEXE)

##### **➤ Calcul du diamètre de l'alésage du stator**

Le diamètre intérieur est donné en fonction de diamètre extérieur pour les différentes paires de pôles par le tableau 4 (voir ANNEXE).

##### **➤ Longueur virtuelle de l'induit**

La longueur virtuelle de l'induit est définie comme étant la longueur fictive de l'induit présentant la même reluctance d'induit réel sans canaux de ventilation ni franges du flux aux extrémités. Elle est calculée suivant l'expression ci-dessous :

$$L_i = \lambda \cdot D_1 \quad (II.1)$$

$L_i$  : Longueur virtuelle de l'induit [mm]

$D_1$  : Diamètre de l'alésage du stator [mm]

$\lambda$  : Facteur de géométrie de la machine, il est défini comme le rapport entre la longueur virtuelle de l'induit et le diamètre intérieur du stator. Il est déterminé par des marges admissibles. Il est en fonction de la hauteur d'axe et du nombre de paires de pôles ainsi que du degré de protection. La valeur maximale de  $\lambda$  est donnée par l'expression suivante.

$$\lambda_{max} = (1.46 - 71 \cdot 10^{-5} \cdot D_{ext}) \cdot K_{\lambda p} \quad (II.2)$$

$K_{\lambda p}$  : Coefficient donné dans les tableaux 4 (voir ANNEXE) pour différentes paires de pôles.

➤ **Pas polaire**

Le pas polaire est défini comme étant la distance entre deux axes de pôles voisins, il est donné par l'expression suivante :

$$\tau = \pi \frac{D_1}{2 \cdot P} \quad (II.3)$$

Avec :

$\tau$  : Pas polaire en [mm]

$P$  : Nombre de paire de pôles.

➤ **Pas polaire en nombre d'encoches**

$$\tau_p = \frac{Z_1}{2 \cdot p} \quad (II.4)$$

$Z_1$  : Nombre d'encoches statoriques

➤ **Pas d'enroulement**

C'est la distance entre les cotés actifs de deux sections qui se suivent

$$Y_1 = \left( \frac{Z_1}{2 \cdot p} \right) \pm \varepsilon \quad (II.5)$$

$Y_1$  : Pas d'enroulement

$\varepsilon$  Le pas de raccourcissement S'il n'y a pas de raccourcissement  $\varepsilon = 0$

➤ **Angle électrique**

$$Y = 360 \cdot \frac{p}{Z_1} \quad (II.6)$$

$Y$  : Angle électrique [degrés]

➤ **Puissance électromagnétique**

C'est la puissance nominale transmise du stator vers le rotor à travers l'entrefer, elle est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = k_e \cdot \left( \frac{P_{nom}}{\eta_{nom} \cdot \cos \omega_{nom}} \right) \quad (\text{II.7})$$

$P_e$  : Puissance électromagnétique nominale de la machine [kW]

$P_{nom}$  : Puissance nominale de la machines en [W]

$\cos \omega_{nom}$  : Facteur de puissance nominal de la machine.

$\eta_{nom}$  : Rendement nominal de la machine

$K_e$  : Facteur qui tient compte de la chute de tension dans la phase statorique, Il est donné en fonction du nombre de paires de pôles (p) par l'expression suivante :

$$k_e = 0.98 - 5 \cdot p \cdot 10^{-3} \quad (\text{II.8})$$

### ➤ Charge linéaire

La charge linéaire représente les ampères tours par unité de longueur du périmètre de l'induit .Elle caractérise l'utilisation électrique de la machine, elle est donnée en fonction du diamètre extérieur pour les différentes nombre de paires de pôles représenté sur la figure A.7 (voir ANNEXE)

### ➤ Choix du type d'encoches

Généralement, on prend pour les machines qui ne dépassent pas 150KW les encoches semi-fermées trapézoïdales.

### ➤ Pas dentaire

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

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D_1}{Z_1} \quad (\text{II.9})$$

$t_1$  : Pas dentaire en [mm].

### ➤ Nombre d'encoches statorique par pole et par phase

Le nombre d'encoches statorique par pôle et par phase  $q_1$  est donné par la relation suivante :

$$q_1 = \frac{Z_1}{2 \cdot P \cdot m_1} \quad (\text{II.10})$$

$q_1$  : Nombre d'encoches par pôles et par phases

$m_1$ : Le nombre de phases statoriques

➤ **Densité de courant**

Le choix de la densité de courant doit obéir aux critères électriques et thermiques. En effet, on doit veiller à ce que les pertes de la machine soient minimales pour avoir un bon rendement et éviter ainsi de grands échauffements, pouvant affecter l'isolation de la machine.

La densité de courant est donnée en fonction du diamètre extérieur par la courbe de la figure A.6 (voir ANNEXE).

**II.4.2. Induction dans l'entrefer**

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

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

$$B_{\delta} = \frac{6.11 \cdot P_e \cdot 10^{12}}{\alpha_i \cdot K_{fer} \cdot K_{enr1} \cdot N \cdot D_1 \cdot A_1 \cdot L_i} \quad (II.11)$$

$B_{\delta}$ : L'induction en [T]

Le cas où le champ magnétique est sinusoïdal

$$\left. \begin{aligned} k_{fer} &= \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \\ \alpha_i &= \frac{2}{\pi} \end{aligned} \right\}$$

$A_1$ : Charge linéaire [A/m]

$P_e$ : Puissance électromagnétique [kW]

$\alpha_i$ : Coefficient de recouvrement polaire

$k_f$ : Coefficient de forme de l'onde de l'induction dans l'entrefer

$k_{enr1}$ : Coefficient d'enroulement qui est le produit du recouvrement polaire

et du coefficient de distribution. Il est donné par l'expression suivante :

$$K_{enr1} = K_r \cdot K_d \quad (II.12)$$

Avec :

$$K_r = \frac{\sin \beta \cdot \pi}{2} \quad (II.13)$$

$$\beta = \frac{y}{\tau_p} \quad (\text{II.14})$$

$$K_d = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2.m_1}\right)}{q_1.\sin\left(\frac{\pi}{2.m_1.q_1}\right)} \quad (\text{II.15})$$

$m_1$  : Nombre de phases statoriques

$\beta$  : Angle de raccourcissement de l'enroulement

$q_1$  : Nombre d'encoches par pôle et par phase

$N$  : vitesse de synchronisme [tr/mn]

### II.4.3.Calcul et choix du type d'enroulement

#### ➤ Choix du type d'enroulement

L'enroulement est un élément important dans la conception des machines asynchrones. Sa conception doit assurer la tenue mécanique, électrique et thermique pendant toute le processus de transformation de l'énergie.

Pour les machines qui ne dépassent pas 10KW on utilise les enroulements à une seule couche, au de-là on utilise des enroulements à deux couches qui ont l'avantage de réduire les effets des harmoniques.

#### ➤ Courant nominal dans une phase statorique

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

$$I_{nom} = \frac{P_{nom}.10^3}{m_1.U_{nom}.\eta_{nom}.\cos\omega_{nom}} \quad (\text{II.16})$$

$I_{nom}$  : Le courant nominal de la machine en [A]

$U_{nom}$  : Tension simple nominale [v]

#### ➤ Nombre de conducteurs effectifs

Le nombre de conducteurs effectifs est défini comme étant le nombre de conducteurs qui occupent l'encoche, il est donné par la formule suivante :

$$U_{enc1} = \frac{a_2.t_1.A_1.10^{-3}}{I_{nom}} \quad (\text{II.17})$$

$A_1$  : Charge linéaire en [A/m]

$a_2$  : Nombre de voies parallèles.

#### ➤ Nombre de spires par phases

C'est le nombre de spires que contient une phase statorique. Il est donné par l'expression suivante :

$$W_1 = \frac{U_{enc1} \cdot Z_1}{2 \cdot a_2 \cdot m_1} \quad (\text{II.18})$$

➤ **Section effective d'un conducteur**

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

$$S_{eff} = \frac{I_{nom}}{a_2 \cdot J_1} \quad (\text{II.19})$$

$S_{eff}$  : La section effective en [mm<sup>2</sup>]

$J_1$  : Densité du courant [A/mm<sup>2</sup>]

Si la section  $S_{eff} \geq 1.8$  (mm<sup>2</sup>) on la divise par un nombre entier  $N_{el}$ .

On aura alors la section effective  $S_{eff} = S_{eff} / N_{el}$ .

Une fois calculée, on fait le choix de la section standard nominalisée la plus proche de celle calculée.

Dans le programme informatique la section standard proche de celle calculée ainsi que le diamètre du conducteur avec et sans isolation sont extraites du tableau 8 (voir ANNEXE)

#### II.4.4. Dimensionnement de la feuille statorique

➤ **Largeur de la dent statorique**

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

$$b_{z1} = \frac{t_1 \cdot B_\delta}{k_{fer} \cdot B_{z1max}} \quad (\text{II.20})$$

$b_{z1}$  : La largeur de la dent en [mm]

$k_{fer}$  : Le coefficient de remplissage du paquet de tôles statorique et rotorique. Il est déterminé comme le rapport entre la longueur de l'induit sans isolation sur sa longueur avec isolation

$k_{fer} = 0.95$  Pour l'isolation avec oxydation

$k_{fer} = 0.97$  Pour l'isolation avec vernis

$B_{z1max}$  : Induction maximale dans la dent statorique, elle est donnée en fonction du nombre de paires de pôles dans le tableau 5 (voir ANNEXE)

➤ **Hauteur du dos du stator**

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

$$h_{c1} = \frac{(0.5 \cdot \alpha_i \cdot \tau \cdot B_\delta)}{K_{fer} \cdot B_{c1}} \quad (II.21)$$

$h_{c1}$  : la hauteur du dos statorique en [mm]

$\alpha_i$  : Coefficient de recouvrement polaire

$B_{c1}$  : Induction magnétique dans le dos du stator donnée par le tableau 2 (voir ANNEXE).

La hauteur de la culasse  $h_{c1}$  peut être calculée par l'expression suivante :

$$h_{c1} = \left[ \frac{D_{ext} - D_1}{2} \right] - h_{z1} \quad (II.22)$$

➤ **Largeur minimale de l'encoche statorique**

La largeur minimale de l'encoche est déduite géométriquement, en calculant le pas dentaire mesuré à partir de la base de la clavette .Elle est donnée par l'expression suivante :

$$b_{enc1} = \left( \frac{\pi \cdot (D_1 + 0.2 \cdot h_{z1})}{Z_1} \right) - b_{z1} \quad (II.23)$$

$b_{enc1}$  : la largeur minimale de l'encoche statorique en [mm]

➤ **Largeur maximale de l'encoche**

$$b_{enc2} = \left( \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot h_{z1})}{Z_1} \right) - b_{z1} \quad (II.24)$$

➤ **Hauteur de la dent statorique**

La hauteur de la dent est donnée par l'expression suivante

$$h_{z1} = 0.5 \cdot (D_{ext} - D_1) \cdot h_{c1} \quad (II.25)$$

$h_{z1}$  : Hauteur de la dent statorique en [mm]

On peut calculer  $h_{z1}$  par l'expression suivante

$$h_{z1} = h_{enc1} + h_{f1} + h_{k1}$$

$h_{enc1}$  : Hauteur de l'encoche statorique

$h_{f1}$  : Hauteur de la fente statorique

$h_{k1}$ : Hauteur de la clavette statorique

➤ **Hauteur de l'encoche**

La hauteur de l'encoche en [mm] est donnée par la relation suivante

$$h_{enc1} = h_{z1} - (h_{f1} + h_{k1}) \quad (II.26)$$

La hauteur de la fente d'encoche statorique  $h_{f1}$  est comprise dans l'intervalle :

$$1.2 \leq h_{f1} \leq 1.8 \quad [\text{mm}]$$

➤ **Hauteur de la clavette**

Généralement, la hauteur de la clavette est donnée par l'expression suivante

$$h_{k1} = 0.5 \cdot (b_{enc1} - b_{f1}) \quad (II.27)$$

$h_{k1}$ : Hauteur de la clavette en [mm]

$b_{f1}$  : Largeur de la fente d'encoche statorique  $b_{f1} \leq 4$  [mm]

➤ **Ouverture de l'encoche statorique**

L'encoche trapézoïdale, dispose à sa sortie d'une ouverture destinée au passage des conducteurs, toutes fois cette ouverture ne doit pas dépasser 4mm

$$b_{f1} \leq 4 \text{ mm}$$

➤ **Section occupée par les conducteurs**

Pour les encoches de forme trapézoïdale la section occupée par les conducteurs est donnée par l'expression suivante :

$$S_{enc1} = (0.5[b_{enc1} + b_{enc2}] \cdot h_{enc1}) - s_{iso} \quad (II.28)$$

$S_{enc1}$  : La section occupée par les conducteurs en [mm<sup>2</sup>]

$S_{iso}$ : Section occupée par l'isolation en [mm<sup>2</sup>] est donnée par l'expression suivante :

$$S_{iso} = (b_{enc2} + 2 \cdot h_{enc1}) \cdot e_1 + 0.5(b_{enc1} + b_{enc2}) \cdot e_3 + b_{enc1} \cdot e_2 \quad (II.29)$$

$e_1$ : Épaisseur de l'isolation du contour extérieur de l'encoche en [mm]

$e_2$ : Épaisseur de l'isolation de la clavette en [mm]

$e_3$ : Épaisseur de l'isolation en [mm] entre les coches, pour un enroulement à deux coches.

Les épaisseurs d'isolation sont extraites automatiquement du tableau 1 (voir ANNEXE)

➤ **Coefficient de remplissage**

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

$$K_{ra} = \frac{U_{enc1} \cdot N_{el} \cdot d_{iso}^2}{S_{enc1}} \quad (II.30)$$

Il est compris entre les deux valeurs suivantes :  $0.7 \leq k_{ra} \leq 0.75$

$k_{ra}$  : Le coefficient de remplissage du paquet statorique

## II.4.5. Dimensionnement du rotor

### II.4.5.1. Choix est calcul des dimensions principales

➤ **Nombre d'encoches rotoriques**

Le choix du nombre d'encoches rotoriques est déterminé en fonction du nombre d'encoches statoriques. Le tableau 11 (voir ANNEXE)

➤ **Diamètre extérieur du rotor**

Connaissant les valeurs de l'entrefer et de l'alésage du stator, le diamètre extérieur du rotor a pour l'expression :

$$D_2 = D_1 - 2 \cdot \delta \quad (II.31)$$

$D_1$  : Le diamètre extérieur du rotor en [mm]

$D_2$  : Le diamètre intérieur du stator en [mm]

$\delta$  : L'épaisseur de l'entrefer en [mm]

➤ **Pas dentaire rotorique**

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

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_2}{Z_2} \quad (II.32)$$

$t_2$  : Le pas dentaire en [mm]

➤ **Pas polaire rotorique**

$$\tau_2 = \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p} \quad (II.33)$$

$\tau_2$  : Pas polaire rotorique en [mm]

➤ **Force électromotrice dans la barre rotorique**

La FEM induite dans une barre rotorique est déterminée par la relation suivante :

$$E_{ba} = \frac{W_2 \cdot k_{enr2}}{(W_1 \cdot k_{enr1})} \cdot E_1 \quad (\text{II.34})$$

Avec:

$\frac{W_2 \cdot k_{enr2}}{W_1 \cdot k_{enr1}}$  : Rapport de transformation

$W_2$  : Nombre de spires par pôle et par phase du rotor

$k_{enr2}$  : Facteur d'enroulement rotorique

$W_1$  le nombre de spires par pôle et par phase du stator

$k_{enr1}$  : Facteur d'enroulement statorique

$E_{ba}$ : La tension induite dans la barre rotorique

L'enroulement à cage peut être assimilé à un enroulement polyphasé dont le nombre de phases est égal au nombre d'encoches rotoriques ( $m = Z_2$ ). Dans ce cas,  $k_{enr2} = 1$  et  $W_2 = \frac{1}{2}$

➤ **Courant dans la barre**

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

$$I_2 = 1.11 \cdot I_{1nom} \cdot 2 \cdot m_1 \cdot W_1 \cdot \frac{\cos\phi_{nom} \cdot k_{enr1}}{Z_2} \quad (\text{II.35})$$

Avec:

$I_{nom}$ : Courant nominal statorique en [A]

$m_1$  : Nombre de phases au stator.

➤ **Hauteur de la dent rotorique**

La hauteur de la dent est donnée par l'expression suivante :

$$h_{z2} = 0.5 \cdot (D_2 - D_{2int}) - h_{c2} \quad (\text{II.36})$$

$h_{z2}$  : Hauteur de la dent en [mm]

Avec :

$$D_{2int} = (0.3 \text{ à } 0.35) \cdot D_2$$

$D_{2int}$  : Diamètre intérieur du rotor [mm]

$h_{c2}$  : La hauteur de la culasse rotorique [mm]

➤ **Diamètre de l'encoche rotorique**

Étant donné que la forme de l'encoche est ovale, le diamètre inférieur de l'encoche est donné par l'expression géométrique suivante :

$$b_1 = \frac{[\pi(D_2 - 2 \cdot h_{z2}) - Z_2 \cdot b_{z2}]}{[\pi + Z_2]} \quad (\text{II.37})$$

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

$$b_2 = \frac{[\pi(D_2 - 2 \cdot h_{f2}) - Z_2 \cdot b_{z2}]}{Z_2 - \pi} \quad (\text{II.38})$$

$b_1$  : Le diamètre inférieur de l'encoche rotorique en [mm]

$b_2$  : Le diamètre supérieur de l'encoche rotorique en [mm]

$h_{f2}$  : Hauteur de la fente rotorique en [mm]

➤ **Hauteur du pont**

La hauteur du pont de l'encoche du stator  $h_{f2}$  varie entre 0.5 et 0.7 [mm] .

➤ **Hauteur de la culasse du rotorique**

La hauteur de la culasse est déduite de la loi de conservation du flux. Elle est donnée par l'expression ci-dessous :

$$h_{c2} = 0.5 \cdot \frac{(\alpha_i \cdot \tau \cdot B_\delta)}{k_{fer} \cdot B_{c2}} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$h_{c2}$  : Hauteur de la culasse rotorique en [mm]

$\tau$  : Pas polaire [mm]

$B_\delta$  : Induction dans l'entrefer [T]

$\alpha_i$  : Coefficient de recouvrement polaire.

$B_{c2}$  : Induction dans la culasse rotorique [T].

$K_{fer}$  : Coefficient de remplissage des paquets de tôles.

La hauteur de la dent rotorique est donnée aussi en fonction de la hauteur de la culasse par la relation suivante :

$$h_{z2} = 0.5 (D_2 - D_{2int}) \quad (\text{II.40})$$

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

$D_{2int}$  : Diamètre intérieur de rotor en [mm]

$D_2$  : Diamètre extérieur du rotor en [mm]

$$D_{2int} = (0.3 \text{ à } 0.35). D_2 \quad (\text{II.41})$$

➤ **Hauteur de l'encoche rotorique**

La hauteur de l'encoche en [mm] est donnée en fonction des diamètres de l'encoche ovale par l'expression suivante :

$$h_{enc2} = h_2 + 0.5(b_1 + b_2) \quad (\text{II.42})$$

$$h_2 = h_{z2} - h_{f2} - 0.5(b_1 + b_2) \quad (\text{II.43})$$

$h_{enc2}$  et  $h_2$  sont exprimés en [mm]

$h_{f2}$  : Hauteur de la fente de l'encoche rotorique, sa valeur est comprise entre 0.5 et 0.7 mm

➤ **Cage rotorique**

La cage rotorique est à encoches ovales dans lesquelles sont logées les barres court-circuitées à leurs extrémités par deux anneaux.

➤ **Section de la barre**

La section de la barre est donnée par l'expression suivante :

$$S_b = 0.125. (b_1 + b_2). \pi + (b_1 + b_2). h_2. 0.5 \quad (\text{II.44})$$

$S_b$ : Section de la barre en [mm<sup>2</sup>]

➤ **Densité de courant**

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

$$J_b = \frac{I_2}{b_2} \quad (\text{II.45})$$

$J_b$  : Densité de courant en [A/mm<sup>2</sup>]

#### II.4.5.2. Dimensionnement de l'anneau de court-circuit

➤ **Section transversale de l'anneau**

La section transversale de l'anneau est donnée par la relation suivante :

$$S_{an} = (0.35 \text{ à } 0.45) \cdot \frac{Z_2 \cdot S_b}{2 \cdot P} \quad (\text{II.46})$$

$S_{an}$  : Section transversale de l'anneau en [mm<sup>2</sup>]

➤ **Hauteur de l'anneau de court-circuit**

La hauteur de l'anneau est donnée par la relation suivante :

$$h_{an} = (1.1 \text{ à } 1.25) \cdot h_{z2} \quad (\text{II.47})$$

$h_{an}$  : Hauteur de l'anneau en [mm]

➤ **Largueur de l'anneau**

La largeur de l'anneau est donnée par la relation suivante :

$$b_{an} = \frac{S_{an}}{h_{an}} \quad (\text{II.48})$$

$b_{an}$  : La largeur de l'anneau en [mm]

➤ **Diamètre de l'anneau**

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

$$D_{an} = D_2 - h_{an} \quad (\text{II.49})$$

➤ **Densité de courant dans l'anneau**

La densité de courant dans l'anneau est le rapport du courant circulant dans l'anneau à la section de l'anneau .Elle est donnée par la relation suivante :

$$J_{an} = \frac{I_{an}}{S_{an}} \quad (\text{II.50})$$

$J_{an}$  : La densité de courant dans l'anneau en [A/mm<sup>2</sup>]

$I_{an}$  : Le Courant dans l'anneau en [A]

Le Courant dans l'anneau est donné par la relation suivante : [1]

$$I_{an} = \frac{I_{bar}}{k_{red}} \quad (\text{II.51})$$

$K_{red}$  : Coefficient de réduction qui est donnée par l'expression suivante [1] :

$$k_{red} = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Z_2}\right) \quad (\text{II.52})$$

## II.5.Calcul du circuit magnétique

L'objet de cette partie est de calculer la force magnétomotrice  $F$  nécessaire à l'aimantation de la machine ainsi que le courant magnétisant responsable de la création du champ tournant statorique.

Cette force magnétomotrice est calculée en se basant sur la loi générale de la circulation de champ tournant

$$F = \int H \cdot dL \quad (\text{II.53})$$

En subdivisant le circuit magnétique en tronçons élémentaires de sorte que la valeur du champ de chaque élément soit constante, l'intégrale se ramène à la somme suivante :

$$F = \sum_i^n H_i \cdot L_i \quad (\text{II.54})$$

Avec :

$L_i$  : Représente la ligne moyenne des tronçons choisis.

$H_i$  : Intensité du champ magnétique dans ce tronçon

Le calcul du champ sera fait pour une paire de pôles

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

- a- la culasse statorique
- b- la culasse rotorique
- c- les dents statoriques
- d- les dents rotoriques
- e- L'entrefer

### II.5.1. Circuit magnétique statorique

Pour déterminer les intensités du champ magnétique dans les paires de pôles de la machine, il faut au préalable calculer les inductions des différents tronçons du circuit magnétique.

#### ➤ Chute de potentiel magnétique dans les dents du stator

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

$$F_{z1} = H_{z1} \cdot h_{z1} \cdot 10^{-3} \quad (\text{II.55})$$

$F_{z1}$  : Chute de potentiel magnétique en [A]

La valeur du champ  $H_{z1}$  qui correspond à l'induction  $B_{z1}$ , est tirée du tableau 3 (voir ANNEXE).

#### ➤ Induction dans la culasse du stator

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

$$B_{c1} = \frac{0.5 \cdot \alpha_i \cdot \tau \cdot B_\delta}{k_{fer} \cdot h_{c1}} \quad (II.56)$$

$B_{c1}$  : Induction dans la culasse du stator en [T]

$h_{c1}$  : Hauteur de la culasse statorique [mm]

$\alpha_i$  : Coefficient de recouvrement polaire

➤ **Induction dans les dents du stator**

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

$$B_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_1}{K_{fer} \cdot b_{z1}} \quad (II.57)$$

$B_{z1}$  : Induction dans les dents du stator en [T]

$b_{z1}$  : Largueur de la dent statorique en [mm]

➤ **Chute de potentiel magnétique dans la culasse statorique**

La chute de potentiel magnétique dans la culasse statorique est donnée par la formule suivante :

$$F_{c1} = L_{c1} \cdot H_{c1} \cdot 10^{-3} \quad (II.58)$$

$F_{c1}$  : Chute de potentiel magnétique dans la culasse en [A]

$H_{c1}$  : Intensité de champ magnétique correspondant à l'induction dans la culasse. L'induction  $B_{c1}$  est donnée par le tableau 2 (voir ANNEXE).

$L_{c1}$  : longueur moyenne des lignes du champ dans la culasse statorique, donnée par la relation suivante :

$$L_{c1} = \pi \cdot \frac{D_{ext} - h_{c1}}{2 \cdot p} \quad (II.59)$$

$L_{c1}$  : Longueur moyenne des lignes du champ dans la culasse statorique en [mm]

$D_{ext}$  : Le diamètre extérieur du stator [mm]

➤ **Chute de potentiel dans l'entrefer**

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est proportionnelle à l'induction dans celui-ci et son épaisseur, elle est donnée par la relation suivante :

$$F_{\delta} = \left(\frac{1}{\mu_0}\right) \cdot B_{\delta} \cdot k_{\delta} \cdot \delta \cdot 10^{-3} \quad (\text{II.60})$$

$F_{\delta}$  : Chute de potentiel magnétique en [A]

$\delta$  : Épaisseur de l'entrefer en [mm]

$B_{\delta}$  : Induction dans l'entrefer en [T]

$K_{\delta}$  : Coefficient de Carter qui tient compte de la non-uniformité de l'entrefer, il est donnée par la relation suivante :

$$K_{\delta} = K_{\delta 1} \cdot K_{\delta 2} \quad (\text{II.61})$$

Avec :

$$k_{\delta 1} = \frac{b_{f1}}{t_1 - b_{f1} + \left(5 \cdot \delta \cdot \frac{t_1}{b_{f1}}\right)} + 1 \quad \Longrightarrow \quad \text{Stator} \quad (\text{II.62})$$

$$k_{\delta 2} = \frac{b_{f2}}{t_2 - b_{f2} + \left(\frac{5 \cdot \delta \cdot t_2}{b_{f2}}\right)} \quad \Longrightarrow \quad \text{Rotor} \quad (\text{II.63})$$

$b_{f1}$  : Largueur de la fente statorique [mm]

$b_{f2}$  : Largueur de la fente rotorique [mm]

Si l'encoche rotorique est fermée  $b_{f2} = 0$  donc on aura  $k_{\delta 2} = 1$

### II.5.2. Choix de l'entrefer

Le choix de l'entrefer est un sujet important dans la construction de la machine. d'un côté , il doit être aussi grand que possible afin de réduire les pertes supplémentaires produites par les pulsations du champ magnétique, et de la dispersion provoqués par les harmoniques d'ordre supérieur du champ, de l'autre côté, on doit le maintenir aussi petit que possible pour avoir un bon facteur de puissance et par conséquent , une grande capacité de surcharge .Pour cela on adopte la formule suivante :

$$\delta = 2.95 \cdot 10^{-3} \cdot D_{ext} - 5.44 \cdot 10^{-2} \quad (\text{II.64})$$

### II.5.3. Circuit magnétique rotorique

#### ➤ Induction dans la dent

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

$$B_{z2} = \frac{B_{\delta} \cdot t_2}{K_{fer} \cdot b_{z2}} \quad (II.65)$$

$B_{z2}$  : Induction dans les dents rotoriques en [T]

$b_{z2}$  : Largueur de la dent rotorique en [mm]

➤ **Chute de potentiel magnétique dans les dents du rotor**

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

$$F_{z2} = H_{z2} \cdot (h_{z2} - 0.4 \cdot b_2) \cdot 10^{-3} \quad (II.66)$$

$F_{z2}$  : Chute de potentiel magnétique dans les dents rotoriques [A]

$H_{z2}$  : Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans  $B_{z2}$ . Elle est donnée par le tableau 3 (voir ANNEXE).

$L_{z2}$  : Longueur moyenne de parcours de la ligne de champ dans la culasse elle est donnée par la formule suivante :

$$L_{z2} = \frac{\pi(D_{ext} - h_{z2})}{2 \cdot p} \quad (II.67)$$

$L_{z2}$  : exprimé en [mm]

$h_{z2}$  : Hauteur de la dent rotorique en [mm]

➤ **Induction magnétique dans la culasse rotorique**

L'induction magnétique dans la culasse rotorique est donnée par la formule suivante :

$$B_{c2} = \frac{(0.5 \cdot B_{\delta} \cdot \alpha_i \cdot \delta)}{K_{fer} \cdot h_{c2}} \quad (II.68)$$

$h_{c2}$  : Hauteur de la culasse rotorique en [mm]

$B_{c2}$  : Induction magnétique dans la culasse rotorique en [T]

➤ **Parcours moyen du flux dans la culasse rotorique**

Le parcours moyen du flux dans la culasse rotorique est donné par la formule suivante :

$$L_{c2} = (D_2 - 2 \cdot h_{z2} - h_{c2}) \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p} + h_{c2} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot p} + h_{c2} \quad (II.69)$$

$L_{c2}$  : exprimée en [mm]

$D_2$  : Diamètre extérieur du rotor en [mm]

➤ **Chute de potentiel magnétique dans la culasse statorique:**

La chute de potentiel magnétique dans la culasse statorique est donnée par la formule suivante :

$$F_{c1} = L_{c1} \cdot H_{c1} \cdot 10^{-3} \quad (\text{II.70})$$

Avec :

$F_{c1}$  : chute de potentiel magnétique en [A]

$H_{c1}$  : Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans la culasse  $B_{c1}$ . Elle est donnée par le tableau 2 (voir ANNEXE).

$L_{c1}$  : Longueur moyenne de parcours de la ligne de champ dans la culasse elle est donnée par la formule suivante :

$$L_{c1} = \frac{\pi(D_{ext} - h_{c1})}{2 \cdot p} \quad (\text{II.71})$$

$L_{c1}$  : hauteur de la culasse statorique en [mm].

### ➤ Chutes de potentiel magnétique dans la culasse rotorique

La chute de potentiel magnétique dans la culasse rotorique est donnée par la formule suivante :

$$F_{c2} = L_{c2} \cdot H_{c2} \cdot 10^{-3} \quad (\text{II.72})$$

$F_{c2}$  : exprimé en [A]

$H_{c2}$  : Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans la culasse  $B_{c2}$ , elle est donnée par le tableau 2 (voir ANNEXE)

### ➤ Force magnétomotrice totale à vide par paire de pôles

La force magnétomotrice à vide par paire de pôles est donnée par la relation suivante :

$$\sum F_i = 2 \cdot (F_\delta + F_{z1} + F_{z2}) + F_{c1} + F_{c2} \quad (\text{II.73})$$

Le facteur deux est dû au fait que les lignes de champ parcourent deux fois l'entrefer et les dents statorique et rotorique.

### ➤ Coefficient de saturation

On a deux principaux coefficients de saturation

### ➤ Coefficient de saturation des dents

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

$$K_{\mu z} = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} \quad (\text{II.74})$$

Le coefficient de saturation des dents  $k_{\mu z}$  est compris entre 1.1 et 1.4

➤ **Coefficient de saturation de la machine**

$$k_{\mu} = \sum \frac{F_i}{2.F_{\delta}} \quad (\text{II.75})$$

$k_{\mu}$  est aussi exprimé par la relation :

$$k_{\mu} = \frac{2.(F_{\delta}+F_{z1}+F_{z2})+F_{c1}+F_{c2}}{2.F_{\delta}} \quad (\text{II.76})$$

➤ **Courant magnétisant**

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

$$I_m = \frac{p.\Sigma F_i}{0.9.m_1.w_1.k_{enr1}} \quad (\text{II.77})$$

$I_m$  : Le courant magnétisant en [A]

➤ **Réactance de magnétisation**

La réactance de magnétisation est donnée par la formule suivante :

$$X_m = \frac{E_0}{I_m} \quad (\text{II.78})$$

$X_m$  : peut être aussi exprimée par la relation :

$$X_m = k_e \cdot \frac{U_{nom}}{I_m} \quad (\text{II.79})$$

$X_m$  : La réactance de magnétisation en [ $\Omega$ ]

$k_e$  : Coefficient qui tient compte de la chute de tension dans la phase statorique. Il varie en fonction du nombre de paires de pôles.

➤ **Coefficient de dispersion magnétique du stator**

Le coefficient de dispersion magnétique du stator est défini comme étant le rapport de la réactance statorique à la réactance de magnétisation, il est donné par la relation suivante :

$$\sigma_{\mu} = \frac{X_1}{X_m} \quad (\text{II.80})$$

➤ **Force électromotrice à vide**

La force électromotrice à vide est donnée par la relation suivante :

$$E_0 = \frac{U_{nom}}{1 + \sigma_\mu} \quad (\text{II.81})$$

$E_0$  : La fem à vide en [V]

## II.6. Calcul des paramètres électriques

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

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

### II.6.1. Paramètres statorique

#### ➤ Résistance active d'une phase statorique

Le matériau utilisé pour l'enroulement statorique est le cuivre (Cu). La résistance d'une phase statorique est donnée par l'expression suivante :

$$R_1 = \rho_{Cu}(T) \cdot \frac{W_1 \cdot L_{w1} \cdot 10^3}{a_2 \cdot N_{el} \cdot q_{eff}} \quad (\text{II.82})$$

$R_1$  : Résistance statorique en [ $\Omega$ ]

Avec :

$a_2$  : Nombre de voies d'enroulement

$N_{el}$  : Nombre de conducteurs élémentaires

$W_1$  : Nombre de spires d'une phase statorique

$q_{eff}$  : Section standard choisie d'un conducteur en [ $\text{mm}^2$ ]

$\rho_{Cu}$  : Résistivité du cuivre à la température (T)

Pour une température de fonctionnement T, la résistivité du cuivre est donnée par l'expression suivante :

$$\rho_{Cu}(T) = \rho_{Cu}(20^\circ) \cdot [1 + \alpha_{Cu}(T - 20)] \quad (\text{II.83})$$

Avec :  $\rho_{Cu}(20^\circ) = 0.0178 \cdot 10^{-6}$  [ $\Omega \cdot \text{m}$ ]

$\alpha_{Cu} = 3.18 \cdot 10^{-3}$  [ $^\circ\text{C}^{-1}$ ].

$L_{w1}$  : longueur moyenne d'une spire de l'enroulement statorique qui est donnée par la relation suivante :

$$L_{w1} = 2 \cdot (L_i + L_{f1}) \quad (\text{II.84})$$

$L_i$  : Longueur virtuelle de l'induit en [mm]

$L_{f1}$  : Longueur moyenne en [mm] d'une partie frontale d'une demi-spire qui est donnée par la formule suivante :

$$L_{f1} = (1.16 + 0.4.p).b_{1moy} + 15 \quad (\text{II.85})$$

$b_{1moy}$  : Largueur moyenne en [mm] d'une section qui est donnée par l'expression suivante :

$$b_{1moy} = \pi \cdot \frac{(D_1 + h_{z1})}{Z_1} \cdot Y_{1moy} \quad (\text{II.86})$$

$Y_{1moy}$  : Pas moyen d'un groupe de section en [mm]

➤ **Calcul des réactances de fuite et perméance du stator**

Dans la conception des machines électriques, il est important de minimiser les réactances de fuite, et maximiser la réactance magnétisante afin de réduire le courant magnétisant. Pour cela, il est impératif de décomposer le flux total en flux principaux suivants :

➤ **réactance de fuite frontale**

La réactance de fuite frontale est la réactance présentée par les deux parties de l'enroulement dans chaque extrémité du paquet de tôles. Elle est due au flux de fuite frontal.

➤ **Réactance de fuite différentielle** Il s'agit des pertes créées dans les dents du rotor par la pulsation périodique de l'induction, dues au passage des dents statorique, et des pertes créées dans les dents du stator par le passage des dents rotoriques. Ses pertes existent seulement dans les machines à rotor et stator dentés.

➤ **Réactance de fuite d'encoche**

La réactance de fuite d'encoche est due au flux de fuites se refermant autour des conducteurs.

➤ **Réactance de fuite totale du stator**

La réactance de fuite totale statorique est la réactance due au flux de fuite totale .Elle est donné par la relation suivante :

$$X_1 = 1.58.f.L_i \cdot \frac{W_1^2}{P.q_1.103} \cdot \lambda_1 \quad (\text{II.87})$$

Avec :

$X_1$  : Réactance de fuite totale en [ $\Omega$ ].

$P$  : Nombre de paire de pôles

$L_i$  : Longueur virtuelle de l'induit en [mm]

$W_1$  : Nombre de spires par phase.

$f$  : Fréquence de la tension d'alimentation

$q_1$  : Nombre d'encoches par pôles et par phase.

$\lambda_1$  : Perméance de dispersion de l'enroulement statorique .Elle est calculée comme suit :

$$\lambda_1 = \lambda_{enc1} + \lambda_{1d} + \lambda_{1f} \quad (\text{II.88})$$

$\lambda_{enc1}$  : Perméance d'encoche qui représente la réactance de fuite d'encoche, elle est donnée par l'expression suivante :

$$\lambda_{enc1} = \frac{h_1}{3.b_{enc1}} \cdot K_{\beta 1} + \left( \frac{h_1}{b_{enc1}} + \frac{3.h_{k1}}{b_{enc1}+2.b_{f1}} + \frac{h_{f1}}{b_{f1}} \right) \cdot K_{\beta 2} \quad (\text{II.89})$$

Avec :

$K_{\beta 1}, K_{\beta 2}$  : coefficients qui tiennent compte de la diminution de la dispersion pour un pas raccourci, ils sont donnés en fonction du pas relatif ( $\beta$ ) dans la figure A.1 (voir ANNEXE).

$\lambda_{1d}$  : Perméance différentielle qui est proportionnelle à la réactance de fuite différentielle, elle est donnée par l'expression suivante :

$$\lambda_{1d} = (0.9 \cdot t_1 \cdot \frac{(q_1 \cdot K_{enc1})^2}{K_{\delta} \cdot \delta}) \cdot k_{rr1} \cdot k_{dd1} \cdot k_{f1} \quad (\text{II.90})$$

$$k_{f1} = 1 - \left( 0.033 \cdot \frac{b_{f1}^2}{\delta \cdot t_1} \right) \quad (\text{II.91})$$

Avec :

$K_{rr1}$  : Coefficient qui dépend de  $q_1$ , il est donné par le tableau 9 (voir ANNEXE).

$K_{dd1}$  : Coefficient de fuite différentiel donnée par le tableau 6 (voir ANNEXE) en fonction de  $\frac{Z_2}{2.p}$  et de  $q_1$ .

$\lambda_{1f}$  : Perméance de fuite frontale proportionnelle à la réactance de fuite frontale, elle s'exprime par la formule suivante :

$$\lambda_{1f} = 0.34 \cdot \left( \frac{q_1}{L_i} \right) (L_{f1} - 0.64 \cdot \beta \cdot \tau) \quad (\text{II.92})$$

Avec :

$\beta$  : Angle de raccourcissement en [rd].

$\tau$  : Pas polaire en [mm]

### ➤ Calcul des résistances

Le calcul des résistances est rapporté à la température de fonctionnement du moteur, celle-ci est donnée en fonction de la classe d'isolation utilisée. Les principales classes d'isolation sont :

#### Classe A

La Classe A est utilisée pour les machines travaillant dans une température de fonctionnement inférieure à 100°C, avec une élévation de température maximale de 60°C

#### Classe B

La Classe B est utilisée pour les machines travaillant dans des températures de fonctionnement comprise entre 120°C et 130°C, avec une élévation de température maximale de l'ordre de 80°C.

#### Classe H

La Classe H est utilisée pour les machines travaillant dans des températures atteignant 180°C, avec une élévation de température admise de 120°C

#### Classe F

La Classe F est utilisée pour les machines travaillant dans des températures de 115°C.

### II.6.2. Paramètre du rotor

#### ➤ Résistance active de la barre

La résistance active de la barre est donnée par l'expression suivante :

$$R_b = \rho_{al}(T) \cdot \frac{L_i}{S_b} 10^3 \quad (\text{II.93})$$

$R_b$  : Résistance active de la barre en [ $\Omega$ ]

$S_b$  : Section de la barre en [ $\text{mm}^2$ ]

$\rho_{al}(T)$  : Résistivité de l'aluminium à la température (T) qui est donnée par l'expression suivante :

$$\rho_{al}(T) = \rho_{al}(20^\circ\text{C})[(1 + \alpha_{al}(T - 20))] \quad (\text{II.94})$$

$\alpha_{al}$  : Coefficient de dilatation qui a la valeur  $\alpha_{al} = 3.7 \cdot 10^{-3} [^\circ\text{C}]$

$$\rho_{al}(20^\circ\text{C}) = 36.6 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega \cdot \text{m}]$$

**NB :** on assimile la longueur de la barre à la longueur de l'induit ( $L_i = L_b$ )

➤ **Résistance active de l'anneau**

La résistance active de l'anneau est représentée par l'expression suivante :

$$R_{an} = \rho_{al}(T^{\circ}C) \frac{2.\pi.D_{an}.10^3}{Z_2.S_{an}} \quad (\text{II.95})$$

$R_{an}$  : Résistance active de l'anneau en  $[\Omega]$

$S_{an}$  : Section de l'anneau en  $[\text{mm}^2]$

$Z_2$  : Nombre d'encoches rotoriques.

$D_{an}$  : Diamètre moyen de l'anneau en  $[\text{mm}]$ .

➤ **Résistance de l'anneau ramené à la barre**

La résistance de l'anneau ramenée à la barre est donnée par l'expression suivante :

$$R_{an.ram} = \frac{R_{an}}{k_{red}^2} \quad (\text{II.96})$$

Avec :

$R_{an.ram}$  : Résistance de l'anneau ramenée à la barre en  $[\Omega]$

$k_{red}$  : Coefficient de transformation de l'anneau vers la barre

➤ **Résistance active de la phase rotorique**

La résistance active d'une phase rotorique est donnée par la formule suivante :

$$R_2 = R_b + R_{an.ram} \quad (\text{II.97})$$

Avec :

$R_2$  : Résistance active de la phase rotorique en  $[\Omega]$

$R_b$  : Résistance de la barre  $[\Omega]$ .

$R_{an.ram}$  : Résistance de l'anneau ramené à la barre  $[\Omega]$

➤ **Résistance active de la cage rotorique ramenée au stator**

La résistance de la cage rotorique ramenée au stator, est donnée par l'expression suivante :

$$R_{2ram} = M.R_2 \quad (\text{II.98})$$

Avec :

$R_{2ram}$  : Résistance active de la cage rotorique ramenée au stator en  $[\Omega]$

$M$  : Coefficient de réduction de la cage rotorique ramenée au stator .Il est donné par l'expression suivante :

$$M = 4. \left( \frac{m_1}{Z_2} \right) . \left( W_1 . \frac{k_{enr1}}{k_{ob}} \right)^2 \quad (\text{II.99})$$

$K_{ob}$  : coefficient d'obliquité qui est donnée par l'expression suivante :

$$K_{ob} = \frac{\sin\left(\frac{\alpha_{ob}}{2}\right)}{(\alpha_{ob}/2)} \quad (\text{II.100})$$

$\alpha_{ob}$  : angle d'inclinaison des encoches qui est donnée par l'expression suivante :

$$\alpha_{ob} = 2. \pi. p. \frac{\beta_{ob}}{Z_2} \quad (\text{II.101})$$

Avec :

$$B_{ob} = \frac{t_1}{t_2} \quad (\text{II.102})$$

$t_1$  : Pas dentaire statorique

$t_2$  : Pas dentaire rotorique

### ➤ Réactance de fuites globale et perméance du rotor

En plus de la réactance de fuite rotorique, on tient compte de la réactance de fuite d'inclinaison des encoches pour le calcul de la réactance de fuites globale

Elle est donnée par l'expression suivante :

$$X_2 = 7.9. f. L_i. \lambda_2. 10^{-9} \quad (\text{II.103})$$

Avec :

$X_2$  : Réactance de fuites globale en  $[\Omega]$

$\lambda_2$  : Permeance de dispersion du rotor .Elle est donnée par la formule suivante :

$$\lambda_2 = \lambda_{2enc} + \lambda_{2d} + \lambda_{2f} + \lambda_{ob} \quad (\text{II.104})$$

$\lambda_{2enc}$ ,  $\lambda_{2d}$ ,  $\lambda_{2f}$ , et  $\lambda_{ob}$  sont respectivement des perméances d'encoche différentiel, frontale et d'obliquité .Elle sont calculées par l'expression suivante :

$$\lambda_{2enc} = C_\lambda + \left( \frac{h_{f2}}{b_{f2}} \right) \quad (\text{II.105})$$

Avec :

$$C_{\lambda} = \Psi \cdot \left[ \frac{h_2 + 0.4 \cdot b_2}{3 \cdot b_1} \left( 1 - \left( \frac{\pi \cdot b_1}{8 \cdot S_b} \right)^2 \right) \right] + 0.66 - \left( \frac{b_{f2}}{2 \cdot b_1} \right) \quad (\text{II.106})$$

La courbe de la fig. A.3 (voir ANNEXE) donne la valeur de  $\square$  en fonction  $\varepsilon$ . dans le cas du régime nominale  $\Psi = 1$ .

$$\lambda_{2d} = \frac{0.9 \cdot t_2 \cdot \left( \frac{Z_2}{6 \cdot P} \right)^2}{\delta k_{\delta}} \quad (\text{II.107})$$

Avec :

$K_{dd2}$  : Coefficient de fuites différentielles donné en fonction de  $q_2$  par la figure A.4 (voir ANNEXE).

L'équation qui correspond à l'allure de courbe est donnée par la formule suivante :

$$K_{dd2} = \left( \frac{9.15}{100 \cdot \left( \frac{Z_2}{6 \cdot P} \right)^2} \right) \quad (\text{II.108})$$

$$\lambda_{2d} = \frac{2.3 \cdot D_{\text{an.moy}}}{Z_2 \cdot L_i \cdot K_{red}^2} \cdot \log \frac{4.7 \cdot D_{\text{an.moy}}}{2 \cdot (h_{an} + b_{an})} \quad (\text{II.109})$$

$$\lambda_{ob} = \left( \frac{t_2 \cdot \beta_{ob}^2}{9.5 \cdot \delta \cdot K_{\delta} \cdot K_{\mu}} \right) \quad (\text{II.110})$$

Avec :

$K_{\mu}$  : Coefficient de saturation de la machine

#### ➤ Réactance du rotor ramenée au stator

La réactance du rotor ramenée au stator est donnée par l'expression suivante :

$$X_{2ram} = M \cdot X_2 \quad (\text{II.111})$$

### II.6.3. Paramètres au démarrage

A la mise sous tension, au démarrage les barres de la cage sont soumises à un champ de fréquence égale à la fréquence des tensions primaires. La profondeur de pénétration du courant est alors faible (effet pelliculaire), seule la partie supérieure des barres est le siège des courants induits, d'où une forte résistance de la cage au démarrage.

Au régime nominal, la fréquence du champ rotorique devient faible. Cependant, la profondeur de pénétration augmente et la résistance de la cage rotorique diminue.

#### ➤ Profondeur de pénétration

La profondeur de pénétration du courant dans la barre rotorique est donnée par la relation suivante :

$$h_{pp} = \frac{h_p}{1+\varphi_1} \quad (\text{II.112})$$

Avec :

$h_p$  : hauteur de la barre en [mm]

$\varphi_1$  : Coefficient qui dépend de  $\xi$ , il est donnée par la figure A.3 (voir ANNEXE)

$$\varepsilon = 0.066 \cdot h_p \cdot \sqrt{g} \quad \text{Pour } T = 75 \text{ }^\circ\text{C}.$$

$$\varepsilon = 0.064 \cdot h_p \cdot \sqrt{g} \quad \text{Pour } T = 115 \text{ }^\circ\text{C}.$$

➤ **Largeur à la limite de pénétration**

La largeur à la limite de pénétration, il est donné par la relation suivante :

$$b_{PP} = b_1 - \frac{b_1 - b_2}{h_2} \cdot \left( h_{pp} - \frac{b_1}{b_2} \right) \quad (\text{II.113})$$

$b_{pp}$ : Largeur de pénétration du courant en [mm]

➤ **Section de la barre pénétrée par le courant de démarrage**

La section de la barre pénétrée par le courant de démarrage est donnée par la relation suivante :

$$S_{b.dem} = \frac{\pi}{8} \cdot b_{12} + (0.5 \cdot (b_1 + h_{PP}) \cdot (h_{PP} - 0.5 \cdot b_1)) \quad (\text{II.114})$$

$S_{b.dem}$  est exprimée en [mm<sup>2</sup>]

➤ **Resistance de la barre au démarrage**

$$R_{b.dem} = R_b \cdot k_{dep} \quad (\text{II.115})$$

$R_b$  : Résistance de la barre au démarrage

$k_{dep}$  : Coefficient de déplacement du courant qui est le rapport de la section totale de la barre à la section de la barre au démarrage

$$k_{dep} = \frac{S_b}{S_{b.dem}} \quad (\text{II.116})$$

➤ **Resistance active de la barre rotorique au démarrage**

La résistance active de la barre rotorique au démarrage est donnée par l'expression suivante :

$$R_{2.dem} = R_{b.dem} + R_{an.ram} \quad (\text{II.117})$$

➤ **Resistance de la cage au démarrage**

La résistance de la cage au démarrage est donnée par la relation suivante :

$$R'_{2.dem} = M. (R_b + R_{an.ram}) \quad (II.118)$$

Avec

$R_{an.ram}$ : Résistance de l'anneau ramenée à la barre.

➤ **Réactance de fuite au démarrage**

La réactance de fuite au démarrage est donnée par la relation suivante :

$$X_{2dem} = 7,9. L_i. \lambda'_2. 10^{-9} \quad (II.119)$$

Avec :

$\lambda'_2$  : Permeance de dispersion du rotor au démarrage. Elle est donnée per la relation suivante :

$$\lambda'_2 = \lambda_{2enc.dem} + \lambda_{2d} + \lambda_{2f} + \lambda_{ob} \quad (II.120)$$

Seule la perméance d'encoche est affectée par l'effet pelliculaire.

$$\lambda_{2enc.dem} = C'_\lambda + \frac{h_{f2}}{b_{f2}} \quad (II.121)$$

Avec :

$$C'_\lambda = \psi_2. C_\lambda \quad (II.122)$$

$C_\lambda$  : est calculé précédemment

$\psi_2$  : Coefficient qui dépend de  $\xi$ , il est donné par la courbe de la figure A.3 (voir ANNEXE)

➤ **Réactance de fuite au démarrage ramenée au stator**

La réactance de fuite au démarrage ramenée au stator est donnée par la relation suivante :

$$X_{2dem.ram} = M. X_{2dem} \quad (II.123)$$

## II.7.Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les différentes formules empiriques et mathématiques qui nous permettrons de dimensionner la machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil, et aussi de déterminer ces paramètres électriques et magnétiques.

## Chapitre II : dimensionnement et calcul des paramètres électriques et magnétiques du moteur asynchrone

---

Le choix des paramètres de calcul d'une machine asynchrone est basé sur un calcul en boucle. Vérifier à chaque étape les paramètres calculés au paravent, engendre un temps de plus, Cette partie du calcul des dimensions du moteur asynchrone nous permettra d'estimer l'évaluation des pertes dans celle-ci, et ainsi le rendement en essayant de l'avoir aussi proche que possible de celui qui figure dans le cahier des charges.

# Chapitre III

*Calcul des pertes et détermination des performances du moteur*

### III.1.Introduction

Le processus de conversion électromagnétique de l'énergie dans les moteurs asynchrones s'accompagne inévitablement de pertes, qui provoquent un échauffement dans le moteur, et une diminution du rendement. Donc avant de déterminer les différentes performances dans le moteur, il faut connaître la distribution du courant électrique, et du champ magnétique dans les différents tronçons de la machine.

### III .2.Pertes et rendement dans le moteur asynchrone

#### III.2.1. Différentes pertes dans le moteur

On peut distinguer quatre types de pertes :

Pertes principales dans le fer.

Pertes électriques dans le cuivre et l'aluminium.

Pertes mécaniques.

Pertes supplémentaires.

#### III.2.1.1.Pertes principales dans le fer

Les pertes principales dans le fer sont les pertes par hystérésis, dues au déphasage entre le courant magnétisant et le flux fondamental, et les pertes par les courants de Foucault dues à la circulation des courants induits par le flux fondamental dans les tôles magnétiques [3].

Les dents et la culasse statorique sont les parties les plus touchées par ces pertes. Les pertes magnétiques dans le rotor sont négligeables à cause de la faible fréquence du flux. Les pertes dans le fer peuvent être :

#### ➤ Pertes dans les dents

Les pertes dans les dents sont données par la formule suivante :

$$P_{fz1} = 1.7 \cdot P_{1/50} \cdot B_{z1max}^2 \cdot G_{z1} \quad (\text{III.1})$$

$P_{fz1}$  : Les pertes dans les dents en [w]

$P_{1/50}=2.5$  [w.kg-1] pour l'acier 2013

$$G_{z1} = 7.8 \cdot 10^{-6} \cdot L_i \cdot k_{fer} \cdot [h_{z1} \cdot \pi \cdot (D_1 + h_{z1}) \cdot S_{enc1} \cdot Z_1] \quad (\text{III.2})$$

$G_{z1}$  : poids des dents statoriques en [kg]

$Z_1$  : Le nombre d'encoches au stator

➤ **Pertes dans la culasse statorique**

Les pertes dans la culasse statorique sont proportionnelles au carré de l'induction dans la culasse :

$$P_{c1} = 1.7 \cdot P_{1/50} \cdot G_{c1} \cdot B_{c1}^2 \quad (\text{III.3})$$

$P_{c1}$  : Pertes dans la culasse en [W]

$$G_{c1} = 7.8 \cdot 10^{-6} \cdot L_i \cdot k_{fer} \cdot h_{c1} \cdot \pi \cdot (D_{ext} - h_{c1}) \quad (\text{III.4})$$

$G_{c1}$  : Poids de la culasse statorique en [Kg]

Les pertes dans le fer statorique sont égales à la somme des pertes dans les dents et celles du dos du stator.

$$P_{fer} = P_{c1} + P_{fz1} \quad (\text{III.5})$$

$P_{fer}$  : Pertes dans le fer en [W]

### III.2.1.2. Pertes électriques dans le cuivre et dans l'aluminium

Elles représentent les pertes par effet Joule dans les enroulements statorique et rotorique ; elles sont proportionnelles au carré des courants qui circulent dans ces enroulements

➤ **Pertes Joule statoriques**

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

$$P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{1nom}^2 \quad (\text{III.6})$$

$P_{j1}$  : Pertes joules statorique en [W]

$R_1$  : Résistance d'une phase de l'enroulement statorique en [ $\Omega$ ]

$I_{1nom}$  : Courant dans une phase statorique en [A]

➤ **pertes Joule rotoriques**

Elles représentent les pertes dans l'aluminium, elles sont données par la formule suivante :

$$P_{j2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (\text{III.7})$$

$P_{j2}$  : Pertes joules rotorique en [W]

$m_2$  : Nombre de phase statorique ( $Z_2 = m_2$ )

$I_2$  : Courant dans la barre en [A]

$R_2$ : Résistance d'une phase rotorique en  $[\Omega]$  exprimée par la relation :

$$R_2 = R_b + R_{an\ ram} \tag{III.8}$$

Avec :

$R_{an\ ram}$ : Résistance de l'anneau ramenée à la barre en  $[\Omega]$  exprimée par la relation suivante :

$$R_{an\ ram} = \frac{R_{an}}{K_{red}^2} \tag{III.9}$$

### III.2.1.3. Pertes supplémentaires

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

$$P_{sup} = 0.005 \cdot \frac{P_{nom}}{\eta_{nom}} \tag{III.10}$$

$P_{sup}$  : Pertes supplémentaires en [w].

$P_{nom}$  : Puissance nominale de la machine en [w].

$\eta_{nom}$  : Rendement préliminaire.

### III.2.1.4. Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont provoquées par les paliers de ventilateur ainsi que par le frottement avec l'air et dépendant de la vitesse du moteur .Elle sont donnée par l'expression suivante :

$$P_{mec} = K_t \cdot (N \cdot 10^{-3})^2 \cdot (D_{ext} \cdot 10^{-2})^4 \tag{III.11}$$

Avec :

$P_{mec}$ : Pertes mécaniques en [W]

$K_t$ : facteur de majoration

$$\left. \begin{array}{l} 2P=2 \quad \Longrightarrow \quad K_t = 1.3 \cdot (1 - D_{ext} \cdot 10^{-3}) \\ 2p>2 \quad \Longrightarrow \quad K_t = 1 \end{array} \right\} \tag{III.12}$$

### III.2.1.5. Pertes totales dans le moteur

Les pertes totales sont la somme de toutes les pertes définies, précédemment .Elles sont données par l'expression suivante :

$$P_{tot} = P_{fer} + P_{j1} + P_{j2} + P_{mec} + P_{sup} \tag{III.13}$$

$P_{tot}$  : Pertes totales dans la machine en [W]

### III.2.2. Bilan des puissances

L'étude d'un moteur asynchrone nécessite la connaissance du bilan des puissances dans tout le processus de la transformation d'énergie électromécanique. Le schéma simplifié est le suivant :

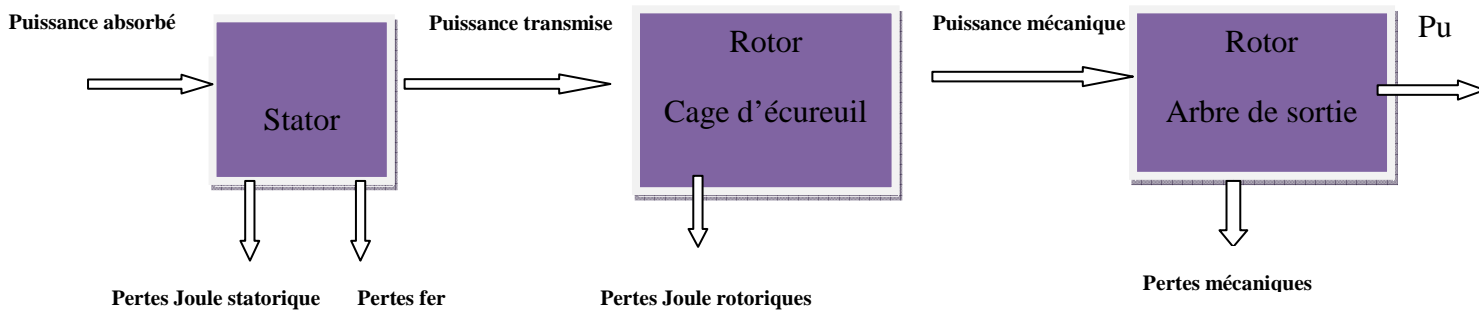


Figure III.1. Schéma représentatif du Bilan des puissances

- les pertes fer dans le rotor sont négligeables, car la position des tôles magnétiques qui constituent le rotor ne favorisent pas la création des courants de Foucault dans celle-ci, et aussi la fréquence des courants rotoriques est faible, mais dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur ou à fort glissement, il faut prendre en compte ces pertes.
- les pertes supplémentaires sont très faibles, elles sont approximativement de l'ordre de 0.5% de la puissance absorbée.

### III.2.3. Rendement nominal

Le rendement de la machine est le rapport de la puissance utile sur la puissance absorbée. Il est donnée par la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_{nom} \cdot 10^3}{P_{nom} \cdot 10^3 + P_{tot}} \quad (\text{III.14})$$

$P_{nom}$  : Puissance nominale de la machine en [W]

### III.2.4. Résistance de magnétisation

La puissance absorbée à vide correspond aux pertes fer et mécaniques, alors le courant actif à vide qui correspond à ces pertes est exprimé comme suit :

$$I_{0a} = \frac{P_{fer} + P_{mec} + R_1 \cdot m_1 I_m^2}{m_1 \cdot U_{nom}} \quad (\text{III.15})$$

$I_{0a}$  : Courant actif à vide en [A]

$I_m$  : Courant magnétisant en [A]

$X_m$  : Réactance magnétisant exprimée en [ $\Omega$ ]

$P_{fer}$ : Pertes fer

$P_{mec}$ : Pertes mécaniques

Le terme  $(R_1 \cdot m_1 \cdot I_m^2)$  exprime les pertes Joule à vide

La résistance magnétisante est déterminée comme suit :

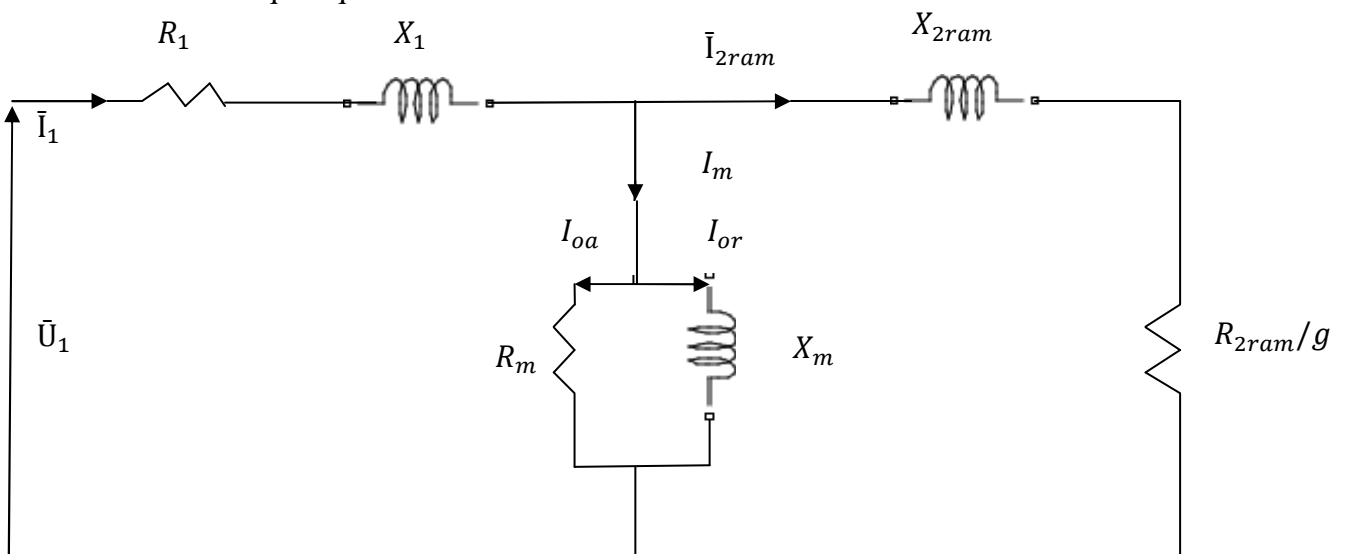
$$R_m = \frac{X_m \cdot I_m}{I_{0a}} \tag{III.16}$$

### III.3. Calcul des performances du moteur

Dans cette partie, nous étudierons les différentes performances du moteur asynchrone à savoir (la puissance et le courant absorbé, la puissance transmise au rotor les différentes pertes, la puissance utile ainsi que le rendement du moteur) pour les différents points de fonctionnement, c'est-à-dire, pour des valeurs de glissement qui varient entre [0-1], avec une alimentation parfaitement sinusoïdale, en utilisant une méthode analytique basée sur le schéma équivalent monophasé du rotor ramené au stator.

#### III.3.1. Schéma électrique équivalent en T du moteur

Le schéma électrique équivalent en T du moteur est le suivant :



**Figure : III.2.** Schéma équivalent du rotor ramené au stator de la machine asynchrone

Avec :

$R_1$  : Résistance statorique en  $[\Omega]$

$X_1$  : Réactance de fuites au stator en  $[\Omega]$ .

$\bar{U}_1$  : Tension complexe d'une phase de réseau en  $[V]$ .

$\bar{I}_1$ : Courant statorique en complexe.

$X_{2ram}$  : Réactance de fuites du rotor ramenée au stator

$R_{2ram}$ : Résistance du rotor ramenée au stator

$R_m$ : Résistance magnétisante

$X_m$ : Réactance magnétisante

$\bar{E}_0$  : La f.é.m. à vide

$\bar{I}_{2ram}$ : Le courant d'une phase rotorique ramené au stator en complexe

Nous avons:

$$\Omega_s = \frac{2\pi N}{60} \quad (\text{III.17})$$

$\Omega_s$ : La vitesse du synchronisme en [rd/s]

$N$  : vitesse du synchronisme en [tr/min]

### III.3.2. Détermination des performances du moteur

À partir du schéma équivalent nous pouvons avoir :

L'impédance statorique  $Z_{1c}$  :

$$Z_{1c} = R_1 + j \cdot X_1 \quad (\text{III.18})$$

L'impédance de magnétisation  $Z_{0c}$  :

On prend :

$$B_0 = -\frac{1}{X_m} \quad (\text{III.19})$$

$$G_0 = \frac{1}{R_m} \quad (\text{III.20})$$

$$Y_0 = G_0 + j \cdot B_0 \quad (\text{III.21})$$

Donc on aura

$$Z_{0c} = \frac{1}{Y_0} \quad (\text{III.22})$$

Le courant à vide en complexe :

$$I_{0c} = \frac{U_{nom}}{Z_{1c} + Z_{0c}} \quad (\text{III.23})$$

Le courant à vide en [A] :

$$I_0 = |I_{0c}| \quad (\text{III.24})$$

La fem à vide du moteur en [V] :

$$E_0 = U_{nom} - (I_0 \cdot |Z_{1c}|) \quad (\text{III.25})$$

Les pertes fer en [W] :

$$P_{fer} = 3 \cdot \frac{E_0^2}{R_m} \quad (\text{III.26})$$

En faisant varier la charge (glissement  $g$ ), on obtient :

La fréquence rotorique en [Hz] :

$$f_r = f \cdot g \quad (\text{III.27})$$

La vitesse rotorique en [rd/s]

$$\Omega_r = \Omega_s(1 - g) \quad (\text{III.28})$$

La résistance du rotor ramenée au stator :

$$R_{2s} = R_{2ram}/g \quad (\text{III.29})$$

L'impédance rotorique en complexe :

$$Z_{2c} = R_{2s} + j \cdot X_{2ram} \quad (\text{III.30})$$

L'impédance rotorique en  $[\Omega]$  :

$$Z_2 = |Z_{2c}| \quad (\text{III.31})$$

Impédance totale du schéma équivalent en complexe :

$$Z_{eqc} = \frac{Z_{1c} \cdot Z_{0c} + Z_{1c} \cdot Z_{2c} + Z_{2c} \cdot Z_{0c}}{Z_{2c} \cdot Z_{0c}} \quad (\text{III.32})$$

L'impédance totale en  $[\Omega]$

$$Z_{eq} = |Z_{eqc}| \quad (\text{III.33})$$

Courant absorbé statorique en complexe

$$I_{1c} = \frac{U_{nom}}{Z_{eqc}} \quad (\text{III.34})$$

Courant absorbé statorique en [A]

$$I_1 = |I_{1c}| \quad (\text{III.35})$$

Courant rotorique en complexe

$$I_{2c} = \frac{I_{1c}}{Z_{2c} + Z_{0c}} \cdot Z_{0c} \quad (\text{III.36})$$

Courant rotorique en [A]

$$I_2 = |I_{2c}| \quad (\text{III.37})$$

Pertes Joule statorique en [w]

$$P_{j1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (\text{III.38})$$

Pertes Joule rotorique en [W]

$$P_{j2} = 3 \cdot R_{2ram} \cdot I_2^2 \quad (\text{III.39})$$

Pertes mécaniques en [W]

$$P_{tmech} = (k_t \cdot (N \cdot (1 - g)) \cdot 10^{-3})^2 \cdot (D_{ext} \cdot 10^{-2})^4 \quad (\text{III.40})$$

La puissance transmise au rotor :

$$P_{em} = \frac{P_{j2}}{g} \quad (\text{III.41})$$

La puissance mécanique en [W] :

$$P_{mec} = P_{em} \cdot (1 - g) \quad (\text{III.42})$$

La puissance absorbé en [W] :

$$P_a = (P_{fer} + P_{j1} + P_{em}) \quad (\text{III.43})$$

Le facteur de puissance de la machine :

$$\cos\varphi_1 = \frac{\text{real}(Z_{eqc})}{|Z_{eqc}|} \quad (\text{III.44})$$

Puissance utile en [W] :

$$P_u = P_{mec} - P_{tmech} \quad (\text{III.45})$$

Le couple électromagnétique en [N.m] :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (\text{III.46})$$

Le couple utile en [N.m] :

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega_s} \quad (\text{III.47})$$

Le rendement du moteur :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{III.48})$$

### III.4.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les performances du moteur asynchrone triphasé à cage, lorsque nous utilisons une alimentation directe par le réseau, qui est sinusoïdale, mais dans beaucoup d'applications, on a besoin de faire varier la vitesse des moteurs qui nécessite des dispositifs pour cette commande. Dans le prochain chapitre nous nous intéresserons à l'étude des performances du moteur si on l'alimente avec des convertisseurs statiques.

# CHAPITRE IV

*Effets des harmoniques sur les performances du moteur*

# Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

## IV.1.Introduction

L'inconvénient majeur de la machine asynchrone est son fonctionnement à une seule vitesse, si elle est alimentée directement par le réseau. Grâce au développement de l'électronique de puissance et la commande numérique on peut commander la vitesse des moteurs asynchrones en utilisant les convertisseurs statiques. Aujourd'hui, ce type de machines a remplacé les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable. Il faut savoir que les onduleurs et les redresseurs qui représentent ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux qui traversent les impédances du réseau et provoquent ainsi une déformation de la tension d'alimentation sinusoïdale. Cette déformation est caractérisée par l'apparition de fréquences harmoniques de tension [4]. Pour cela il est impératif d'étudier les performances du moteur lorsqu'il est alimenté par ces convertisseurs.

## IV.2.Définitions

Dans le cadre de la décomposition en série de Fourier d'un signal périodique, un signal électrique peut théoriquement être décomposé en un signal sinusoïdal qu'on appelle le fondamental et d'autres signaux sinusoïdaux (généralement infinie) de fréquence 2, 3, 4,5 .....n fois la fréquence du fondamental.

### IV.2.1.Composante fondamentale

Si  $U_1$  est la composante fondamentale d'un signal  $U(t)$ , c'est-à-dire, la valeur efficace de la sinusoïde de fréquence égale à celle du réseau d'alimentation [4].

### IV.2.2 .Composante harmonique

$U_k$  Pour  $k \geq 2$  est la composante harmonique de rang  $k$  d'un signal  $v(t)$ , c'est-à-dire la valeur efficace de la sinusoïde de fréquence égale à  $k$  fois celle du réseau d'alimentation. [4]

### IV.2.3.Rang harmonique

Le rang harmonique est un nombre entier égal au rapport entre la fréquence de l'harmonique et la fréquence du fondamental [4].

### IV.2.4.Valeur efficace d'une onde distordue

La valeur efficace d'une onde distordue est donnée par la relation suivante :

$$U = \sqrt{U_f^2 + U_H^2} \quad (IV.1)$$

$U$  : Valeur efficace de la tension déformée en [V]

$U_f$  : Valeur efficace du fondamental en [V]

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

$U_H$ : Valeur efficace de l'ensemble des harmoniques en [V]

Avec :

$$U_H = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_k^2} \quad (\text{IV.2})$$

$U_2^2, U_3^2, \dots, U_k^2$  les valeur efficaces du 2<sup>eme</sup>, 3<sup>eme</sup>, k<sup>ieme</sup> harmonique

### IV.2.5.Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique défini selon la norme CEI (Commission Electrotechnique Internationale) représente le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et la valeur efficace du fondamental. Cette valeur caractérise bien le niveau de pollution [4].

### IV.3.Harmoniques du temps et d'espace

Il existe deux types d'harmoniques dans le moteur, le premier type dépend de la construction de la machine qui est appelé harmonique d'espace, le deuxième type dépend du type d'alimentations, il est appelé harmonique de temps.

#### IV.3.1. Harmoniques d'espace

Les harmoniques d'espace dus à la variation d'induction à fréquence beaucoup plus élevée produite par la discontinuée géométrique de la machine, même si celle-ci est alimentée par une tension sinusoïdale. On peut trouver :

- **Harmoniques de la perméance d'encoches (différentiel)** : la présence des encoches dans l'entrefer entraine une variation de la permeance et une discontinuité (déformation) de la force magnétomotrice qui produit des pertes dans l'entrefer. Donc pour minimiser ce type de pertes il faut réaliser des ouvertures d'encoches de faible largeur, ou augmenter la largeur de l'entrefer ou procéder à l'inclinaison des encoches rototique.
- **Harmoniques d'extrémités (frontal)**: Ils sont dus aux flux de fuite des têtes de bobines statorique et rotorique baignant les plaques de serrages(les têtes d'extrémités est une partie de la culasse) ce flux de fuite engendre des pertes par courant de Foucault.
- **Harmoniques de la FMM d'encoches** : Ils sont dus à la distribution des courants dans un nombre finis d'encoches, la période spatiale est comparable au pas dentaire.
- **Harmoniques dus au phénomène de saturation magnétique des matériaux**: les machines sont dimensionnées pour fonctionner d'une manière proche de la limite de saturation magnétique pour la tension nominale d'alimentation. Lorsque celle-ci est anormalement élevée (supérieur à 1.1fois de la tension nominale, les circuits magnétiques se saturent et les courants sont déformés, les machines triphasés génèrent alors des courants harmoniques de rang impair [4].

# Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

## IV.3.2. harmoniques de temps

Cette notation est tirée du fait que le signal d'alimentation n'est pas sinusoïdal et présente des variations en fonction du temps, on peut les rencontrer lorsqu'on utilise les convertisseurs statiques pour alimenter la machine. Ce type d'harmoniques est dû à la commutation des composants électroniques constituant les redresseurs et les onduleurs.

Lorsque la machine est alimentée en courant ou en tension non sinusoïdale, il apparaît des pertes dans le fer, qui sont dus principalement au champ non sinusoïdal, l'évolution magnétique du fer peut présenter des boucles mineures dans le cycle d'hystérésis. Ce qui augmente ce type de pertes, de même, elle augmente les courants de Foucault dans la machine.

## IV.4.Effet des harmoniques sur le moteur

### IV.4.1.Pertes supplémentaires

L'existence des harmoniques d'espace et de temps dans la machine provoquent des pertes supplémentaires qui sont calculés comme suit [6] :

$$P_{sup} = P_t - P_{js} - P_{jr} - P_{fer} - P_{fv} \quad (IV.3)$$

$$P_t = P_a - P_u \quad (IV.4)$$

$P_{sup}$  : Pertes supplémentaires en charge

$P_t$  : pertes totales en charge

$P_{js}$  : pertes Joule statoriques

$P_{jr}$  : Pertes Joule rotorique

$P_{fv}$  : Pertes par frottement et ventilation

$P_a$  : Puissance absorbée de la machine

$P_u$  : Puissance utile de la machine

Ces pertes supplémentaires peuvent se diviser en deux types :

#### IV.4.1.1.Pertes supplémentaires dus aux harmoniques d'espaces

##### IV.4.1.1.1.Pertes dus aux flux de fuite d'encoches

Cette partie des pertes supplémentaires apparaît principalement suite à l'augmentation de la résistance des conducteurs due à l'effet de peau, en d'autres termes, elle résulte de la concentration du courant dans les parties superficielles ou périphériques des conducteurs [6].

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

### **IV.4.1.1.2. Pertes dus aux flux de fuite d'extrémité**

Ce sont des pertes dus aux courants de Foucault qui sont induits dans les têtes de bobines de la machine, ils sont difficiles à l'évaluer parce que les têtes de bobines sont différentes dans la conception [6].

### **IV.4.1.1.3. Pertes superficielles à haute fréquence**

La distribution non sinusoïdale du flux statorique de l'entrefer due aux ouvertures d'encoches, et aussi la forme en gradins de la FMM due à la concentration du courant dans les conducteurs logés dans les encoches donnent lieu à des pulsations de fréquence dans la densité radiale du flux dans l'entrefer. Ces pulsations produisent des pertes par courant de Foucault dans les lames rotoriques et statoriques appelées pertes superficielles [6].

### **IV.4.1.1.4. Pertes dus aux flux de fuite de répartition de l'enroulement**

Les bas harmoniques du champ dus aux flux de fuites de répartition de l'enroulement du stator induisent des courants dans le fer du rotor, produisent des pertes supplémentaires, elles sont négligeables dans les moteurs à bagues, mais doivent être prise en considération dans les moteurs à cage d'écureuil [6].

### **IV.4.1.1.5. Pertes de fuites d'inclinaison des encoches**

L'inclinaison des encoches du rotor a pour effet de déphaser dans l'espace les forces magnétomotrices du stator et du rotor, mais elle introduit en même temps des pertes entre les barres et le fer rotorique [6].

Pour minimiser les pertes supplémentaires dus aux harmoniques d'espace dans la machine, Smolenski a proposé des règles pour les réduire, parmi elles on cite [6]:

- 1- le nombre d'encoches statorique doit être inférieur au nombre d'encoches rotatoriques.
- 2- choisir le nombre d'encoches statorique aussi élevé que possible.
- 3- éviter l'inclinaison des encoches.
- 4- Les ouvertures d'encoches statoriques doivent être aussi petites que possibles.

L'évaluation des pertes supplémentaires dans le cas d'une alimentation non sinusoïdale est beaucoup plus compliquée, pour cela les standards des pays comme la Grande Bretagne et (C.E.I) recommandent de prendre les pertes supplémentaires égales à 0.5% de la puissance absorbée de la machine. Le standard Américain ANSI suggère 1.2% de la puissance utile pour les petite machine et 0.9% pour les autres [6].

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

### IV.4.1.2. Pertes supplémentaires dus aux harmoniques du temps

L'alimentation des moteurs par des convertisseurs statiques font apparaître des harmoniques d'ordres supérieurs, qui engendrent des pertes supplémentaires, particulièrement les pertes Joule statorique et rotorique. Ces pertes provoquent l'échauffement de la machine, pour cela il faut minimiser ces pertes. Deux solutions sont proposées l'une et de réaliser des convertisseurs qui délivrent des tensions proche d'un signal sinusoïdale, ou bien déclasser la machine c'est-à-dire de la faire fonctionner moins de 15% de sa puissance nominal lors de son fonctionnement, dans le but de minimiser ces pertes et les échauffements pour maintenir sa durée de vie.

### IV.4.2. Couples parasites

Le couple électromagnétique est créé grâce à l'interaction des courants dans le rotor avec le champ tournant de l'harmonique fondamental de la machine. Dans la réalité il apparaît aussi des couples parasites qui peuvent être divisé en deux types :

#### IV.4.2.1. Couples parasites asynchrones

Les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice  $F_{MM}$  en interaction avec la perméance totale, créent des flux magnétiques tournant qui induisent des courants secondaires et produisent des couples additionnels. Ces harmoniques de couples sont similaires au fondamental, mais ils sont développés à des vitesses de synchronisme plus basses que celle du fondamental [6].

Kostenko généralise la notion d'interaction des forces magnétomotrices du stator et du rotor aux ordres des forces magnétomotrices d'un ordre quelconque. En effet, si le premier harmonique du stator tourne à la vitesse  $N_1$ , l'harmonique de  $k^{\text{ième}}$  ordre de la force magnétomotrice du stator tourne à la vitesse  $N_{1k} = \pm \frac{N_1}{k}$ . (IV.5)

Le signe (+) correspond au forces magnétomotrices qui tournent dans le même sens que l'harmonique fondamental, et le signe (-) correspond aux forces magnétomotrices qui tournent dans le sens inverse [6].

- Les harmoniques de denture de la machine créent eux aussi des couples de l'ordre

$$k_{d1} = n \frac{Z_1}{p} \pm 1 \quad (\text{IV.6})$$

Avec  $n$  entier positif, l'harmonique de denture pour  $n=1$  est considéré comme harmonique fondamental et les autres sont considérés comme harmoniques supérieurs [6].

# Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

## IV.4.2.2. Couples parasites synchrones

Ces couples parasites, selon Smolenski, prennent naissance dans des conditions bien déterminées, par suite de l'interaction de deux harmoniques supérieurs de même ordre  $k$ , dont l'un est engendré par la courant statorique  $i_1$  de fréquence  $f_1$ , et l'autre par le courant  $i_2$ , de fréquence  $g_k f_1$  [6].

## IV.4.3. Bruit magnétique

L'apparition des couples parasites dans le moteur asynchrones qui est dû aux harmoniques d'ordre supérieur engendre un bruit magnétique lors de son fonctionnement.

## IV.5. Méthode d'analyse

L'alimentation des moteurs asynchrones par des variateurs de vitesse n'est pas parfaitement sinusoïdale d'où l'existence des harmoniques du temps qui sont dû à la commutation des composants électroniques qui constituent les convertisseurs. Si on ignore l'effet des harmoniques d'espace qui rend le schéma équivalent du moteur très compliqué et aussi pour faciliter la programmation dans la suite de ce travail on ne considère que les harmoniques de temps.

La courbe d'induction créée par une seule phase ne se limite pas seulement à son terme fondamental, mais correspond en réalité à une fonction périodique plus complexe dont la décomposition en série de Fourier fait apparaître les harmoniques d'ordre supérieur de rang impairs pour une raisons de symétrie.

Si on applique des courants triphasés les harmoniques multiples de 3 s'annulent. Donc il ne reste que les harmoniques de rang :

$$\begin{aligned} k = 3n + 1 & \quad \Longleftrightarrow \quad n=2,4,6 & \quad \Longleftrightarrow & \quad k=7,13,19 \\ k = 3n + 2 & \quad \Longleftrightarrow \quad n=1,3,5,7 & \quad \Longleftrightarrow & \quad k=5,11,23 \end{aligned}$$

$k$  : Rang harmonique

$n$  : Entier positive

Les harmoniques de rang  $k = 3n + 1$  tournent dans la séquence positif c'est-à-dire dans le même sens que le fondamental, et les harmoniques de rang  $k = 3n + 2$  tournent dans la séquence négatif donc dans un sens inverse que le fondamental. [5]

L'expression du glissement devient [5] :

$$g_k = \frac{k \pm (1-g)}{k} \quad (\text{IV.7})$$

À la fréquence du fondamental  $k = 1$  donc  $g_k = g$

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

Pour tous les rangs harmoniques  $k$  si  $g = 1$  on aura  $g_k = 1$

Pour la séquence positive l'expression du glissement devient :

$$g_k = \frac{k-(1-g)}{k} \quad (\text{IV.8})$$

Les valeurs du glissement  $g_k$  pour cette séquence est  $g_k \leq 1$  et si  $g$  est petit  $g_k \approx 1$  et  $f_k \approx k \cdot f$  (IV.9)

À titre d'exemple, la plus petite valeur de  $g_k$  pour l'harmonique 7 est de 0.857

Pour la séquence négative l'expression du glissement devient

$$g_k = \frac{k+(1-g)}{k} \quad (\text{IV.10})$$

Pour cette séquence les valeurs sont comprises entre  $\frac{k+1}{k} \leq g_k \leq 1$ , don il se rapproche de l'unité. Dans le cas général on aura les expressions suivantes :

La fréquence d'alimentation est :

$$f_k = k \cdot f \quad (\text{IV.11})$$

la fréquence rotorique devient :

$$f_r = g_k \cdot f_k \quad (\text{IV.12})$$

D'une manière générale l'expression de la fréquence rotorique est donnée par :

$$f_r = (k \cdot \pm(1 - g)). f \quad (\text{IV.13})$$

$g_k$  : Glissement en tenant compte des harmoniques de temps

### IV.5.1.Détermination des paramètres du schéma équivalent en tenant compte des harmoniques du temps

Puisque la réactance est une inductance qui est multiplié par la fréquence, donc les réactances du schéma équivalent du moteur deviennent :

$$X_{1k} = 2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_k \quad (\text{IV.14})$$

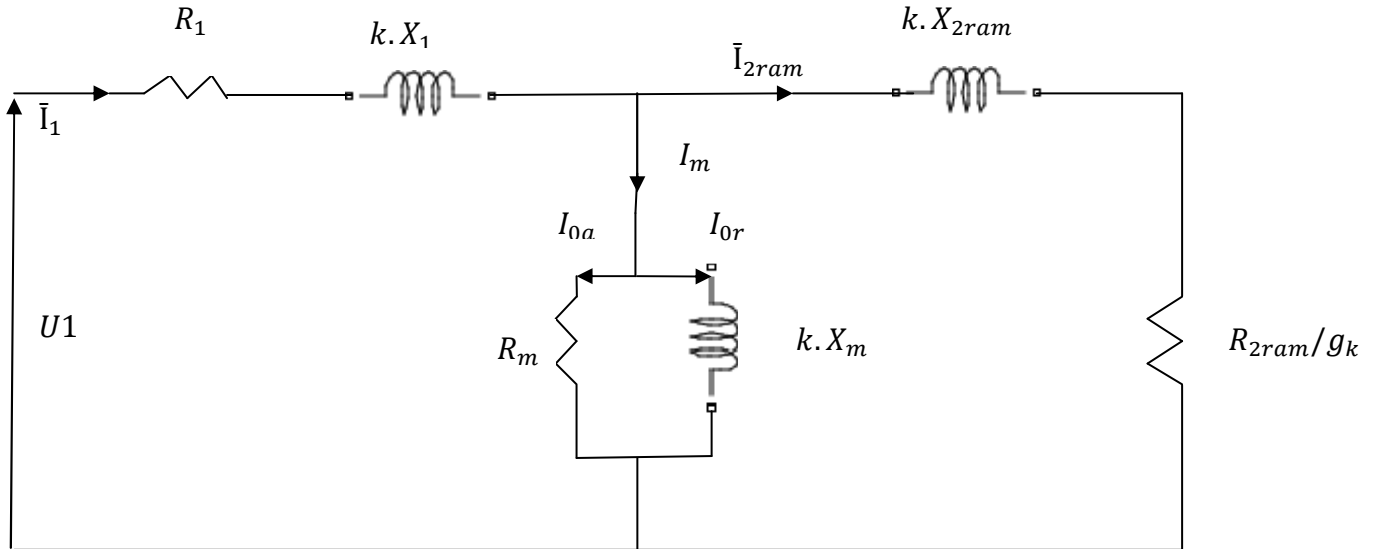
$$X_{1k} = X_1 \cdot k \quad (\text{IV.15})$$

$$X_{mk} = k \cdot X_m \quad (\text{IV.16})$$

$$X_{2ramk} = k \cdot X_{2ram} \quad (\text{IV.19})$$

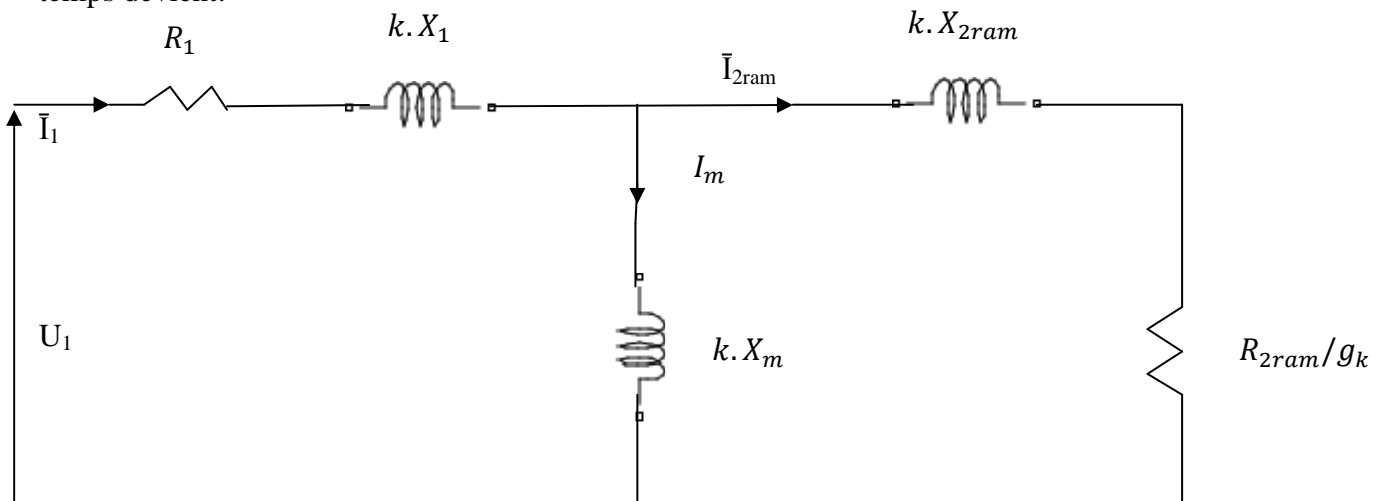
## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

Le schéma équivalent du moteur dans le cas où on prend en considération les harmoniques de temps est le suivant :



**Figure : IV.1.** Schéma équivalent d'une phase d'un moteur asynchrone en tenant compte des harmoniques de temps.

Si on néglige la résistance de magnétisation  $R_m$  devant la réactance de magnétisation ( $K.X_m$ ), le schéma équivalent du moteur en prenant en considération les harmoniques de temps devient:



**Figure : IV.2.** Schéma équivalent d'une phase d'un moteur asynchrone en tenant compte des harmoniques du temps en négligeant la résistance de magnétisation.

### IV.5.2. Détermination des performances du moteur en tenant compte des harmoniques du temps

À partir du schéma équivalent, on peut tirer :

L'impédance satatorique

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

$$Z_{1k} = R_1 + j \cdot k \cdot X_1 \quad (\text{IV.18})$$

L'impédance magnétisante

$$Z_{0k} = j \cdot X_m \quad (\text{IV.19})$$

Le courant à vide

$$I_{0k} = \frac{U_k}{Z_{1k} + Z_{0k}} \quad (\text{IV.20})$$

La f.e.m à vide

$$E_0 = U_k - I_{0k} \cdot |Z_{1ck}| \quad (\text{IV.21})$$

Avec

$U_k$  : Tension de l'harmonique

Les pertes dans le fer

$$P_{fer} = 3 \cdot \frac{E_0^2}{R_m} \quad (\text{IV.22})$$

La vitesse du champ statorique

$$N_k = N \cdot k \quad (\text{IV.23})$$

La vitesse électrique statorique en tenant compte des harmoniques

$$\Omega_{sk} = k \cdot \Omega_s \quad (\text{IV.24})$$

La vitesse électrique rotorique en rd/s

$$\Omega_{rk} = \Omega_{sk} \cdot (1 - g_k) \quad (\text{IV.25})$$

La résistance rotorique ramenée au stator en  $\Omega$

$$R_{2sk} = \frac{R_{2ram}}{g_k} \quad (\text{IV.26})$$

L'impédance rotorique

$$Z_{2k} = R_{2sk} + j \cdot k \cdot X_{2ram} \quad (\text{IV.27})$$

L'impédance totale du schéma équivalent

$$Z_{eqk} = \frac{Z_{1k} \cdot Z_{0k} + Z_{1k} \cdot Z_{2k} + Z_{2k} \cdot Z_{0k}}{Z_{2k} + Z_{0k}} \quad (\text{IV.28})$$

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

Le courant absorbé de chaque harmonique

$$I_{1k} = \frac{V_k}{Z_{eqk}} \quad (IV.29)$$

Le courant rotorique induit pour chaque harmonique

$$I_{2k} = I_{1k} \cdot \frac{Z_{0k}}{Z_{2k} + Z_{0k}} \quad (IV.30)$$

Le courant total absorbé

$$I_{1t} = \sqrt{I_{11}^2 + I_{15}^2 + I_{17}^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{k=1}^n I_{1k}^2} \quad (IV.31)$$

$I_{1k}$  : Courant absorbé pour chaque harmonique en [A]

$I_{1t}$  : Courant absorbé total

Les pertes Joule statoriques de chaque harmonique en W

$$P_{j1k} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{1k}^2 \quad (IV.32)$$

Les pertes Joule statorique totales

$$P_{j1t} = \sum_{k=1}^n P_{j1k} = 3 \cdot R_1 \cdot \sum_{k=1}^n I_{1k}^2 \quad (IV.33)$$

Les pertes Joule rotoriques de chaque harmonique en W

$$P_{j2k} = 3 \cdot R_{2ram} \cdot I_{2k}^2 \quad (IV.34)$$

Les pertes Joule rotorique totales

$$P_{j2t} = \sum_{k=1}^n P_{j2k} = 3 \cdot \sum_{k=1}^n R_{2ram} \cdot I_{2k}^2 \quad (IV.35)$$

Les pertes Joule totales dans la machine

$$P_{jt} = 3 \cdot R_1 \cdot \sum_{k=1}^n I_{1k}^2 + 3 \cdot \sum_{k=1}^n R_{2ramk} \cdot I_{2k}^2 \quad (IV.36)$$

$I_{2k}$  : Courant rotorique pour chaque harmonique

Les pertes mécaniques de chaque harmonique en [W]

$$P_{tmeck} = k_t \cdot (N_k \cdot (1 - g_k) \cdot 10^{-3})^2 \cdot (D_{ext} \cdot 10^{-2})^4 \quad (IV.37)$$

Les pertes mécaniques totales

$$P_{tmeck} = \sum_{k=1}^n P_{tmeck} \quad (IV.38)$$

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

La puissance électromagnétique de chaque harmonique en W

$$P_{emk} = \frac{P_{j2k}}{g_k} \quad (\text{IV.39})$$

La puissance électromagnétique totale

$$P_{emt} = \sum_{k=1}^n P_{emk} \quad (\text{IV.40})$$

La puissance mécanique totale en [W]

$$P_{meck} = P_{emk} \cdot (1 - g_k) \quad (\text{IV.41})$$

La puissance absorbée totale

$$P_{at} = \sum_{k=1}^n P_{ak} \quad (\text{IV.42})$$

La puissance utile de l'harmonique

$$P_{uk} = P_{meck} - P_{tmeck} \quad (\text{IV.43})$$

La puissance utile totale

$$P_{ut} = \sum_{k=1}^n P_{uk} \quad (\text{IV.44})$$

Le rendement de la machine

$$\eta_t = \frac{P_{ut}}{P_{at}} \quad (\text{IV.45})$$

Le couple électromagnétique de chaque harmonique en [N.m]

$$C_{emk} = \frac{P_{emk}}{\Omega_{sk}} \quad (\text{IV.46})$$

Le couple électromagnétique total

$$C_{emt} = C_{em1} - C_{em5} + C_{em7} - C_{em11} + C_{em13} - C_{em17} + C_{em19} \dots \quad (\text{IV.47})$$

L'expression générale du couple électromagnétique

$$C_{emt} = \sum_{k=3.n+1} C_{emk} - \sum_{k=3.n+2} C_{emk} \quad (\text{IV.48})$$

Le couple utile en N.m

$$C_{uk} = \frac{P_{uk}}{\Omega_{rk}} \quad (\text{IV.49})$$

## Chapitre IV Effets des harmoniques sur les performances du moteur

---

L'expression générale du couple utile

$$C_{ut} = \sum_{k=3.n+1} C_{uk} - \sum_{k=3.n+2} C_{uk} \quad (\text{IV.50})$$

### V.6. Conclusion

On peut dire que les harmoniques présentent un inconvénient sur les performances du moteur que ce soit harmoniques de temps ou d'espace. Ces harmoniques font augmenter les pertes dans le moteur, créent des couples parasites qui engendrent un bruit. Pour cela il faut essayer de les minimiser au maximum, et pour atteindre cet objectif il faut faire de bons calculs du dimensionnement avant la réalisation de la machine, et d'alimenter par des convertisseurs statiques qui délivrent une tension qui se rapproche d'un signal sinusoïdal.

# CHAPITRE V

*Description du programme et application au moteur de 4KW*

### V.1.Introduction

L'introduction de l'outil informatique dans le calcul des machines asynchrones, revêt une grande importance eu égard aux énormes avantages qu'il présente, en l'occurrence la rapidité de calcul [1].

Le programme informatique est développé sous environnement MATLAB pour déterminer les différentes performances d'une série de moteurs asynchrones triphasés à cage d'écurie dont la puissance normalisée est  $\leq 30\text{KW}$ .

Dans ce chapitre, nous allons décrire le fonctionnement global du programme en se basant sur l'organigramme général. Ensuite, on va l'appliquer au calcul d'un moteur ayant les caractéristiques suivantes :

La puissance électromagnétique nominale  $P_{nom}=4\text{ KW}$

La tension nominale du réseau d'alimentation  $U_{nom}=220\text{ V}$

Le nombre de paires de pôles  $P=2$

La fréquence du réseau d'alimentation  $f=50\text{ Hz}$

La hauteur d'axe  $H=100\text{ mm}$

### V.2.Description du programme

Dans un premier lieu, nous allons déterminer les dimensions principales, pour cela il faut introduire les données du cahier des charges du moteur : puissance ( $P_{nom}$ ), tension ( $U_{nom}$ ), nombre de paire de pôle  $P$ , fréquence d'alimentation  $f$ , rendement et le facteur de puissance nominal, et la hauteur d'axe ( $H$ )

Après le choix de la hauteur d'axe ( $H$ ) normalisée, le diamètre extérieur  $D_{ext}$  et intérieur  $D_{int}$  ainsi que la longueur virtuelle de l'induit  $L_i$  sera calculée et affichée automatiquement.

Après l'introduction de certaines données et coefficients qui correspondent au moteur choisi le programme va afficher les dimensions des feuilles statorique et rotorique et le circuit magnétique (induction, champ, chute de potentiel magnétique dans les dents, culasse statorique et rotorique, et aussi au niveau de l'entrefer).

Il faut d'abord choisir la température de fonctionnement pour déterminer tous les paramètres électriques statoriques ( $R_1$  et  $X_1$ ), les paramètres rotoriques ( $R_2$  et  $X_2$ ), les grandeurs rotorique ramenées au stator et aussi les paramètres de la branche magnétisante ( $R_m$  et  $X_m$ ). Tous ces paramètres seront aussi calculés au démarrage.

À partir du schéma équivalent du rotor ramené au stator (schéma en T), on calcule les performances du moteur qui représentent les courbes (courant absorbé, puissance absorbée, rendement, puissance et couple électromagnétique et aussi la puissance utile) pour différentes valeurs de glissement pour les deux cas d'alimentation :

1<sup>er</sup> cas : alimentation parfaitement sinusoïdale.

2<sup>eme</sup> cas : tension délivrée par un convertisseur statique, donc on prend en considération l'effet des harmoniques du temps d'ordre 5, 7, 11, 13, 17, 19, pour déterminer les performances du moteur. Dans l'application, on considère que le convertisseur délivre un signal de tension, après sa décomposition en série de Fourier on a obtenu les tensions en % de chaque rang harmonique qui est montré dans le tableau suivant :

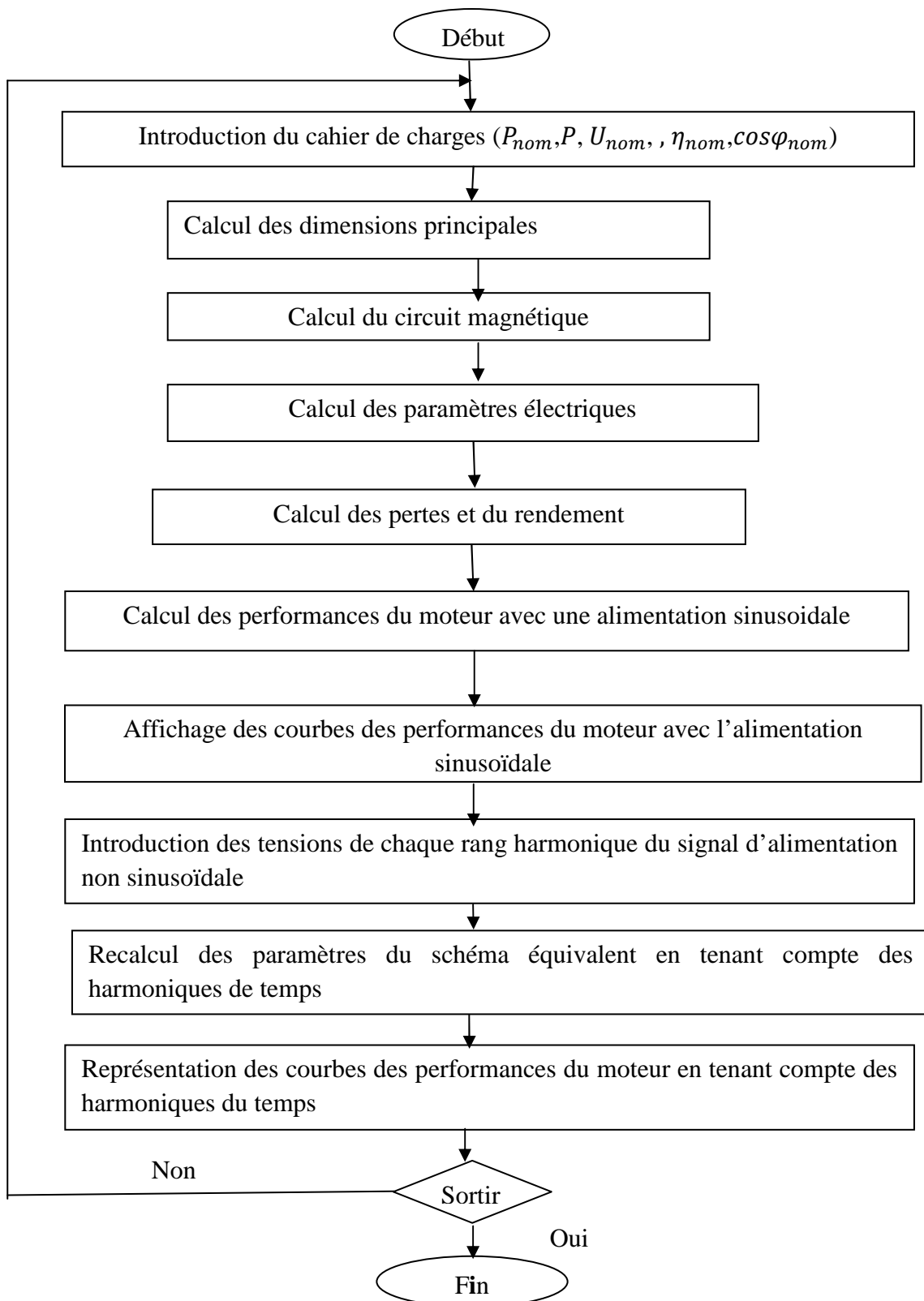
---

rang harmonique(k)	$U_k/U_1$ en %
1	100
5	21.68
7	15.66
11	14.69
13	6.81
17	11.23
19	2.21
23	7.43
25	0.65
29	5.66
31	1.39
35	6.37
37	1.9
41	5.66
43	1.73
47	4.07
49	0.96
53	4.15
55	1.51
59	4.2

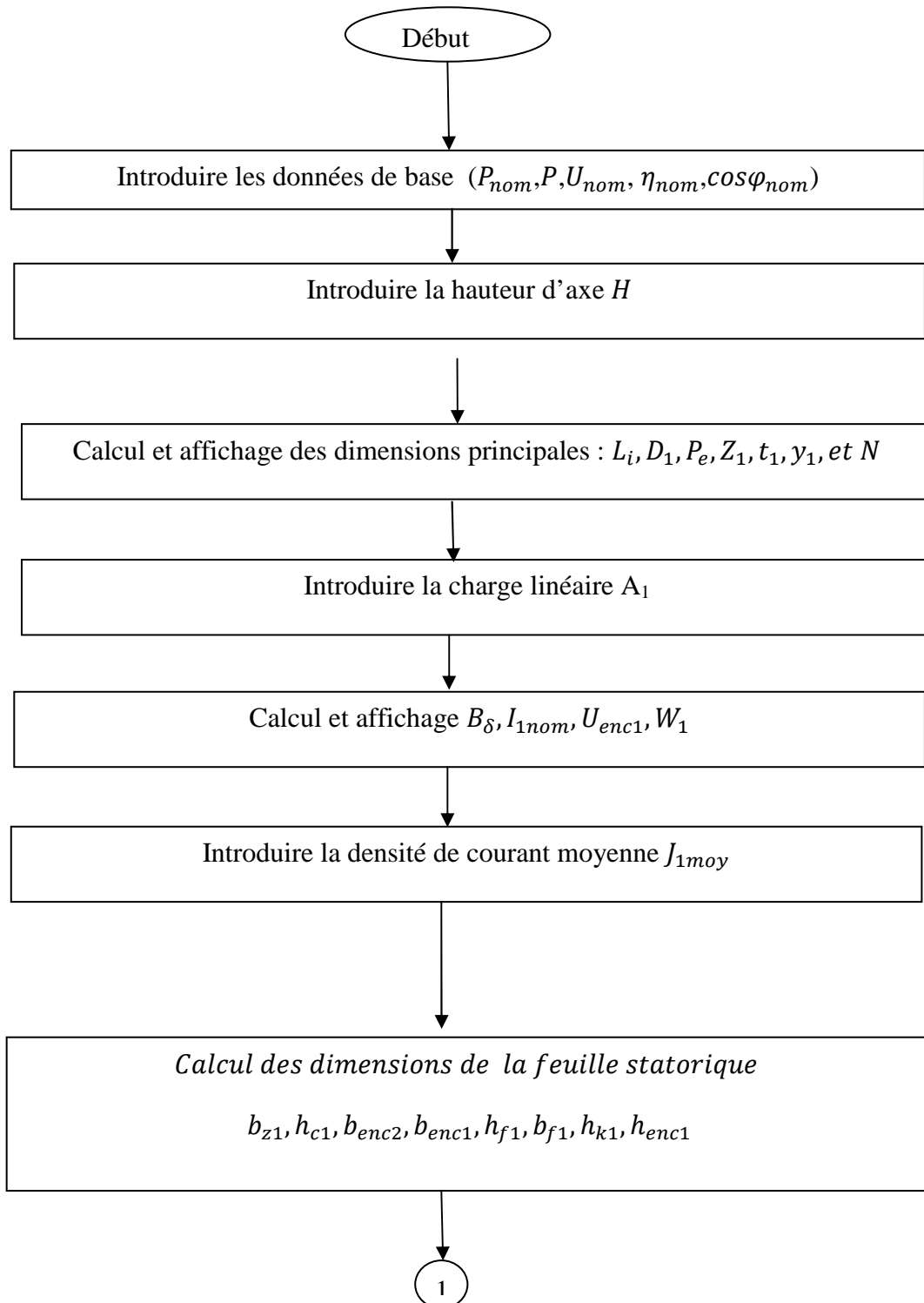
**Tableau : IV.1** Tensions harmoniques en % d'un signal délivré par un variateur de vitesse après sa décomposition en série de fourrier [7].

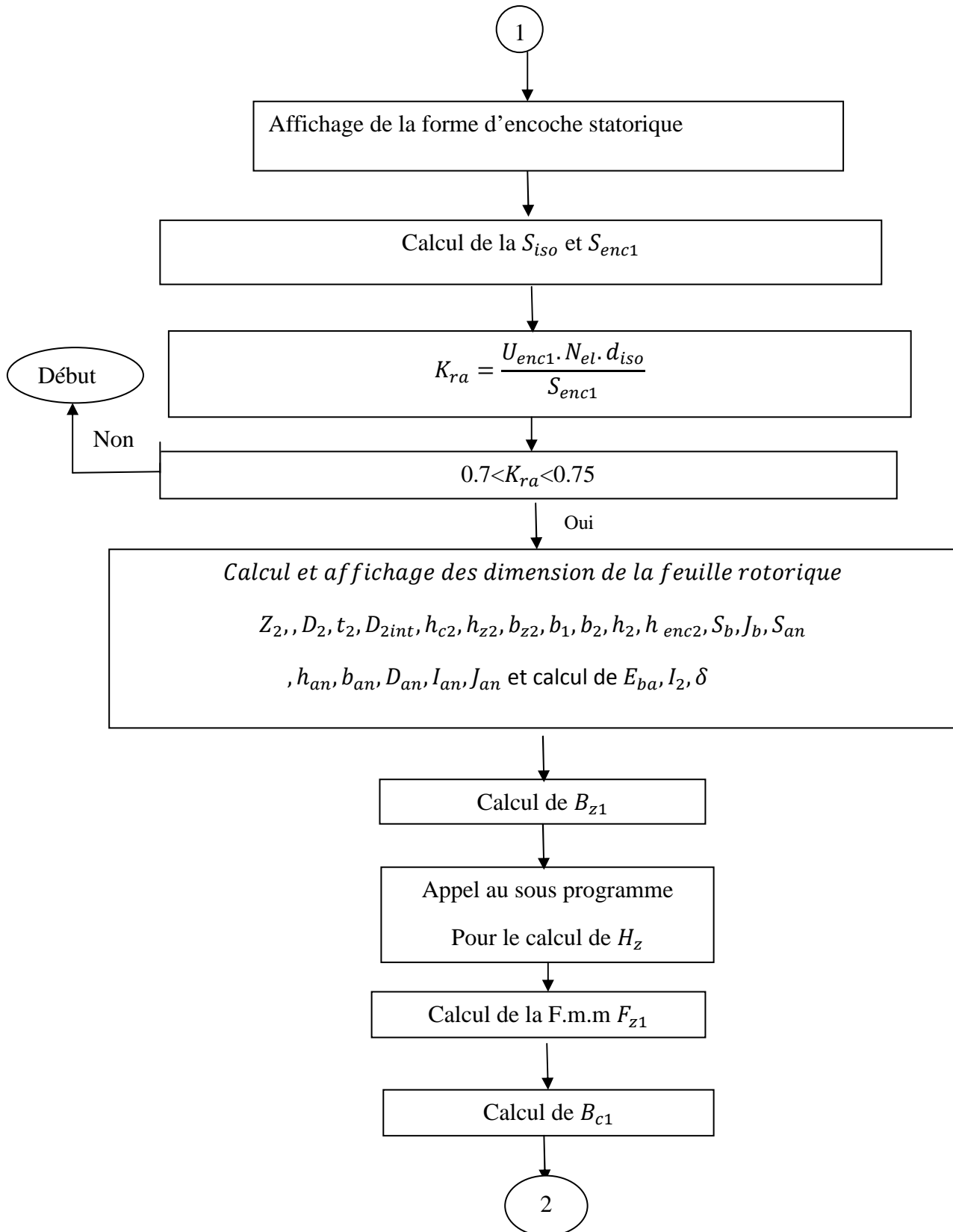
➤ **Organigramme général**

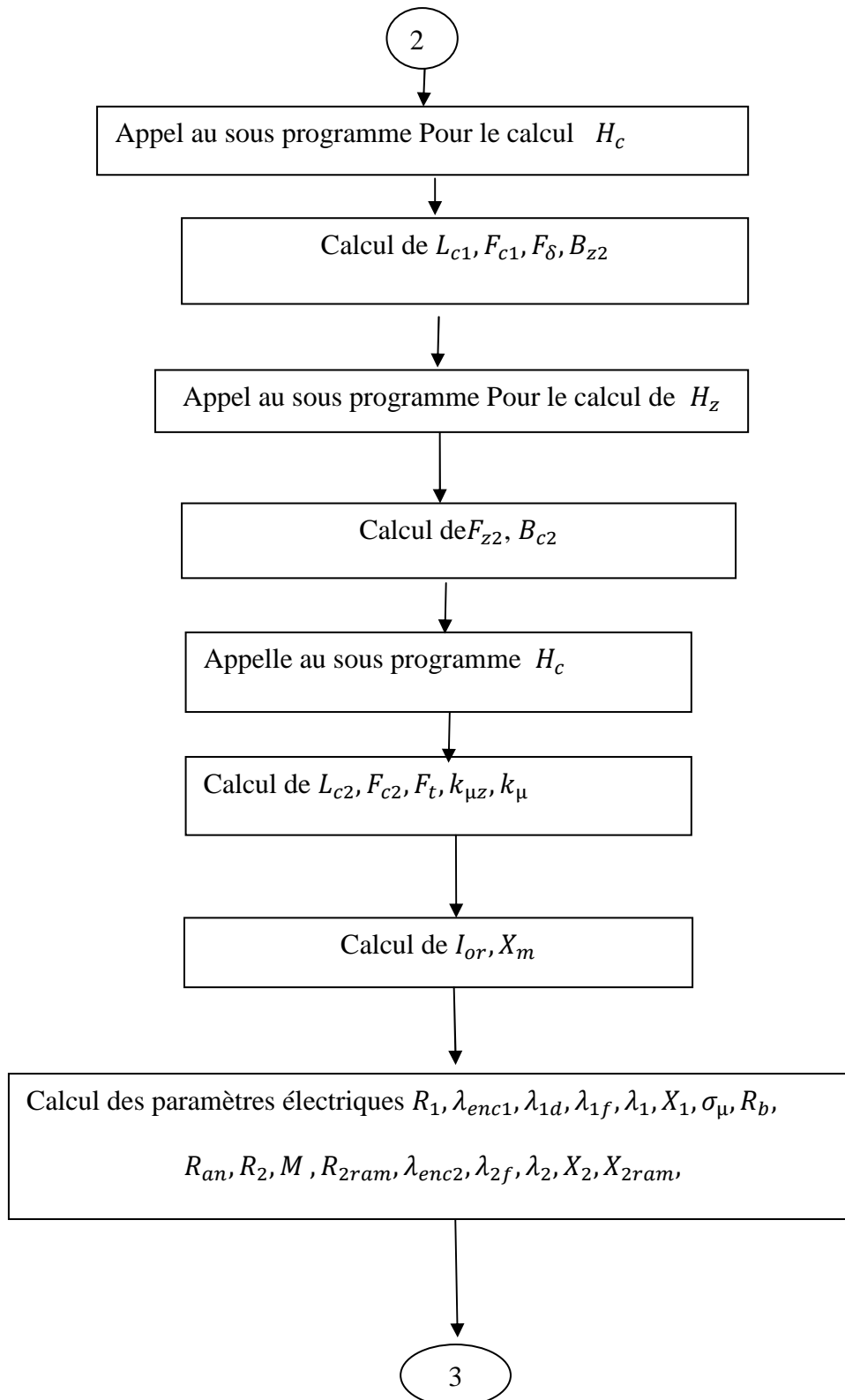
Dans l'organigramme général on décrira les étapes essentielles à suivre pour faire une application pour un moteur qui répond aux exigences de normalisation, donc il appartient à la série de machine dont le programme est destiné :

**Figure: IV.1** Organigramme général du programme

## ➤ Organigramme détaillé







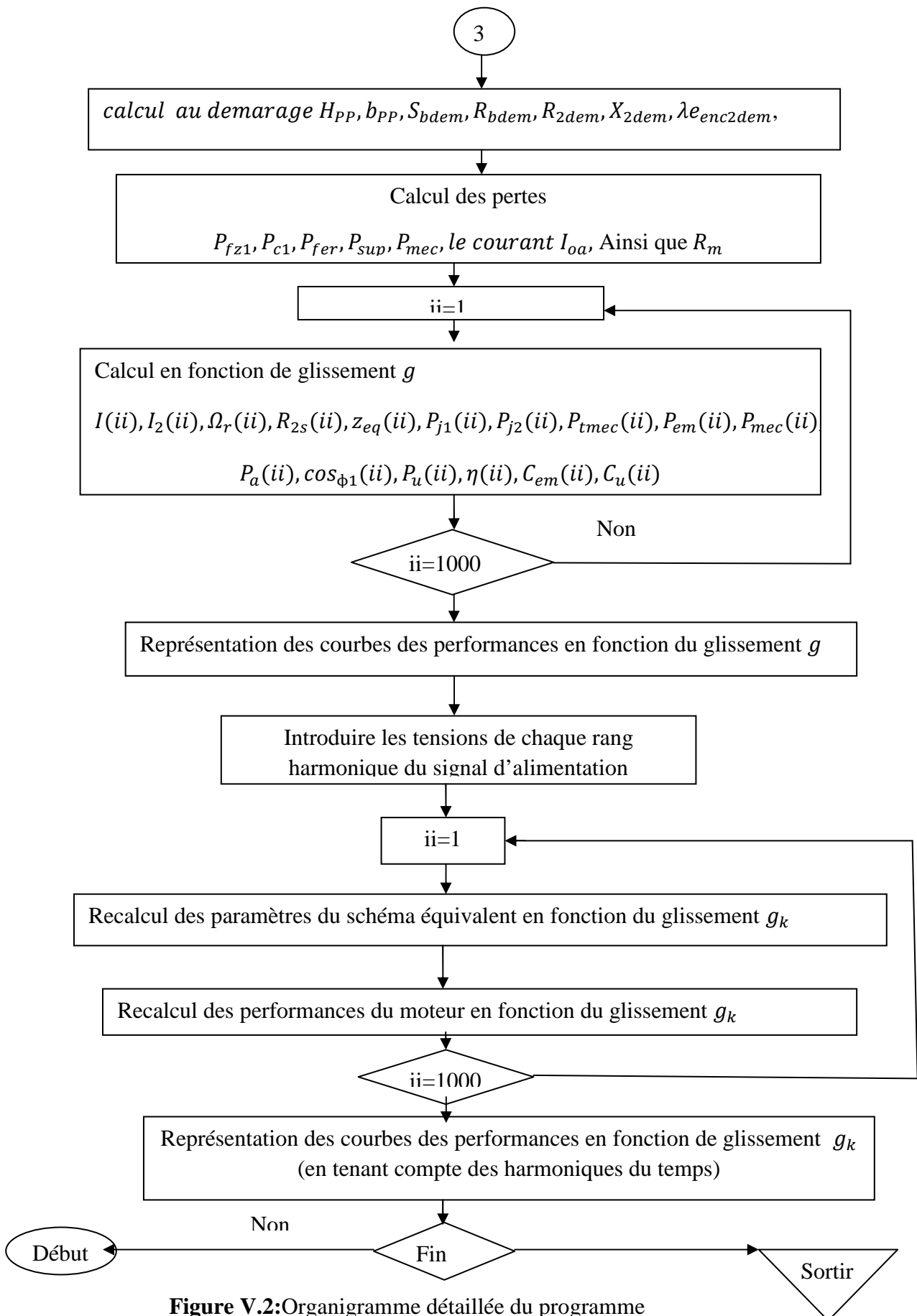


Figure V.2: Organigramme détaillée du programme

➤ Organigramme du sous-programme [H<sub>z</sub>]

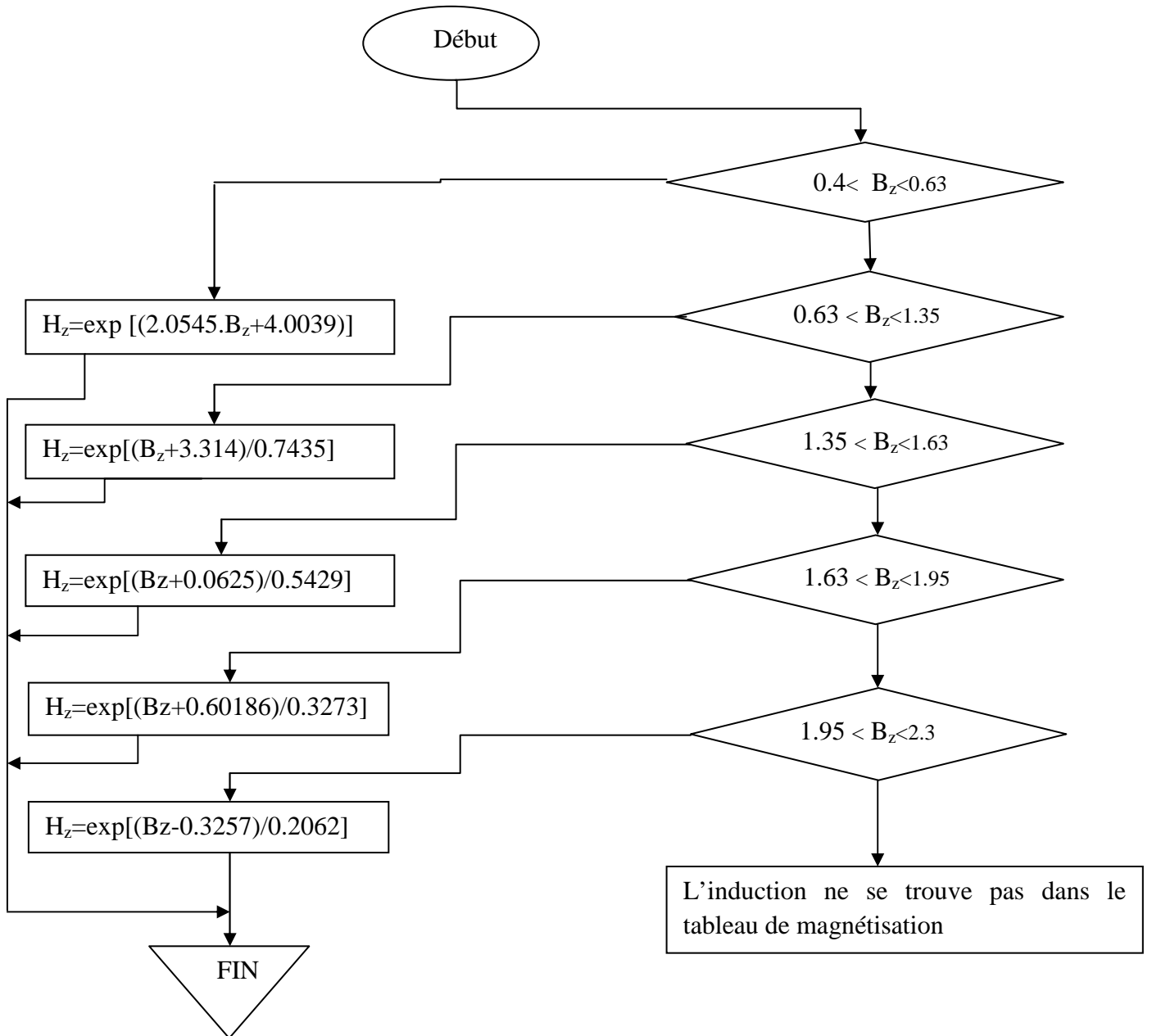


Figure V.3. Organigramme du programme H<sub>z</sub>

➤ Organigramme du Sous-programme [H<sub>c</sub>]

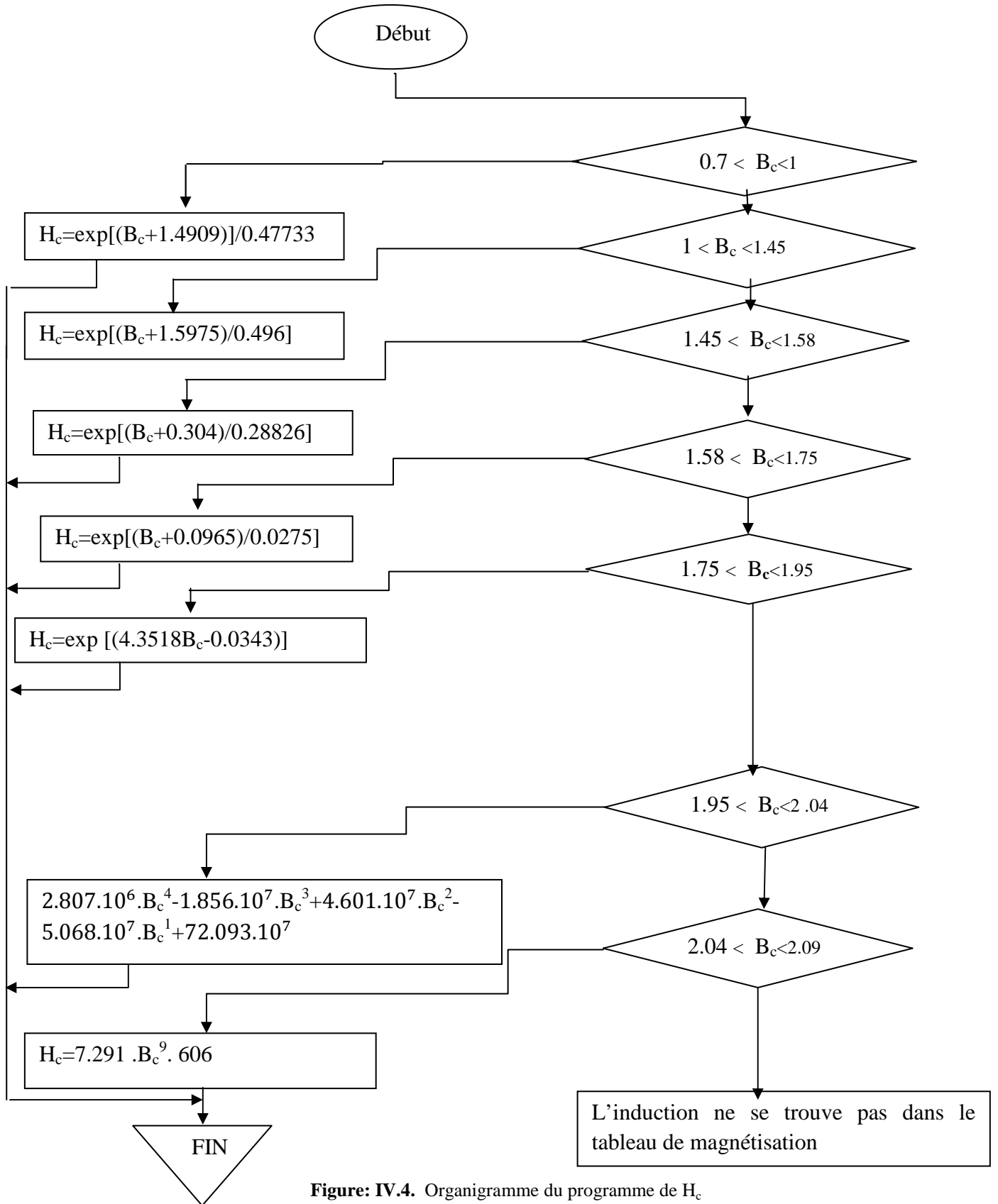


Figure: IV.4. Organigramme du programme de H<sub>c</sub>

**V.3.Application au moteur de 4KW****V.3.1.Résultats obtenus après l'exécution du programme**

Après l'exécution du programme on a relevé les résultats suivants :

<b>Les données de base</b>
----------------------------

Puissance nominale en [Kw] de la Mas

$$P_{nom} = 4$$

Rendement nominal de la Mas

$$\eta_{nom} = 0.83$$

Facteur de puissance nominal de la Mas

$$\cos\varphi_{nom} = 0.79$$

Nombre de paires de pôles

$$p = 2$$

Tension nominale en [V]

$$U_{nom} = 220$$

Fréquence de la tension d'alimentation en [Hz]

$$f = 50$$

Hauteur d'axe de la machine en [mm]

$$H=100$$

- Calcul de la longueur virtuelle de l'induit  $L_i$  en [mm]

Diamètre  $D_{ext}$

$$D_{ext} = 168$$

<b>Dimensions principales de la machine</b>
---------------------------------------------

Le diamètre extérieur du stator en [mm]

$$D_1 = 109.24$$

Longueur virtuelle de l'induit en [mm] est

$$L_i = 146.4603$$

Pas polaire en [mm]

$$\tau = 85.7969$$

Puissance électromagnétique en [KW]

$$P_e = 5.9173$$

Nombre d'encoches statorique

$$Z_1 = 36$$

Pas dentaire en [mm]

$$t_1 = 9.533$$

Pas polaire en nombre d'encoche

$$\tau_p = 9$$

- Calcul de l' induction dans l'entrefer  $B_\delta$  en [Tesla]

Pas d'enroulement  $y_1$  en nombre d'encoches

$$y_1 = 9$$

Angle de raccourcissement de l'enroulement statorique

$$\beta = 1$$

Coefficient d'enroulement statorique

$$k_{enr1} = 0.9598$$

Vitesse de synchronisme de la machine en tr/min

$$N = 1500$$

La valeur de la Charge linéaire de la MAS en [A/m]

$$A1 = 26000$$

L'induction dans l'entrefer en [Tesla]

$$B_\delta = 0.78155$$

Courant nominal dans une phase statorique en [A]

$$I_{1nom} = 9.243$$

Nombre de voies parallèles statoriques

$$a_2 = 1$$

Nombre du conducteurs dans une encoche

$$U_{enc1} = 27$$

Nombre de spires par phase

$$W_1 = 162$$

- la section effective d'un conducteur  $s_{eff}$  en [mm<sup>2</sup>]

Densité de courant moyenne en [A/mm<sup>2</sup>]

$$j_{1moy} = 6.5$$

La section effective d'un conducteur en [mm<sup>2</sup>]

$$S_{eff} = 1.422$$

Diamètre nu du conducteur en [mm]

$$d_{nu} = 1.32$$

Diamètre du conducteur avec isolation en [mm]

$$D_{iso} = 1.405$$

- **Dimensionnement de la feuille statorique**

Le coefficient de foisonnement

$$K_{fer} = 0.95 \quad \Longrightarrow \quad \text{L'isolation avec oxydation}$$

$$K_{fer} = 0.97 \quad \Longrightarrow \quad \text{L'isolation avec vernis}$$

Pour notre cas le coefficient de remplissage des paquets de tôle statorique (coefficient de foisonnement)

$$k_{fer} = 0.95$$

L'induction maximale dans la dent statorique en [Tesla]

$$B_{z1max} = 1.95$$

La largeur de la dent statorique en [mm]

$$b_{z1} = 4.0219$$

L'induction maximale dans la culasse statorique en [Tesla]

$$B_{c1} = 1.65$$

Hauteur du dos statorique en [mm]

$$h_{c1} = 13.6167$$

Hauteur de la dent statorique en [mm]

$$h_{z1} = 15.7633$$

La largeur minimale de l'encoche statorique en [mm]

$$b_{enc2} = 5.7862$$

La largeur maximale de l'encoche statorique en [mm]

$$b_{enc1} = 8.2623$$

- Calcul de la hauteur de la clavette en [mm]

La valeur de la hauteur de la fente  $h_{f1}$  en [mm] Choisir entre **1.2** et **1.8**

$$h_{f1} = 1.2$$

La valeur de la largeur de la fente  $b_{f1}$  en [mm]

$$b_{f1} = 3$$

La hauteur de la clavette en [mm]

$$h_{k1} = 2.6312$$

Hauteur d'encoche statorique en [mm]

$$h_{enc1} = 11.9322$$

- la section occupée par les conducteurs pour une forme trapézoïdale de l'encoche

La valeur du revêtement de l'encoche en [mm]

$$e_1 = 0.25$$

La valeur de la fermeture de l'encoche en [mm]

$$e_2 = 0.35$$

La valeur de cale du milieu en [mm]

$$e_3 = 0$$

Encoches à une seule couche

La section occupée par l'isolation dans l'encoche en [mm<sup>2</sup>]

$$s_{iso} = 10.3045$$

La section occupée par les conducteurs dans l'encoche en [mm<sup>2</sup>]

$$s_{enc1} = 73.5106$$

Coefficient de remplissage de la machine

$$k_{ra} = 0.72505$$

il est compris entre 0.7 et 0.75

### Dimensionnement de la feuille rotorique

Nombre d'encoches rotoriques normalisées  $z_2$

$$Z_2 = 28$$

L'entrefer normalisé en [mm] en fonction de la hauteur d'axe H

$$\delta = 0.34$$

Diamètre extérieur du rotor en [mm]

$$D_2 = 108.56$$

Pas dentaire rotorique en [mm]

$$t_2 = 12.1804$$

Facteur de bobinage rotorique

$$k_{enr2} = 1$$

Cas d'une machine à cage d'écureuil

Nombre de spires par phase

$$W_2 = 0.5$$

Force électromotrice à vide dans une barre rotorique en [V]

$$E_{ba} = 2.0587$$

Courant dans une barre rotorique en [A]

$$I_2 = 270.0522$$

Diamètre intérieur du rotor en [mm]

$$D_{2int} = 34.7392$$

L'induction maximale dans la culasse rotorique en [Tesla]

$$B_{c2} = 1.2$$

Hauteur de la culasse rotorique en [mm]

$$h_{c2} = 18.7229$$

Hauteur de la dent rotorique en [mm]

$$h_{z2} = 18.1875$$

Hauteur de la fente de l'encoche rotorique en [mm]

$$h_{f2} = 0.6 \quad \text{il est Compris entre 0.5 et 0.7 mm}$$

La valeur de l'induction  $B_{z2max}$  en [Tesla]

$$B_{z2max} = 1.95$$

La largeur de la dent rotorique en [mm]

$$b_{z2} = 5.1388$$

Diamètre inférieur de l'encoche ovale rotorique en [mm]

$$b_1 = 6.2102$$

Diamètre supérieur de l'encoche ovale rotorique en [mm]

$$b_2 = 7.7799$$

Hauteur d'encoche rotorique qui a une forme trapézoïdale en [mm]

$$h_2 = 10.5924$$

Hauteur d'encoche rotorique en [mm]

$$h_{enc2} = 17.5875$$

Section dans la barre rotorique en [mm<sup>2</sup>]

$$s_b = 113.0085$$

Densité de courant dans la barre rotorique en [A/mm<sup>2</sup>]

$$J_b = 2.3897$$

<b>Dimensionnement de l'anneau de court circuit</b>
-----------------------------------------------------

Section transversale de l'anneau en [mm<sup>2</sup>]

$$S_{an} = 316.4237$$

Hauteur de l'anneau en [mm]

$$h_{an} = 21.825$$

La largeur de l'anneau en [mm]

$$b_{an} = 14.4982$$

Diamètre moyen de l'anneau en [mm]

$$D_{an} = 86.735$$

- la densité de courant dans l'anneau en [A/mm<sup>2</sup>]

Coefficient de la réduction de l'anneau vers la barre

$$k_{red} = 0.44504$$

Courant dans l'anneau en [A]

$$I_{an} = 606.8018$$

Densité de courant dans l'anneau en [A/mm<sup>2</sup>]

$$J_{an} = 1.9177$$

La chute du potentiel magnétique en [A] dans les dents statoriques

L'induction dans les dents statoriques en [Tesla]

$$B_{z1} = 1.95$$

Le champ dans les dents statoriques en [Atr/m] en fonction de B<sub>z1</sub>

$$H_{z1} = 2432.5619$$

La chute du potentiel magnétique en [A] dans les dents statoriques

$$F_{z1} = 38.3453$$

La chute de potentiel magnétique en [A] dans la culasse statoriques :

L'induction dans la culasse statorique

$$B_{c1} = 1.65$$

La valeur de H<sub>c1</sub> est

$$H_{c1} = 946$$

La longueur moyenne de ligne de champ dans la culasse statorique en mm

$$L_{c1} = 1.65$$

La chute de potentiel magnétique en [A] dans la culasse statorique

$$F_{c1} = 114.7048$$

La chute de potentiel magnétique en [A] dans l'entrefer

La valeur de  $b_{f2}$  en [mm]

$$b_{f2} = 1.25$$

$k_{sig2} = 1$  Dans le cas des encoches avec  $b_{f2}$  et  $h_{f2}$  nul cela veut dire des encoches rototiques fermées

Coefficient de carter qui tient compte de la non uniformité de l'entrefer :

$$k_{sig} = 1.2686$$

La chute de potentiel magnétique en [A] dans l'entrefer

$$F_{sig} = 348.1039$$

L'induction magnétique en [T] dans les dents rotoriques

$$B_{z2} = 1.95$$

Le champ dans les dents rotoriques en [Atr/m] en fonction de  $B_{z1}$  est

$$H_{z2} = 2432.5619$$

La chute de potentiel magnétique en [A] dans les dents rotoriques

$$F_{z2} = 36.6722$$

La chute de potentiel magnétique dans la culasse rotorique :

L'induction magnétique en [T] dans la culasse rotorique

$$B_{c2} = 1.2$$

Le champ dans la culasse rotorique en Atr/m en fonction de  $B_{z1}$

$$H_{z2} = 2432.5619$$

Le parcours moyen du flux dans la culasse rotorique

$$L_{c2} = 75.4169$$

La chute de potentiel magnétique en [A] dans la culasse rotorique

$$F_{c2} = 21.2296$$

La force magnétomotrice totale à vide en [A] par paire de pole

$$F_t = 982.1772$$

Coefficient de saturation des dents

$$k_{\mu z} = 1.2155$$

Coefficient de saturation de la machine

$$k_{\mu} = 1.4108$$

Courant magnétisant réactif en A

$$I_{or} = 4.6791$$

Réactance magnétisante en [ $\Omega$ ]

$$X_m = 45.607$$

**Calcul des paramètres électriques**

<b>Les paramètres statoriques</b>
-----------------------------------

$y_{1moy}$  : Pas moyen d'un groupe de sections en nombre d'encoches

$$y_{1moy} = 9$$

Section standard choisie en mm<sup>2</sup>

$$q_{eff} = 1.368$$

La température de fonctionnement de la machine en [°C]  $T = 75$

Résistivité du cuivre en [ $\Omega.m$ ] à la température  $T = 75$

$$\rho = 2.153e - 008$$

Résistance active d'une phase statorique en [ $\Omega$ ]

$$R_1 = 1.8045$$

- Réactances de fuites et de permeance du stator

Les valeurs de  $k_{b1}$  et  $k_{b2}$  correspond au pas relatif  $\beta$

$k_{b1}$  égale et  $k_{b2}$  dans le cas ou le bobinage est un enroulement concentrique qui est égale à un

$$k_{b1} = 1$$

$$k_{b2} = 1$$

Perméance de fuite d'encoche statorique

$$\lambda_{enc1} = 2.879$$

La valeur de  $k_{dd1}$

$$k_{dd1} = 0.93$$

La valeur de  $k_{rr1}$

$$k_{rr1} = 0.0141$$

Perméance de fuite différentielle statorique

$$\lambda_{1d} = 1.5488$$

Perméance de fuite frontale

$$\lambda_{1f} = 1.0622$$

Perméance de dispersion de l'enroulement statorique

$$\lambda_1 = 5.49$$

Réactance de fuites totale du stator en ohm

$$X_1 = 2.7784$$

Coefficient de dispersion magnétique du stator

$$\delta_\mu = 0.060921$$

Force électromotrice à vide

$$E_0 = 207.367$$

<b>Calcul des paramètres rotoriques</b>
-----------------------------------------

Résistivité d'aluminium en [ $\Omega.m$ ] à la température T

$$\rho_{al} = 4.4048e - 008$$

Résistance active d'une barre rotorique en [ $\Omega$ ]

$$R_b = 5.7087e - 005$$

Résistance active de l'anneau en [ $\Omega$ ] à la température T

$$R_{an} = 5.7087e - 005$$

Résistance active de l'anneau ramenée à la barre en [ $\Omega$ ]

$$R_{anram} = 1.368e - 005$$

Résistance active rotorique en [ $\Omega$ ]

$$R_2 = 7.0766e - 005$$

Le rapport entre le pas dentaire statorique et rotorique

$$\beta_{ob} = 0.78265$$

L'angle d'inclinaison des encoches

$$\alpha_{ob} = 0.35125$$

Coefficient d'obliquité

$$k_{ob} = 0.99487$$

Coefficient de réduction de la cage rotorique ramené au stator

$$M = 10468.3947$$

Résistance active de la cage rotorique ramenée au stator

$$R_{2ram} = 0.74081$$

- Réactance de fuite globale et permeance totale du rotor

Perméance de fuite d'encoche rotorique

$$\lambda_{enc2} = 1.7435$$

Le nombre d encoches par pole et par phase au rotor

$$q_2 = 2.3333$$

Perméance de fuite différentielle rotorique

$$\lambda_{2d} = 1.7921$$

Perméance de fuite frontale rotorique

$$\lambda_{2f} = 0.42363$$

Perméance d'obliques rotorique

$$\lambda_{ob} = 0.99463$$

Perméance de fuite rotorique totale

$$\lambda_2 = 4.9539$$

Réactance de fuite totale du stator en [ $\Omega$ ]

$$X_2 = 0.00028659$$

Réactance du rotor ramenée au stator en [ $\Omega$ ]

$$X_{2ram} = 3.0002$$

- Résistance de la barre au démarrage  $R_{bdem}$

Hauteur de pénétration de la barre en [mm]

$$h_{pp} = 17.5875$$

La largeur à la limite de pénétration du courant dans la barre en [mm]

$$b_{pp} = 8.3563$$

Section de la barre pénétrée par le courant de démarrage

$$s_{bdem} = 120.6242$$

Coefficient du déclassement du courant

$$k_{dep} = 0.93686$$

Résistance de la barre au démarrage en [ $\Omega$ ]

$$R_{bdem} = 5.3483e - 005$$

Résistance active de la barre rotorique au démarrage en [ $\Omega$ ]

$$R_{bdem} = 5.3483e - 005$$

Résistance active de la barre rotorique en [ $\Omega$ ] au démarrage ramenée au stator au démarrage

$$R_{22dem} = 0.74081$$

Réactance de fuite au démarrage  $X_{2dem}$

Perméance de fuite d'encoche au démarrage

$$\lambda_{2encdem} = 1.7435$$

Permeance de fuite totale au démarrage

$$\lambda_{2dem} = 4.9539$$

Réactance de fuite au démarrage

$$X_{2dem} = 0.00028659$$

Réactance de fuite au démarrage ramenée au stator

$$X_{2demram} = 3.0002$$

Le poids des dents satatoriques en [Kg]

$$G_{z1}=3.84$$

Les pertes dans les dents satatoriques en [W]

$$P_{fz1}=62.197$$

Le poids de la culasse satatorique en [Kg]

$$G_{c1}=82.807$$

Les pertes totales dans le fer en [W]

$$P_{fer}=145.0048$$

- La forme d'encoche satatorique obtenue après l'exécution du programme est :

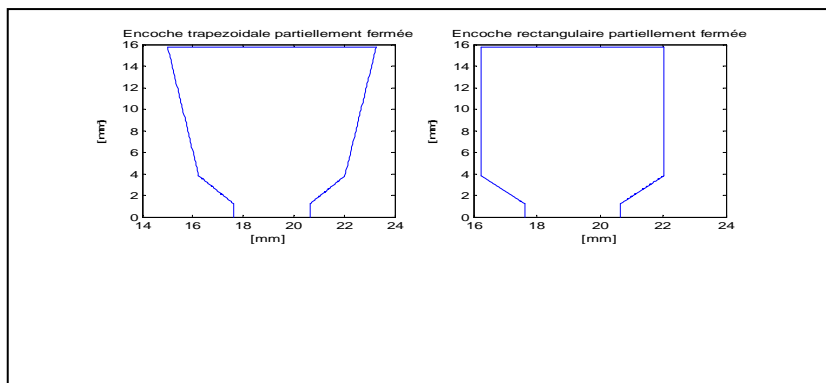


Figure : V.5. La forme d'encoche satatorique obtenue après l'exécution du programme

### V.3.2. Validation du programme

Les courbes donnant les caractéristiques de fonctionnement illustrées dans les figures (V.6) à (V.21) sont de formes attendues et d'allures souhaitées, ce qui permet de valider notre programme au moins du point de vue qualitatif.

A défaut de résultats expérimentaux, on ne peut pas faire une comparaison des résultats obtenus par le programme.

### V.3.3. Interprétation des Courbes obtenues

Après l'exécution du programme on a relevé les courbes des performances du moteur pour les deux types d'alimentation :

Les courbes qui correspondent à l'alimentation sinusoïdale sont les figures :( V.6) ..... (V.11). Pour qu'on puisse faire une comparaison des courbes des performances obtenus seulement avec le fondamental, et celles obtenues en tenant compte des harmoniques du temps, on a fait une superposition pour avoir les courbes des figures : (V.12)..... (V.21).

Dans la figure (V.6), on remarque qu'il y'a un fort appel du courant lors du démarrage du moteur, il est d'environ de 33A qui correspond à 3.57 fois du courant nominal, en faisant diminuer le glissement le courant absorbé diminue, jusqu'à la valeur de 4.97A qui correspond au courant à vide. On peut dire que le courant absorbé dépend de l'impédance du schéma équivalent dépend à son tour du glissement comme le montre la relation (III.34).

On remarque aussi dans les figures (V.7), (V.8) les courbes du facteur de puissance et la puissance absorbée suivent la même forme, au fonctionnement à vide la puissance absorbée est de 556.55W qui correspond au pertes totales à vide (pertes fer), donc toute la puissance lors du fonctionnement à vide est perdue dans la machine, c'est ce qui est montré dans la figure (V.11) où le rendement est nul à vide et aussi à rotor bloqué (pour les valeurs du glissement  $g = 0$  et  $g = 1$ ). Ce rendement atteint des valeurs importantes au voisinage du fonctionnement nominal.

En comparant les courbes des performances du moteur obtenues seulement avec le fondamental et celles obtenues en tenant compte des harmoniques du temps on constate que :

Lors de l'alimentation des moteurs par des tensions non sinusoïdales, il apparaît des courants harmoniques qui engendrent une augmentation du courant absorbé ainsi que la puissance absorbée dans la machine, ce qui est remarqué dans les figures (V.12), (V.13).

Les courants dus aux harmoniques du temps font augmenter les pertes dans le cuivre (pertes Joule statatorique et rotorique) comme il est indiqué dans les figures (V.17) (V.18) et les relations (IV.33), (IV.35).

Les figures (V.15), (V.16) illustrent que l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur font diminuer le couple électromagnétique à cause des harmoniques qui tournent dans le sens inverse du fondamental, qui produisent un couple qui s'oppose au couple moteur, d'après la relation (IV.47).

Les figures (V.19), (V.20) montrent clairement qu'il y a une diminution appréciable de la puissance utile ainsi que le rendement dans la machine dues aux harmoniques du temps lors du fonctionnement nominal, cette diminution est justifiée par l'augmentation des pertes dans le cuivre dus à ces harmoniques.

Pour bien montrer l'effet des harmoniques de temps sur les performances du moteur, on a choisi un point de fonctionnement au voisinage du glissement nominal, pour relever les données du tableau ci-dessous :

	$P_a$ [W]	$I_1$ [A]	$P_{j1}$ [W]	$P_{j2}$ [W]	$C_{em}$ [N.m]	$P_{em}$ [W]	$P_u$ [W]	$C_u$ [N.m]	$\eta$
Tension sinusoïdale	$5,436.10^3$	10,14	555,618	161,58	29,39	$4,616.10^3$	$4,438.10^3$	29,28	0,81
Tension non sinusoïdale	$5.672.10^3$	10.922	645.83	193.45	29.387	$4.642.10^3$	$4.338.10^3$	28.61	0.76
Les valeurs relatives en [%]	4.16	7.71	16.23	19.73	-0.01	-0.563	-2.25	-2.28	-6.58

**Tableau V.2.** Les valeurs des performances du moteur obtenues après l'exécution du programme pour un glissement  $g=0.035$

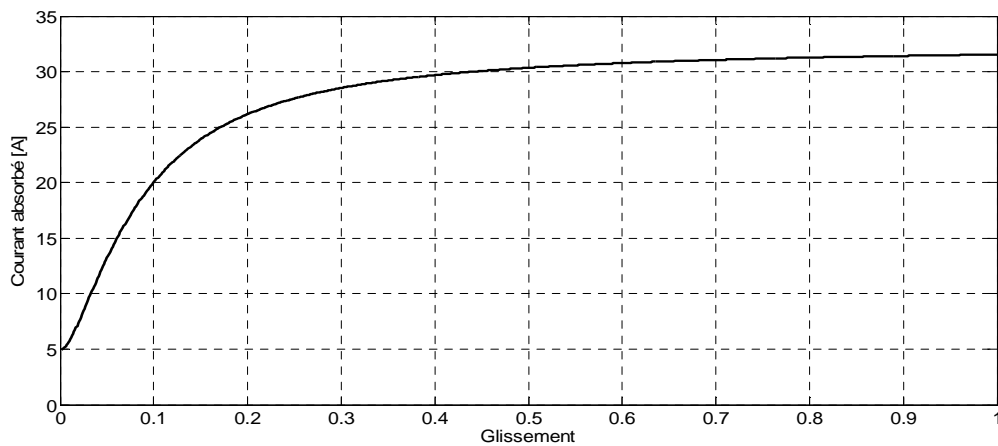
Les valeurs du tableau, montrent bien l'effet des harmoniques due temps sur les performances du moteur, on remarque que :

Le courant absorbé, si on alimente le moteur avec une tension non sinusoïdale à augmenté de 7.71% par rapport à celui qui est absorbé lorsque on l'alimente par une tension sinusoïdale, cette augmentation est engendrée par une élévation de la puissance absorbé de 4.16% de la puissance du fondamentale.

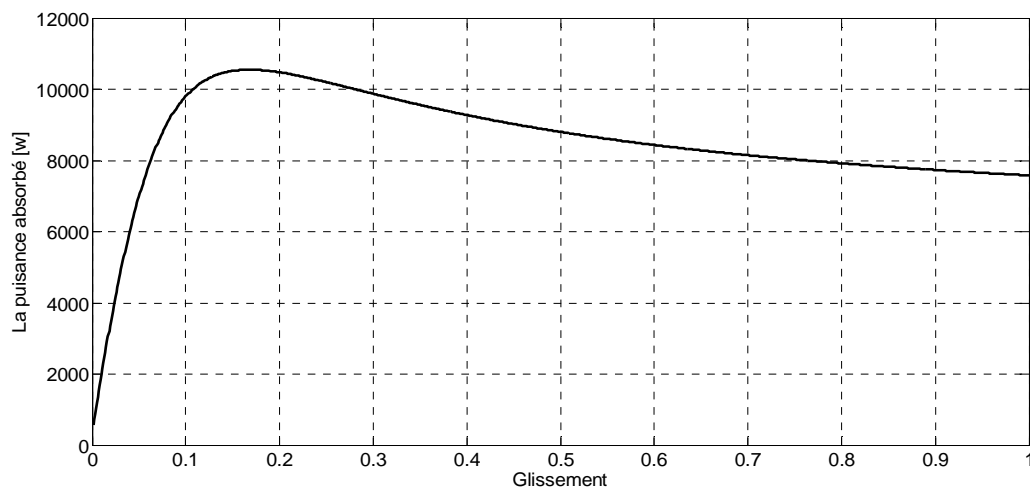
On remarque aussi que : les pertes Joule ont augmenté de 16.23%, 19.73% respectivement dans le stator et le rotor dus aux courants harmoniques. Ces pertes Joule élevées provoquent la diminution du rendement appréciable, qui a chuté de 6.58% du rendement qui correspond à l'alimentation sinusoïdale.

Les harmoniques qui tournent dans le sens inverse que le fondamental produisent des couples qui s'opposent au couple moteur, ce qui est montré dans le tableau, donc pour le glissement  $g=0.053$  le couple a chuté de 0.01% par rapport au couple électromagnétique du fondamental.

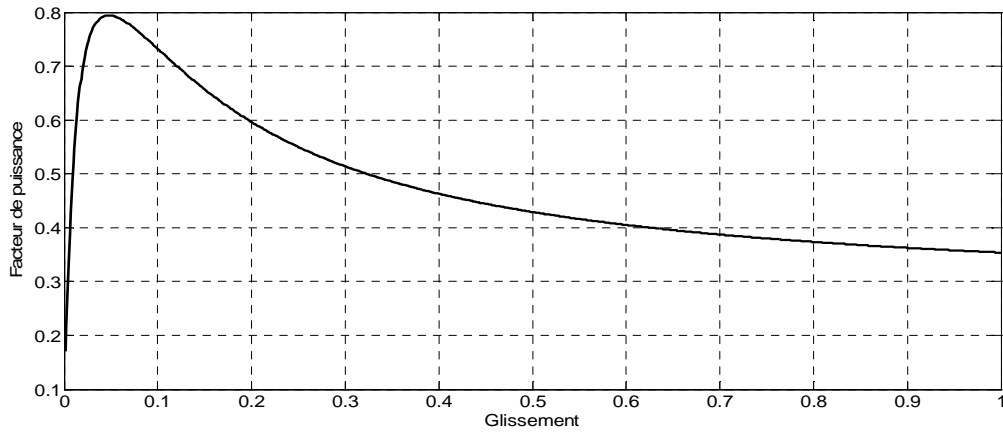
- Les figures obtenues sont représentées ci-dessous :



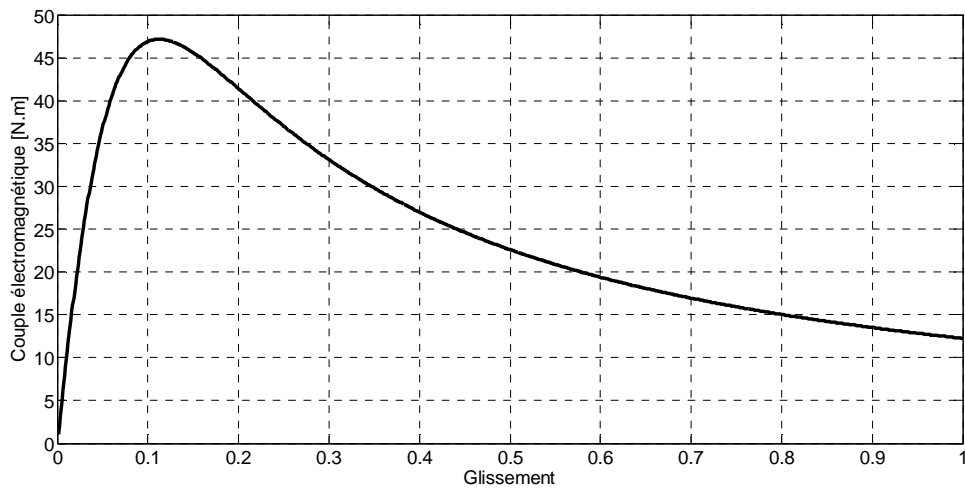
**Figure. V.6.** Evolution du courant absorbé en fonction du glissement



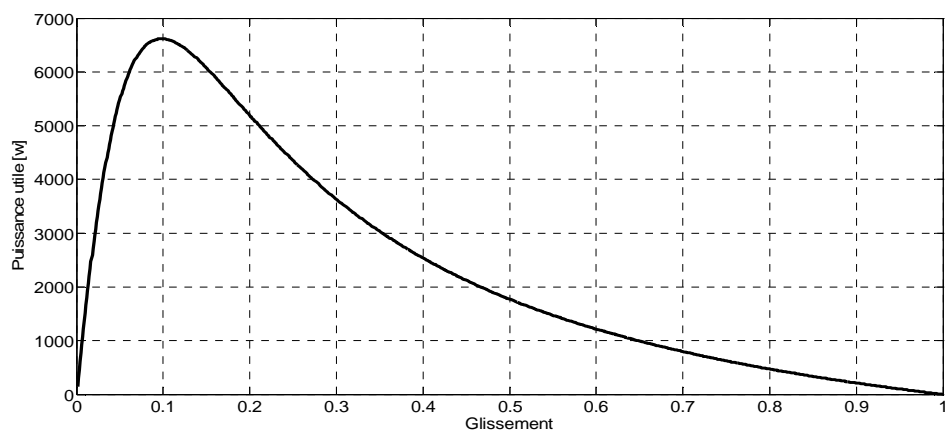
**Figure. V.7.** Evolution de la puissance absorbée en fonction du glissement



**Figure. V.8.** Evolution du facteur de puissance de la machine en fonction du glissement



**Figure. V.9.** Evolution couple électromagnétique en fonction du glissement



**Figure. V.10.** Evolution de la puissance utile en fonction du glissement

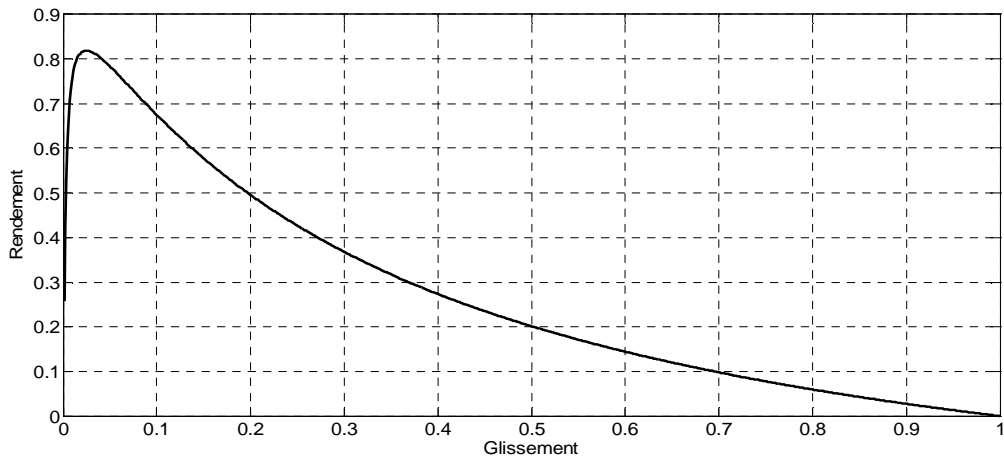


Figure. V.11. Evolution du rendement de la machine en fonction du glissement

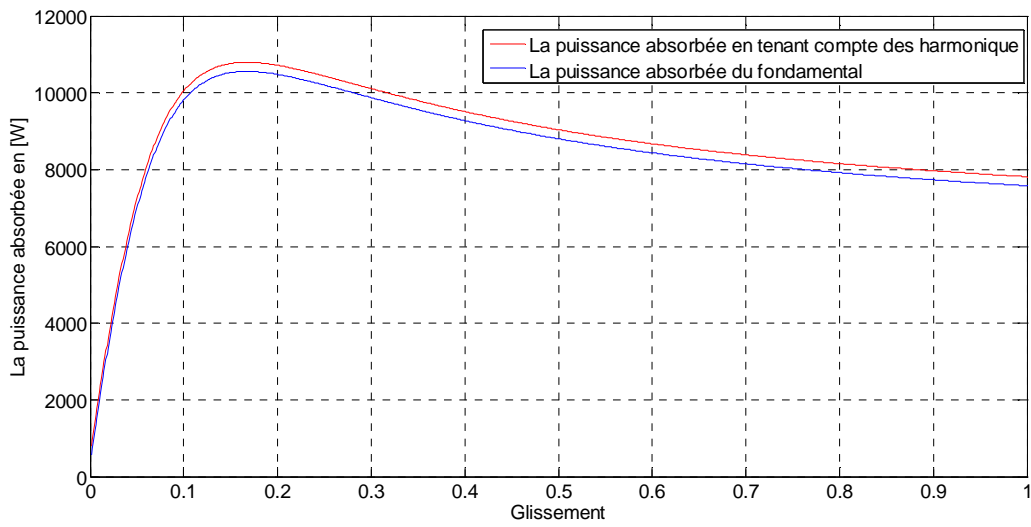


Figure. V.12. Evolution de la puissance absorbée en fonction du glissement

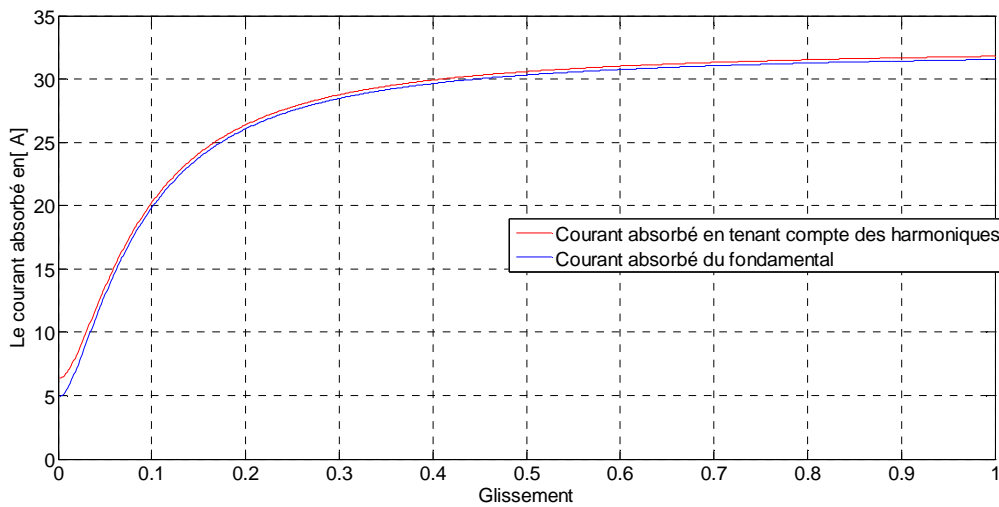


Figure. V.13. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

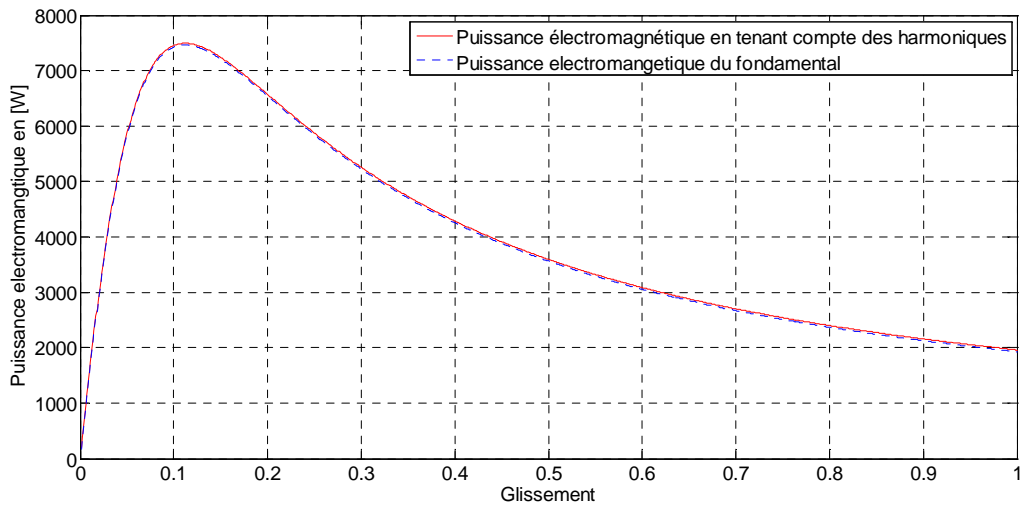


Figure. V.14. Evolution de la puissance électromagnétique en fonction du glissement

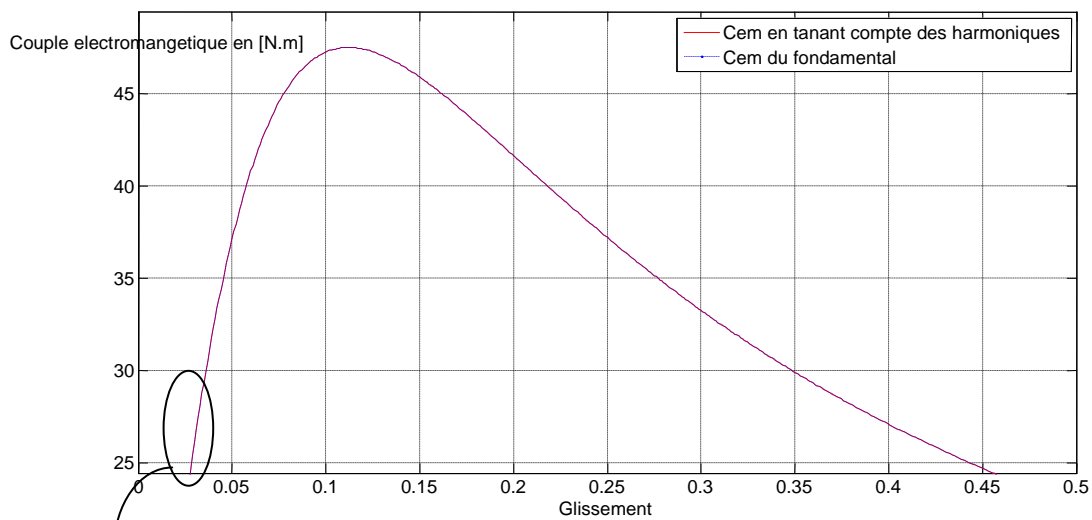


Figure. V.15. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement

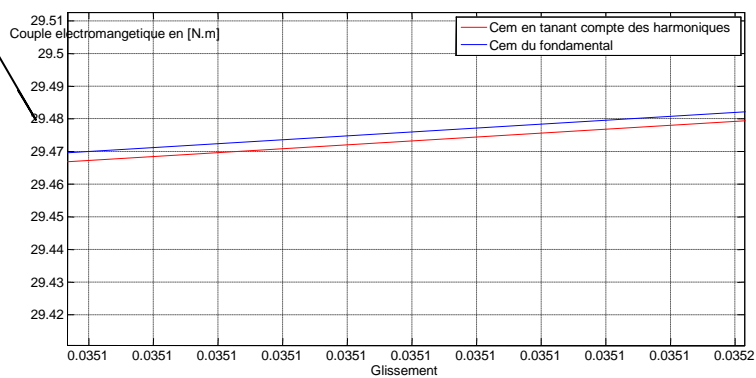


Figure. V.16. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement avec agrandissement

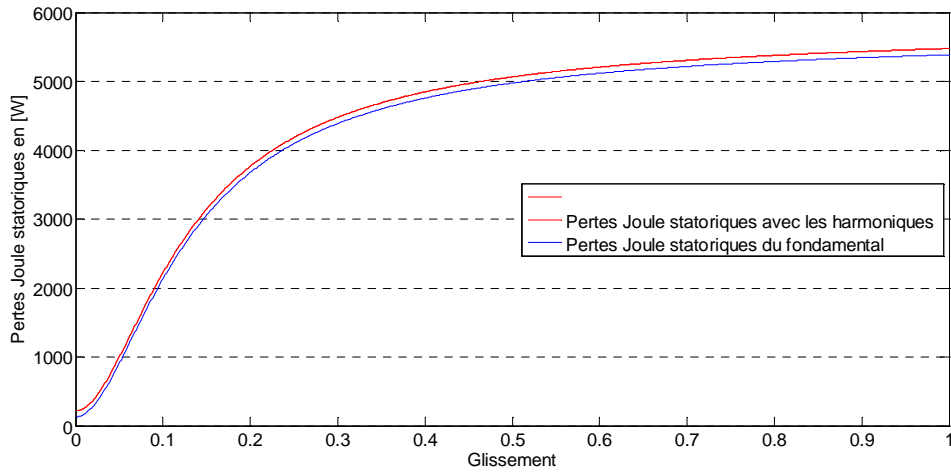


Figure. V.17. Evolution des pertes Joule statoriques en fonction du glissement

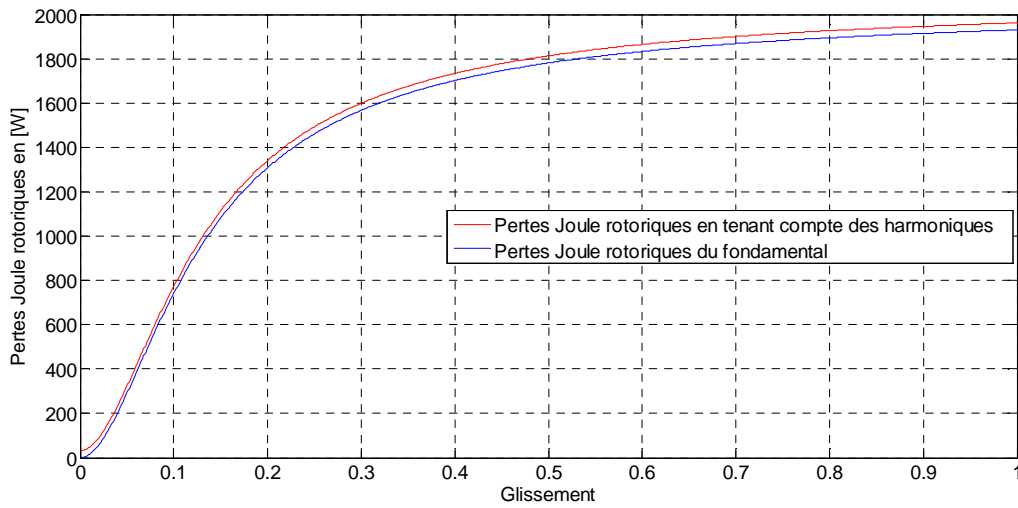


Figure. V.18. Evolution des pertes Joule rotorique en fonction du glissement

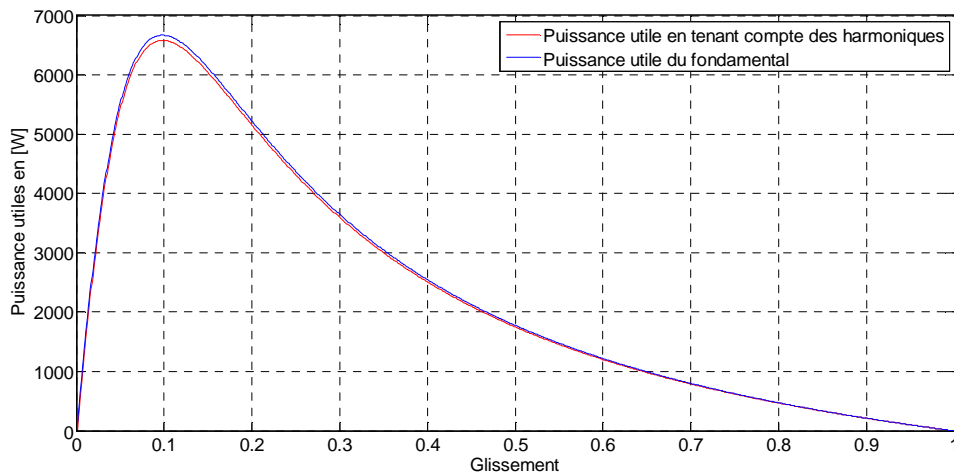


Figure. V.19. Evolution de la puissance utile en fonction du glissement

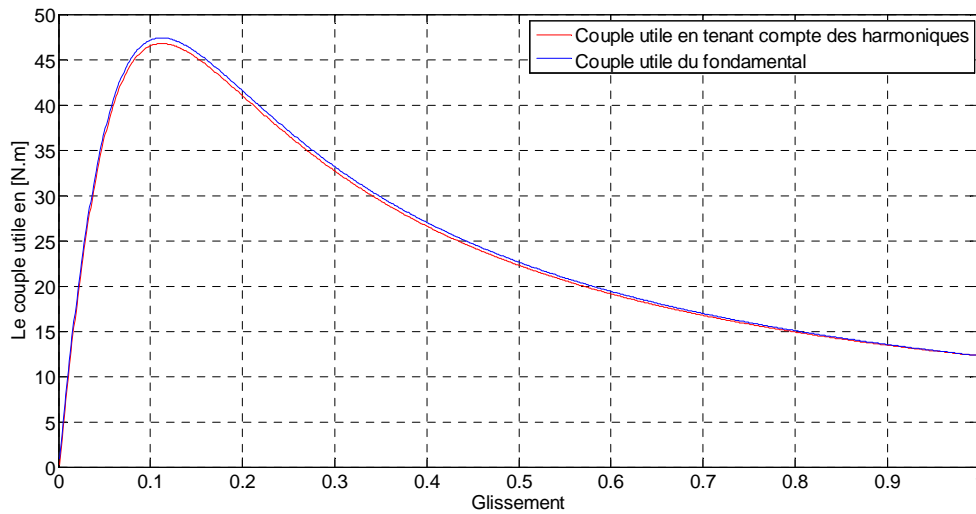


Figure. V.20. Evolution du couple utile en fonction du glissement

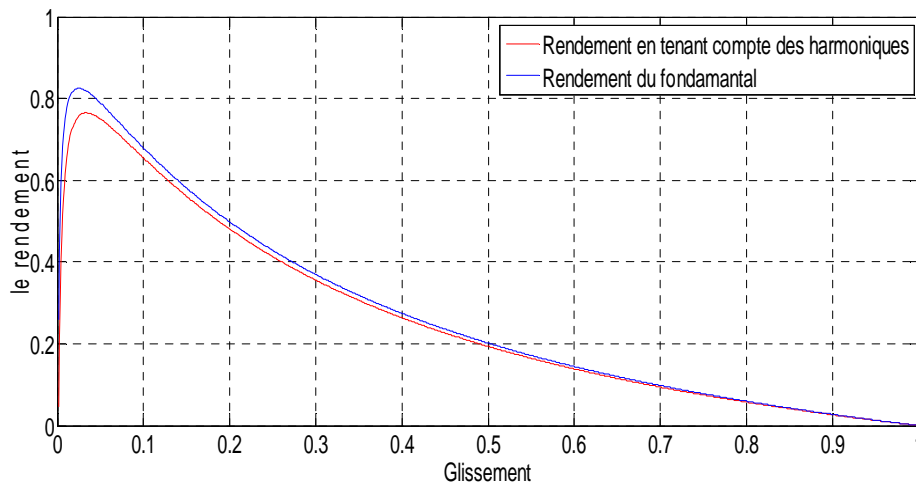


Figure. V.21. Evolution du rendement de la machine en fonction du glissement

#### V.4.Conclusion

Le programme informatique qu'on a développé sous environnement MATLAB nous a permis de dimensionner la machine, déterminer ces paramètres électriques et magnétiques, obtenir les courbes des performances lors de fonctionnement, que ce soit en utilisant une alimentation sinusoïdale où non sinusoïdale, c'est-à-dire, prendre en considération l'effet des harmoniques de temps sur les performances du moteur.

L'application sur un moteur de 4KW, nous a permis de valider le programme. Les courbes obtenues après l'exécution du programme, nous montrent l'inconvénient que présentent les harmoniques de temps sur les performances du moteur, lorsqu'on l'alimente par des convertisseurs. Ces derniers produisent des tensions harmoniques, qui font augmenter les pertes accompagnées par des échauffements dans la machine ce qui fait diminuer son rendement.

# Conclusion générale

## Conclusion générale

---

### Conclusion générale

Notre travail a été consacré pour élaborer un programme de calcul d'une série de machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil, sous environnement MATLAB. Et à partir d'un schéma équivalent bien choisi qui nous a facilité la représentation des performances du moteur, Par ailleurs, nous avons procédé à la représentation automatique et graphique des courbes des performances sans avoir recours à un autre logiciel de graphisme pour effectuer le tracé de ces courbes. Cela rend notre programme convivial, car il facilite la tâche à l'utilisateur qui ne doit pas nécessairement être en mesure de maîtriser l'outil informatique.

Nous avons aussi développé le programme, pour qu'il tienne compte des effets des harmoniques de temps sur les performances du moteur, lorsqu'il est alimenté par des tensions non sinusoïdales, lors d'utilisation des convertisseurs statiques pour agir sur la vitesse.

L'application, sur un moteur de 4KW nous a permis de valider le programme, et bien confirmer l'inconvénient des harmoniques sur les performances du moteur. La présence de ces derniers provoque une augmentation des pertes, qui sont accompagnées par des échauffements excessifs, et la chute du rendement de la machine.

Pour réduire les effets des harmoniques d'espace sur les performances du moteur, il faut faire des bons calculs de dimensionnement de la machine, et pour réduire l'effet des harmoniques de temps il faut réaliser des convertisseurs statiques, qui délivrent des tensions proches d'un signal sinusoïdal.

Notre programme a été développé de sorte qu'il tienne compte seulement des effets des harmoniques du temps, mais dans la réalité, il existe des harmoniques d'espace dus à la construction de la machine, ils sont beaucoup plus compliqués à déterminer, et aussi un autre phénomène très important dans les machines, c'est l'effet de peau, qui est ignoré dans notre étude. Espérons bien que ce travail sera utile pour d'autres études qui tiendront en compte de tous ces phénomènes.

# ANNEXES

# ANNEXES

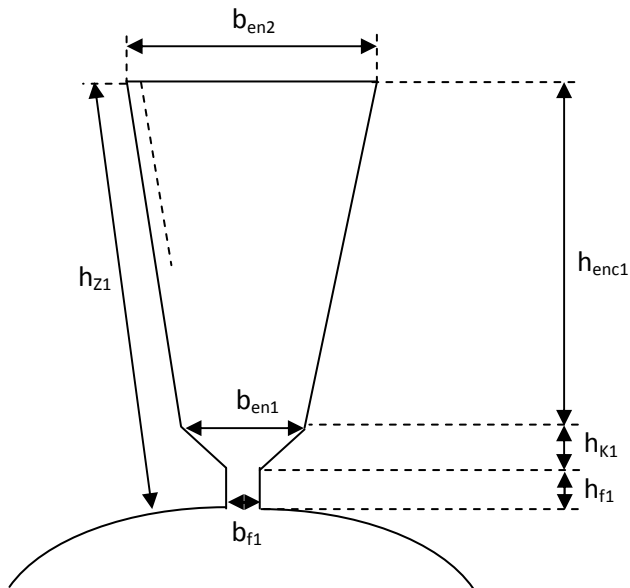


Figure 1-a : Schéma de l'encoche statorique trapézoïdale

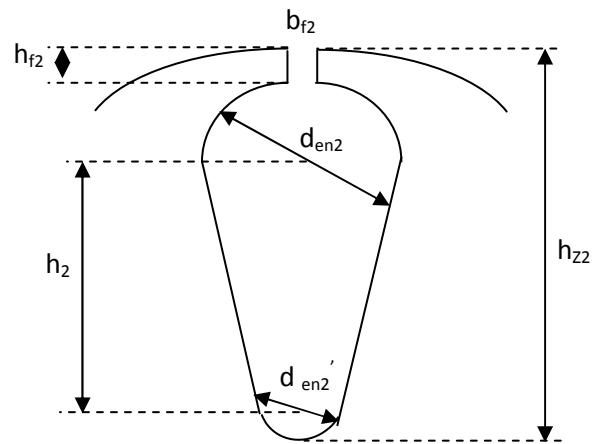


Figure 1-b Schéma d'encoche rotorique ovale

**Tableau 1 :**  $H_{axe}$  et  $D_{ext}$  en fonction de  $P_{nom}$

$H_{axe}(mm)$	$D_{ext}(mm)$	Puissance nominale en (kw) en fonction de $2p$		
		$2p = 2$	$2p = 4$	$2p = 6$
71	116	0.75	-	-
		1.1	0.75	-
80	131	1.5	1.1	0.75
		2.2	1.5	1.1
90	149	3	2.2	1.5
		-	-	-
100	168	4	3	2.2
		5.5	4	-
112	191	7.5	5.5	3
		-	-	4
132	225	11	7.5	5.5
		-	11	7.5
160	272	15	15	11
		18.5	18.5	15
180	313	22	22	18.5
		30	30	-
200	349	-	-	22
		-	-	30

## ANNEXES

**Tableau 2** : L'intensité du champ magnétique dans les dents statoriques et rotoriques qui correspond a  $B_{c1}$  et  $B_{c2}$

B[H]	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
0.4	0.52	0.53	0.54	0.55	0.56	0.57	0.58	0.59	0.60	0.62
0.5	0.64	0.65	0.66	0.67	0.69	0.71	0.72	0.74	0.76	0.79
0.6	0.80	0.81	0.83	0.85	0.87	0.89	0.91	0.93	0.95	0.97
0.7	1.00	1.02	1.04	1.06	1.08	1.11	1.13	1.15	1.18	1.21
0.8	1.24	1.26	1.29	1.32	1.35	1.38	1.40	1.43	1.46	1.49
0.9	1.52	1.55	1.58	1.61	1.64	1.68	1.71	1.74	1.77	1.81
1.0	1.85	1.88	1.91	1.95	1.99	2.03	2.06	2.09	2.13	2.17
1.1	2.21	2.25	2.29	2.33	2.37	2.41	2.45	2.49	2.53	2.57
1.2	2.62	2.67	2.72	2.77	2.83	2.89	2.95	3.01	3.07	3.13
1.3	3.20	3.27	3.34	3.41	3.49	3.59	3.65	3.73	3.82	3.91
1.4	4.00	4.10	4.20	4.30	4.40	4.50	4.64	4.78	4.92	5.06
1.5	5.20	5.42	5.64	5.86	6.08	6.30	6.54	6.78	7.02	7.26
1.6	7.50	7.88	8.26	8.64	9.02	9.46	9.82	10.20	10.70	11.10
1.7	11.50	12.20	12.90	13.60	14.30	15.00	16.00	17.00	18.00	19.00
1.8	20.00	21.60	23.20	24.90	26.50	28.10	29.60	31.10	32.70	34.70
1.9	35.70	38.00	40.30	42.60	44.90	47.20	49.30	51.40	53.50	55.60
2.0	57.70	60.00	63.00	66.00	70.00	74.00	79.00	84.09	90.00	97.00

## ANNEXES

**Tableaux 3 :** L'intensité du champ magnétique dans les dents statorique et rotorique qui correspond à  $B_{z1}$  et  $B_{z2}$

B[H]	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
0.4	1.24	1.27	1.30	1.33	1.36	1.38	1.41	1.44	1.47	1.50
0.5	1.54	1.57	1.60	1.64	1.67	1.71	1.74	1.77	1.80	1.84
0.6	1.88	1.91	1.94	1.98	2.01	2.05	2.08	2.12	2.16	2.20
0.7	2.23	2.26	2.29	2.33	2.36	2.40	2.43	2.47	2.50	2.53
0.8	2.56	2.59	2.62	2.65	2.68	2.71	2.74	2.77	2.80	2.83
0.9	2.86	2.90	2.93	2.97	3.01	3.04	3.08	3.12	3.16	3.20
1.0	3.24	3.29	3.33	3.38	3.42	3.46	3.50	3.55	3.60	3.65
1.1	3.70	3.75	3.80	3.85	3.91	3.96	4.01	4.06	4.11	4.17
1.2	4.24	4.30	4.36	4.42	4.48	4.55	4.61	4.67	4.73	4.79
1.3	4.86	4.95	5.04	5.14	5.24	5.33	5.63	5.74	5.85	5.85
1.4	5.86	5.95	6.10	6.22	6.34	6.64	6.58	6.70	6.83	6.96
1.5	7.06	7.22	7.35	7.49	7.63	7.77	7.91	8.05	8.20	8.35
1.6	8.50	8.78	9.06	9.34	9.62	9.90	10.20	10.50	10.80	11.10
1.7	11.50	11.80	12.20	12.50	12.90	13.30	13.60	14.00	14.40	14.80
1.8	15.20	15.70	16.20	16.70	17.20	17.70	18.30	18.90	19.50	20.10
1.9	20.70	21.60	22.50	23.20	24.80	25.20	26.40	27.60	28.90	30.20
2.0	31.50	33.20	35.00	35.00	38.60	40.40	42.60	44.80	47.00	49.20
2.1	51.10	54.40	57.40	57.40	63.60	66.70	71.20	75.70	80.20	84.70
2.2	89.20	94.30	99.40	99.40	109.80	115.00	120.00	126.00	132.00	138.00
2.3	144.00	151.00	158.00	165.00	172.00	180.00	188.00	196.00	205.00	214.00

## ANNEXES

**Tableau 4 :**  $D_1$  en fonction de  $2p$  et  $D_{ext}$

$2P$	2	4	6
$D_1[\text{mm}]$	$0.61.D_{ext}^{-4}$	$0.68.D_{ext}^{-5}$	$0.72.D_{ext}^{-3}$
$K_{p\lambda}$	0.95	1	1.05

**Tableau 5 :** champ magnétique H

$H[\text{mm}]$	$2p$	$Bz1_{max}[\text{T}]$	$B_{c1}[\text{T}]$	$Bz2_{max}[\text{T}]$	$B_{c2}[\text{T}]$
50÷132	2	1.75÷1.95	1.50÷1.65	1.75÷1.95	1.35÷1.45
	4	1.75÷1.95	1.50÷1.65	1.75÷1.95	1.15÷1.25
	6	1.75÷1.95	1.40÷1.65	1.75÷1.95	1.05÷1.15
160	2	1.75÷2.0	1.45÷1.70	1.75÷1.95	1.35÷1.45
	4	1.75÷2.0	1.45÷1.70	1.55÷1.80	1.20÷1.35
	6	1.70÷1.85	1.35÷1.50	1.65÷1.90	1.05÷1.15
180÷225	2	1.70÷1.90	1.45÷1.65	1.75÷1.95	1.35÷1.45
	4	1.70÷1.90	1.45÷1.65	1.55÷1.80	1.20÷1.35
	6	1.70÷1.90	1.45÷1.65	1.65÷1.90	1.05÷1.15

## ANNEXES

**Tableau 6 :**  $Q_1$  en fonction de  $2p$

$Q_1$	$K_{dd1}$ en fonction de $Z2/P$						
	10	15	20	25	30	35	40
2	0.99	0.94	-	-	-	-	-
3	0.98	0.93	0.88	0.85	-	-	-
4	-	0.90	0.84	0.80	0.77	-	-
5	-	-	-	0.75	0.72	0.70	-
6	-	-	-	0.70	0.66	0.62	-
8	-	-	-	-	-	0.53	0.51

**Tableau 7 :** H en fonction de  $q_1$  et de  $2p$

H [mm]	$q_1$ en fonction de $2p$		
	2	4	6
71	4	2	2
80÷100	4	3	2
112÷132	4	3	3
160	6	4	3
180÷225	6	4	4
250	8	5	4
280-355	8	5	4

## ANNEXES

**Tableau 8** : section normalisée

$S_{eff}[mm]$	$d_{nu}[mm]$	$D_{iso}[mm]$
0.442	0.75	0.815
0.503	0.800	0.865
0.567	0.850	0.915
0.636	0.900	0.965
0.709	0.950	1.015
0.785	1.000	1.080
0.883	1.060	1.140
0.985	1.120	1.200
1.094	1.180	1.260
1.227	1.250	1.330
1.368	1.320	1.405
1.539	1.400	1.485
1.767	1.500	1.585

**Tableau 9** :  $Q_1$  en fonction de  $K_{rr1}$

$Q_1$	1.5	2	2.5	3	4	5	6
$K_{rr1}$	-	0.0285	-	0.0141	0.0089	0.0065	0.0052

## ANNEXES

**Tableau 10** : épaisseur de l'isolation en fonction de  $e_1$ ,  $e_2$  et  $e_3$

Indice	Désignation	Epaisseur de l'isolation en [mm] à deux Couche	Epaisseur de l'isolation en [mm] à une seul couche
$e_1$	Revêtement de d'encoche	0.57-0.4	0.25
$e_2$	fermeture d'encoche cale	0.5	0.35
$e_3$	du milieu	0 5	0

**Tableau 11** : H en fonction de  $Z_1/Z_2$  et de  $2P$

H [mm]	$Z_1/Z_2$ en fonction de $2p$		
	2	4	6
71	24/20	24/18	36/28
80-100	24/20	36/28	36/28
112	24/22	36/34	54/51
132	24/19	36/34	54/51
160	36/28	48/38	54/60
180-200	36/28	48/38	72/58

# Bibliographie

### **BIBLIOGRAPHIE**

**[1]** : HAMROUNE.N, KACIMI.M ,MEBAREK.A « contribution a l'élaboration d'un logiciel de calcul d'une série de machines asynchrones triphasées a cage d'écureuil » Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, U.M.M.T.O 1998

**[2]** : F.Milsant « machines électriques »  
Ecoles d'ingénieurs B.T.S.I.U.T.MAITRISE E.E.A.

**[3]** : CHAIB . M, RAHAB.T « conception optimal d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil a haut rendement »  
Mémoire de master en électrotechnique, U.M.M.T.O .2010

**[4]** : Schneider Electric « guide de conception des réseaux électriques industriels-les harmoniques.

**[5]**: W.SHEPHERD & L.N.Hulley « power electronics and motor control»  
Université de CAMBRIDGE

**[6]** : KECILI.N « Etude Des Pertes Et Couples Pulsatoires Dans Les Machines Asynchrones Alimentées Par Des Convertisseurs »  
Mémoire De Magister En Electrotechnique, U.M.M.T.O, 2009

**[7]** : BENAMROUCHE Necereddine «Investigation into loss distribution in induction motors fed from no sinusoidal supplies »These de PhD en génie électrique ,university of Sheffield G.B,1990.

**[8]**: T.Wildy, G.Sybille «Electrotechnique 4<sup>eme</sup> édition ».