

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : Sciences et Technologies

Filière Génie Electrique

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Présenté par
SANOUN Djaffar
MOUZAOUI Jugurtha

Thème

Calcul des performances électromagnétique de la machine asynchrone à cage

Mémoire soutenu publiquement le 25 Septembre 2017 devant le jury composé de :

Mr Arezki DICHE

Maître assistant-A, UMMTO, Président

Mr Mustapha BOUHERAOUA

Maître de conférences-A, UMMTO, Rapporteur

Mr Mustapha ZAOUIA

Maître de conférences-A, UMMTO, Co-Rapporteur

Mr Azzouz MIOUAT

Maître assistant-A, UMMTO, Examineur

Mr Abdelghani KIMOUCHE

Maître assistant-A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force, la volonté et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier nos encadreurs Mr. Mustapha BOUHERAOUA et Mr. Mustapha ZAOUIA pour leurs dévouement, leurs conseils et leurs soutien moral tout le long de l'élaboration de ce travail.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre travail en acceptant l'examiner.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Merci

Dédicace

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*A celui qui m'a tant aidé et encouragé
dans mes études, par ces précieux conseils,
son sacrifice et sa compréhension*

à toi mon chère papa.

*A celle qui a beaucoup veillé sur moi avec
énormément d'amour, et de sacrifices.*

à toi ma chère maman.

A mes chères sœurs, à mon frère,

à mes chers ami(e)s

et toute la famille Mouzaoui.

Jugurtha

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

Aux êtres les plus chers au monde,

mes chers parents pour leurs sacrifices

qu'ils ont fourni pour mes études,

surtout ma mère qui est la source de résistance

et d'espérance, que Dieu les protège.

A mes frères.

A mes sœurs.

A toute ma famille.

A tous mes chers amis.

Djaffar

Sommaire

SOMMAIRE

<i>Introduction générale</i>	1
------------------------------------	---

Chapitre I: Généralités sur les moteurs asynchrone à cage d'écureuil

<i>I.1 Introduction</i>	3
<i>I.2 Définition</i> :	3
<i>I.3 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé</i> :	4
I.3.1 Stator (inducteur)	5
I.3.2 Rotor (induit)	5
I.3.2.1 Rotor à cage d'écureuil.....	6
I.3.2.2 Rotor bobiné.....	7
<i>I.4 Topologie des barres du rotor</i>	7
<i>I.5 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil</i>	8
<i>I.6 Alimentation en tension sinusoïdale de l'enroulement statorique</i>	10
<i>I.7 Couplage des phases statorique</i>	12
<i>I.8 Courbe de magnétisation</i>	12
<i>I.9 Effet pelliculaire</i>	13
<i>I.10 Bilan de puissance</i>	13
I.10.1 Puissance électrique absorbée	14
I.10.2 Pertes joule au stator	14
I.10.3 Pertes fer au stator.....	15
I.10.3.1 Pertes par courant de Foucault.....	15
I.10.3.2 Pertes par cycle d'hystérésis	15
I.10.4 Puissance transmise au rotor	15
I.10.5 Pertes joule au rotor.....	16
I.10.6 Pertes fer au rotor	16
I.10.7 Puissance mécanique totale.....	16
I.10.8 Pertes mécaniques	16
I.10.9 Puissance utile	16
<i>I.11 Le couple</i>	16
I.11.1 Le couple électromagnétique.....	17
I.11.2 Le couple utile	17

<i>I.12 Rendement</i>	18
<i>I.13 Avantages et inconvénients</i>	18
<i>I.14 Conclusion</i>	18

Chapitre II: Modèle éléments finis d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

<i>II.1 Introduction</i>	19
<i>II.2 Présentation du logiciel F.E.M.M</i>	19
<i>II.3 Maillage triangulaire en deux dimensions (2D)</i>	20
<i>II.4 Forme différentielle des équations de Maxwell</i>	20
<i>II.5 Vecteur potentiel magnétique</i>	21
<i>II.6 Flux magnétique statorique</i>	21
<i>II.7 Problème magnétostatique</i>	22
<i>II.8 Conclusion</i>	23

Chapitre III: Modèle circuit électrique équivalent

<i>III.1 Introduction</i>	24
<i>III.2 Circuit électrique équivalent simplifié</i>	24
<i>III.3 modélisation à base du circuit électrique équivalent</i>	25
III.3.1 l'impédance du moteur	25
III.3.2 Flux magnétique par phase	25
III.3.3 Couple en fonction du courant.....	26
<i>III.4 Identification des paramètres du circuit électrique équivalent du</i>	27
III.4.1 Essai à rotor bloqué.....	27
III.4.2 Paramètres à rotor bloqué	28
III.4.3 Etude à vide	28
III.4.4 Paramètres du moteur à vide.....	28
<i>III.5 Conclusion</i>	29

Chapitre IV: Modèle éléments finis sous environnement F.E.M.M 4.2

IV.1 Introduction.....	30
IV.2 Présentation de la structure de la machine étudiée	30
IV.3 Principales dimensions géométriques et physique du moteur asynchrone à cage.....	31
IV.4 Caractéristiques magnétiques	32
IV.5 Distribution du bobinage à une seule couche.....	32
IV.6 Mise en œuvre du F.E.M.M.....	33
IV.6.1 Maillage.....	33
IV.6.2 Tracé des iso-potentiels vecteurs	33
IV.6.3 Distribution de l'induction dans l'entrefer.....	34
IV.6.4 Distribution de l'induction magnétique dans le fer statorique.....	35
IV.7 Répartition de l'induction magnétique.....	36
IV.8 Tracé du vecteur induction	36
IV.9 Caractéristiques électromagnétiques.....	37
IV.9.1 Caractéristiques Flux magnétique.....	37
IV.9.2 Caractéristiques de la résistance rotorique	38
IV.9.3 Caractéristiques du couple électromagnétique.....	38
IV.9.4 Caractéristiques de la force électromotrice entre phase de la machine.....	40
IV.10 Conclusion.....	40

Conclusion générale.....	41
---------------------------------	-----------

Bibliographie

Annexe

Introduction

Générale

Introduction générale

Les moteurs à induction sont des moteurs robustes, ils sont largement utilisés dans des applications industrielles telles que la traction, les compresseurs et les pompes. Ces moteurs sont conçus pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette transformation provoque des effets parasites dans la machine. Le bruit magnétique provoqué par les forces radiales d'entrefer est un exemple de ces effets indésirables. En effet, le couplage qui existe entre les phénomènes électromagnétique et thermique impose une modélisation fine et simultanée des deux phénomènes. Il n'est donc pas du tout surprenant de voir qu'il fait encore l'objet de nombreux travaux de recherche visant à améliorer sa modélisation et à optimiser sa conception.

L'exactitude des résultats incite à développer un modèle complet, nécessairement 3D de la machine, doit représenter aussi fidèlement que possible, et à tout instant, l'état électromagnétique du moteur lorsque le couple de charge est connu ; malheureusement cette modélisation est très complexe et peut difficilement être résolue en un temps raisonnable, et on est souvent amené à des simplifications qui doivent, toutefois, rester compatibles avec l'objectif visé.

Du point de vue électromagnétique, les modèles externes permettent d'avoir une approche globale des performances des machines asynchrones par des considérations sur les flux, les énergies, les couples, etc... Basés sur la théorie des circuits couplés (schémas équivalents), ces modèles ne sont pas satisfaisants au niveau des grandeurs locales (saturation, courants induits, harmoniques d'espace, etc....). Sous certaines hypothèses, l'introduction de coefficients correctifs, généralement empiriques, permet d'appréhender certaines de ces difficultés.

La modélisation des moteurs à induction se fait généralement en 2D. On considère alors une section droite, au centre de la machine et orthogonale à son axe de rotation. Des difficultés supplémentaires sont inhérentes à la nature tridimensionnelle du moteur à induction. Ainsi, un modèle 2D doit, dans l'idéal, incorporer les effets 3D suivants :

- Les têtes de bobines statoriques,
- Les anneaux de court-circuit rotoriques,

- L'inclinaison des barres rotoriques,
- Les courants inters barres.

La méthode des éléments finis sous FEMM est un exemple d'outil qui peut être utilisé pour l'étude électromagnétique du moteur asynchrone à cage d'écureuil. Etudier le problème électromagnétique dans le moteur nécessite des couplages multi physiques. Le domaine électrique est lié au domaine magnétique de la machine d'après la relation de Maxwell.

Le logiciel FEMM 4.2 développé par David Meeker [1] est utilisé pour calculer les performances de la machine. Un modèle électromagnétique 2D est développé dans ce logiciel où le flux magnétique, le couple ainsi que les paramètres du stator et du rotor sont déterminés. Le calcul du couple est effectué aussi analytiquement en utilisant un circuit électrique équivalent de la machine comparée au résultat du couple obtenu par éléments finis 2D sous environnement FEMM. D'autres performances sont nécessaires à l'image de l'inductance de magnétisation et la résistance rotorique.

Nous avons tenté dans ce travail, d'apporter des éléments de réponse à ces différents Problèmes. Notre mémoire s'articule autour de quatre chapitres

Dans le premier, nous nous intéressons, aux généralités sur la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Nous présentons, dans le deuxième chapitre, les différentes manières d'aborder les problèmes liés à la modélisation des phénomènes électromagnétiques, un modèle éléments finis de la machine a été présenté.

Le troisième chapitre s'articule autour de l'étude de la machine avec un circuit électrique équivalent. Nous aurons pu déterminer le couple développé par le moteur ainsi que quelques paramètres de la machine à l'image de l'inductance de magnétisation et la résistance équivalente rotorique.

Nous présentons dans le dernier chapitre les résultats obtenus pour un moteur asynchrone triphasé à cage sous environnement FEMM.4.2. L'accent est mis sur le calcul du couple par deux approches : analytique et numérique.

*Chapitre I:
Généralités sur
les moteurs
asynchrones
à cage
d'écureuil*

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son inconvénient réside dans l'énergie réactive, consommée pour magnétiser l'entrefer. Les machines triphasées alimentées directement sur le réseau, représentent la grande majorité des applications, supplantant les machines monophasées aux performances bien moindre et au couple de démarrage nul sans artifice.

I.2 Définition :

Le moteur asynchrone est une machine tournante appelée aussi moteur à induction, il fonctionne avec un courant alternatif. Sa particularité est de fonctionner avec un induit en court-circuit. Le mot asynchrone veut dire que le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ statorique. Il existe deux types de moteur asynchrone :

- Moteur asynchrone monophasé.
- Moteur asynchrone triphasé.

Dans ce qui suit on s'intéresse au moteur asynchrone triphasé.

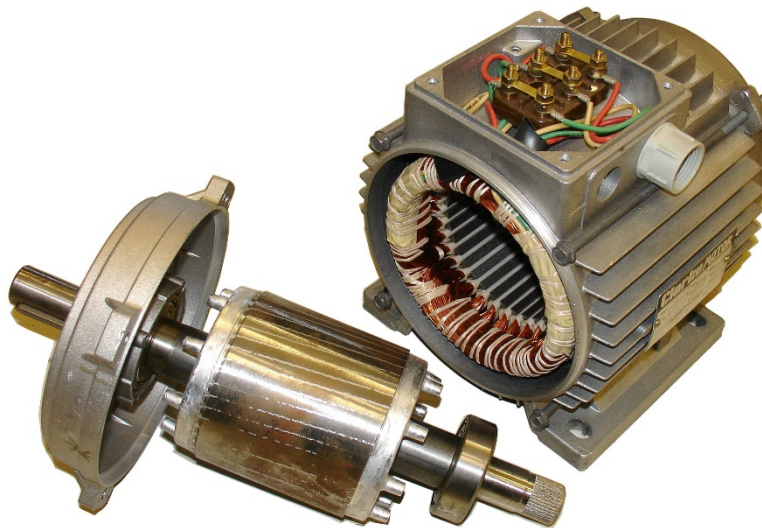


Figure (I.1) : Moteur asynchrone triphasé.

I.3 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé :

Un moteur asynchrone triphasé comporte deux parties principales : un stator (inducteur) et un rotor (induit) séparés par un entrefer de faible épaisseur.

Les figures suivantes montrent la constitution des moteurs asynchrones à cage d'écureuil et à bague.

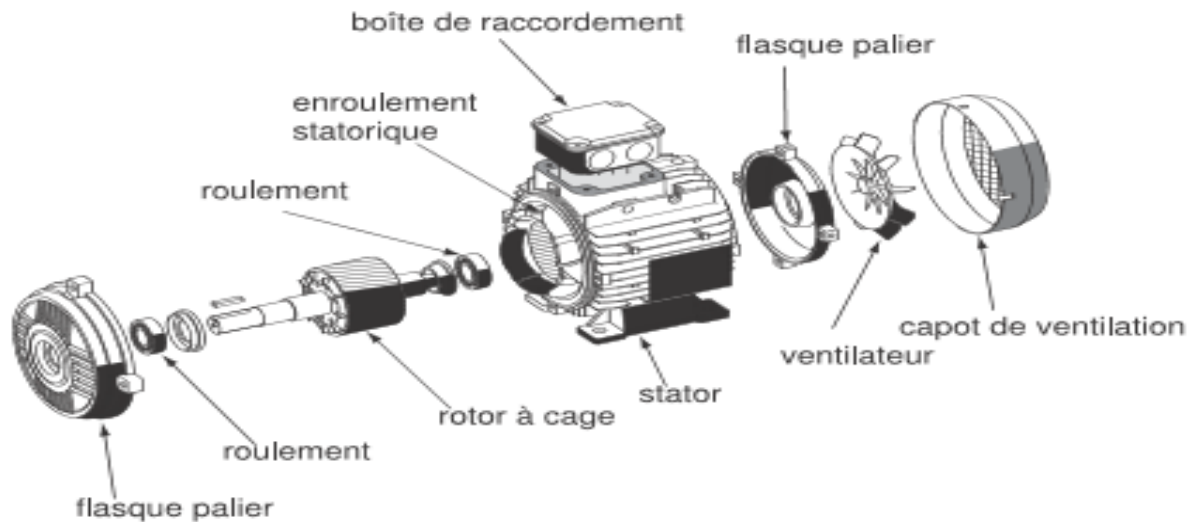


Figure (I.2) : Vue éclaté d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

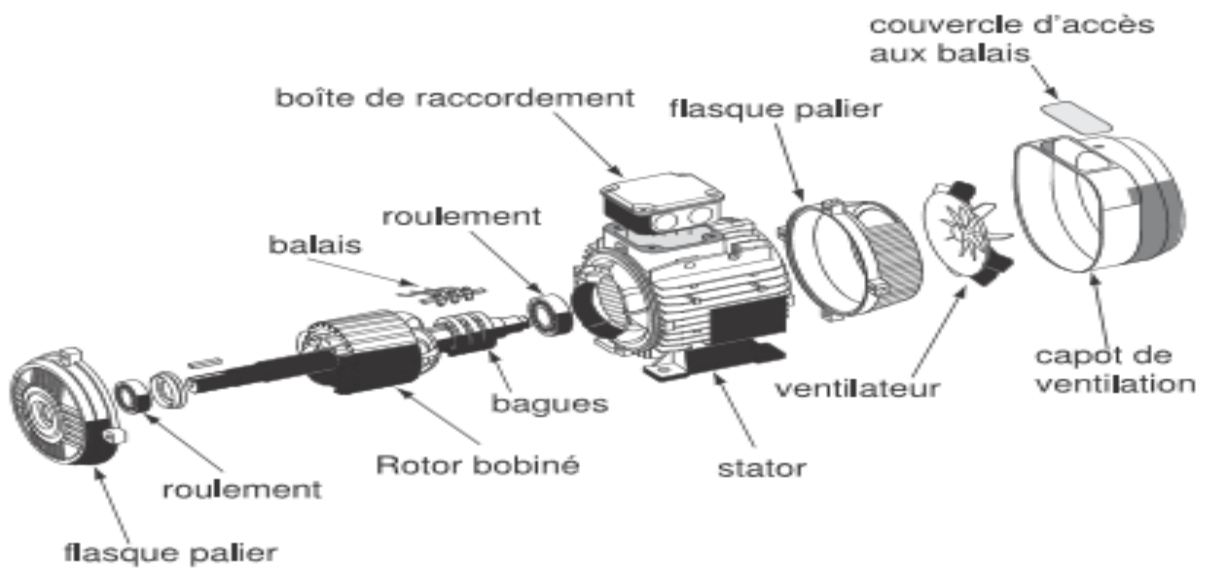


Figure (I.3) : Vue éclaté d'un moteur asynchrone à bague

I.3.1 Stator (inducteur)

C'est la partie fixe du moteur. Une carcasse en fonte ou en alliage léger referme une couronne de tôle mince (de l'ordre de 0.5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par vernis isolant. Le feuilletage du circuit magnétique réduit les pertes par cycle d'hystérésis et par courant de Foucault. Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant. Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paire de pôle du moteur, donc la vitesse du champ tournant.

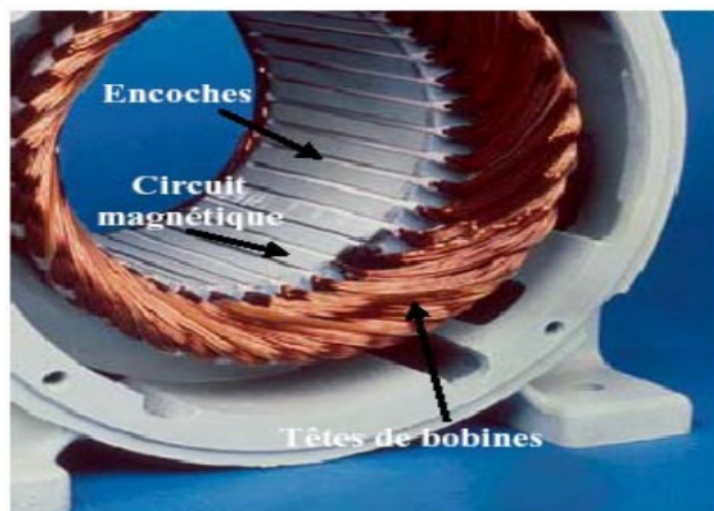


Figure (I.4) : Stator d'un moteur asynchrone

I.3.2 Rotor (induit)

C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces, isolées entre elles, et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Le rotor est constitué de conducteur en court-circuit donc n'est relié à aucune alimentation électrique et il tourne à une vitesse (N) inférieure à celle de champ tournant.

Selon la construction du rotor, on peut distinguer deux familles de moteurs :

Les moteurs à cage dont le rotor forme une cage d'écureuil et les moteurs à bague dont le rotor est bobiné.



Figure (I.5) : Symbole électrique du moteur asynchrone (a) à rotor bobiné et (b) à cage d'écureuil

I.3.2.1 Rotor à cage d'écureuil

C'est le plus fréquent. Ce type de rotor a été inventé par **Michail Ossipowitch Doliwo-Dbrowolski** en 1889. Il est constitué de tôle ferromagnétique et de barre conductrice très souvent en aluminium avec des extrémités court-circuitées par deux couronnes également conductrices, sa résistance électrique est très faible.

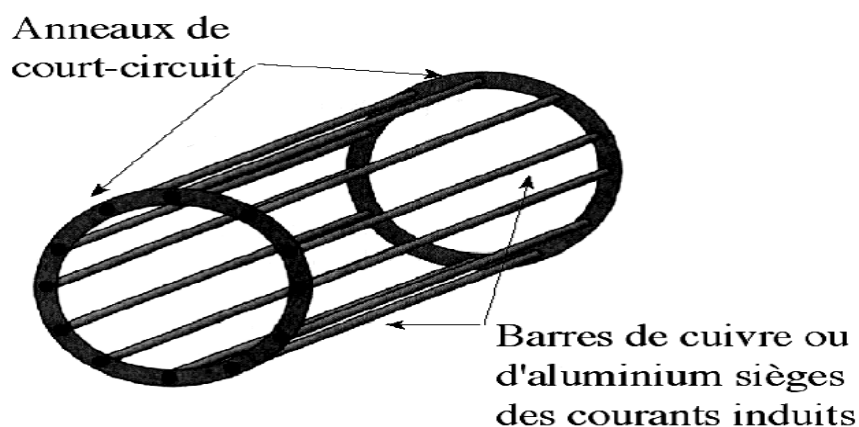


Figure (I.6) : Rotor à cage d'écureuil

I.3.2.2 Rotor bobiné

Les tôles du rotor sont munies d'encoche dans lesquelles sont placées des conducteurs d'un enroulement triphasé identique à ceux du stator. Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage Etoile) et l'autre extrémité est reliée à une bague.

On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire des trois bagues sur lesquelles frottent trois balais, cet accès est plus souvent utilisé pour augmenter le couple de démarrage par l'intermédiaire de résistances situées à l'extérieur de la machine.

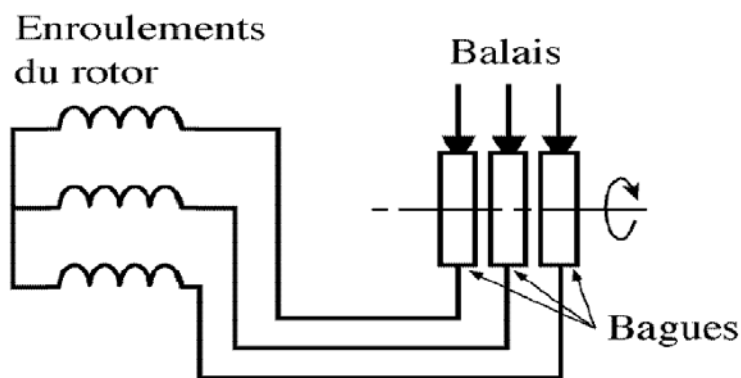


Figure (I.7) : Rotor bobiné

I.4 Topologie des barres du rotor

Il y a différentes structures des barres du rotor. Les encoches du rotor sont conçues de telle sorte à s'adapter à l'alimentation sinusoïdale ou non [9]. Les rotors à simple et à double cage sont illustrés par les figures II.1 (a, b, c). La forme de la barre du rotor la plus utilisée est celle à rotor à cage simple [4].

Les rotors à double cage s'adaptent pour des moteurs connectés au réseau. Le couple de démarrage (ou couple à rotor bloquer) est plus élevé pour le rotor à double cage par rapport au rotor à une seule cage puisque la résistance du premier est plus élevée à la fréquence du réseau [4,10].

Les barres de rotor fermé, Figure I-2 (b) et (c), sont différentes des barres de rotor ouvertes, Figure I-8 (a) entourées de matériau ferromagnétique qui forment des ponts sur les ouvertures des barres.

Les pertes supplémentaires sont réduites pour les barres rotorique fermées. Le couple de démarrage est plus faible comparé aux barres rotorique ouverte car les fuites d'encoche sont plus élevées [4].

Une comparaison entre les encoches du rotor ouverte et fermée sur un moteur de 45 kW, 4 pôles est faite dans la référence [11]. Un calcul par élément finis a montré que le niveau de vibration au stator augmente pour des fréquences supérieures à 1KHz pour des encoches ouvertes. Cela est dû que l'effet des harmoniques de courants statorique est élevée comparé aux barres rotoriques fermées.

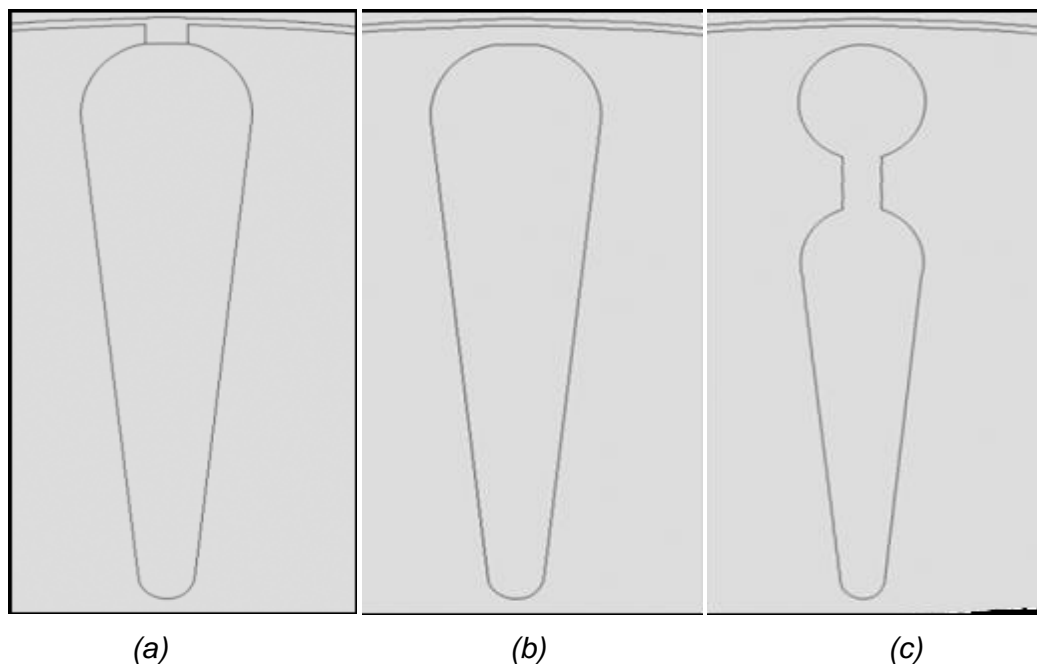


Figure (I.8) : Rotor à simple cage avec : a) barre rotorique ouverte b) barre rotorique fermée
c) barre rotorique à double cage.

I.5 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil

Le moteur à induction (ou moteur asynchrone) est constitué d'un stator et d'un rotor feuillette. Les moteurs à cage d'écureuil sont pourvus de barres rotorique axiales souvent coulées avec le l'aluminium ou du cuivre reliés aux deux extrémités par des anneaux de court-circuit [4]. Les enroulements statorique sont alimentés par un système de tensions équilibrées décalées d'un angle électrique de 120° [8]. Un courant électrique circule dans les enroulements statorique et crée un champ magnétique tournant à la vitesse du synchronisme. A vide, la fréquence des courants dans les barres du rotor est nulle. Cependant, le courant est généré dans les barres du rotor lorsque la fréquence rotorique est faible. Les courants

rotorique induisent un champ magnétique interactif. Le couple ne sera produit que si le rotor tourne avec une vitesse légèrement inférieure à celle du champ tournant.

En alimentant les trois bobines statoriques déphasées de 120 degré ou de $2\pi / 3$ rad par un système alternatif triphasé, ceci permet de créer un champ magnétique tournant dans l'espace et dans le temps, il peut être considéré comme un champ constant qui tourne à la pulsation de synchronisme Ω_s [2].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \text{ [rd/s]} \quad (\text{I.1})$$

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

$$N_s = 60 \frac{f}{p} \text{ [Tr/min]} \quad (\text{I.2})$$

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

La loi de l'**induction** ($e = -\frac{d\phi}{dt}$), explique que la f.e.m induite créée dans les conducteurs rotoriques s'oppose à la cause qui lui a donné naissance, donc elle s'oppose à la variation du flux. Et pour cela le rotor va se mettre à tourner dans la même direction que le champ statorique pour tenter de le rattraper [2].

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

$$d\vec{F} = i \cdot d\vec{L} \wedge \vec{B} \quad (\text{I.3})$$

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

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{I.4})$$

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

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

$$f_r = g \cdot f \quad (I.5)$$

Avec :

f : fréquence du réseau en hertz (Hz).

ω_s : pulsation électrique du champ tournant en [rad/s]

N_s : vitesse de synchronisme en [tr/min]

N : vitesse de rotation du rotor en [tr/min]

Ω_s : vitesse angulaire en [rad/s]

Ω : vitesse mécanique de rotation du moteur en [rad/s]

P : nombre de pair de pôle.

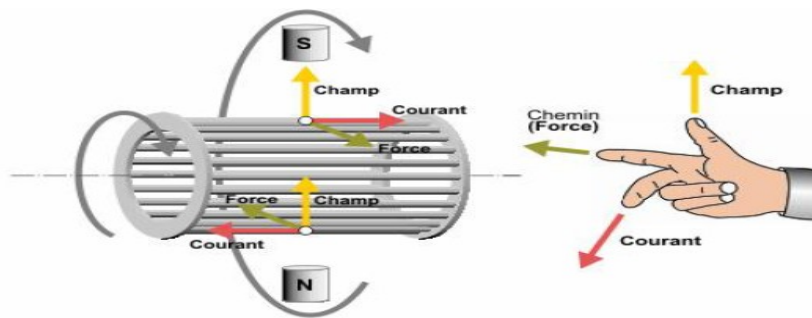


Figure (I.9) : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.

I.6 Alimentation en tension sinusoïdale de l'enroulement statorique

Le moteur à induction triphasé est supposé alimenté par un système de tension triphasé équilibrée. Les phases de l'enroulement statorique sont placées dans des encoches afin de créer un champ magnétique tournant lorsque ces dernières sont alimentées par des tensions triphasées équilibrées. La figure I.10 (a) montre comment les phases sont distribuées dans le moteur et le sens du mouvement du rotor (anti-horaire). Les enroulements peuvent avoir un nombre de couches différents. Les enroulements simples et doubles couches sont les mêmes. La figure I.10 (b) montre la configuration d'un enroulement à une seule couche. Le pas polaire τ_p s'étend sur 9 encoches. Chaque encoche contient une bobine. Les petits moteurs

(AC) contiennent des enroulements à une seule couche [14]. Un enroulement concentrique triphasé est un exemple d'enroulement à une seule couche.

Equation I.6, Equation I.7 et l'équation I.8 décrivent un système de tension triphasé équilibré. En fixant le temps à des valeurs constantes, on obtient des valeurs de tensions en régime permanent.

$$V_a = \widehat{V} \cdot \cos(\omega t) \tag{I.6}$$

Où \widehat{V} est la valeur maximale de la tension du stator, V_a est la tension d'alimentation de la phase A, ω est la pulsation et t est le temps.

$$V_b = \widehat{V} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \tag{I.7}$$

Où V_b est la tension d'alimentation de la phase B

$$V_c = \widehat{V} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \tag{I.8}$$

Où V_c est la tension d'alimentation de la phase C

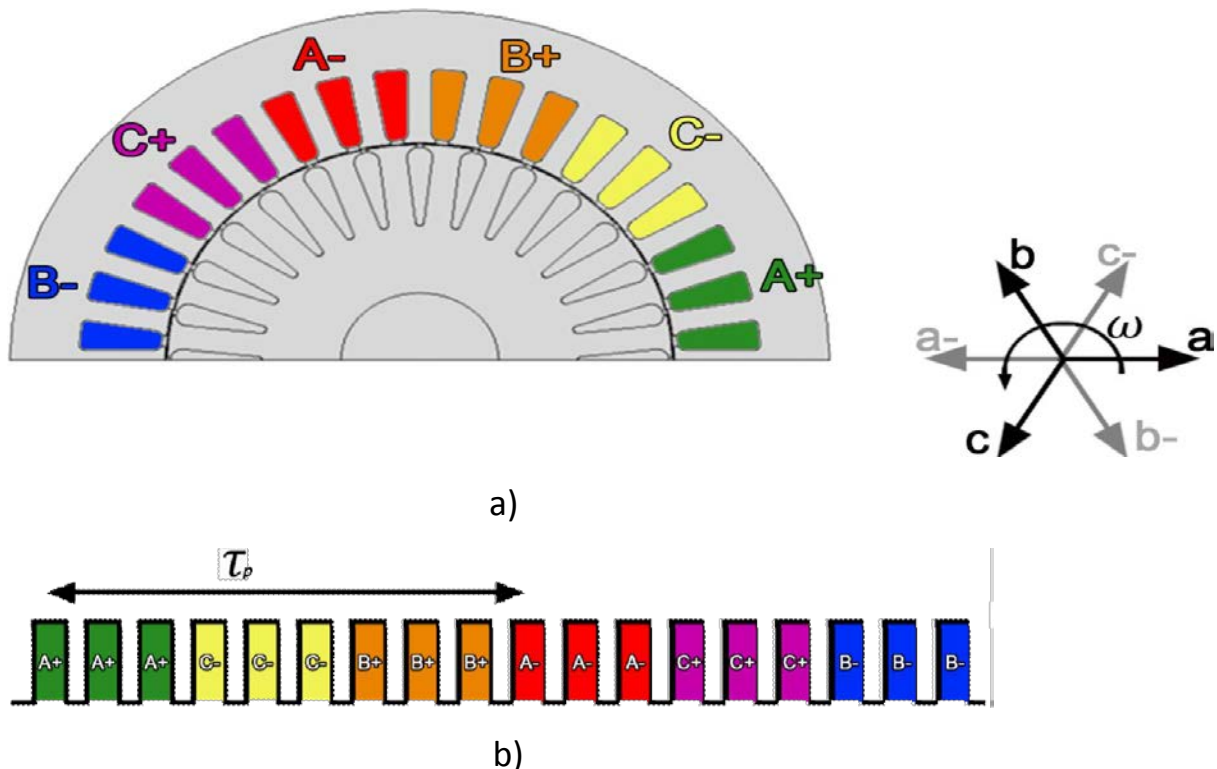


Figure (I.10) : (a) distribution d'un enroulement triphasé sur deux (02) pôles. (b) enroulement à une seule couche. (c) q=3 encoches par pôles et par phase

I.7 Couplage des phases statorique

Les trois phases de l'enroulement statorique peuvent être alimentées en tension ou en courant et couplés soit en triangle (Δ) ou étoile (Y).

La figure I.11 (a) montre le couplage étoile (Y) de l'enroulement statorique

La Figure I.11 (b) montre le couplage triangle(Δ), V_{ba} et V_{ac} sont des tensions entre, phase B et phase A, phase A et phase C.

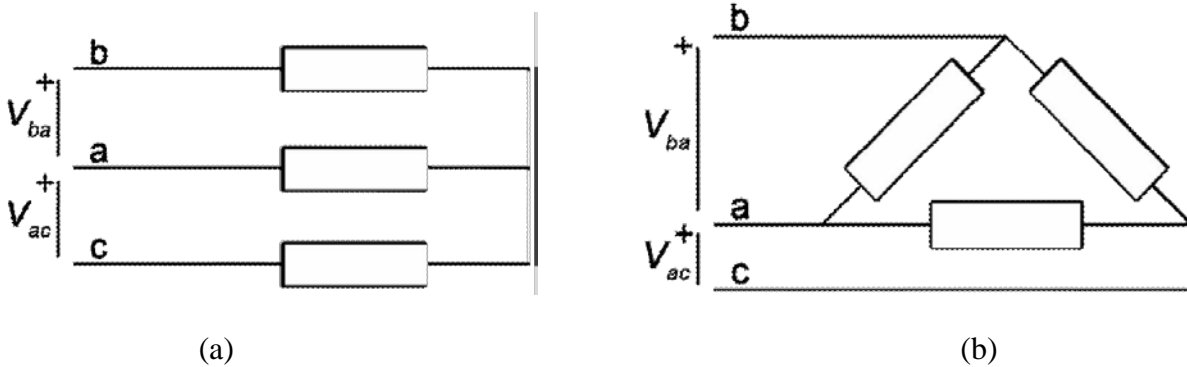


Figure (I.11) : Couplage des phases statoriques (a : Y), (b : Δ)

I.8 Courbe de magnétisation

L'intensité du champ magnétique appliqué présente une dépendance linéaire ($B = \mu_r \mu_0 \cdot H$) par rapport à la densité du flux magnétique comme représenté sur la Figure I.12 (a), où la perméabilité magnétique obtient une valeur constante. Cependant, les matériaux ferromagnétiques pourraient être saturés. La saturation est comprise dans la courbe-BH (figure I.12 (b)). La courbe de magnétisation est symétrique. L'induction augmente lentement et demeure constante quand la saturation est atteinte et le champ magnétique d'excitation augmente. La courbe moyenne est notée en rouge dans la figure I.12 (b). L'aire de la courbe $B=f(H)$ est proportionnelle aux pertes par hystérésis. B_r est l'induction magnétique rémanente, H_c est le champ coercitif.

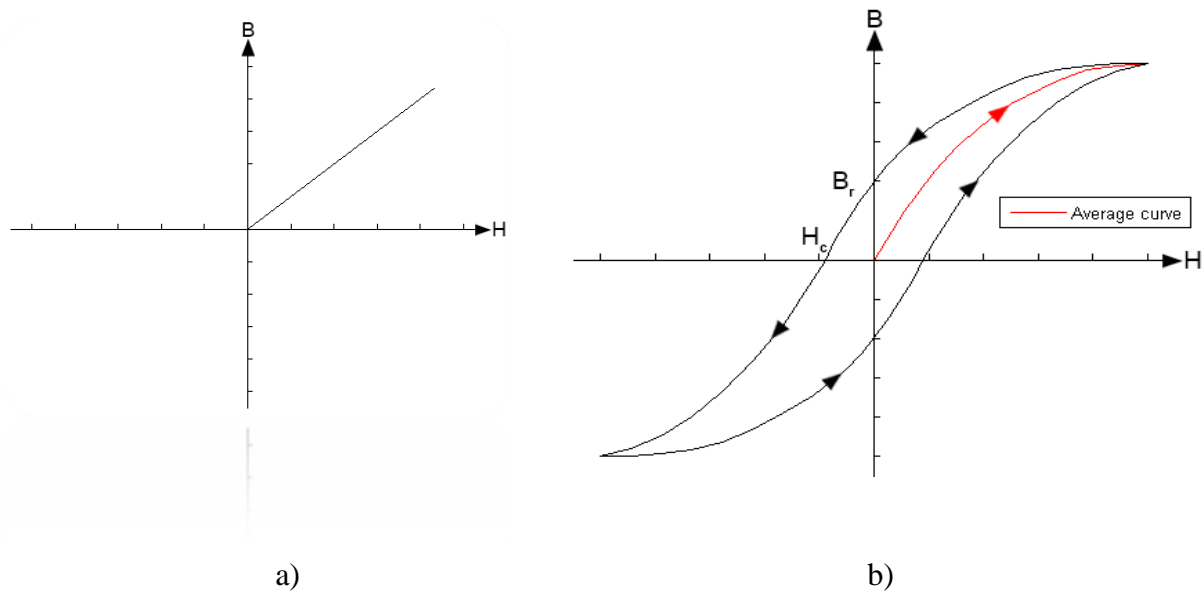


Figure (I.12) : (a) la région linéaire de la courbe BH. (b) la courbe de magnétisation.

I.9 Effet pelliculaire

Quand un courant électrique circule à travers les barres du rotor, un effet de peau apparaît. La densité de courant et la densité du flux magnétique ne sont pas distribuées d'une manière uniforme. La densité du courant devient plus concentrée sur la surface des barres [4]. L'équation I.9 illustre la profondeur de pénétration de l'effet de peau, qui est proportionnelle à la racine carrée de la résistivité de la barre fois l'inverse de la fréquence. L'effet de peau augmente si la fréquence diminue et/ou la résistivité de la barre augmente. L'effet de peau est nul si la conductivité électrique de la barre est négligée.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{bar}}{\mu_0 \cdot \pi \cdot f}} \quad (I.9)$$

Où δ est la profondeur de peau, ρ_{bar} est la résistivité de la barre et f est la fréquence

I.10 Bilan de puissance

Lors de la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, apparaît une forme intermédiaire d'énergie, l'énergie électromagnétique. L'énergie électrique absorbée est une partie transformée en énergie mécanique utile, une autre partie stockée sous forme d'énergie magnétique, le reste étant dissipée sous forme des pertes, d'où le bilan des puissances est le suivant :

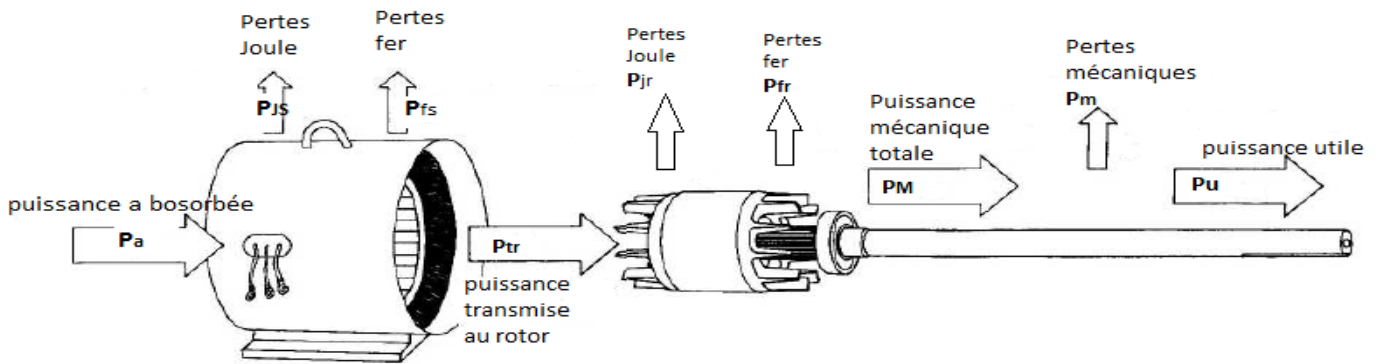


Figure (I.13) : Bilan de puissance

I.10.1 Puissance électrique absorbée P_a

La puissance électrique absorbée P_a par le stator d'un moteur asynchrone quel que soit le couplage de ces bobines (étoile ou triangle) est :

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (\text{I.10})$$

Avec :

P_a : Puissance électrique absorbée [W].

U : La tension composée aux bornes du moteur [V].

I : Le courant de ligne [A].

$\cos \varphi$: Facteur de puissance.

I.10.2 Pertes joule au stator P_{js}

Elles représentent les pertes ohmiques dans l'enroulement statorique, donc c'est l'énergie dissipé sous forme de chaleur.

$$P_{js} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2 \quad (\text{I.11})$$

Avec :

P_{js} : Les pertes par effet Joule au stator [W].

R_s : Résistance d'une phase du stator [Ω].

I_s : Le courant efficace traversant l'enroulement statorique [A].

I.10.3 Pertes fer au stator P_{fs}

Les pertes fer rassemble les pertes par courant de Foucault et les pertes par cycle d'hystérésis, elles sont en fonction du flux magnétique, donc elles ne dépendent que de la tension d'alimentation et de la fréquence des courants statoriques. Or, en régime de fonctionnement nominal, ces grandeurs ne varient pas, et par conséquent, les pertes fer peuvent être considérées comme constantes quel que soit la charge du moteur. Dans la pratique, on néglige les pertes fer rotoriques car la fréquence du courant induit est très faible. Elles sont mesurées lors d'un essai à vide.

I.10.3.1 Pertes par courant de Foucault P_f

Ce sont les pertes engendrées par la circulation des courants induits (courant de Foucault) dans la masse du métal qui sont due à la variation du champ magnétique, ce phénomène a été découvert par le physicien français **Léon Foucault** en 1851. Elles sont proportionnelles au carrée de la fréquence et de l'amplitude de l'induction [3].

$$P_f = K_f \cdot f^2 \cdot V \cdot e^2 \cdot B_{max}^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (\text{I.12})$$

I.10.3.2 Pertes par cycle d'hystérésis P_h

L'hystérésis est le retard de l'effet sur la cause. Donc ces pertes sont dues au fait que les domaines du métal présentent une certaine constante de temps avant de s'orienter, il existe un retard entre l'application du champ et l'apparition de l'induction. Elles sont proportionnelles à la fréquence f , et au carrée de l'induction maximal [3].

$$P_h = k_h \cdot f \cdot V \cdot B_{max}^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (\text{I.13})$$

Avec :

k_h et K_f : sont des constantes caractérisent la tôle

B_{max} : L'induction maximale [T]

V : Le volume d'une tôle magnétique [m^3]

e : L'épaisseur d'une tôle magnétique [mm]

I.10.4 Puissance transmise au rotor P_{tr}

La puissance transmise au rotor est la puissance du champ magnétique tournant, que l'on appelle aussi puissance électromagnétique.

$$P_{tr} = P_a - (P_{js} + P_{fer}) \quad [\text{W}] \quad (\text{I.14})$$

I.10.5 Pertes joule au rotor P_{jr}

Elles représentent les pertes ohmiques dans le rotor. Quel que soit à cage ou à rotor bobiné, elles sont en fonction de la puissance transmise et du glissement.

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{I.15})$$

Et pour le rotor bobiné, les pertes joules peuvent être aussi calculées comme celles du stator.

$$P_{jr} = 3 \cdot R_r \cdot I_r^2 \quad [\text{W}] \quad (\text{I.16})$$

Avec :

P_{jr} : Pertes Joule au rotor [W].

R_r : Résistance d'une phase rotorique [Ω].

I_r : Le courant efficace traversant l'enroulement rotorique [A].

I.10.6 Pertes fer au rotor P_{fr}

Puisque la fréquence des courants rotoriques est faible, et les pertes fer dépendent d'elle, donc en pratique on peut négliger ces pertes.

I.10.7 Puissance mécanique totale P_M

La puissance mécanique c'est la puissance transmise à l'arbre du moteur.

$$P_M = P_{tr} - P_{jr} = (1 - g) \cdot P_{tr} \quad (\text{I.17})$$

Avec des pertes fer rotoriques négligées.

I.10.8 Pertes mécaniques P_m

Elles regroupent les pertes par frottement et par ventilation, et elles dépendent uniquement de la vitesse de rotation du moteur. Puisque la vitesse de rotation du moteur variant peu avec la charge, donc on peut considérer ces pertes comme constantes. On peut les déterminer à l'aide d'un essai à vide.

I.10.9 Puissance utile P_u

C'est la puissance transmise à la charge, on peut la déterminer en connaissant les pertes mécaniques.

$$P_u = P_M - P_m \quad (\text{I.18})$$

I.11 Le couple

Parmi les caractéristiques d'un moteur, il est important de connaître la valeur du couple développé sur l'arbre.

I.11.1 Le couple électromagnétique C_{em}

Les forces qui s'exercent sur les conducteurs du rotor tournent à la vitesse Ω_s , elles glissent sur le rotor, qui lui il tourne à la vitesse Ω , l'action de l'ensemble des forces électromagnétiques, il réduit à l'application d'un moment de couple électromagnétique.

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} = \frac{P_M}{\Omega} \quad [\text{N.m}] \quad (\text{I.19})$$

I.11.2 Le couple utile C_u

Le rotor tourne à la vitesse Ω et transmis à la charge une puissance P_u , l'action de ces forces engendre le couple utile.

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega} \quad [\text{N.m}] \quad (\text{I.20})$$

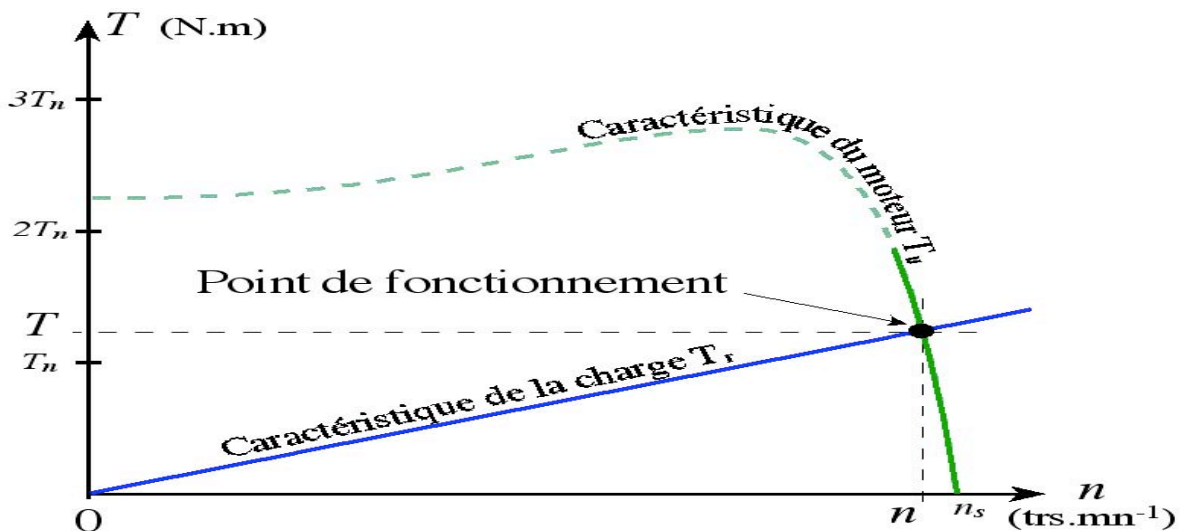


Figure (I.14) : La caractéristique du couple en fonction de la vitesse

Les moteurs asynchrones sont caractérisés par un couple de démarrage très élevé, donc ils peuvent démarrer en charge facilement.

Le couple moteur varie avec la vitesse de rotation jusqu'à sa valeur max et redescend jusqu'à avoir une valeur nulle pour une vitesse égale à celle du synchronisme. Pour des vitesses proches de celle du synchronisme ou pour les faibles glissements, la courbe du couple peut être considérée comme une droite de pente négative, donc le couple est inversement proportionnel à la vitesse de rotation.

Le point de fonctionnement correspond au point d'intersection de la caractéristique mécanique de la charge entraîné par le moteur T_n (N) avec la caractéristique électromécanique du moteur.

I.12 Rendement η

Le rendement d'un moteur asynchrone est le rapport entre la puissance utile et la puissance absorbée.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{I.21})$$

I.13 Avantages et inconvénients

➤ Avantages

Il y a plusieurs avantages dans le moteur asynchrone :

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à une vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- Il est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

➤ Inconvénients

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone :

- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

I.14 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi une description de la machine asynchrone et sa structure (les différents types du rotor, et la considération technique). La machine asynchrone qui fait actuellement l'objet d'un intérêt accru dans plusieurs applications, ceci étant dû essentiellement à sa fiabilité, son coût relativement faible, sa robustesse et sa simplicité de construction, malheureusement sa commande est relativement complexe ; le couple et le flux sont fortement couplés car les deux grandeurs dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques. Ceci donne à la machine son Caractère de processus multi-variables et non linéaire.

Chapitre II :
Modèle éléments
finis d'un
moteur
asynchrone
à cage écureuil

II.1 Introduction

Afin de déterminer relativement avec précision les performances électromagnétiques dans la machine électrique à cage d'écureuil nous avons opté pour la *méthode des éléments finis (MEF)*. Cette approche permet en effet une étude fine des phénomènes électromagnétiques, surtout si on travaille en régime **saturé**.

Dans ce deuxième chapitre, nous avons commencé par établir les équations électromagnétiques régissant le fonctionnement de notre système : Il s'agira d'un problème type *magnéostatique 2D* où la variable choisie est le potentiel vecteur magnétique **A**. La machine étudiée est un moteur asynchrone triphasé à cage de puissance 2.2 kW. Pour la simulation, nous avons opté pour le logiciel **FEMM** téléchargé gratuitement [1].

Après une période d'initiation à ce logiciel qui utilise le langage **LUA** et **Matlab**, nous l'avons mis en œuvre pour modéliser notre prototype de machine et exploiter les différentes caractéristiques potentielles vecteurs, induction magnétique, couple, etc...

II.2 Présentation du logiciel F.E.M.M

Le logiciel **FEMM** (*Finit Element Method Magnetics*) comporte une suite de programmes permettant de résoudre des problèmes d'électromagnétisme à basse fréquence dans des domaines 2D ou axisymétriques. Ce logiciel, développé par *David Meeker*, est disponible gratuitement sur *Internet* [1].

FEMM se compose de trois programmes :

- *femm.exe* : est un post pré-processeur contenant une interface graphique qui permet de fixer la géométrie du problème, les propriétés matérielles ainsi que les conditions aux limites.

Après l'analyse, la solution est affichée sous forme de contour, densité de flux... Le logiciel permet également d'évaluer un certain nombre d'intégrales et de tracer diverses quantités d'intérêt le long de contours définis par l'utilisateur.

- *triangle.exe* : découpe les régions du problème en éléments *triangles*, ce qui constitue une étape importante de l'analyse par éléments finis.
- *fkern.exe* : est l'espace dans lequel se résolu les équations aux dérivées partielles pour obtenir les valeurs du champ magnétique dans le domaine étudié.

Le langage **LUA** est également intégré dans les pré et post-processeurs. Il suffit d'écrire un programme ou donner des instructions dans la console **LUA** pour commander les étapes de

calculs. Toute modification sur le domaine d'étude, analyses ou exploitations des résultats peut être effectuée de manière *automatique* par un programme en *Lua* sans l'intervention manuelle de l'utilisateur. Ainsi, la résolution par la méthode des éléments finis de l'équation (9) régissant le fonctionnement de notre système *non linéaire* se fera en utilisant un programme de calcul sous environnement *FEMM* (programmation par langage *LUA*). Les différentes étapes de mise en œuvre de ce programme sont résumées dans l'organigramme suivant.

II.3 Maillage triangulaire en deux dimensions (2D)

La méthode des éléments finis est utilisée pour approximer des solutions de problèmes physiques. Le domaine est discrétisé en éléments finis simple. C'est des éléments triangulaires pour des problèmes à formulation à deux dimensions (2D). La figure II.1 montre une distribution d'un maillage triangulaire au niveau de l'entrefer. La partie mise en évidence de l'entrefer montre que les côtés des triangles sont idéalement égaux. Un nombre croissant d'éléments conduit à une augmentation des degrés de liberté et un long temps de calcul. δ est l'épaisseur de l'entrefer.

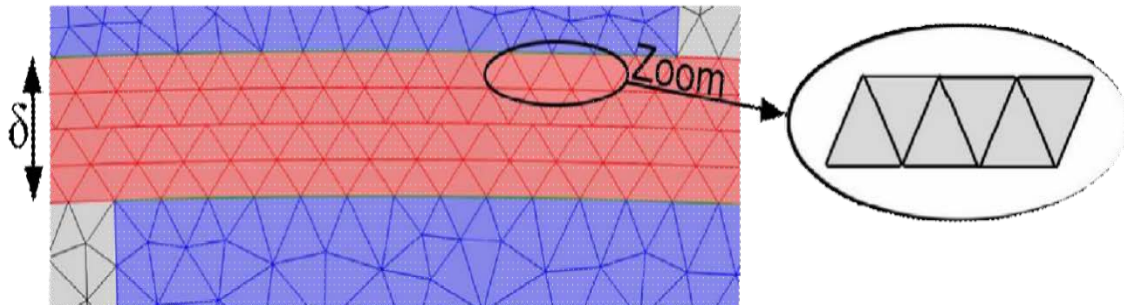


Figure (II.1) : Distribution du maillage triangulaire dans une partie de l'entrefer.

II.4 Forme différentielle des équations de Maxwell

Les équations de Maxwell de l'équation II.1 à l'équation II.4 sont combinées dans le logiciel F.E.M.M 4.2 afin de trouver les solutions approximatives aux éléments finis discrétisés. Selon l'équation II.1, un champ électrique rotationnel est induit quand il y a variation de l'induction magnétique avec le temps, c'est la loi de Faraday. L'équation II.2 décrit la loi d'Ampère. L'expression du courant de déplacement est négligée puisque les champs électromagnétiques sont supposés quasi-stationnaires [12,13]. La loi de Gauss est

donnée par l'équation II.3. L'équation II.4 décrit qu'il n'y a pas des charges magnétiques et que les lignes du champ magnétique forment des boucles fermées [13]

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

Où \mathbf{E} et \mathbf{B} sont respectivement le vecteur champ électrique et magnétique ;

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

Où \mathbf{H} et \mathbf{J} sont respectivement le vecteur champ magnétique et densité de courant et \mathbf{D} le vecteur déplacement électrique.

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II.3})$$

Où ρ est la densité de charge électrique

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.4})$$

II.5 Vecteur potentiel magnétique

Le vecteur potentiel magnétique dans l'équation II.5 est résolu dans chaque nœud dans un problème à formulation à deux dimensions 2D. L'équation II.6 montre que l'induction magnétique est le rotationnel du vecteur potentiel.

$$\vec{A} = A(x, y) \cdot e_z \quad (\text{II.5})$$

Où A est le vecteur potentiel magnétique et e_z est un vecteur unitaire dans la direction z .

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (\text{II.6})$$

II.6 Flux magnétique statorique

Le flux magnétique par phase au stator est une grandeur complexe dans le Domaine fréquentiel. Elle est calculée dans les encoches statoriques en intégrant le potentiel vecteur magnétique dans chaque phase en utilisant l'équation II.7.

$$\Psi = \frac{N_s \cdot L}{A_e} \left(\int_{+Z_s} A_z \cdot ds - \int_{-Z_s} A_z \cdot ds \right) \quad (\text{II.7})$$

Où Ψ est le flux magnétique statorique par phase, N_s est le nombre de spire par encoche, A_e est la surface d'une encoche, L est la longueur du fer, $+Z_s$ et $-Z_s$ sont les encoches du stator avec une direction positive et négative du courant respectivement, A_z est le potentiel vecteur potentiel magnétique et S est une surface.

II.7 Problème magnétostatique

Les problèmes magnétostatiques sont des problèmes dans lesquels les champs sont invariables dans le temps. Dans ce cas, l'intensité du champ (H) et la Densité de Flux (B) doivent obéir :

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{div} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.9})$$

Et en tenant compte de la relation constitutive entre B et H pour chaque milieu :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (\text{II.10})$$

Si le matériau est non linéaire (saturation du fer), la perméabilité μ est fonction de l'induction magnétique B .

$$\mu = \frac{B}{H(B)} \quad (\text{II.11})$$

Le FEMM cherche à trouver un champ qui satisfait (II.8) - (II.9) par une approche de potentiel vectoriel magnétique. L'induction magnétique est écrite en termes de potentiel vectoriel A , comme :

$$\vec{B} = \text{rot}(\vec{A}) \quad (\text{II.12})$$

Cette définition de B satisfait toujours (II.9). Ensuite, (II.8) peut être réécrite comme suit :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times A \right) = J \quad (\text{II.13})$$

Pour un matériau isotrope linéaire (et en supposant la jauge Coulomb), l'équation (II.13) se déduit à:

$$-\frac{1}{\mu} \nabla^2 A = J \quad (\text{II.14})$$

Le FEMM conserve la forme de (II.13), de sorte que les problèmes magnétostatiques avec une relation B-H non linéaire peuvent être résolus.

Dans le cas général 3D, A est un vecteur à trois composantes, cependant dans le cas 2D cartésien et axisymétrique, deux de ces trois composantes sont nulles.

L'avantage d'utiliser la formulation en potentiel vecteur est que si A est connu, l'induction magnétique B et le champ magnétique H peuvent être déduite en différentiant A .

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les équations de Maxwell, sur la base desquelles tous les phénomènes électromagnétiques peuvent être modélisés. Nous nous sommes intéressés au modèle magnétostatique qui permet de calculer la distribution du champ magnétique et les performances électromagnétiques en régime permanent d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

Le choix d'une formulation 2D en termes de potentiel vecteur magnétique est dû au fait, comme cela a été signalé, qu'elle permet de calculer la distribution du champ magnétique en présence des courants électriques.

Chapitre III :
Modèle circuit
électrique
équivalent

III.1 Introduction

Une machine à induction avec un rotor mobile peut être modélisée par un circuit électrique équivalent. Les performances de la machine peuvent être déterminées une fois que les paramètres du modèle sont identifiés. Ce modèle de circuit peut alors être utilisé dans une variété de conditions de fonctionnement.

III.2 Circuit électrique équivalent simplifié

La représentation d'un circuit électrique est montrée dans la figure III.1. Ce circuit à paramètres localisés est utilisé pour montrer que les résultats obtenus pour le couple sont comparables à d'autres méthodes d'analyse de circuit. L'impédance des têtes de bobines et l'impédance des anneaux de court-circuit ainsi que l'effet de peau ne sont pas pris en compte dans le circuit électrique équivalent. En outre, les fuites du rotor sont incluses dans les fuites du stator. Ce modèle est destiné à représenter une phase de la machine fonctionnant en régime permanent (vitesse de rotation constante et pulsation électrique constante). Dans ce modèle toutes les fuites sont ramenées au stator. Le couplage entre le rotor et le stator et les courants rotorique sont modélisés par une branche de magnétisation d'inductance \mathbf{M} . Cette inductance \mathbf{M} représentant le circuit magnétique reliant le rotor et le stator et à travers une résistance \mathbf{R}_r représentant un travail mécanique transformé en chaleur dans le rotor et délivré à la charge sous forme de puissance mécanique. Dans ce circuit électrique équivalent montré par la figure III.1 [5]. \mathbf{V} représente la tension de phase, c'est la tension efficace appliquée entre chaque phase de la machine et \mathbf{i} représente le courant de phase, c'est-à-dire le courant efficace à travers chaque phase de la machine. Ce sont des distinctions importantes, car selon la façon dont le moteur est couplé (C'est-à-dire, couplage étoile ou delta), la tension composée peut ou non être égale à la tension de phase, est le courant de ligne peut ou non être égal ou courant de phase). Pour supprimer toute ambiguïté, nous utiliserons un modèle représenté exclusivement en termes de courant de phase et de tension de phase (Figure III.1).

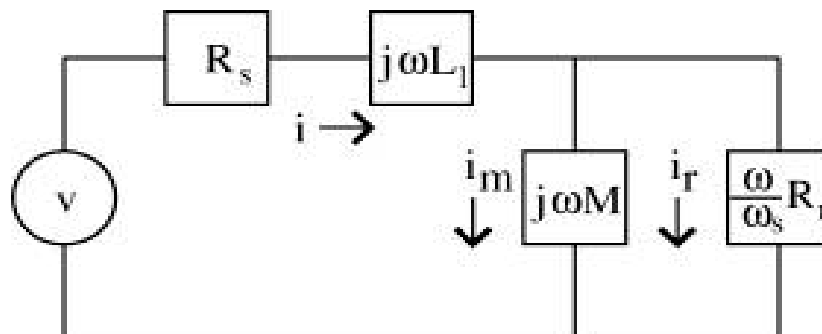


Figure (III.1) : Modèle par phase en régime permanent d'un moteur asynchrone à cage

III.3 modélisation à base du circuit électrique équivalent

Ce paragraphe est basé sur la référence [6], le glissement est donné par l'équation suivante :

$$\omega_s = \omega - P\omega_r \quad (\text{III.1})$$

Le symbole ω est la pulsation électrique d'alimentation (rd/s). Le symbole ω_s représente la différence entre la pulsation mécanique du rotor et la pulsation électrique. Le stator est constitué de P paires de pôles, on peut définir la fréquence de glissement en termes de la pulsation électrique et la vitesse mécanique du rotor.

Maintenant que nous avons un modèle d'un moteur à induction, nous pouvons l'utiliser pour déduire des relations entre courant de phase, tension de phase et couple permettant de déterminer les performances de la machine.

III.3.1 l'impédance du moteur

Les impédances du moteur peuvent s'ajouter ensemble de la même manière que les résistances en utilisant les mêmes règles pour les configurations parallèles et série. Dans ce cas, l'impédance totale du moteur, peut être représenté par Z, où :

$$Z = R_s + j\omega \left(L_f + M \left(\frac{1}{1 + j\tau\omega_s} \right) \right) \quad (\text{III.2})$$

Où τ est la constante du temps du rotor, $\tau = \frac{M}{R_r}$.

D'où la relation entre la tension et le courant :

$$V = Z \cdot I \quad (\text{III.3})$$

III.3.2 Flux magnétique par phase

Un résultat qui sera utile lors du calcul des performances électromagnétique de la machine est le flux généré par phase du stator. Il faut noter que le second terme dans l'impédance est multiplié par $j\omega$, ce qui implique qu'il s'agit d'une contribution de tension qui a trait à la variation de flux à la fréquence ω . Nous pouvons alors écrire que le flux, Φ , généré par n'importe quelle phase est :

$$\Psi = \left(L_f + M \left(\frac{1}{1 + j\tau\omega_s} \right) \right) \cdot i \quad (\text{III.4})$$

En divisant par le courant, on peut obtenir une inductance dépendant de la fréquence de glissement ω_s . Ce résultat peut être décomposé en une partie réel et une partie imaginaire comme :

$$L(\omega_s) = \left(L_f + \frac{M}{1 + (\tau\omega)^2} \right) - j \left(\frac{\tau\omega_s \cdot M}{1 + (\tau\omega_s)^2} \right) \quad (\text{III.5})$$

La dépendance de cette inductance de la fréquence de glissement est utile pour déterminer les paramètres du moteur.

III.3.3 Couple en fonction du courant

Le couple peut être directement déduit à partir du modèle du circuit électrique équivalent de la figure III.1. En se référant à la figure III.1, la puissance dissipée dans la résistance apparente du rotor est :

$$P = 3 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right) \cdot R_r \cdot |i_r|^2 \quad (\text{III.6})$$

Avec i_r est un courant efficace.

La puissance du rotor peut être décomposée en deux pertes distinctes : les pertes résistives dans le rotor et la puissance mécanique délivrée.

$$P = 3 \cdot \left(\frac{\omega - \omega_s}{\omega_s} \right) \cdot R_r \cdot |i_r|^2 + 3 \cdot R_r \cdot |i_r|^2 \quad (\text{III.7})$$

Où le premier terme représente la puissance mécanique délivrée et le second les pertes Joule dans le rotor.

Si on réécrit le numérateur de la puissance mécanique en termes de la vitesse mécanique (en utilisant la définition précédente de la fréquence du glissement), on aura :

$$P_{mec} = 3 \cdot \left(\frac{p \cdot \omega_r}{\omega_s} \right) \cdot R_r \cdot |i_r|^2 \quad (\text{III.8})$$

Enfin, notant que la puissance mécanique est le produit du couple et de la vitesse mécanique, on divise simplement par ω_r pour obtenir le couple T :

$$T = 3 \cdot \left(\frac{p \cdot R_r}{\omega_s} \right) \cdot |i_r|^2 \quad (\text{III.9})$$

Bien que ce soit une expression parfaitement valable pour le couple, elle est en fonction du courant rotorique plutôt que du courant de phase. Cette dernière peut être écrite en fonction du courant de phase. L'équation de maille en tension autour du rotor est :

$$\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right) \cdot R_r \cdot i_r = j\omega M i_m \quad (\text{III.10})$$

D'où le courant dans le rotor est :

$$i_r = j\tau\omega_s i_m \quad (\text{III.11})$$

Si nous écrivons que le courant total est la somme des courants magnétisant et du rotor :

$$i_m + i_r = i \quad (\text{III.12})$$

Nous obtenons alors :

$$i_r = \left(\frac{j\tau\omega_s}{1 + j\tau\omega_s}\right) \cdot i \quad (\text{III.13})$$

En remplaçant dans l'expression du couple, nous aurons :

$$T = 3pMi^2 \left(\frac{\tau\omega_s}{1 + (\tau\omega_s)^2}\right) \quad (\text{III.14})$$

Donc, il suffit de connaître les paramètres de la machine \mathbf{M} et \mathbf{R}_r nous pourrions déterminer le couple électromagnétique du moteur.

III.4 Identification des paramètres du circuit électrique équivalent du moteur

Les formules développées ci-dessus peuvent servir de base à une identification par éléments finis des paramètres du moteur. Cependant En utilisant FEMM, à rotor bloqué ne pose aucun problème particulier en ce qui concerne l'identification des paramètres. Dans le cas de vitesse nulle, la fréquence de glissement sera simplement $\omega_s = \omega$.

Sur la base de ce qui précède, il existe au moins deux approches qui pourraient être utilisées. Peut-être la méthode la plus évidente serait de baser l'identification des paramètres sur les résultats de couple obtenus en utilisant un courant constant au stator sur une gamme de fréquences.

III.4.1 Essai à rotor bloqué

Dans l'analyse par élément finis de l'essai à rotor bloqué, le fer est considéré dans la zone linéaire de la courbe $B=f(H)$. Cela convient pour l'estimation des paramètres du rotor qui sont supposés indépendant du flux magnétisant. L'analyse est faite dans une référence liée au rotor de sorte que la fréquence de la simulation correspond à la fréquence du rotor f_r . Une analyse magnétodynamique est effectuée afin de tenir compte des différentes distributions non uniformes de La densité de courant dans les barres du rotor. Le même calcul est répété à

différentes fréquences afin d'obtenir la dépendance des paramètres du rotor sur la fréquence de fonctionnement [7].

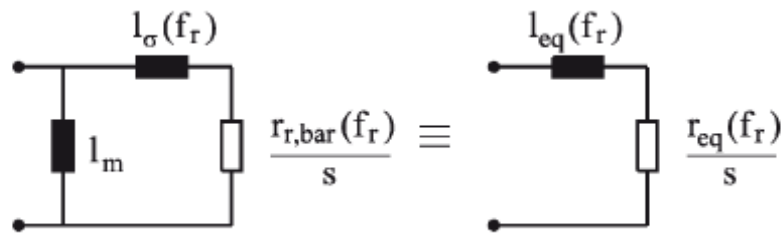


Figure (III.2) : circuit équivalent sous condition de fonctionnement à rotor bloqué

III.4.2 Paramètres à rotor bloqué

A partir des pertes Joule rotorique P_{JR} et l'énergie W_m , les paramètres équivalents du circuit série ci-dessous sont calculés :

$$L_{eq} = \frac{4 \cdot (W_m)}{3 \cdot (I_{enc})^2} \quad (\text{III.15})$$

Ils sont représentés dans le circuit équivalent de la figure III.2.

Le modèle élément finis est effectué avec une perméabilité constante (fer non saturé), les paramètres du rotor ainsi obtenus sont :

$$R_{r,bar}(f_r) = \frac{l_m^2 \cdot R_{eq}}{\left(\frac{R_{eq}}{\omega}\right)^2 + (l_m - l_{eq})^2} \quad (\text{III.16})$$

III.4.3 Étude à vide

L'objectif de l'essai à vide est d'étudier la saturation du fer et de calculer les paramètres correspondant qui seront utilisé dans le circuit équivalent. Le moteur est étudié dans une référence liée au rotor en considérant la fréquence du rotor nulle. Ainsi une étude magnétostatique par élément finis est effectuée où le champ source est le courant dans les encoches statorique [7].

III.4.4 Paramètres du moteur à vide

A partir de l'étude par élément finis à vide, l'inductance de magnétisation est donnée par :

$$M = \frac{\hat{\lambda}_s}{I_s} \quad (\text{III.17})$$

Quand la saturation est prise en compte, le flux magnétique moyen de magnétisation est calculé par la relation suivante :

$$\hat{\lambda}_m = \frac{2}{3} \left(\lambda_a - \frac{\lambda_b}{2} - \frac{\lambda_c}{2} \right) \quad (\text{III.18})$$

Un second paramètre qui est calculé par simulation de l'essai à vide est la résistance de magnétisation \mathbf{R}_m symbolisant les pertes fer qui n'est pas mentionnée dans le circuit électrique équivalent de la figure.III.1.

III.5 Conclusion

Une procédure a été proposée en combinant la méthode des éléments finis et la méthode analytique afin de calculer les performances électromagnétique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. La méthode des éléments finis est utilisée afin de déterminer les paramètres de la machine à l'image de l'inductance de magnétisation et la résistance du rotor censés calculer le couple électromagnétique du moteur. Tandis que la méthode analytique permet à l'aide du circuit électrique équivalent de la machine de calculer le couple développé par cette dernière. Cette procédure est relativement efficace du moment que les paramètres de la machine sont calculées numériquement dont le couple dépend.

Chapitre IV :
Modèle éléments
finis sous
environnement
F.E.M.M 4.2

IV.1 Introduction

Le problème électromagnétique peut être résolu avec différentes méthodes : analytique ou numérique. Le choix d'une méthode est lié à la complexité de la géométrie du système à étudier, la nature des matériaux et aux phénomènes mis en jeu. Auparavant, l'étude expérimentale et les méthodes d'étude basées sur des solutions analytiques simples étaient les plus utilisées pour la conception des dispositifs électromagnétiques moyennant des hypothèses simplificatrices. Actuellement ces méthodes ne suffisent plus pour concevoir ces systèmes qui, avec les développements technologiques deviennent complexes. D'où la nécessité d'une modélisation qui permet une meilleure approche des phénomènes réels.

L'objectif visé dans ce chapitre est l'étude d'un modèle bidimensionnel de phénomène de couple électromagnétique dans la machine asynchrone à cage d'écurie. Le modèle électromagnétique intègre les équations de Maxwell en formulations potentiel vecteur magnétique de la machine. Une méthode analytique sera utilisée pour évoluer le couple électromagnétique, celle-ci est basée sur le circuit électrique équivalent de la machine. La méthode de résolution des équations aux dérivées partielles, en l'occurrence la méthode des éléments finis, est ensuite abordée. Un programme informatique de la machine a été développé à l'aide d'un logiciel **2D** basé sur la méthode des éléments finis **F.E.M.M 4.2**, nous allons exécuter un programme écrit en code **LUA** suivant plusieurs étapes successives tout en respectant les conditions aux limites et les hypothèses simplificatrices.

IV.2 Présentation de la structure de la machine étudiée

La machine étudiée est un moteur asynchrone à cage de puissance 2.2 kW, ayant 4 pôles sous 380 V (couplage triangle). Ce moteur ayant 36 encoches au stator et 28 au rotor représenté par la figure ci-dessous.

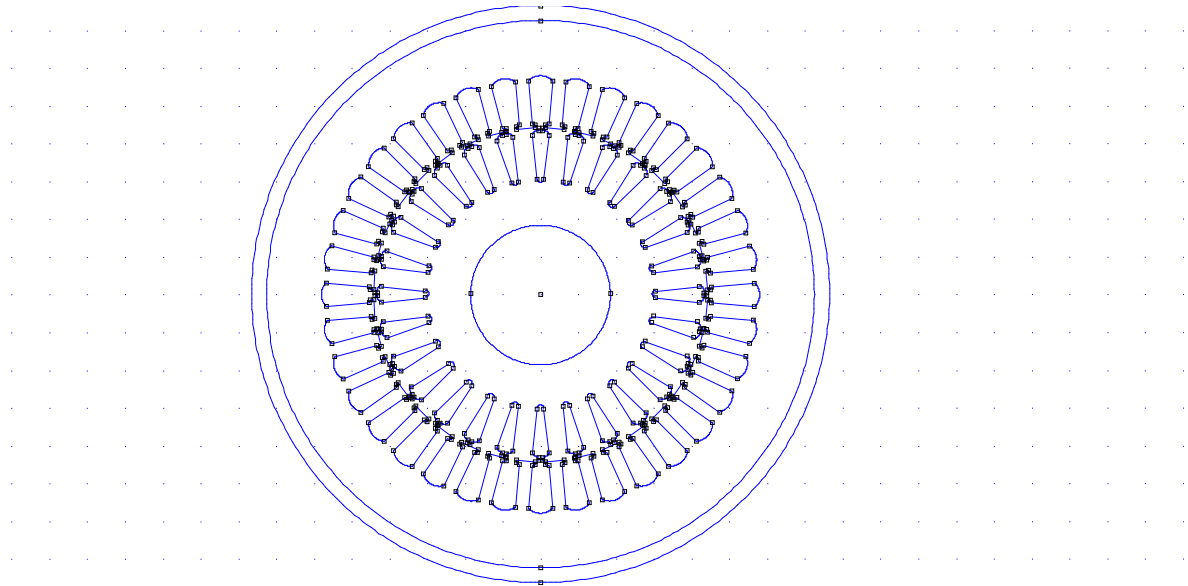


Figure (IV.1) : Structure de la machine étudiée

IV.3 Principales dimensions géométriques et physique du moteur asynchrone à cage

Le tableau ci-dessous présente les caractéristiques géométriques et physiques de la machine :

Paramètres	Grandeurs
Puissance nominale (kW)	2.2
Tension nominale (V)	380
Fréquence nominale (Hz)	50
Nombres de pôles	4
Nombres de phases	3
Nombres de voies parallèles	1
Nombres de conducteurs dans l'encoche	64
Longueur de la machine (m)	0.110
Diamètre externe du stator (m)	0.145
Diamètre interne du stator (m)	0.0885
Nombres d'encoches	36
Diamètre externe du rotor (m)	0.088
Diamètre interne du rotor (m)	0.037
Nombres d'encoche au rotor	28

Tableau (IV.1) : Paramètres du prototype étudié

IV.4 Caractéristiques magnétiques

Pour les circuits magnétiques stator et rotor, nous avons utilisé des tôles Fe-si dont la Courbe $B=f(H)$ est donnée par la figure III.2.

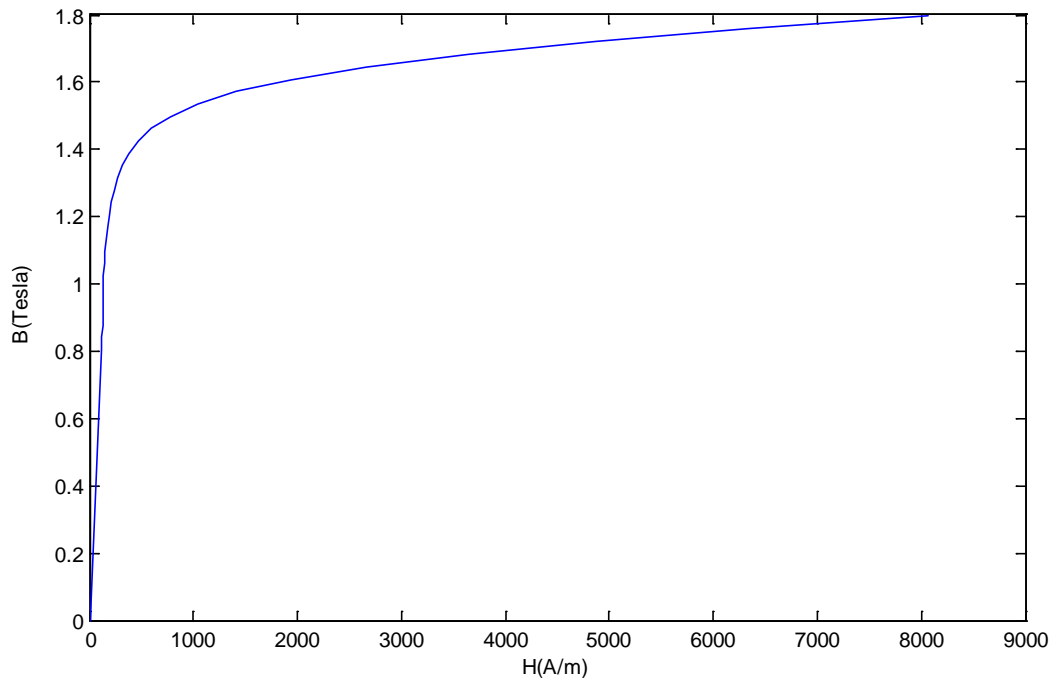


Figure (IV.2) : Caractéristique magnétique $B=f(H)$ du fer statorique et rotorique

On remarque que l'induction magnétique augmente pour atteindre une valeur 1.5T pour un champ de 1000A/m, puis elle augmente légèrement pour atteindre sa valeur maximale.

IV.5 Distribution du bobinage à une seule couche

La machine étudiée présente un bobinage simple couche dont la matrice de connexion entre les 3 phases du stator et les encoches sur les 4 pôles est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{cccccccccccccccc} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right.$$

$$\left. \begin{array}{cccccccccccccccc} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right\}$$

IV.6 Mise en œuvre du F.E.M.M

IV.6.1 Maillage

Le découpage du domaine en élément finis est une étape essentielle car la précision des calculs dépend de sa finesse. Le maillage a été réalisé avec 16228 nœuds et 32094 éléments (Figure IV.3).

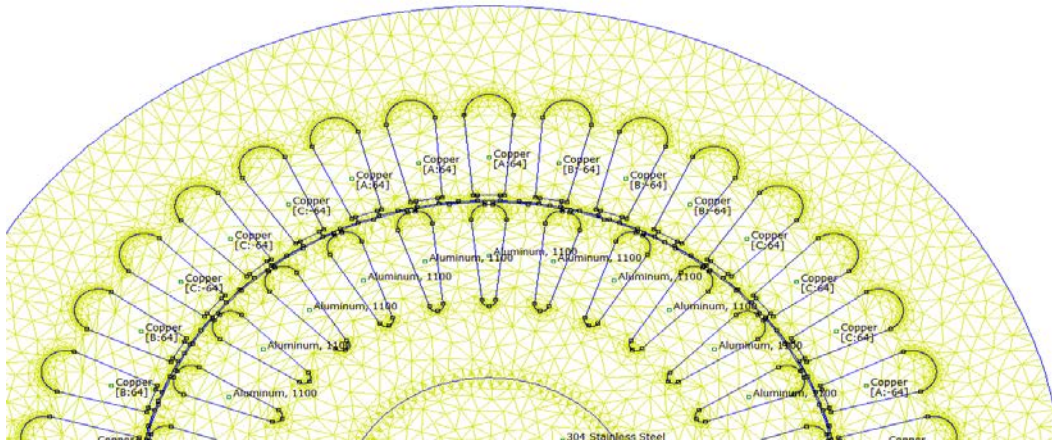


Figure (IV.3) : vue en coupe de la machine asynchrone à cage représentant le maillage par éléments finis triangulaires.

IV.6.2 Tracé des iso-potentiels vecteurs

Il s'agit en fait d'un tracé de lignes de champ pour une position du rotor à l'instant $t=0$ ($g=0$). Ces lignes du champ sont réparties sur les 04 pôles de la machine (figure II.4), elles pénètrent profondément dans le rotor.

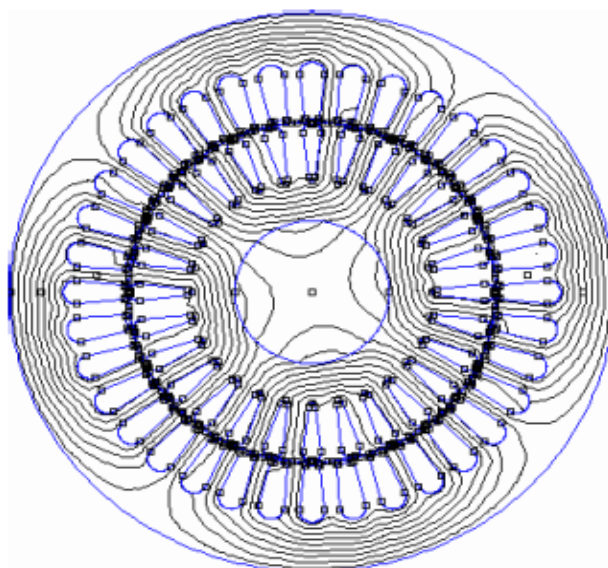


Figure (IV.4) : lignes de champ magnétique à l'instant $t=0$

IV.6.3 Distribution de l'induction dans l'entrefer

Le calcul du champ magnétique permet de déterminer l'allure de l'induction normale dans l'entrefer à vide. La répartition de l'induction normale au milieu de l'entrefer est illustré dans la figure (IV.5). C'est cette induction qui avec la rotation du rotor permet de créer une f.e.m induite au niveau du bobinage statorique. La valeur maximale de l'induction normale atteint les 1.3T. Les sauts de perméabilité sont mis en évidence.

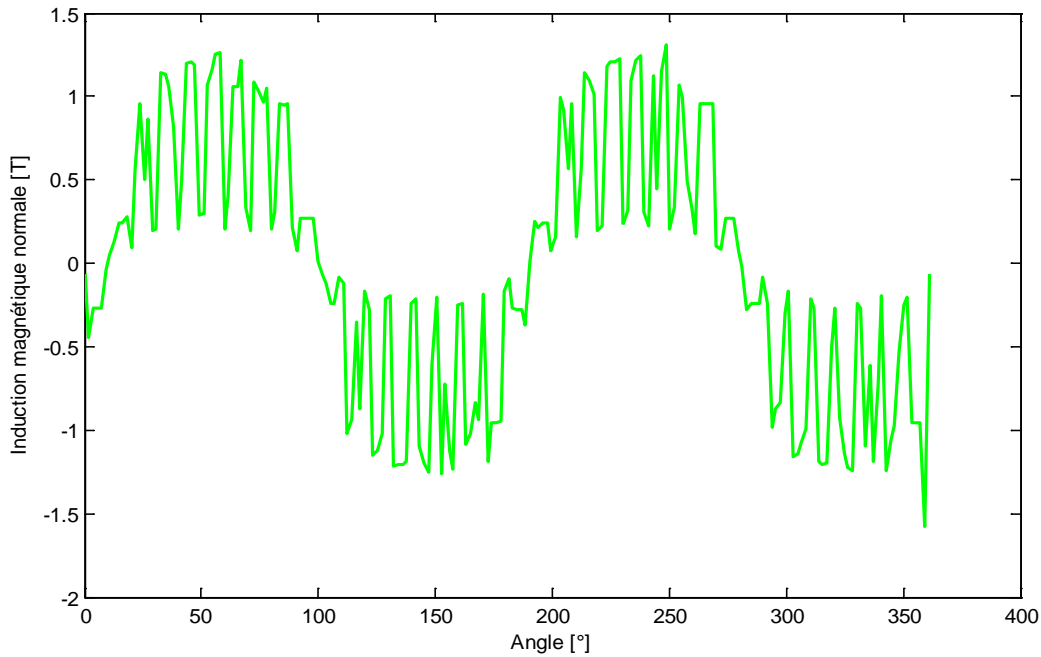


Figure (IV.5) : Induction normale dans l'entrefer à vide ($g=0$)

La figure (IV.6) représente le spectre de l'induction normale dans l'entrefer à vide.

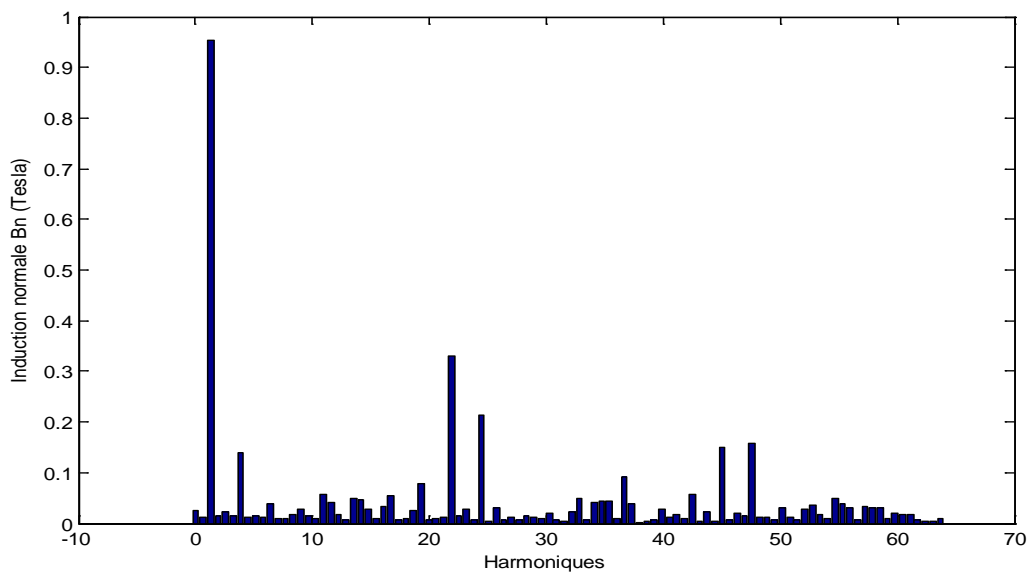


Figure (IV.6) : Spectre de l'induction normale dans l'entrefer à vide ($g=0$)

Les harmoniques présentées dans la figure ci-dessus provoquent physiquement des vibrations, donc un couple pulsant qui entraîne la machine dans le sens inverse.

IV.6.4 Distribution de l'induction magnétique dans le fer statorique

Nous représentons dans les figures IV.7 et figure IV.8 l'allure du module de l'induction magnétique dans la culasse et les dents statorique. L'induction magnétique est plus marquée dans les dents que dans la culasse du stator.

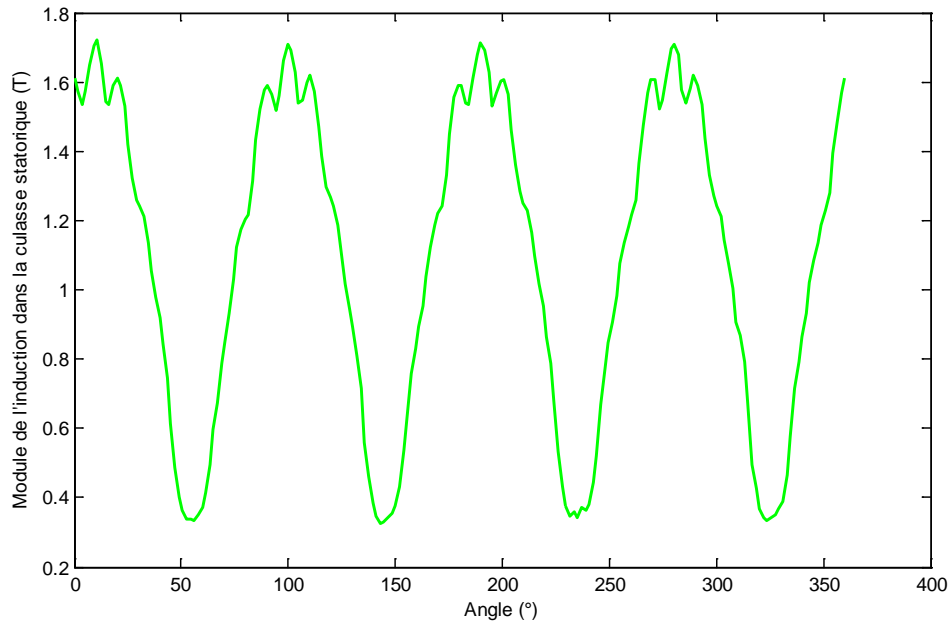


Figure (IV.7) : Distribution du module de l'induction magnétique dans la culasse statorique

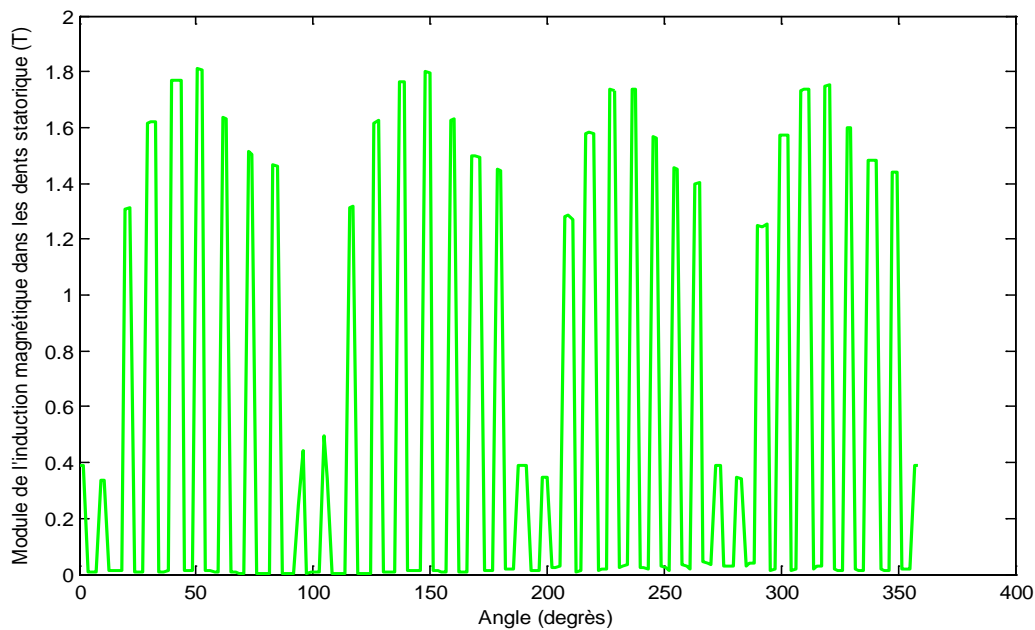


Figure (IV.8) : Distribution du module de l'induction magnétique dans les dents du stator

L'induction magnétique évolue de la même manière (sinusoïdalement) dans la culasse et les dents statoriques. La forme de l'allure de ces grandeurs est justifiée par l'espace étroit occupé par les dents par rapport à celui occupé par la culasse (concentration des lignes du flux).

IV.7 Répartition de l'induction magnétique

La distribution de la densité du flux magnétique sous environnement FEMM pour un fonctionnement à vide est illustrée par la figure IV.9. La densité du flux magnétique est plus élevée dans les endroits édentés (coins des dents).

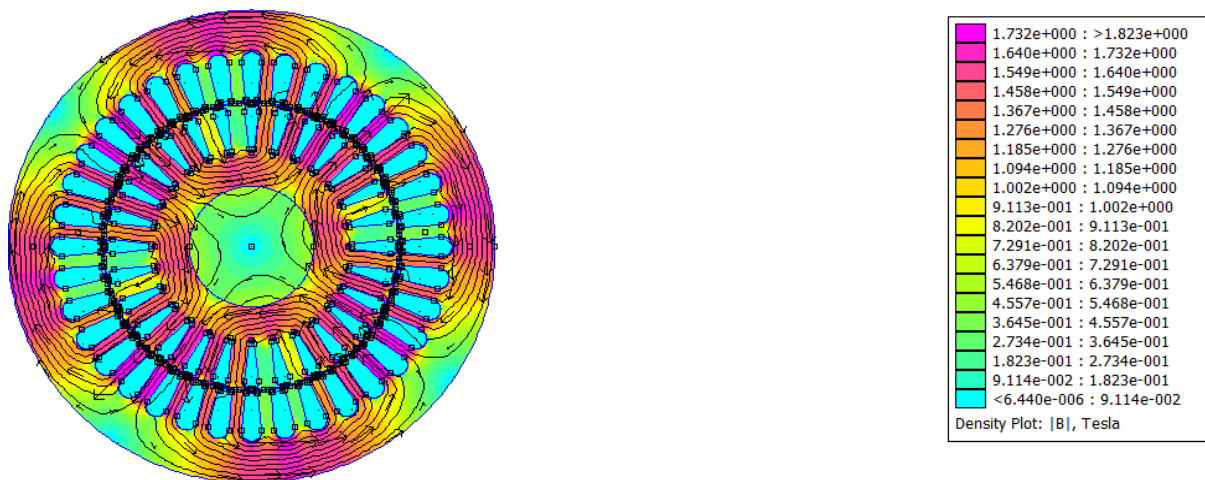


Figure (IV.9) : Densité de flux magnétique

IV.8 Tracé du vecteur induction

La figure ci-dessous représente les Iso-vecteurs inductions magnétiques. Les lignes du champ sortent du pôle nord et rentrent par le pôle sud.

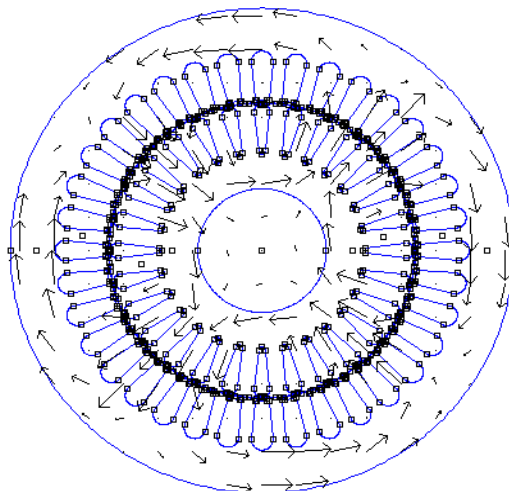


Figure (IV.10) : Iso-vecteurs inductions magnétiques

IV.9 Caractéristiques électromagnétiques

IV.9.1 Caractéristiques Flux magnétique

La caractéristique du flux magnétique et d'inductance de magnétisation en fonction du courant statorique est illustrée dans la figure (IV.11).

Si on fait une analyse pour la variation du flux magnétique en fonction de courant statorique, on remarque que l'allure de cette grandeur évolue d'une manière proportionnelle avec ce dernier. A une certaine valeur de courant, la valeur du flux tend à être constante, c'est la région de saturation magnétique, cela est dû à l'aimantation du matériau utilisé.

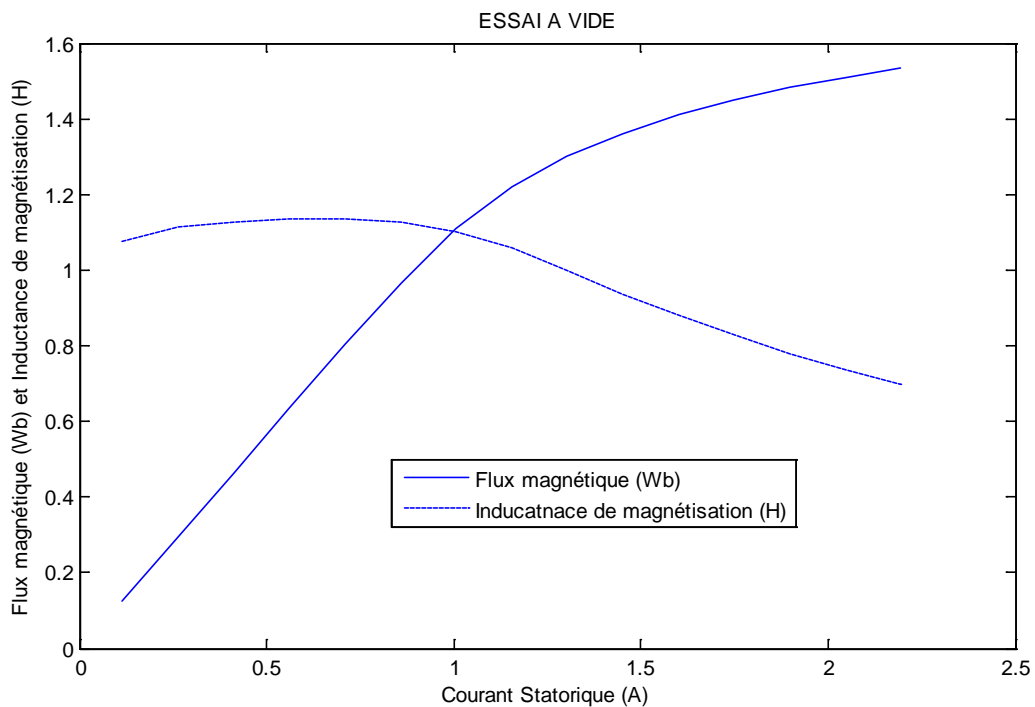


Figure (IV.11) : Caractéristique du Flux magnétique et d'inductance de magnétisation en fonction du courant statorique

IV.9.2 Caractéristiques de la résistance rotorique

La figure (IV.12) représente la variation de la résistance rotorique en fonction de la fréquence.

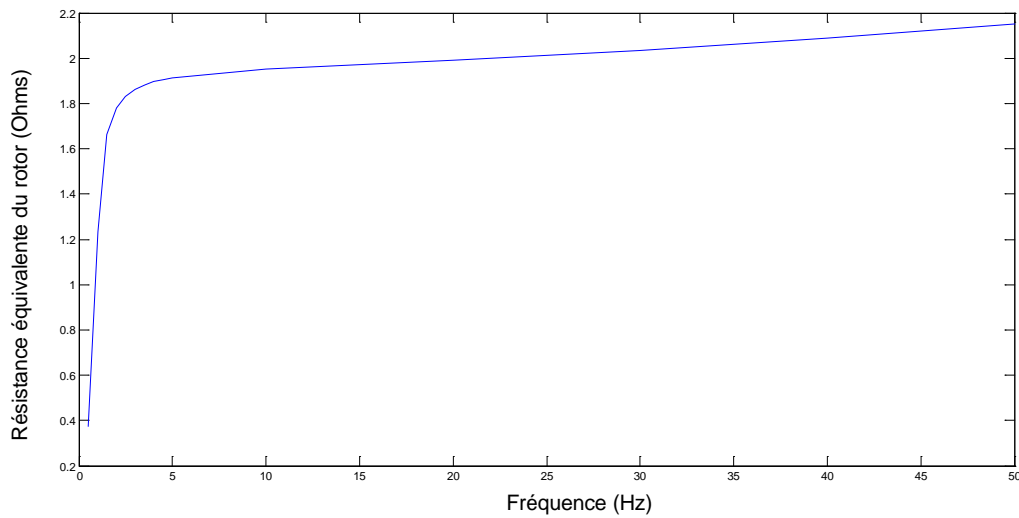


Figure (IV.12) : Variation de la Résistance rotorique en fonction de la fréquence

Nous constatons que la résistance du rotor augmente pour atteindre 2Ω à une fréquence de 5Hz puis devient pratiquement constante.

IV.9.3 Caractéristiques du couple électromagnétique

La figure suivante illustre la caractéristique de couple en fonction de la fréquence rotorique avec la méthode numérique (méthode des éléments finis).

Les valeurs du couple électromagnétique en fonction de la fréquence rotorique sont obtenues par le tenseur de Maxwell.

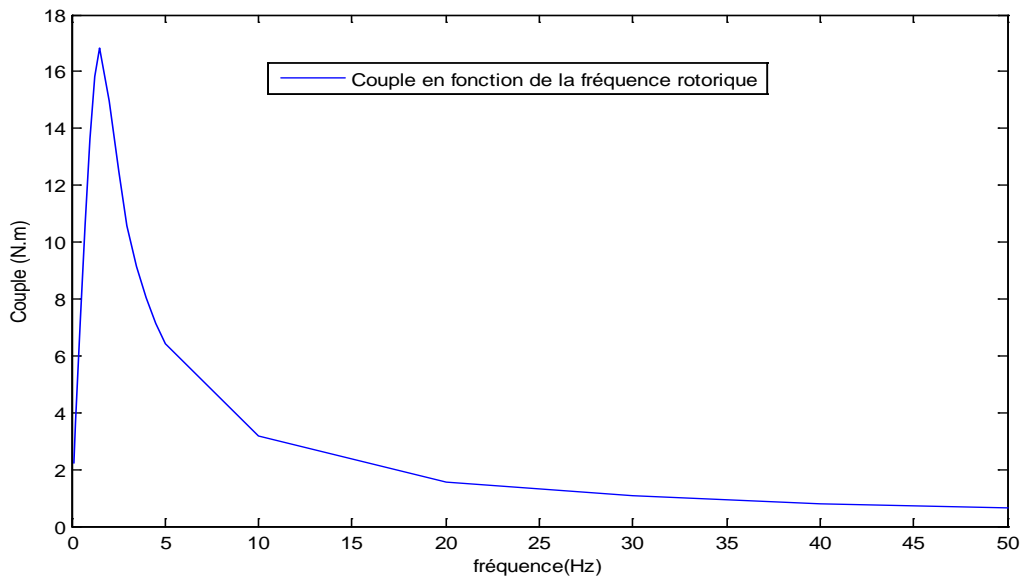


Figure (IV.13) : Caractéristique du couple en fonction de la fréquence rotorique (Méthode numérique)

A partir du circuit électrique équivalent, et après la détermination de ses paramètres, nous avons obtenu la caractéristique du couple en fonction de glissement comme montré sur la figure (IV.14).

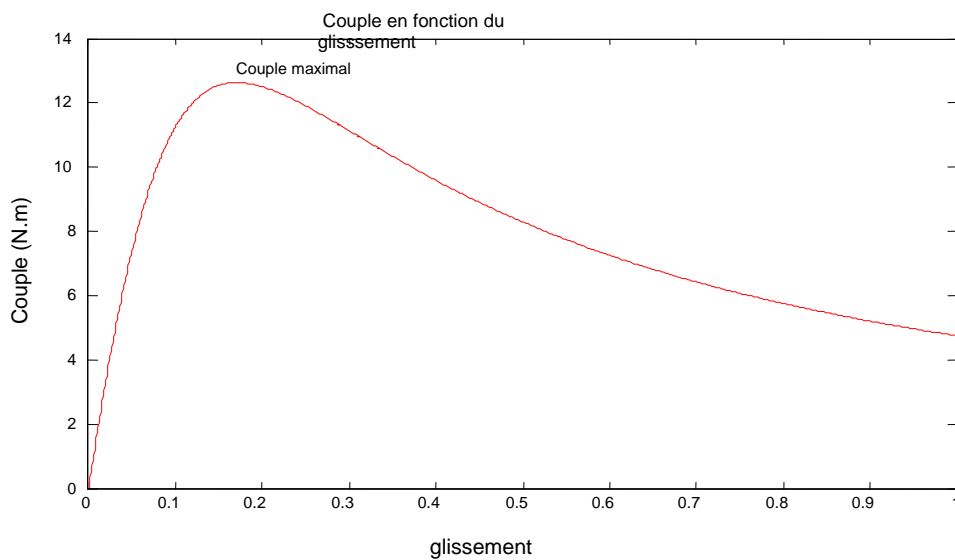


Figure (IV.14) : Caractéristique du couple en fonction de la fréquence rotorique (Méthode circuit équivalent)

IV.9.4 Caractéristiques de la force électromotrice entre phase de la machine

La figure (IV.15) montre l'évolution de la force électromotrice composée du moteur. L'allure présentée dans la figure ci-dessous montre que la f.e.m composée à vide est proportionnelle au courant statorique.

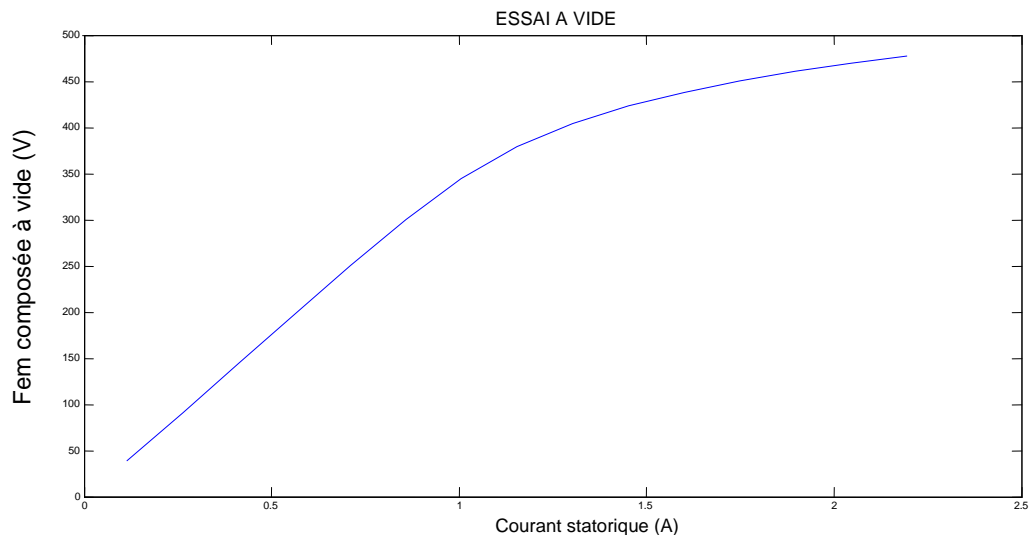


Figure (IV.15) : Evolution de la force électromotrice composée du moteur

IV.10 Conclusion

Un modèle électromagnétique sous environnement FEMM est développé pour un moteur asynchrone à cage. Le moteur est alimenté à vide et en charge. Les effets d'extrémités sont négligés. Quelques performances électromagnétiques ont été calculées comme le flux magnétique engendré par une phase du stator, le module de l'induction normale dans l'entrefer et le module de l'induction magnétique dans le fer statorique. Une confrontation analytique et numérique pour le calcul du couple est effectuée. Les résultats obtenus pour l'induction dans le fer statorique montre que cette dernière est plus élevée dans les dents que dans la culasse statorique.

Conclusion

Générale

Conclusion générale

Dans le cadre de ce travail, nous avons tout d'abord analysé les différentes méthodes utilisées pour la modélisation des moteurs à induction. Deux approches peuvent exister. L'approche analytique par circuit électrique équivalent et l'approche numérique basée sur la méthode éléments finis. Du point de vue électromagnétique et en adoptant une approche numérique, les modèles internes, basés sur la résolution des équations du champ électromagnétique par la méthode des éléments finis sous environnement FEMM, sont largement utilisés.

Un modèle par éléments finis sous environnement FEMM a été développé dans le but de calculer les performances électromagnétiques d'un moteur asynchrone à cage. Le moteur est alimenté par un système de courants triphasés équilibrés. Les effets de bord ont été négligés. Quelques performances électromagnétiques ont été obtenues comme par exemple, le flux et le module de l'induction dans le stator et le rotor. Quelques paramètres de la machine ont été déterminés à l'image de l'inductance de magnétisation et la résistance du rotor qui vont servir à calculer le couple développé par le moteur. Ce dernier est calculé aussi analytiquement en utilisant un circuit électrique équivalent du moteur. La comparaison des résultats obtenus par les deux modèles montre que le modèle par éléments finis 2D sur FEMM 4.2 reste un modèle fiable pour la détermination des performances électromagnétiques du moteur.

Comme perspective, il serait intéressant de développer un modèle électromagnétique d'un moteur à induction alimenté en tension. Il serait plus intéressant de présenter un modèle électromagnétique en 2D dont les effets d'extrémités tels que les têtes de bobines et les anneaux de courts-circuits seront pris en compte en les incorporant dans le modèle 2D par des équations analytiques.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] D. Meeker. (2009). *Finite Element Method Magnetics*. Available:
<http://www.femm.info/Archives/doc/manual.pdf>
- [2] R.PERRET « Entrainement électrique2 ». Edition Lavoisier 2007.
- [3] N.ARKAB, Y.BOUZIDI, F.MEHOUBI « Identification des paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobbiné ». Mémoire D.E.U.A, U.M.M.T.O 2007.
- [4] C. Sadarangani, *Electrical Machines – Design and Analysis of Induction and Permanent Magnet Motors*. Stockholm: Division of Electrical Machines and Power Electronics, KTH, 2006.
- [5] T.WILDI, G.SYBILLE « Electrotechnique » 4^{ème} Edition de Boeck 2005.
- [6] D. Meeker. (2004). *Induction Motor Example*. Available:
<http://www.femm.info/wiki/InductionMotorExample>
- [7] S.ZAMOUM, C.AIT MIMOUNE « Identification des paramètres de la machine asynchrone triphasé ». Mémoire ingénieur, U.M.M.T.O 1994.
- [8] J. F. Gieras, C. Wang, and J. C. Lai, *Noise of Polyphase Electric Motors*: Taylor & Francis, 2006.
- [9] S. Östlund, *Electric Railway Traction*. Stockholm: Electrical Machines and Power Electronics, 2011.
- [10] S. Östlund and M. Leksell, *EJ2200 Electrical Machines and Drives*. Stockholm: Electrical Machines and Power Electronics, 2010.
- [11] K. Delaere, R. Belmans, and K. Hameyer, "Influence of rotor slot wedges on stator currents and stator vibration spectrum of induction machines: a transient finite-element analysis," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 1492-1494, 2003.

[12] M. Kaltenbacher, *Numerical Simulation of Mechatronic Sensors and Actuators* vol. 2nd Edition. Universität Erlangen, Germany: Springer - Verlag Berlin Heidelberg, 2007.

[13] G. Engdahl, H. Edin, R. Eriksson, S. Hörnfeldt, and N. Schönborg, "Electrotechnical modeling and design," ed. Stockholm: Electromagnetic Engineering, KTH, 2011.

[14] S. I. Shahl. *Electrical Machines II, Lecture: Introduction to AC Machines*. Available: http://uotechnology.edu.iq/depeee/lectures/3rd/Electrical/Machines%202/I_Introduction.pdf

Annexe

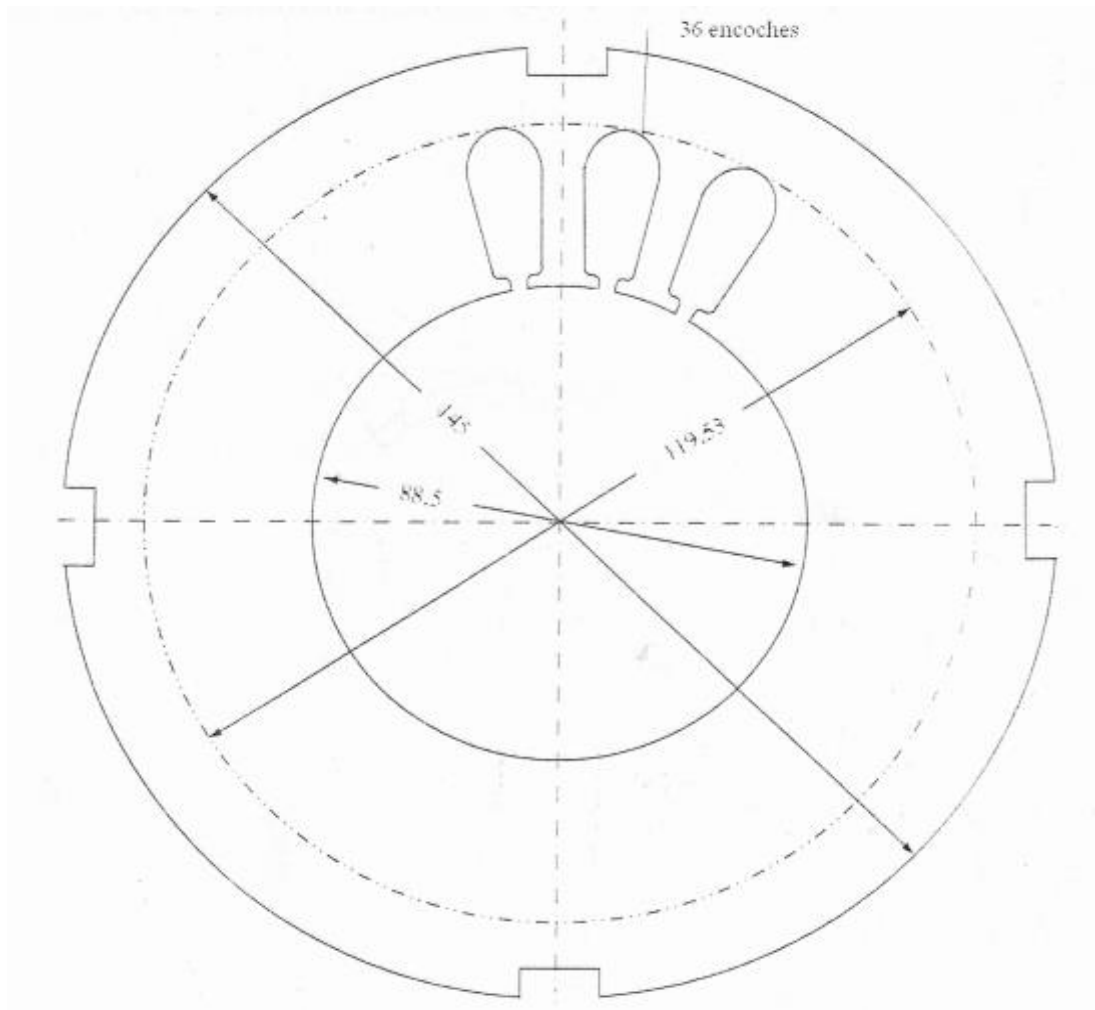


Fig.1 : La tôle statorique

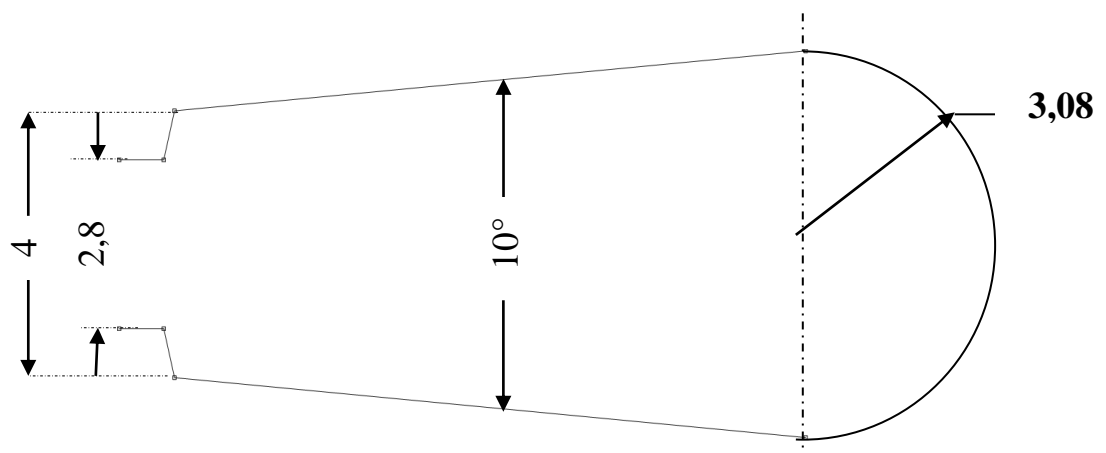
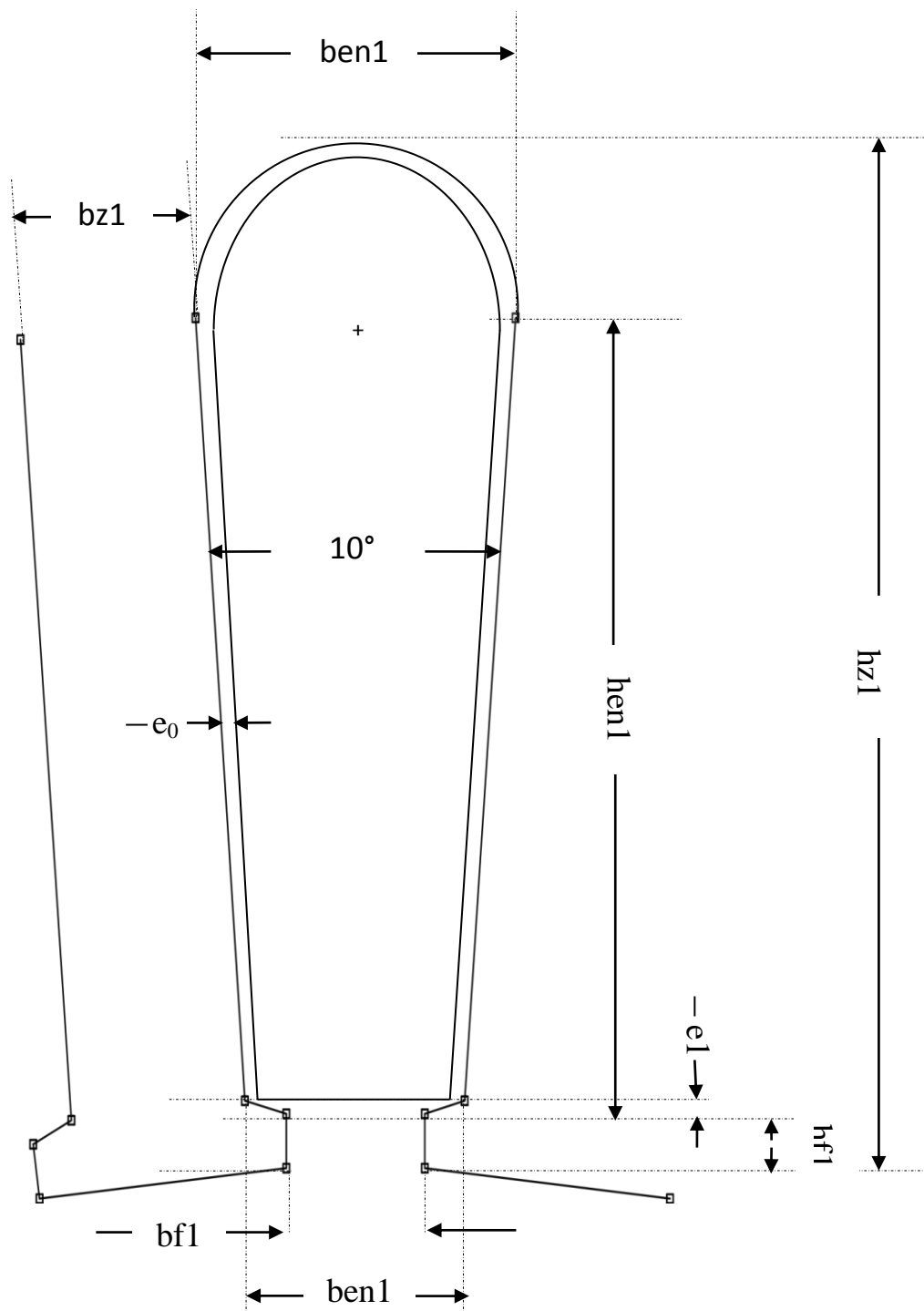


Fig.2 : Détail de l'encoche statorique

**Fig.3** : Encoche statique

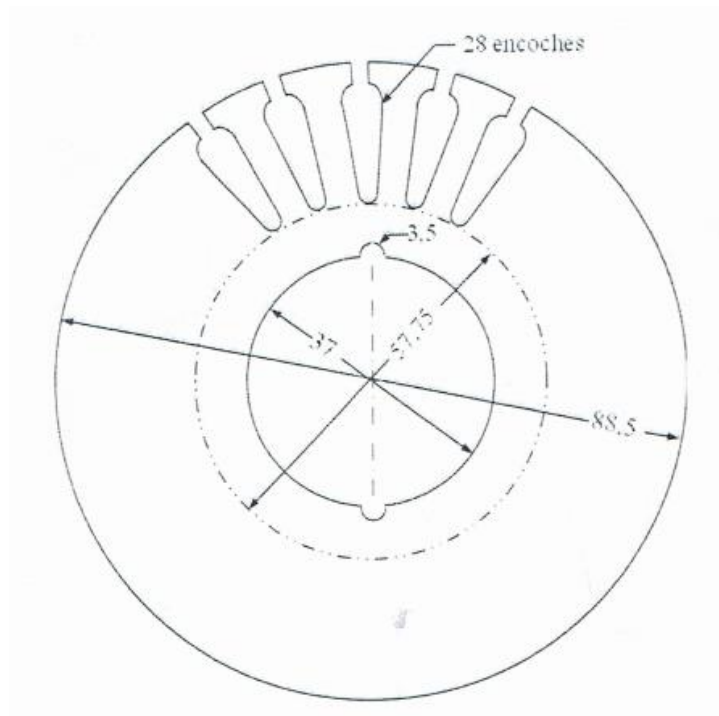


Fig.4 : La tôle rotorique

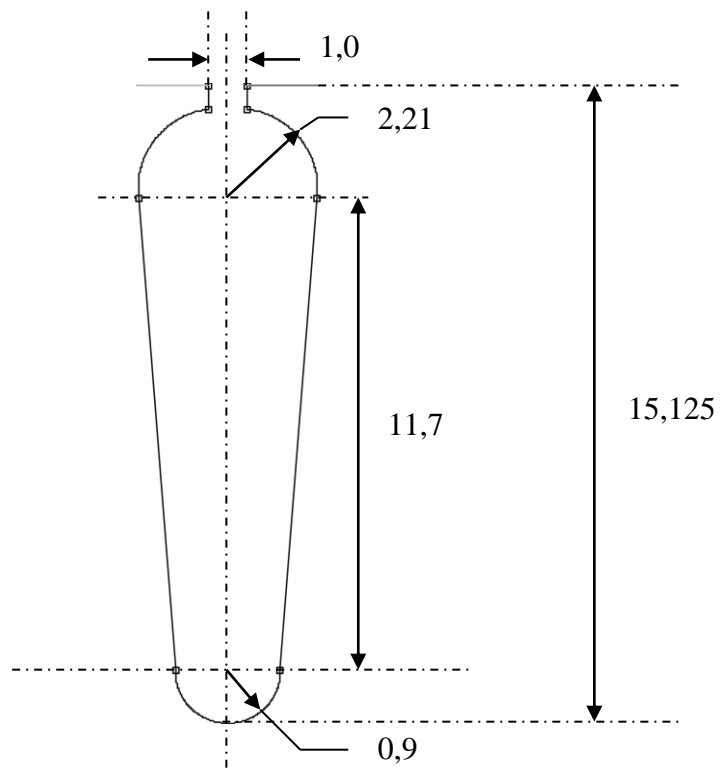


Fig.5 : Détail de l'encoche rotorique

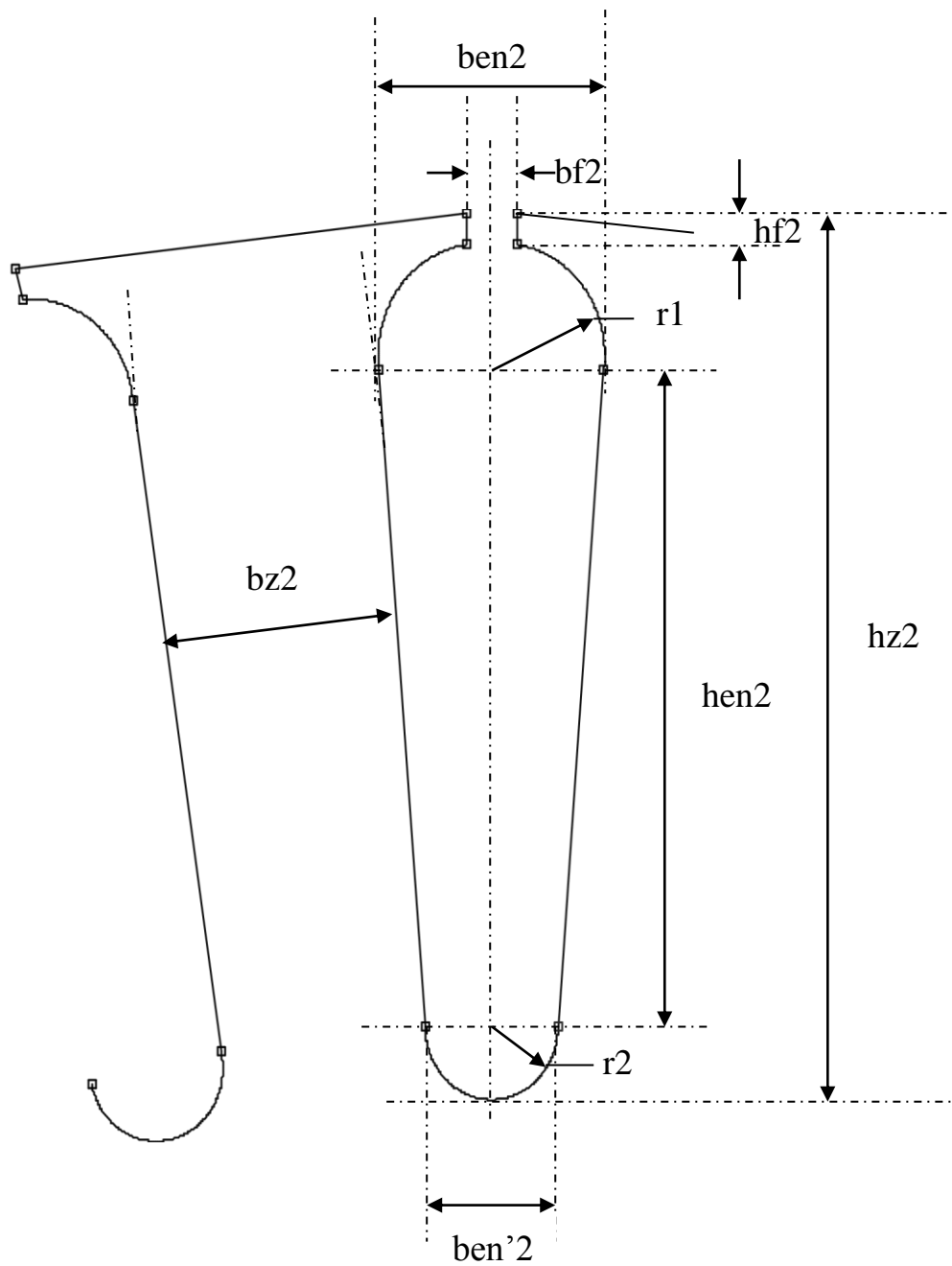


Fig.6 : Encoche rotorique

Caractéristiques des enroulements :

- Type 106-4 2.2 Kw
- $\Phi_{nu}=1,071$ [mm]
- $\Phi_{isol}=0,753$ [mm]
- $U = 380$ [V] couplage triangle
- 6 bobines triple / moteur
- 2 bobines en série par phase
- Enroulement concentrique
- Pas de l'enroulement 1-12 , 2-11 , 3-10
- N^{bre} de section totales = 18 sections
- N^{bre} de section par phase = 6 sections
- N^{bre} de bobines totales = 6 bobines
- N^{bre} de bobines par phase = 2 bobines
- $a1 = 1$ branche parallèle
- $R = 7,63 \Omega$ à 20°c par phase
- 6 câbles de raccordement, de section 0.75 [mm²]
- 64 conducteurs par encoches
- $z_1 = 36$ encoches statorique
- $z_1 = 28$ encoches rotorique

Résumé

Résumé

Dans le cadre de notre travail, nous avons tout d'abord analysé les différentes méthodes utilisées pour la modélisation des moteurs à induction. Deux approches peuvent exister. L'approche analytique par circuit électrique équivalent et l'approche numérique basée sur la méthode éléments finis.

Du point de vue électromagnétique, les modèles externes permettent d'avoir une approche globale des performances des machines asynchrones par des considérations sur les flux, les énergies, les couples, etc... Basés sur la théorie des circuits couplés (schémas équivalents), ces modèles ne sont pas satisfaisants au niveau des grandeurs locales (saturation, courants induits, harmoniques d'espace, etc...). Sous certaines hypothèses, l'introduction de coefficients correctifs, généralement empiriques, permet d'appréhender certaines de ces difficultés.

La modélisation des moteurs à induction se fait généralement en 2D. On considère alors une section droite, au centre de la machine et orthogonale à son axe de rotation. Des difficultés supplémentaires sont inhérentes à la nature tridimensionnelle du moteur à induction.

La méthode des éléments finis sous FEMM est un exemple d'outil qui peut être utilisé pour l'étude électromagnétique du moteur asynchrone à cage d'écureuil. Etudier le problème électromagnétique dans le moteur nécessite des couplages multi physiques. Le domaine électrique est lié au domaine magnétique de la machine d'après la relation de Maxwell.

Le logiciel FEMM 4.2 développé par David Meeker, a été utilisé pour calculer les performances de la machine. Un modèle électromagnétique 2D est développé dans ce logiciel où le flux magnétique, le couple ainsi que les paramètres du stator et du rotor sont déterminés. Le calcul du couple est effectué aussi analytiquement en utilisant un circuit électrique équivalent de la machine comparée au résultat du couple obtenu par éléments finis 2D sous environnement FEMM. D'autres performances sont nécessaires à l'image de l'inductance de magnétisation et la résistance rotorique.

Mots-clés : *Machine asynchrone à cage d'écureuil ;*

Calcul des performances électromagnétique ;

Méthode des éléments finis sous F.E.M.M 4.2 ;

Circuit électrique équivalent.