

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU**  
**FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE**  
**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

## **MEMOIRE DE FIN D'ETUDES**

**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER**  
**ACADEMIQUE**  
**SPECIALITE: MACHINES ELECTRIQUES**

### **THEME**

**IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN**  
**MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL.**  
**ETUDE COMPARATIVE**

**Proposé et dirigé par :**

**M<sup>r</sup> BOUHRAOUA MUSTAPHA**

**Présenté par :**

**M<sup>elle</sup> OUKHENNICHE LYDIA**

**M<sup>elle</sup> HARRAT KAHINA**

**PROMOTION : 2012/2013**

## **Remerciements**

*Ce travail que nous présentons, a été effectué au département d'électrotechnique faculté de génie électrique, université MOULOUD MAMMARI.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciement a Monsieur BOUHRAOUA MUSTAPHA, maitre de conférences classe A à l'université MOULOUD MAMMARI de Tizi-Ouzou, de nos avoir confié ce travail et pour l'aide précieuse qu'il nous à toujours apporté jusqu'à l'achèvement de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de notre sincère reconnaissance.*

*Notre remerciements s'adressent à, Monsieur BENTAHA DJILALI, responsable d'unité moteur à l'électro-industrie d'AZAZGA pour son soutien pendant la période de pratique effectuer à l'entre prise et pour son documentation.*

*Nous remercions également les membres de jury qui ont fait l'honneur d'examiner notre travail.*

*Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribués de près ou de loin à la réalisation de ce travail.*

## *Dédicaces*

*J'ai l'immense plaisir de dédier ce modeste travail à :*

*Mes très chers parents pour leurs soutiens et leur encouragement  
durant tout mon cycle d'étude.*

*Tous Mes frères et sœurs.*

*Toute ma famille et à tous ceux qui me sont chers(es).*

*Mon binôme LYDIA et sa famille.*

*Mes amies : THILILI, KAHINA, NAOURA, KAHINA  
BOUFNAR, SAMIA, ZAHIA.*

*HARRAT KAHINA*

## *Dédicaces*

*J'ai l'immense plaisir de dédier ce modeste travail à :*

*Mes très chers parents pour leurs soutiens et leur encouragement  
durant tout mon cycle d'étude.*

*Mon frère : IDIR.*

*Ma sœur : SYLIA.*

*Ma tante : TAOUES.*

*Ma grande mère : DEHBIA*

*Toute ma famille et à tous ceux qui me sont chers(es).*

*Mon binôme KAHINA et sa famille.*

*Mes amies : THILILI, KAHINA, NAOURA, ZAHIA.*

*OUKHENNICHE LYDIA*

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I : Généralités sur les moteurs asynchrones à cage</b>	
I.1 Introduction .....	3
I.2 Eléments de constitution d'un moteur asynchrone triphasé.....	3
I.2.1 Le stator.....	4
I.2.2 Le rotor.....	4
I.2.2.1 Rotor bobiné.....	5
I.2.2.2 Rotor à cage .....	5
I.2.3 Paliers.....	5
I.3 Principe de fonctionnement.....	6
I.4 Branchement étoile ou triangle.....	7
I.5 Caractéristique d'un moteur asynchrone.....	8
I.6 Réglage de la vitesse.....	8
I.7 Le bilan de puissance .....	9
I.7.1 puissance électrique absorbée $P_a$ .....	9
I.7.2 Puissance transmise au rotor $P_{tr}$ .....	10
I.7.3 Puissance mécanique $P_{mec}$ .....	10
I.7.4 Puissance utile.....	10
I.8 Le rendement $\eta$ .....	11
I.9 Conclusion.....	11
<b>Chapitre II : les pertes dans un moteur asynchrone</b>	
II.1 Introduction.....	12
II.2 Pertes dans le moteur asynchrone .....	12
II.2.1 Pertes dans le circuit électrique .....	12
II.2.2 Pertes mécaniques .....	12
II.2.3 Pertes dans le circuit magnétique .....	13

II.2.3.1 Pertes par hystérésis .....	13
II.2.3.2 Pertes par courant de Foucault .....	13
II.2.4 Pertes supplémentaires .....	14
II.2.4.1 Pertes fer supplémentaires .....	14
II.2.4.2 Pertes supplémentaires dans le circuit électrique .....	14
II.2.4.3 Pertes supplémentaire dans le circuit magnétique.....	14
II.3 Détermination des pertes fer par la méthode des éléments finis .....	15
II.3.1 Les pertes fer dans le stator.....	16
II.3.1.1 Pertes dans la culasse statorique .....	16
II.3.1.2 Pertes dans les dents statoriques.....	18
II.3.2 Les pertes fer dans le rotor.....	19
II.3.2.1 Pertes dans la culasse rotorique .....	19
II.3.2.2 Pertes dans les dents rotorique.....	21
II.4 Conclusion.....	22
 <b>Chapitre III : Identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage à partir de données de fabrication</b>	
III.1 Introduction .....	24
III.2 Méthode classique .....	24
III.2.1 Schéma électrique équivalent .....	24
III.2.2 Essai à vide .....	25
III.2.2.1 Détermination des pertes fer et des pertes mécaniques .....	26
III.2.2.2 Détermination de $R_m$ et $X_m$ .....	27
III.2.3 Essai à rotor bloqué (court-circuit).....	28
III.3 Autres méthodes d'identification des paramètres.....	30
III.3.1 Méthode 1.....	30
III.3.1.1 Calcule de $R'_2$ .....	32

III.3.1.2 Calcule de $R_m$ .....	33
III.3.1.3 Calcule de $X_m$ .....	33
III.3.1.4 Calcule de $X_1$ .....	33
III.3.2 Méthode 2.....	34
III.3.2.1 Calcul de $R_m$ et $X_m$ .....	36
III.3.2.2 Calcul de $R'_2$ et $X_1$ .....	36
III.3.3 Méthode 3.....	37
III.3.3.1 Calcule de $R'_2$ .....	39
III.3.3.2 Calcule de $R_m$ et $X_m$ .....	39
III.3.3.3 Calcule de $X_1$ .....	40
III.3.4 Méthode 4.....	41
III.3.5 Méthode 5.....	42
III.3.5.1 Calcule de $X_m$ .....	44
III.3.5.2 Calcule de $X_1$ .....	44
III.3.5.3 Calcule de $R'_2$ .....	44
III.3.5.4 Calcule de $R_m$ .....	45
III.4 Conclusion.....	45

## **Chapitre IV : Identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage par la méthode des éléments finis**

VI.1 Introduction.....	46
VI.2 Définition et pre-processing.....	48
VI.2.1 Matrice d'encoches.....	52
VI.2.2 Emplacement automatique des courants d'encoches.....	53
VI.3 Essai à vide.....	54
VI.3.1 Flux magnétique.....	56
VI.3.2 Tension à vide.....	57
VI.3.3 Energie magnétique.....	58

VI.3.4	Calcul de l'inductance de magnétisation .....	59
VI.3.5	Résistance de magnétisation .....	61
VI.4	Essai à rotor bloqué .....	63
VI.4.1	Courants .....	64
VI.4.2	Energie magnétique .....	65
VI.4.3	Pertes Joules rotorique.....	67
VI.4.4	Couple .....	67
VI.4.5	Paramètres rotoriques.....	68
VI.5	Calcul tridimensionnel.....	71
VI.5.1	Résistance statorique.....	71
VI.5.2	Inductance de fuite des têtes de bobine.....	72
VI.5.3	Résistance des anneaux de court-circuit.....	72
VI.5.4	Inductance de fuite des anneaux de court-circuit.....	73
VI.5.5	Inclinaison des barres rotorique.....	73
VI.6	Conclusion.....	74
<b>Chapitre V : Résultats et discussion</b>		
V.1	Introduction.....	75
V.2	Discussion et résultats.....	75
V.2.1	Méthode classique.....	75
V.2.2	Autres méthodes d'identification des paramètres.....	76
V.2.3	Méthode des éléments finis.....	76
V.3	Comparaison des méthodes .....	77
V.4	Interprétations des courbes .....	78
V.5	Conclusion.....	79
<b>Conclusion générale.....</b>		<b>80</b>

## **INTRODUCTION GENERALE**

---

## Introduction générale

---

Les machines asynchrones particulièrement les moteurs asynchrones jouent un rôle important dans le domaine de la conversion de l'énergie électromécanique, du fait de leurs simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible coût d'achat de fabrication. Mais ces moteurs subissent de plus en plus de perturbation auxquelles sont sensibles.

Au début, ils ont été utilisés dans des applications à vitesse constante, mais avec les progrès de l'électronique de puissance ces moteurs sont utilisés dans des applications à vitesse variable. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement aux autres machines électrique [1,4].

Ces moteurs associées à des variateurs de vitesse sont utilisés dans plusieurs applications telles que l'industrie de papier, les turbines à gaz et dans la marine comme pompes, compresseurs, etc, car ils sont adaptable à des environnements agressifs qui sont caractérisés par la poussière, la saleté et l'humidité. Du plus, pour le domaine de la vitesse variable et grâce aux progrès de l'électronique de puissance, ils sont associés à des onduleurs.

Pour réaliser des commandes performantes surtout dans le cas des applications à vitesse variable une bonne détermination des paramètres électriques du moteur asynchrone s'avère plus nécessaire. L'étude du moteur asynchrone à cage à été intensivement présentée dans la littérature, en incluant les modèles analytiques et le calculé par éléments finis. La première approche est appréciée par sa rapidité, malgré d'inévitables approximations. La seconde approche est favorable du point de vue précision des résultats [16,17].

Dans ce travail, on s'intéresse à une combinaison d'un ensemble de simulation par éléments finis avec un modèle analytique.

L'étude par éléments finis tiens compte de la saturation du fer pour divers courants de magnétisation et la distribution de la densité du courant dans les encoches rotorique pour différentes fréquences rotorique. Quelques simulations sont effectuées afin de déterminer les différents paramètres les plus significatifs du moteur.

Les lignes de flux sont principalement des lignes à deux dimensions de sorte que l'analyse à deux dimensions est généralement satisfaisante avec une réduction substantielle du temps de calcul. Alors, une correction tridimensionnelle est nécessaire comme l'introduction des effets d'extrémités telles que les résistances et les inductances des têtes de bobines et les anneaux de court-circuit, et le coefficient d'inclinaison [8, 9,11].

Notre mémoire s'articule autour de cinq chapitres :

## Introduction générale

---

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré aux généralités sur les moteurs asynchrones triphasés. Sa constitution et son principe de fonctionnement ont été discutés.

Alors que le deuxième chapitre est dédié à l'étude de différentes pertes générées dans un moteur asynchrone triphasé à cage. Les pertes Joule statorique et rotorique ainsi que les pertes supplémentaires et la complexité des pertes fer ont été discutées.

La présentation des différentes méthodes analytique pour l'identification des paramètres du moteur asynchrone à cage est résumée dans le troisième chapitre.

Le quatrième chapitre sera consacré à la détermination des paramètres bidimensionnels d'un moteur asynchrone à cage en utilisant la méthode des éléments finis sous environnement FEMM 4.2. Les paramètres tridimensionnels sont déterminés analytiquement.

Enfin, le dernier chapitre est dédié à la validation des différents résultats obtenus à partir des différents modèles.

Nous terminons par une conclusion générale.

## **CHAPITRE I**

# **GENERALITES SUR LES MOTEURS ASYNCHRONES A CAGE**

## 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 oeuvre, 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 moindres et au couple de démarrage nul sans artifice.

Le moteur asynchrone est une machine tournante à courant alternatif, ne disposant d'aucune connexion entre son rotor et son stator, le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de cette machine n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent.

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

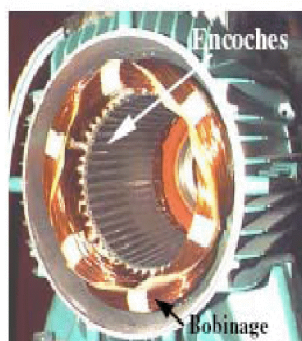
## I.2 Eléments de constitution d'un moteur asynchrone triphasé

Le moteur asynchrone à cage comprend un stator et un rotor constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation sur le quel sont placés les enroulements qui seront accessibles de l'extérieur, figure I.1, on distingue :

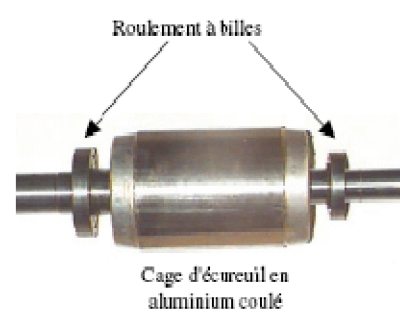
- **le stator** : partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique ;
- **le rotor** : partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- **les paliers** : partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.



a- Machine asynchrone



b- Stator

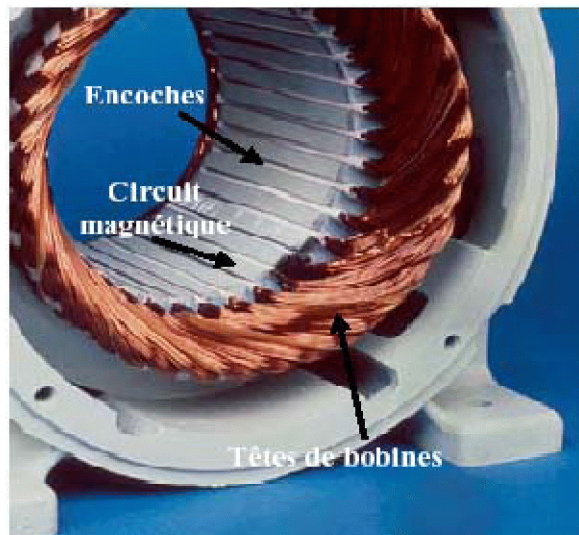


c- Rotor

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

### I.2.1 le stator

Le stator est un empilement de tôles d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude figure I.2. Le bobinage statorique est constitué de deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Quant aux têtes de bobines elles permettent la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.



*Figure I.2 : Le stator d'une machine asynchrone*

### I.2.2 Le rotor

Le rotor est l'élément mobile du moteur. Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un empilage de tôles minces, isolés entre elles et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur.

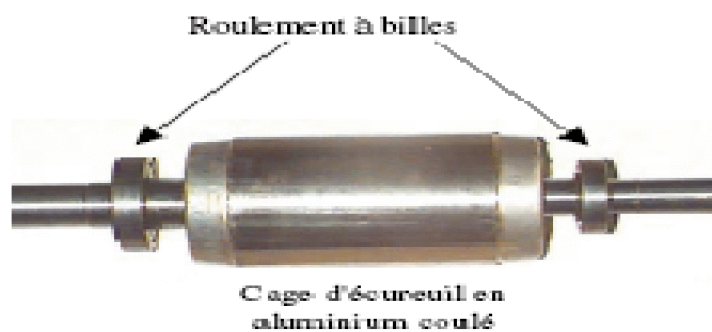
Il est constitué de conducteurs en court-circuit donc n'est relié à aucune alimentation électrique et tourne à une vitesse  $N_r$  inférieure à celle du champ tournant  $N_s$ . On distingue deux types de rotor : rotor à cage d'écureuil et rotor bobiné.

### *1.2.2.1 Rotor Bobiné*

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » paires de pôle. Les bobinages rotoriques dans un moteur asynchrone à rotor bobiné sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes.

### *1.2.2.2 Rotor à cage*

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible.



*Figure I.3: Rotor à cage d'une machine asynchrone*

### **1.2.3 Paliers**

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

### I.3 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant [2]:

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (I.1)$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $N_s$ ) diffère de celle du rotor ( $N_r$ ), c'est-à-dire, lorsque  $N_r \neq N_s$ , car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque  $N_s = N_r$ , le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (I.2)$$

$g$  est appelé glissement d'une machine asynchrone, c'est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de moteur fonctionne car c'est le décalage entre le rotor et le champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor, courants qui créent le champ rotorique.

Il vaut 1 au démarrage et 0 à la vitesse de synchronisme. Il est toujours faible en fonctionnement normal.

Avec :

$N_s$ : la vitesse de rotation du champ tournant ou vitesse de synchronisme [tr/min] ;

$f$ : la fréquence de réseau [Hz] ;

$p$ : Nombre de paires de pôle ;

$N_r$ : la vitesse de rotation du rotor (mécanique) [tr/min].

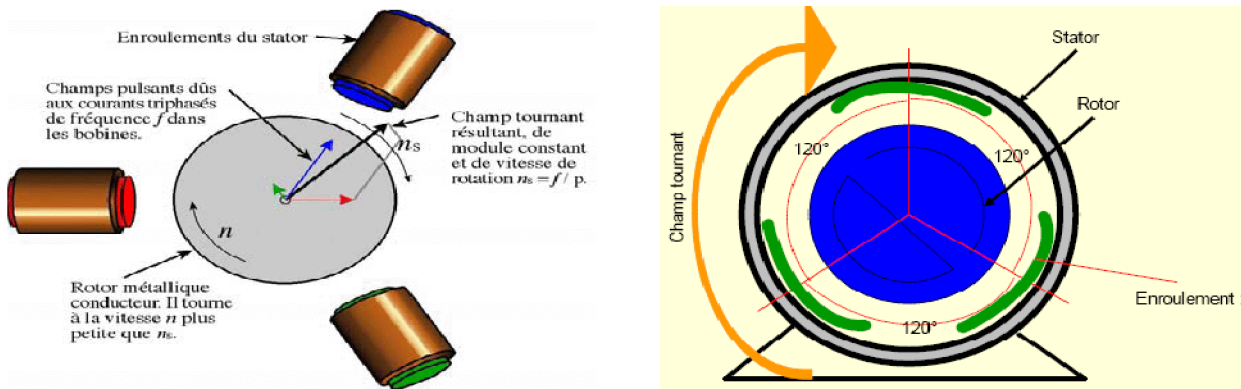


Figure I.4 : schéma de fonctionnement de moteur asynchrone

### I.4 Branchement étoile ou triangle

Il y'a deux possibilités de branchement du moteur au réseau électrique triphasés. le montage en triangle et le montage en étoile

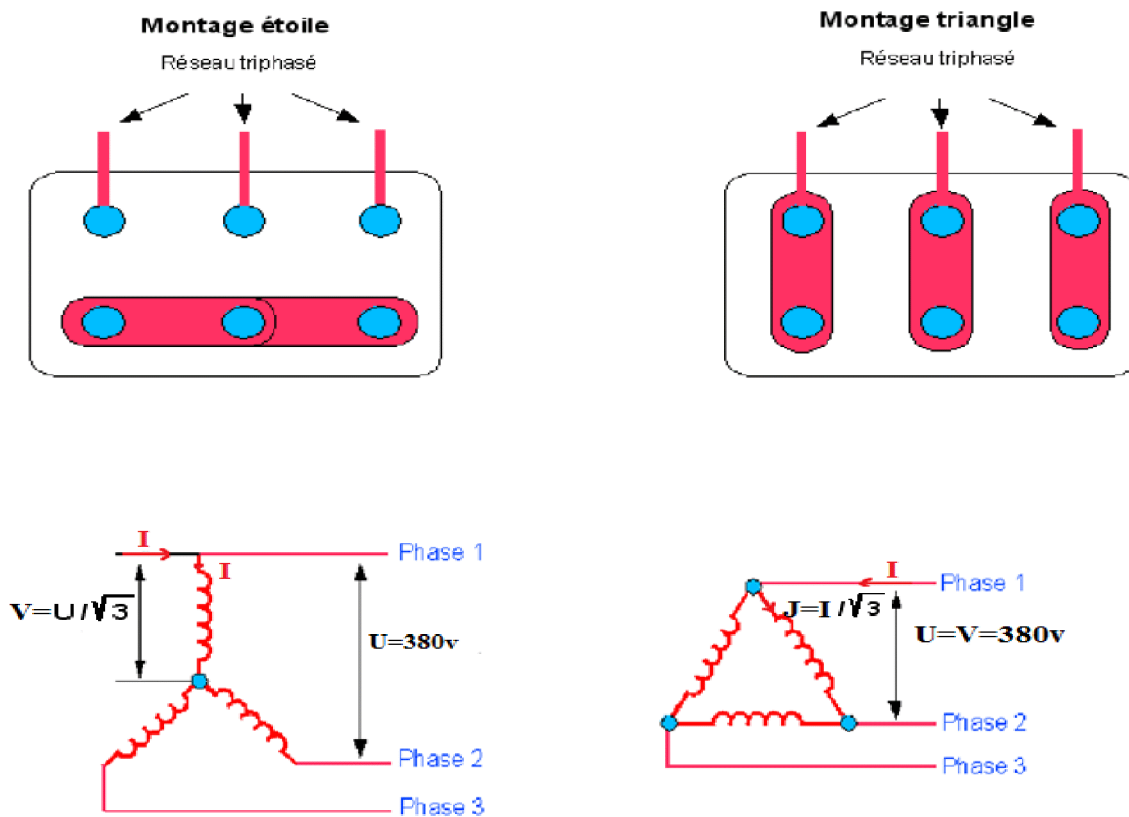


Figure I.5 : schéma de couplage étoile triangle

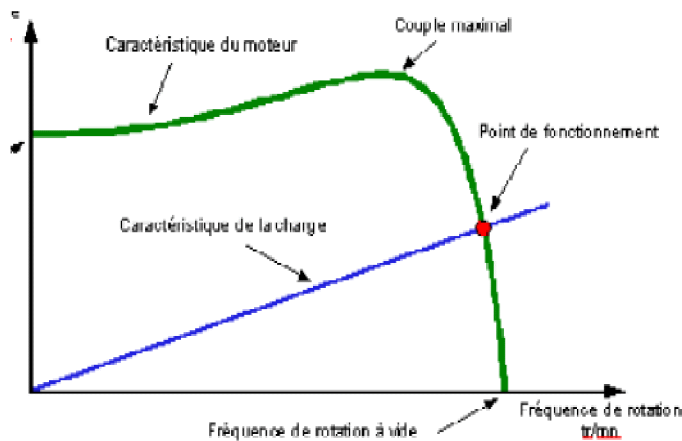
### I.5 Caractéristique d'un moteur asynchrone

Les caractéristiques principales d'un moteur asynchrone triphasé sont :

- Le couple nominale [N.m] ;
- La fréquence de rotation [tr/min] ;
- Le courant absorbé [A].

L'ensemble de ces caractéristiques et couple résistant définissent le point de fonctionnement du moteur.

En fonctionnement établi, pour que le système entraîné par le moteur fonctionne correctement, il faut que les couples moteur et résistant soient identiques.



*Figure I.6 : Caractéristique du couple d'un moteur asynchrone*

### I.6 Réglage de la vitesse

La vitesse du rotor d'un moteur asynchrone est donnée par :

$$\Omega_r = \Omega_s \cdot (1 - g) = \frac{\omega}{P} (1 - g) = \frac{2\pi f}{P} (1 - g) \quad (I.3)$$

Avec :

$P$  : Nombre de pair de pôles ;

$\Omega_s$  : Vitesse de rotation du stator en [rd/s] ;

$\Omega_r$  : Vitesse de rotation du rotor en [rd/s] ;

$g$  : Le glissement ;

$f$  : Fréquence de réseau [Hz] ;

$\omega$  : Pulsation du courant [rd/s].

Le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone peut se faire par :

- Action sur le nombre de paires de pôles : Ceci donnant une variation non continue de la vitesse ;
- Action sur la fréquence de la tension d'alimentation ;
- Action sur le glissement.

### I.7 Le bilan de puissance

Le moteur asynchrone absorbe une puissance électrique absorbée triphasée. Une partie de cette puissance est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator. Par la suite le champ magnétique inducteur entraîne des pertes dans le fer, par hystérésis et par courant de Foucault. Le reste de la puissance absorbée est transmis au rotor à travers l'entrefer, la majeure partie de cette puissance est alors utilisée pour produire une puissance électromagnétique, tandis que la présence d'un courant induit dans le rotor provoque des pertes par effet Joule dans le rotor.

La puissance électromagnétique fournie par le stator est responsable de la mise en mouvement du rotor, qui produit la puissance mécanique utile qui sera par la suite transmise à la charge par le biais d'un arbre de transmission ou d'une courroie. Toutefois dans le mouvement du rotor, une partie de puissance est perdue par divers mécanismes de frottement, c'est ce que l'on appelle les pertes rotationnelles.

#### I.7.1 Puissance électrique absorbée

Lorsque le moteur est connecté à un réseau triphasé, il absorbe une puissance absorbée  $P_{abs}$  donnée par la relation suivante :

$$P_{abs} = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (I.4)$$

$U$  : La tension d'alimentation [V] ;

$I$  : Courant absorbé [A] ;

$\cos \varphi$  : Facteur de puissance du moteur.

### 1.7.2 Puissance transmise au rotor

C'est la puissance que reçoit le rotor, elle est donnée par :

$$P_{tr} = P_{abs} - (P_{jr} + P_{fer}) \quad (I.5)$$

Avec :

$P_{tr}$  : Puissance transmise au rotor [W] ;

$P_{abs}$  : Puissance électrique absorbée [W] ;

$P_{js}$  : Pertes par effet Joule au stator [W] ;

$P_{fs}$  : Pertes fer au stator [W] .

### 1.7.3 Puissance mécanique

Le couple électromagnétique entraine le rotor à la vitesse  $\Omega_r$ . Il lui communique donc la puissance mécanique  $P_{mec}$ , donnée par l'équation suivante :

$$P_{mec} = P_{tr} - (P_{jr} + P_{fr}) = P_{tr} \cdot (1 - g) \quad (I.6)$$

Avec :

$P_{mec}$  : Puissance mécanique [W] ;

$P_{tr}$  : Puissance transmise au rotor [W] ;

$P_{jr}$  : Pertes par effet Joule Au rotor [W] ;

$P_{fr}$  : Pertes fer au rotor [W] ;

$g$  : Le glissement.

### 1.7.4 Puissance utile

C'est la puissance mécanique transmise à la charge diminuée des pertes mécaniques.

$$P_{utile} = P_{mec} - P_m \quad (I.7)$$

Avec :

$P_{utile}$  : Puissance utile [W] ;

$P_{mec}$  : Puissance mécanique [W] ;

$P_m$  : Pertes mécanique [W].

Le bilan des puissances décline toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine électrique jusqu'à la puissance utile de nature mécanique. Le bilan, peut être résumé à l'aide de schéma suivant :

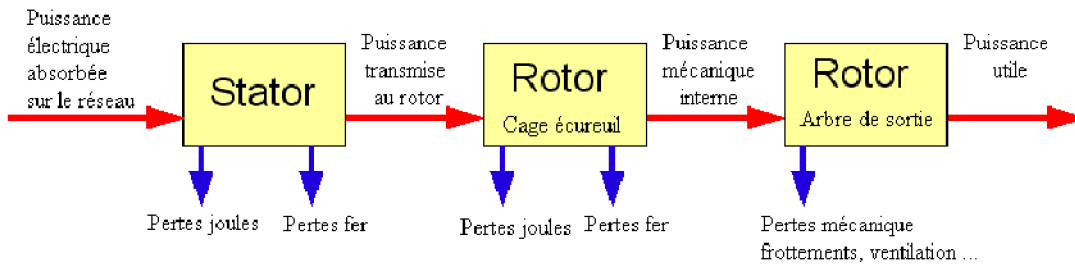


Figure 1.7 : bilan de puissance d'un moteur asynchrone

**I.8 Le rendement  $\eta$**

Le rendement d'un moteur asynchrone est le rapport entre la puissance utile qu'il a fournit et la puissance totale qu'il absorbe, de sorte que :

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{abs}} \tag{I.8}$$

A l'aide de la chaine des pertes on peut aussi écrire :

$$\eta = \frac{P_{abs} - \sum_{pertes}}{P_{abs}} = \frac{P_{abs} - (P_{js} + P_{fs} + P_{jr} + P_{méc})}{P_{abs}} \tag{I.9}$$

**I.9 Conclusion**

Les machines asynchrones sont les plus utilisées par rapport aux autres machines, grâce à leurs facilité de construction et leurs faible cout de fabrication mais dans des utilisations à vitesse variable, ce type des machines a besoin d'un outil de commande plus complexe.

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur la constitution d'un moteur asynchrone à cage, son principe de fonctionnement ainsi que son bilan de puissance.

**CHAPITRE II**  
**PERTES DANS UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE**

## **II.1 Introduction**

Par définition, les générateurs et les moteurs électriques sont des machines électriques qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement. Durant le processus de conversion, une partie de cette énergie est perdue sous forme de chaleur. Ces actionneurs font tous intervenir des principes électromagnétiques et mécaniques qui s'accompagnent inévitablement des pertes. Les pertes électriques sont principalement associées aux pertes par effet Joule. Elles sont facilement identifiées dans les conducteurs traversés par un courant. Ils existent aussi des pertes dans le circuit magnétique, elles sont dues aux variations du champ dans le matériau et dépendent donc de la fréquence. Se sont des pertes par hystérésis et des pertes par courant de Foucault et sont généralement difficiles à dissocier. Tous ces pertes sont regroupées sous l'appellation de pertes fer.

Les pertes mécaniques sont dues au frottement 'secs' dans les paliers ou les roulements de la machine ainsi qu'aux frottements visqueux issus du cisaillement de l'air dans l'entrefer et de la mise en mouvement des extrémités du rotor. Ces pertes sont localisées dans les parties de la machine qui le rendent moins prépondérantes que les pertes électriques et les pertes fer qui elles prennent plutôt naissance au cœur de la machine.

Dans ce qui suit, nous rappelons les diverses pertes qui apparaissent dans un moteur asynchrone à cage, en charge et à vide, pour une alimentation sinusoïdale.

## **II.2 Pertes dans un moteur asynchrone à cage**

### **II.2.1 Pertes dans le circuit électrique**

Ce sont des pertes par effet Joule dans toutes les parties conductrices d'une machine traversée par des courants (enroulements statoriques et cage rotorique), elles peuvent être obtenues précisément par des calculs théoriques connaissant la résistance et le courant ou par des essais pratiques.

### **II.2.2 Pertes mécaniques**

Dans une machine électrique le refroidissement naturel n'est pas suffisant, pour cela, on fait appel à un refroidissement forcé, ce dernier est assuré par un ventilateur monté en bout de l'arbre de la machine.

La puissance absorbée par le ventilateur représente les pertes par ventilation et les pertes dues au frottement sont engendrées par la résistance au mouvement à l'intérieur des paliers.

En réalité, il n'est pas possible de séparer les pertes par frottement et par ventilation, car toutes deux sont associées à la rotation.

Cependant en basse vitesse, les pertes par ventilation dues à la rotation sont faibles et les pertes par frottement sont estimées.

### II.2.3 Pertes dans le circuit magnétique

Elles sont aussi appelées pertes fer, constituées des pertes par hystérésis  $P_h$ , et les pertes par courant de Foucault  $P_f$ .

#### II.2.3.1 Pertes par hystérésis

Les pertes par hystérésis résultent des transformations de l'organisation de la matière sous l'effet de la variation en intensité et/ou en direction du champ magnétique appliqué. Elles sont données par la relation suivante [10] :

$$P_h = K_h \cdot f_h \cdot B_{\max}^2 \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$p_h$  : Puissance perdue [W/kg] ;

$K_h$  : Coefficient des pertes par hystérésis ;

$f_h$  : Fréquence [Hz] ;

$B_{\max}$  : Induction maximale [T].

#### II.2.3.2 Pertes par courant de Foucault

Les pertes par courant de Foucault résultent des variations temporelles des flux qui induisent dans la masse du fer des forces électromotrice (f.é.m.), ces dernières donnent naissance à des courants qui se referment dans la masse de fer.

La relation qui nous permet de calculer ces pertes est la suivante [10] :

$$P_f = K_f \cdot (e \cdot f_h \cdot B_{\max}) \quad (\text{II.2})$$

$P_f$  : Pertes fer [W/Kg] ;

$K_f$ : Coefficient caractéristique de la tôle ;

$e$  : Epaisseur de la tôle ;

$B_{max}$  : Induction maximale [T] ;

$f$ : Fréquence des champs tournant résultant [Hz]

## II.2.4 Pertes supplémentaires

### II.2.4.1 Pertes fer supplémentaires

Elles sont constituées de :

- *Pertes fer supplémentaires à la surface d'un pôle*

Ces pertes sont dues aux variations locales de l'induction provoquées à la surface d'un pôle par son déplacement relatif vis-à-vis des dents de l'induit.

- *Pertes fer supplémentaires dues aux pulsations dans les dents*

Ces pertes sont créées dans les dents du rotor par les variations périodiques de l'induction dues au passage des dents statorique. Il s'agit aussi des pertes analogues qui sont créées dans les dents du stator par le passage des dents rotoriques, ces pertes n'existant que dans les machines à rotor et à stator denté.

### II.2.4.2 Pertes supplémentaires dans le circuit électrique

Les flux auxquels sont soumis les conducteurs logés dans les encoches modifient la densité du courant en charge par création des courants de Foucault. Ils provoquent ainsi une augmentation de la résistance des conducteurs (effet de peau), donc une augmentation des pertes par effet Joule. Cependant pour réduire ces pertes on diminue le diamètre des conducteurs en les subdivisant en brins élémentaires isolés les uns des autres.

D'autres pertes apparaissent à cause des discontinuités géométriques de la machine au niveau de l'entrefer. Ainsi, des flux de fuite harmonique de phase et d'encoche apparaissent et engendrent des pertes dans les conducteurs rotorique des machines asynchrone dont l'entrefer est particulièrement faible.

### II.2.4.3 Pertes supplémentaire dans le circuit magnétique

En plus des pertes fer dues au flux fondamentales, il existe d'autres dues aux variations de l'induction dont la fréquence est plus élevée. Elles sont produites par les discontinuités de la machine.

La présence des encoches dans l'entrefer implique une distribution discontinue de la f.m.m ce qui entraîne des pertes par pulsation dans les dents et des pertes à la surface des pôles lisses.

- **Pertes dues au flux de fuite de phase**

Lorsque le nombre de phase est fini entraîne une distribution non sinusoïdale de la force magnétomotrice (f.m.m) dans l'entrefer. Un flux de fuite de phase (ou flux différentiel de phase) apparaît alors et engendre des pertes non négligeables.

- **Pertes dues au flux de fuite d'encoches**

Le fait que le nombre d'encoches par phase soit fini entraîne une distribution non sinusoïdale de la f-m-m dans l'entrefer.

De ce fait, un flux de fuite d'encoche ou flux différentiel d'encoches ou encore flux zigzag apparaît et engendre des pertes qui sont déterminées par l'expression suivante [3] :

$$P_{de} = m_1 \cdot I_1^2 \cdot r_2' \cdot K_i \cdot K_{di} \quad (\text{II.3})$$

$m_1$  : Nombre de phase au stator ;

$I_1$  : Courant d'une phase au stator [A] ;

$R_2'$  : Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator [ $\Omega$ ] ;

$K_i$  : Coefficient d'augmentation des pertes dues à l'effet de peau ;

$K_{di}$  : Coefficient de distribution de l'enroulement statorique.

### II.3 Détermination des pertes fer par la méthode des éléments finis

La détermination des pertes fer constitue une étape importante pour l'identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage. En pratique, ces pertes sont calculées en utilisant une série d'essai à vide et à rotor bloqué. L'exactitude ou la précision dans la détermination de ces pertes exige l'utilisation des méthodes numériques pour leurs détermination. Le modèle de Bertotti est utilisé comme référence pour calculer ses pertes [10].

$$P_{fer} = K_H \cdot f \cdot B_{\max}^2 + K_c \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 + K_a \cdot f^{1.5} \cdot B_{\max}^{1.5} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$P_{fer}$  : Les pertes fer [W] ;

$f$  : La fréquence [Hz] ;

$B_{max}$  : L'induction magnétique maximale ;

$K_H$  : Coefficient d'hystérésis ;

$K_c$  : Coefficient de pertes ;

$K_a$  : Coefficient d'épaisseur de matériel.

### II.3.1 Les pertes fer dans le stator

L'induction magnétique dans les dents statorique et dans la culasse statorique est relevée à partir de la solution de la distribution du champ magnétique dans la machine durant l'essai à vide. L'induction magnétique dans la trajectoire du fer est utilisée pour estimer les pertes fer.

#### II.3.1.1 Pertes dans la culasse statorique

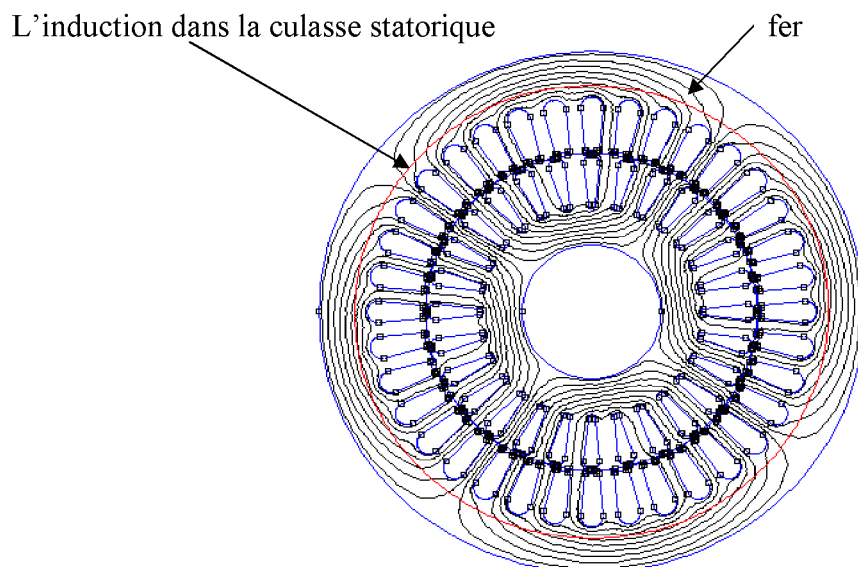


Figure II.1 : L'induction dans la culasse statorique

La densité de pertes fer dans la culasse statorique en  $[W/m^3]$  est illustrée par la figure II.2.

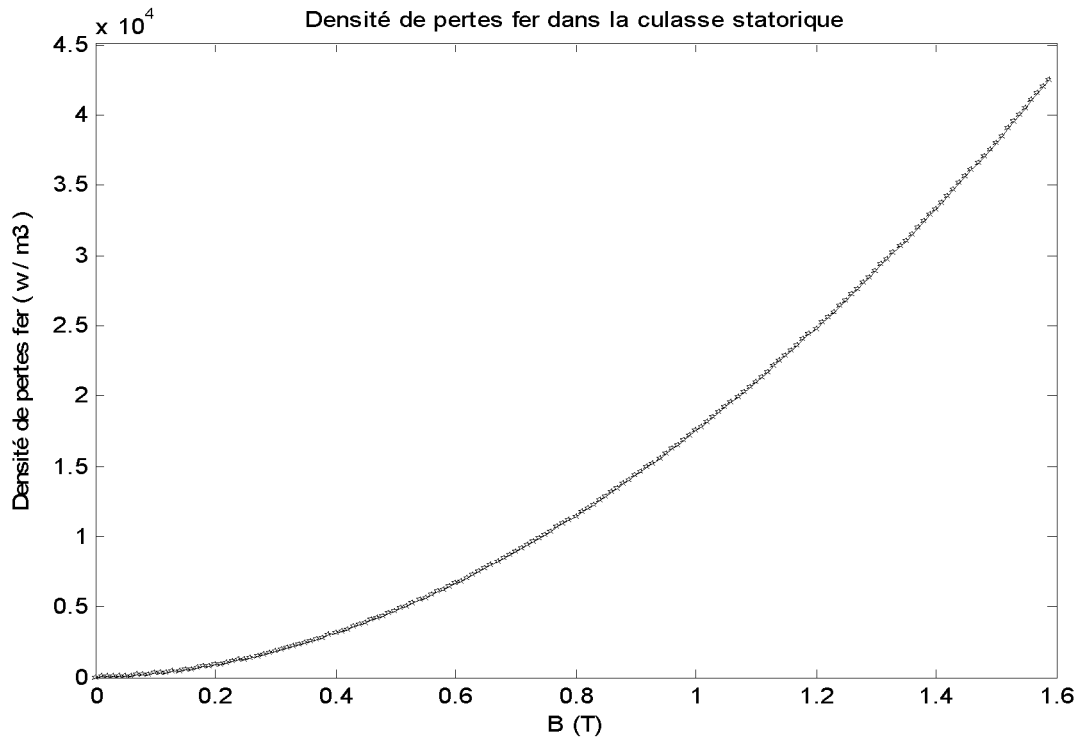


Figure II.2 : Densité de pertes fer dans la culasse statorique

Les pertes fer dans la culasse statorique en  $[W]$  est illustrée par la figure II.3

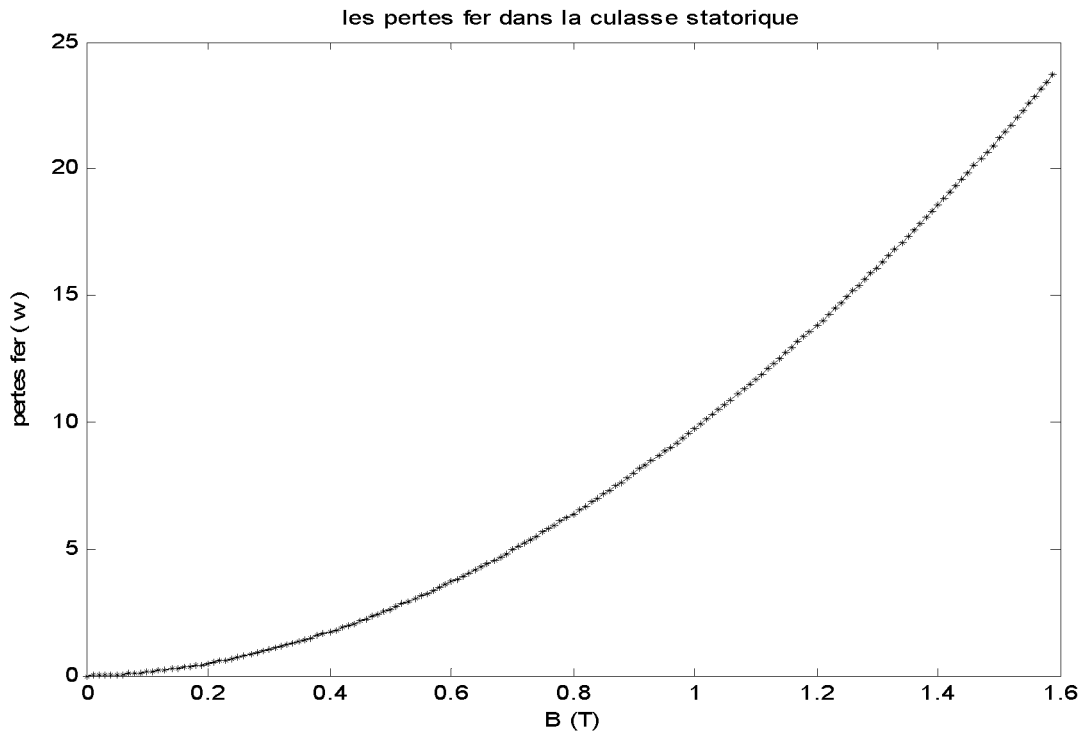


Figure II.3 : Pertes fer dans la culasse statorique

II.3.1.2 Pertes dans les dents statorique

L'induction dans les dents statorique

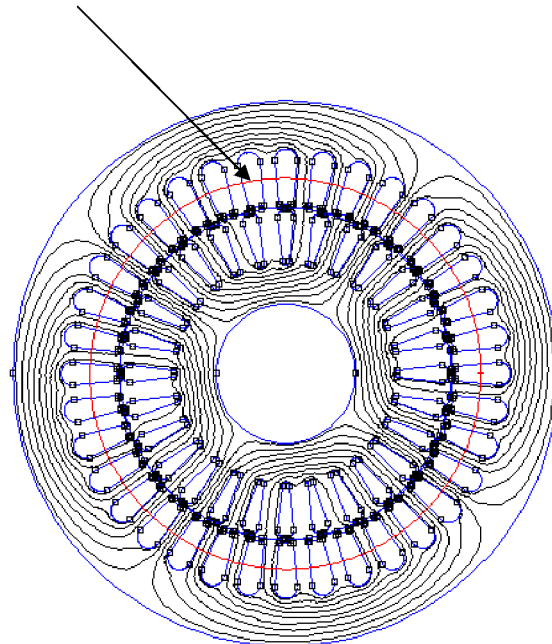


Figure II.4 : L'induction dans les dents statorique

La densité de pertes fer dans les dents statorique en  $[W/m^3]$  est illustrée par la figure I.5

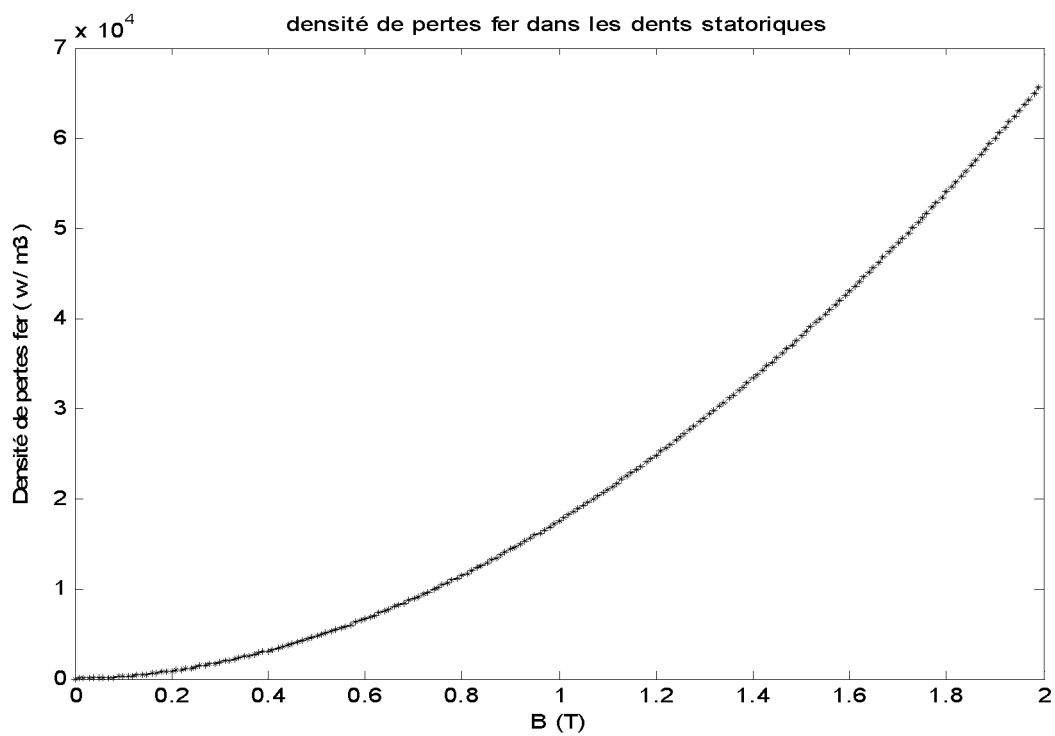


Figure II.5 : Densité de pertes fer dans les dents statorique

Les pertes fer dans les dents statorique en [W] est illustrée par la figure II.6

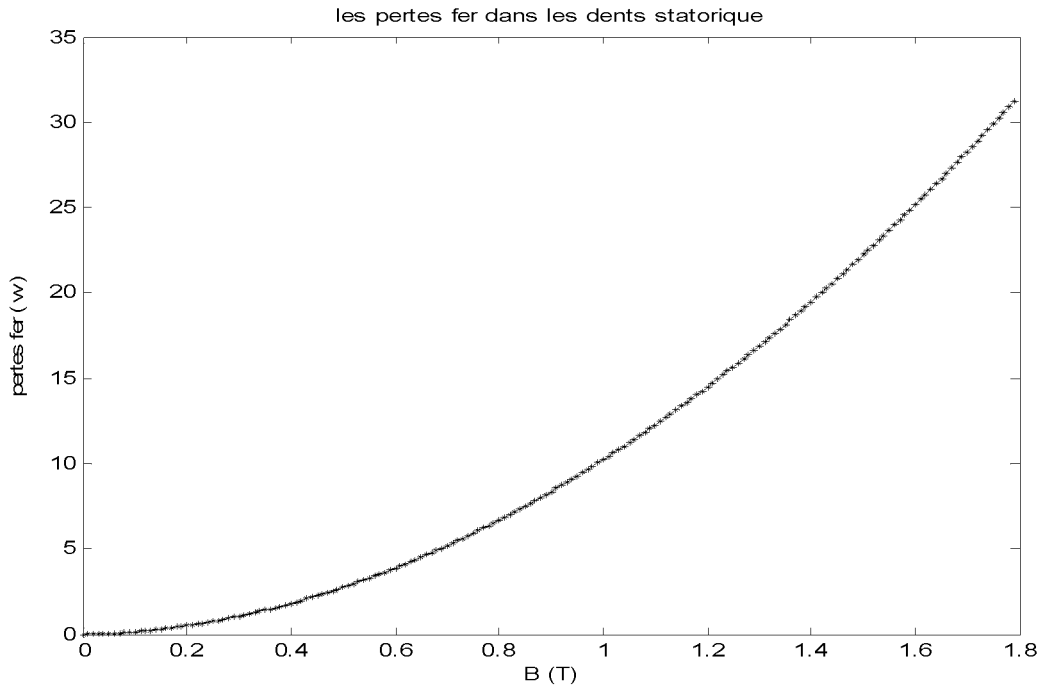


Figure II.6 : Pertes fer dans les dents statorique

### II.3.2 Les pertes fer dans le rotor

L'induction magnétique dans les dents rotorique et dans la culasse rotorique est calculée à partir de la solution de la distribution du champ magnétique dans la machine avec un essai à vide. L'induction magnétique est utilisée pour estimer les pertes fer [10], [11],[12].

#### II.3.2.1 Pertes dans la culasse rotorique

L'induction dans la culasse rotorique

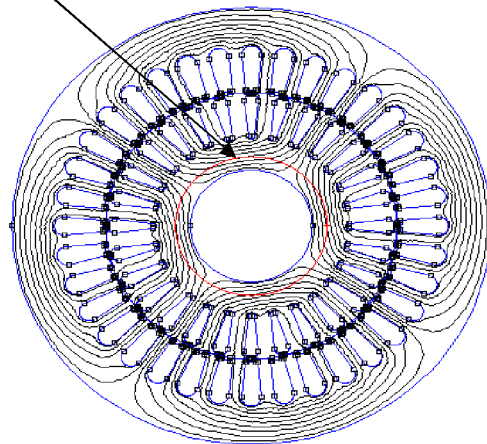


Figure II.7 : L'induction dans la culasse rotorique

La densité de pertes fer dans la culasse rotorique en  $[\text{W}/\text{m}^3]$  est illustrée par la figure II.8

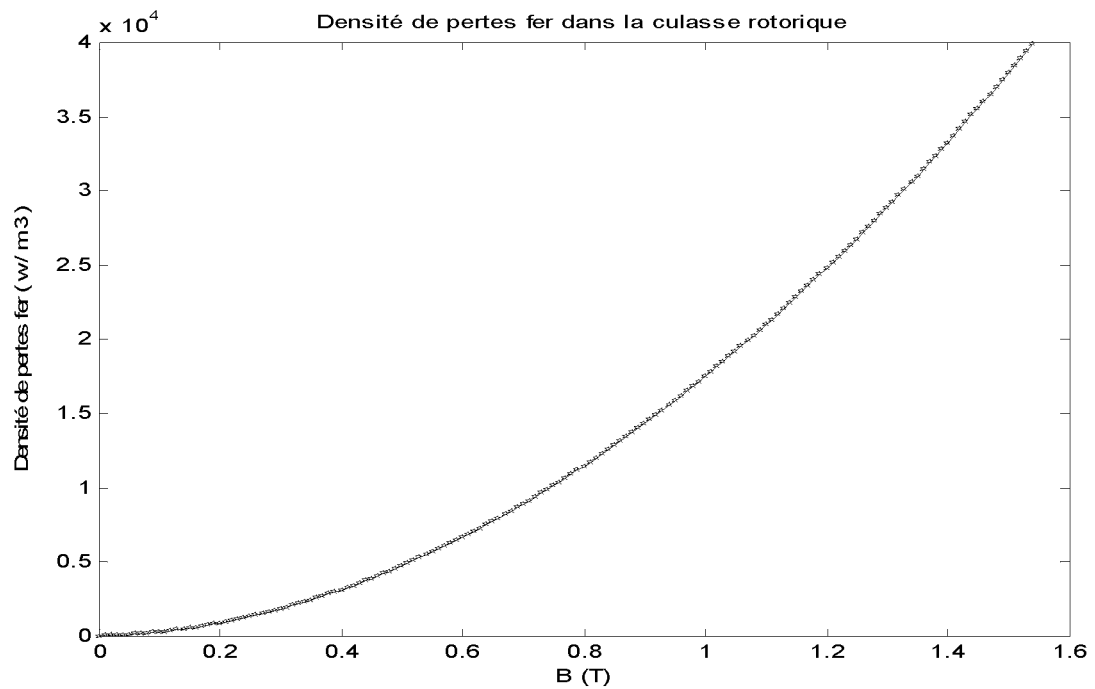


Figure II.8 : Densité de pertes fer dans la culasse rotorique

Les pertes fer dans la culasse rotorique en  $[\text{W}]$  est illustrée par la figure II.9

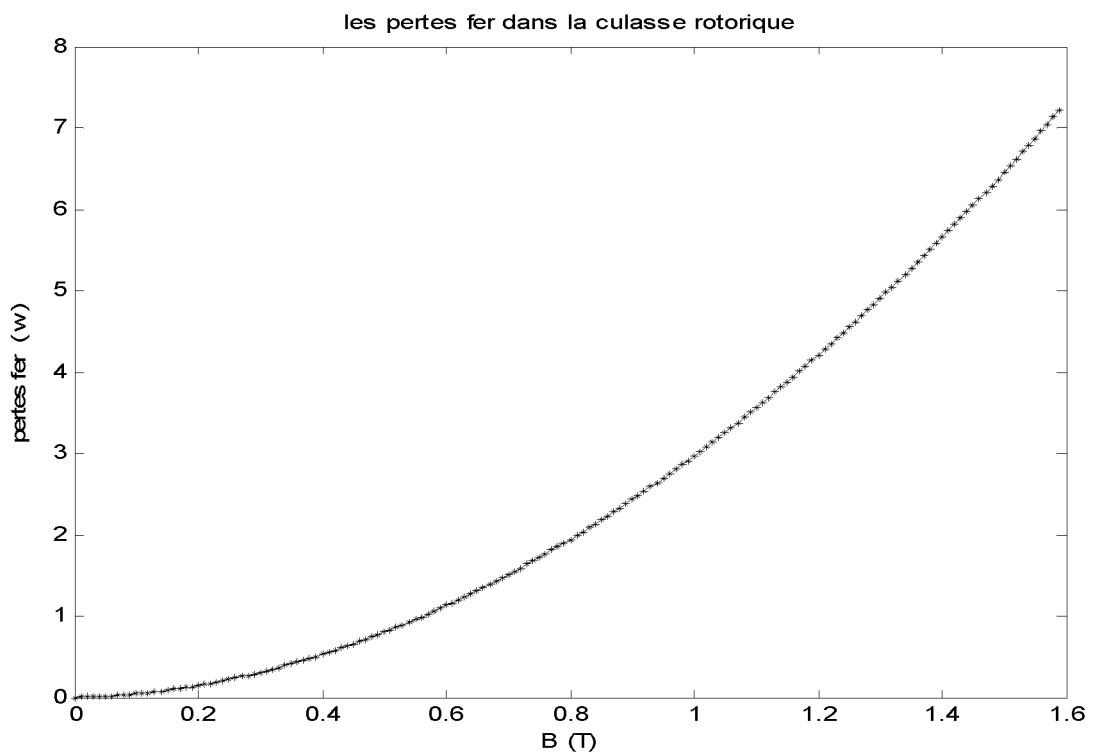


Figure II.9 : Pertes fer dans la culasse rotorique

II.3.2.2 Pertes dans les dents rotorique

L'induction dans les dents rotorique

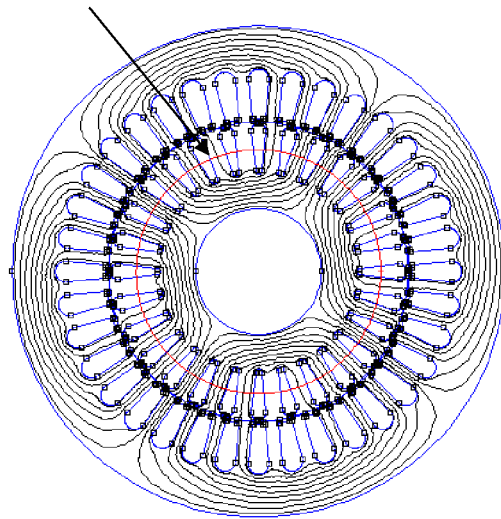


Figure II.10 : L'induction dans les dents rotorique

La densité de pertes fer dans les dents rotorique en  $[W/m^3]$  est illustrée par la figure II.11

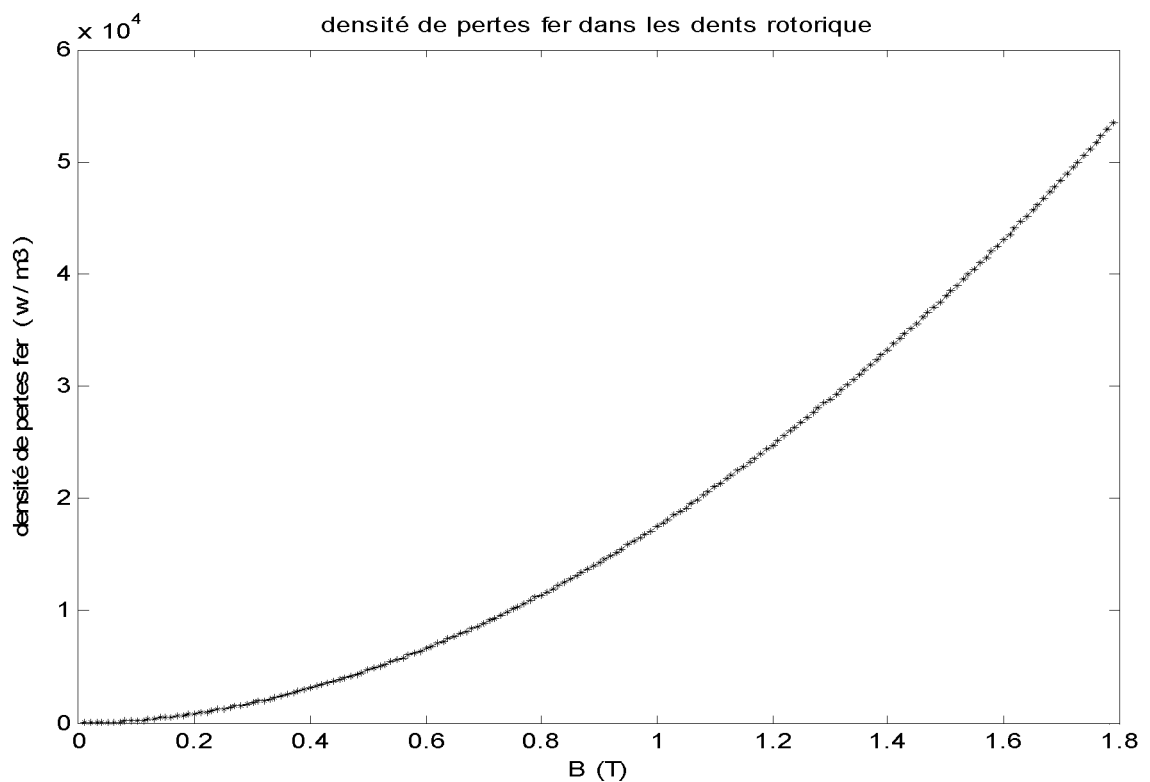
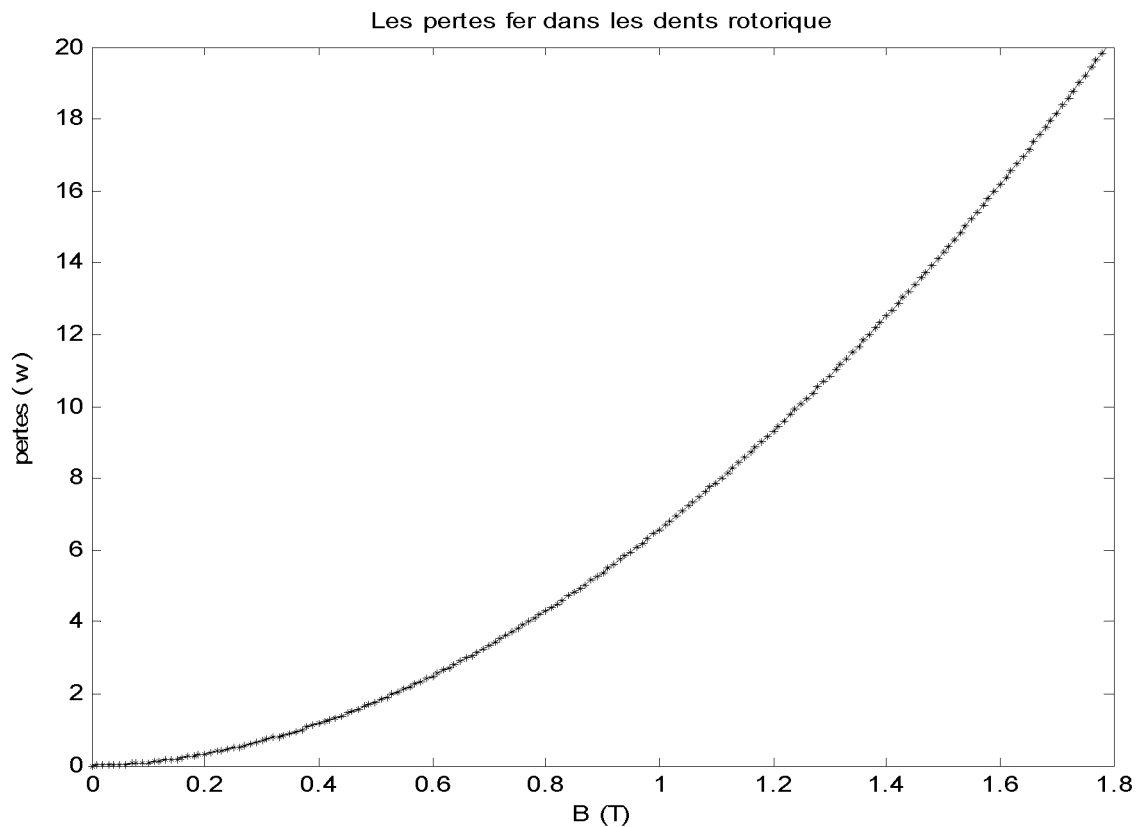


Figure II.11 : Densité de pertes fer dans les dents rotorique

Les pertes fer dans les dents rotorique en [W] est illustrée par la figure II.12



*Figure II.12 : Pertes fer dans les dents rotorique*

### II.3 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une analyse de pertes dans un moteur asynchrone à cage. Nous avons mis l'accent sur la détermination des pertes fer qui restent un champ d'investigation qui est loin d'être épuisé. Leurs déterminations précises nécessitent des méthodes fiables telles que les méthodes numériques. Quelques définitions sur les pertes supplémentaires sont aussi discutées.

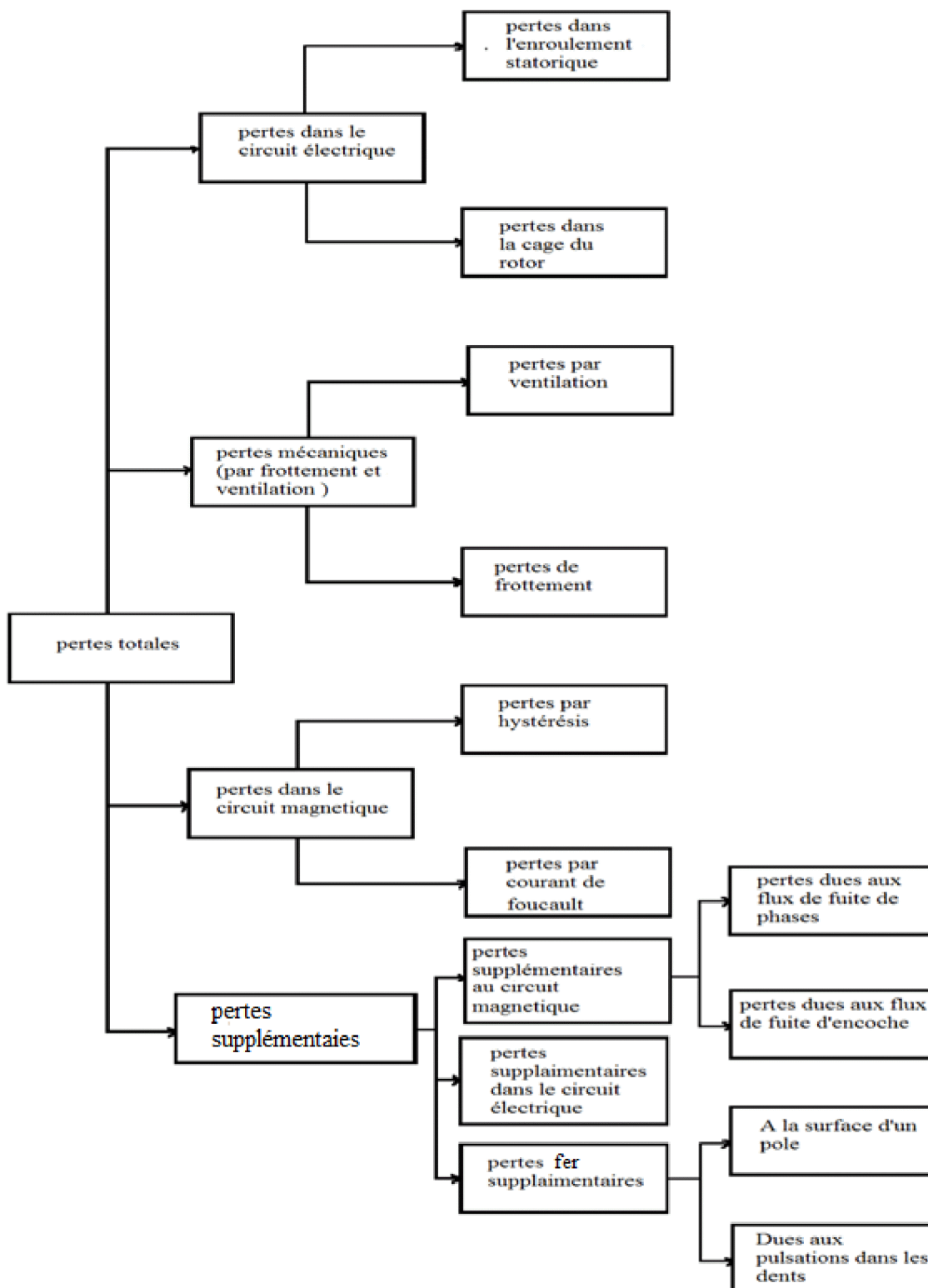


Figure II.9: Différentes pertes dans un moteur asynchrone à cage [1].

**CHAPITRE III**

**IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN MOTEUR**

**ASYNCHRONE A CAGE A PARTIR DES**

**DONNEES DE FABRICATION**

### III.1 Introduction

Pour commander un moteur asynchrone, les paramètres de ce dernier doivent être déterminés. Le moteur asynchrone est composé de plusieurs circuits électriques couplés électromagnétiquement, qui rendent son étude complexe. Il est souvent plus commode pour l'étude de la machine d'utiliser le schéma électrique équivalent simplifié.

Plusieurs méthodes ont été développées pour la détermination des paramètres d'un moteur asynchrone. Ces paramètres sont généralement utilisés dans le développement des modèles qui donnent d'une manière plus au moins exacte les performances du moteur dans ses différents modes de fonctionnement [4,5, 6,7].

### III.2 Méthode classique

L'appréciation des performances d'un moteur asynchrone doit obligatoirement passer par la détermination des paramètres du schéma équivalent ci-dessus ( $R_1, X_1, R'_2, X'_2, R_m, X_m$ ).

Pour obtenir ces paramètres, on effectue un essai à vide et un essai à rotor bloqué.

#### III.2.1 Le schéma électrique équivalent

Le circuit électrique équivalent simplifié est illustré par la figure III.1. [1,2 ,4].

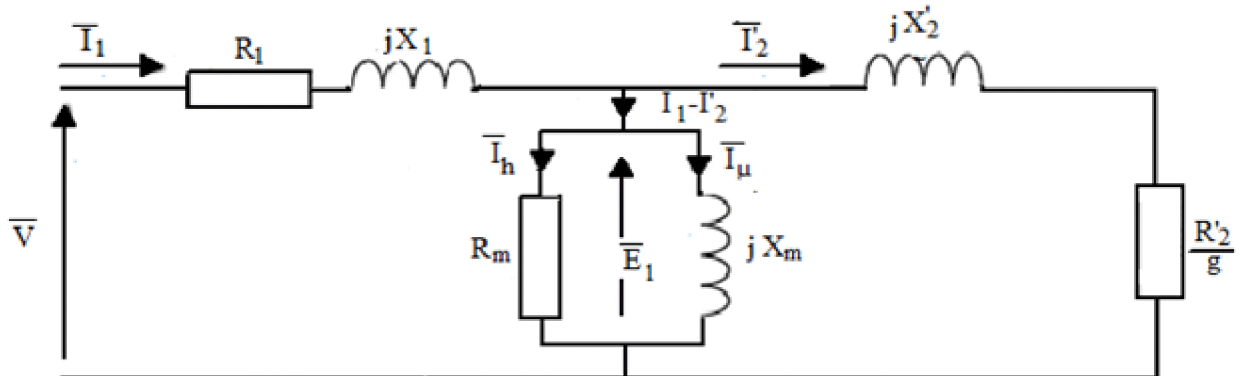


Figure III.1 : Schéma électrique équivalent d'une phase ramenée au stator

$V$  : Tension simple d'une phase statorique [V] ;

$R_1$  : La résistance statorique par phase [ $\Omega$ ] ;

$X_1$  : La réactance cyclique de fuite d'une phase statorique [ $\Omega$ ] ;

$R'_2$  : La résistance d'une phase rotorique ramenée au stator [ $\Omega$ ] ;

$X'_2$  : La réactance cyclique de fuite d'une phase rotorique ramenée au stator [ $\Omega$ ] ;

$E_1$  : La f.e.m induite d'une phase de stator [V] ;

$R_m$  : La résistance de magnétisation [ $\Omega$ ] ;

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

$I_1$  : Le courant d'une phase statorique [A] ;

$I'_2$  : Le courant d'une phase rotorique ramenée au stator [A] ;

$I_h$  : Le courant traversant la résistance de magnétisation [A] ;

$I_\mu$  : Le courant traversant l'inductance de magnétisation [A].

A partir de la figure III.1, on déduit les équations électriques suivantes :

$$V = (R_1 + jX_1)\bar{I}_1 + \bar{E}_1 \quad (\text{III.1})$$

$$\bar{E}_1 = \left( \frac{R'_2}{g} + jX'_2 \right) \bar{I}'_2 \quad (\text{III.2})$$

$$\bar{I}_1 - \bar{I}'_2 = \bar{I}_m \frac{\bar{E}_1}{Z_m} \quad (\text{III.3})$$

$$Z_m = \frac{R_m \cdot X_m}{R_m + X_m} \quad (\text{III.4})$$

$$\bar{I}_m = \bar{I}_\mu + \bar{I}_h \quad (\text{III.5})$$

### III.2.2 Essai à vide

Dans cet essai la charge est nulle, on alimente le moteur sous différentes tensions et nous relevons les mesures suivantes [1,2, 4]:

- La tension d'alimentation à vide  $V_{10}$ ;
- Le courant absorbé à vide  $I_{10}$ ;
- La puissance absorbée à vide  $P_0$ .

Le glissement  $g_0$  obtenu à vide est généralement très faible. Cependant la résistance fictive  $R'_2/g$  est très grande devant les autres impédances et donc le courant  $I'_2$  est négligeable devant le courant  $I_{10}$ . D'où le schéma équivalent approché à vide [1, 2, 4]:

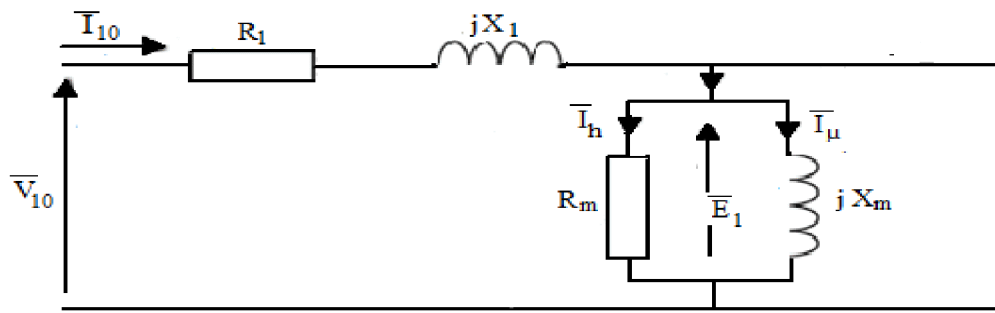


Figure III.2 : Schéma équivalent d'un moteur asynchrone à vide

### III.2.2.1 Détermination des pertes fer et des pertes mécaniques

La détermination des pertes fer et des pertes mécaniques se fait sous une tension nominale et la vitesse de rotation qui est proche à celle du synchronisme.

En variant la tension d'alimentation autour de la tension nominale tout en gardant sensiblement constante la vitesse de rotation.  $P_0$ ,  $I_{10}$  et  $R_1$  sont mesurés, alors on peut déterminer la somme des pertes fer et mécaniques comme suit :

$P_0$ ,  $I_{10}$  et  $R_1$  donnée par la fonction suivante :

$P_0 - 3.R_1.I_{10}^2 = f(V_{10}^2)$ , qu'est représenté par la figure III.3 et pour  $V_{10}^2 = V^2$ , On aura les pertes fer ( $P_{fer}$ ) et les pertes mécaniques ( $P_{mec}$ ) [4].

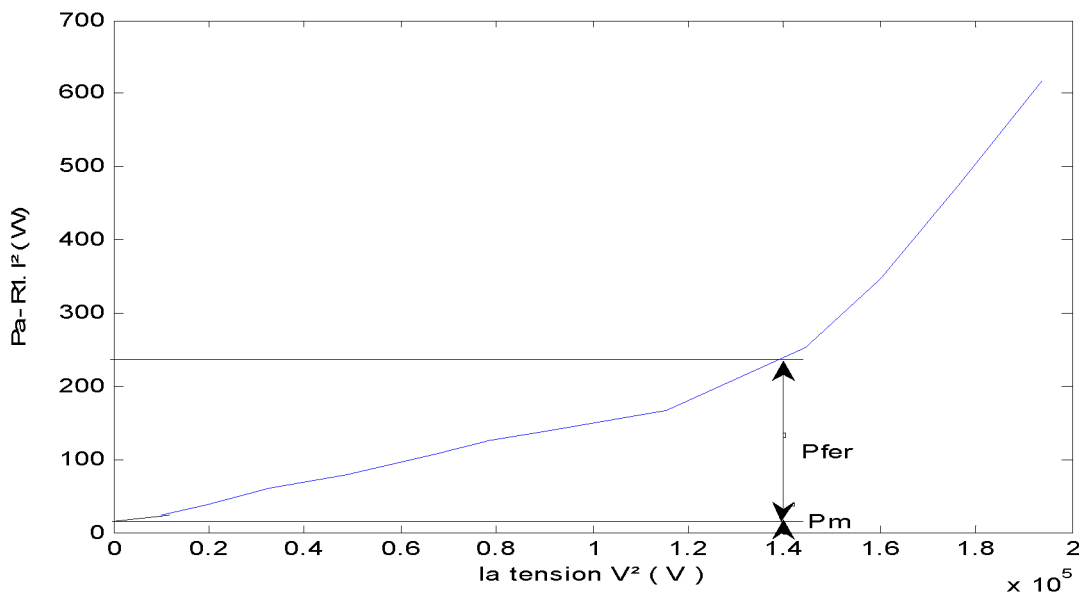


Figure III.3 : La courbe des pertes fer et des pertes mécaniques

III.2.2.2 Détermination de  $R_m$  et  $X_m$ 

L'équation électrique simplifiée qui régit le schéma équivalent à vide est donnée par :

$$\bar{V}_0 = (R_1 + jX_1)\bar{I}_{10} + \bar{E}_1 \quad (\text{III.1})$$

D'où :

$$\bar{E}_1 = V_0 - (R_1 + jX_1)\bar{I}_{10} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\bar{E}_1 + R_m \bar{I}_h = X_m \bar{I}_\mu \quad (\text{III.3})$$

$$I_h = I_{10} \cdot \cos \varphi_0 \quad (\text{III.4})$$

$$I_\mu = I_{10} \cdot \sin \varphi_0 \quad (\text{III.5})$$

- Le facteur de puissance à vide

$$P_0 = \sqrt{3} \cdot V_{10} \cdot I_{10} \cdot \cos \varphi_0 \quad (\text{III.6})$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot V_{10} \cdot I_{10}} \quad (\text{III.7})$$

- La résistance magnétisant  $R_m$

A vide :

$$P_{fer} = 3 \cdot R_m \cdot I_h^2 \quad (\text{III.8})$$

$$E_1 = R_m \cdot I_h \quad (\text{III.9})$$

D'où :

$$R_m = \frac{3 \cdot E_1^2}{P_{fer}} \quad (\text{III.10})$$

- La réactance magnétisante  $X_m$

$$\bar{E}_1 = X_m \cdot \bar{I}_\mu \quad (\text{III.11})$$

$$X_m = \frac{\bar{E}_1}{\bar{I}_\mu} = \frac{E_1}{I_\mu} \quad (\text{III.12})$$

D'où :

$$X_m = \frac{E_1}{I_0 \cdot \sin \varphi_0} \quad (\text{III.13})$$

### III.2.3 Essai à rotor bloqué (court-circuit)

Dans cet essai, on bloque le rotor afin d'empêcher sa rotation ( $\Omega=0$ ,  $g=1$ ). On alimente le moteur sous tension réduite de façon à ne pas dépasser le courant nominal et on mesure :

- La tension nominale d'alimentation  $V_{cc}$  ;
- Le courant nominal statorique  $I_{cc}$  ;
- La puissance nominale absorbée  $P_{cc}$ .

Etant donné que la résistance et la réactance de fuite de stator ont des valeurs faible par rapport à l'inductance de magnétisation, on peut admettre que lors de cet essai, le courant circulant dans l'inductance magnétisante est négligeable, Figure III.3. Dans ces conditions, la puissance consommée est dissipée dans les résistances des bobines statoriques et rotoriques. D'où le schéma équivalent en court circuit suivant [4]:

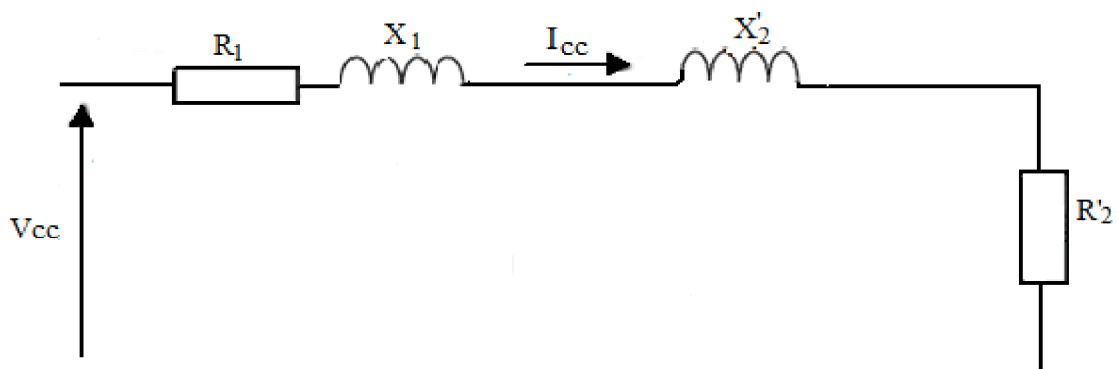


Figure III.4 : Schéma équivalent d'un moteur asynchrone à rotor bloqué

- Expression de la résistance  $R_2'$  :

La puissance électrique absorbée à rotor bloqué  $P_{cc}$  correspond à la somme des pertes par effet Joule dans le stator  $P_{js}$  et les pertes par effet Joule dans le rotor  $P_{jr}$  :

$$P_{cc} = 3.(R_1 + R_2')I_{cc}^2 \quad (\text{III.14})$$

D'où :

$$R_2' = \frac{P_{cc}}{3.I_{cc}^2} - R_1 \quad (\text{III.15})$$

- Expression des réactances de fuite  $X_1$  et  $X_2'$

L'impédance vue aux bornes de la tension d'alimentation est :

$$Z_{cc} = \frac{\bar{V}_{cc}}{\bar{I}_{cc}} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$Z_{cc} = (R_1 + R_2') + j(X_1 + X_2') \quad (\text{III.17})$$

On notera :

$$R_{cc} = R_1 + R_2' \quad (\text{III.18})$$

$$X_{cc} = X_1 + X_2' \quad (\text{III.19})$$

- Le facteur de puissance en court-circuit

$$P_{cc} = \sqrt{3}.V_{cc}.I_{cc} \cdot \cos \varphi_{cc} \quad (\text{III.20})$$

D'où :

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{\sqrt{3}.V_{cc}.I_{cc}} \quad (\text{III.21})$$

Et on peut écrire :

$$R_{cc} = Z_{cc} \cdot \cos \varphi_{cc} \tag{III.22}$$

$$X_{cc} = Z_{cc} \cdot \sin \varphi_{cc} \tag{III.23}$$

Puisque :

$$Z_{cc} = \sqrt{R_{cc}^2 + X_{cc}^2} \tag{III.24}$$

Donc :

$$X_{cc} = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{cc}^2} \tag{III.25}$$

Pour les moteurs bobinés et les moteurs à cage de petite puissance, la réactance de fuite statorique est égale à la réactance de fuite rotorique.

Donc :

$$X_1 = X'_2 = \frac{1}{2} X_{cc} \tag{III.26}$$

### III.3 Autres méthodes d'identification des paramètres

#### III.3.1 Méthode 1

Dans cette méthode [5], le circuit électrique équivalent, présenté sur la figure III.5, est adopté. La tension, le facteur de puissance, le courant, la puissance utile, la fréquence, la vitesse rotorique et la résistance statorique sont mesurés pour déterminer les paramètres du moteur suivant l'organigramme présenté dans la figure

Figure III.5 : circuit équivalent d'un moteur asynchrone à cage

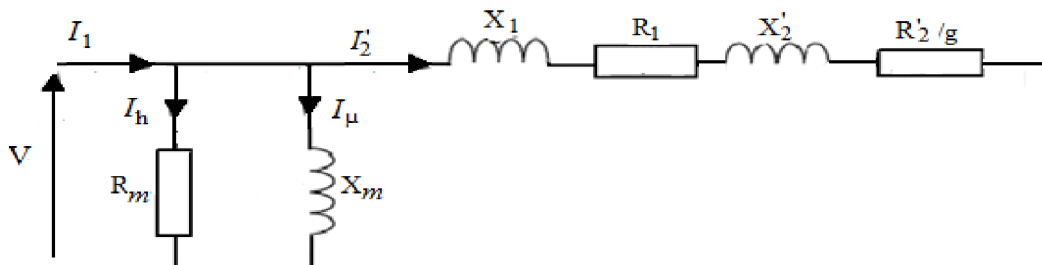


Figure III.5 : circuit équivalent d'un moteur asynchrone à cage

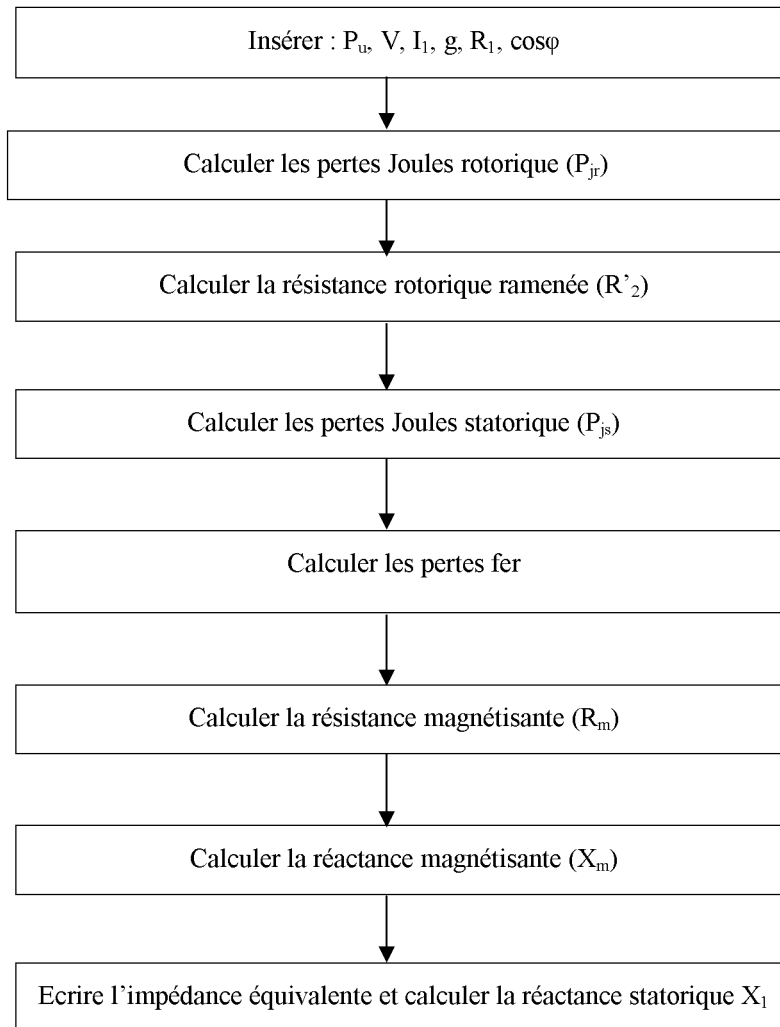


Figure III.6 : Organigramme de la méthode 1

On suppose que les pertes mécaniques sont de l'ordre de 1% de la puissance utile, on peut supposer aussi que la réactance de fuite de stator  $X_1$  est négligeable pour calculer la réactance magnétisante.

Les pertes Joules rotorique peuvent être calculées en utilisant, l'équation III.31.

$$P_{utile} = P_{ag} - P_{jr} - P_m \quad (\text{III.27})$$

$$P_{mec} = 0.01.P_{utile} \quad (\text{III.28})$$

$$(P_{mec} + P_{utile}) = 3.I_2'^2 \left( \frac{R_2'}{g} \right) - 3.I_2'^2 .R_2' \quad (\text{III.29})$$

$$(P_{utile} + P_{mec}) = 3.I_2'^2 . R_2' \left( \frac{1-g}{g} \right) \quad (III.30)$$

$$P_{jr} = 3.R_2'.I_2'^2 = (P_{utile} + P_m) \left( \frac{g}{1-g} \right) \quad (III.31)$$

Avec :

$P_{utile}$  : Puissance utile [W] ;

$P_{mec}$  : Pertes mécaniques [W] ;

$P_{ag}$  : Puissance électromagnétique [W] ;

$P_{jr}$  : Pertes Joule rotorique [W] ;

$R_2'$  : Résistance rotorique [ $\Omega$ ] ;

$g$  : Glissement ;

$I_2'$  : Courant rotorique [A].

### III.3.1.1 calcul de $R_2'$

Le courant rotorique ramené peut s'écrire comme suit :

$$|I_2'| = \frac{V}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (III.32)$$

$V$  est la tension de phase ;

On suppose que :

$$X_1 = X_2' \quad \text{et} \quad \left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right) \gg (4.X_1^2) \quad (III.33)$$

Si l'hypothèse adoptée est vraie, les formules de courant et des pertes Joule rotorique peuvent être réarrangés ci-dessous :

$$|I_2'|^2 = \frac{V^2}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right)^2} \quad (III.34)$$

$$P_{jr} = \frac{3.V^2.R_2'}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right)^2} \quad (\text{III.35})$$

A partir de (III.35)

$$\left(\frac{P_{jr}}{g^2}\right).R_2'^2 + \left(\frac{2.R_1.P_{jr}}{g} - 3.V^2\right).R_2' + R_1^2.P_{jr} = 0 \quad (\text{III.36})$$

Donc pour trouver la valeur de la résistance  $R_2'$ , on cherche les racines de l'équation III.36.

### III.3.1.2 calcul de $R_m$

$$P_{abs} = \sqrt{3}.V..I_1.\cos\varphi \quad (\text{III.37})$$

$$P_{tot} = P_{abs} - P_{utile} \quad (\text{III.38})$$

$$P_{js} = \frac{3.V^2.R_1}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right)^2} \quad (\text{III.39})$$

Si les pertes Joule statorique  $P_{js}$  et les pertes mécaniques  $P_m$  sont calculées on aura :

$$P_{fer} = P_{tot} - P_{js} - P_{jr} - P_m \quad (\text{III.40})$$

$$R_m = \frac{3.V^2}{P_{fer}} \quad (\text{III.41})$$

### III.3.1.3 calcul de $X_m$

$$X_m = \frac{V}{I_1.\sin\varphi} \quad (\text{III.42})$$

### III.3.1.4 calcul de $X_l$

L'impédance équivalente s'écrit :

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_m} + \frac{1}{jX_m} + \frac{1}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right) + j(X_1 + X_2')} = A - jB \quad (\text{III.43})$$

$$\tan(-\varphi) = \frac{-B}{A} \quad (\text{III.44})$$

$$\frac{1}{X_m} - \frac{\tan \varphi}{R_m} = \frac{\tan \varphi \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right) - 2.X_1}{\left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + 4.X_1^2} \quad (\text{III.45})$$

$$4 \left( \frac{1}{X_m} - \frac{\tan \varphi}{R_m} \right) X_1^2 + 2.X_1 + \left( \frac{1}{X_m} - \frac{\tan \varphi}{R_m} \right) \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 - \tan \varphi \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right) = 0 \quad (\text{III.46})$$

Dans l'équation III.46, seul la réactance  $X_1$  est inconnue, et calculée en résolvant

l'équation III.46.

Avec :

$P_{abs}$  : Puissance absorbée [W] ;

$P_{tot}$  : La somme des pertes [W] ;

$P_{fer}$  : Les pertes fer [W] ;

$P_{js}$  : Pertes Joule statorique [W] ;

$X_1$  : La réactance statorique [ $\Omega$ ] ;

$X_2'$  : La réactance rotorique [ $\Omega$ ] ;

$X_m$  : La réactance magnétisante [ $\Omega$ ] ;

$R_m$  : La résistance magnétisante [ $\Omega$ ].

### III.3.2 Méthode 2

Le circuit équivalent du moteur asynchrone à cage utilisé dans cette méthode [6] est le même que celui de la méthode 1, présenté sur la figure III.7. Les pertes Joule rotorique et les pertes mécaniques sont approximées à 1% de la puissance utile.

L'organigramme de cette méthode est illustré par la figure III.8.

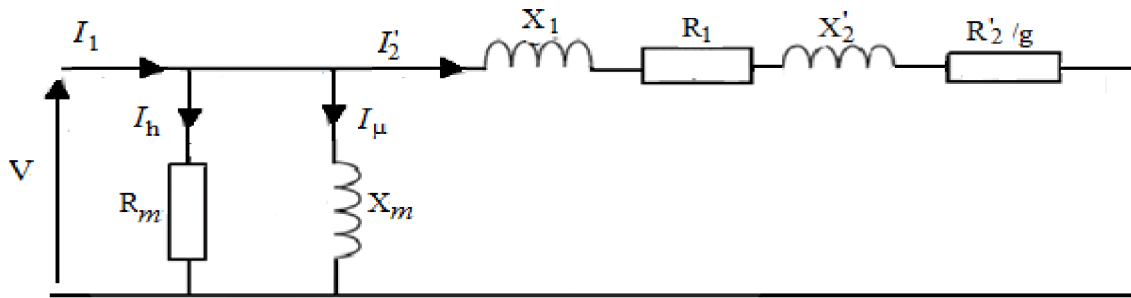


Figure III.7 : circuit équivalent d'un moteur asynchrone à cage

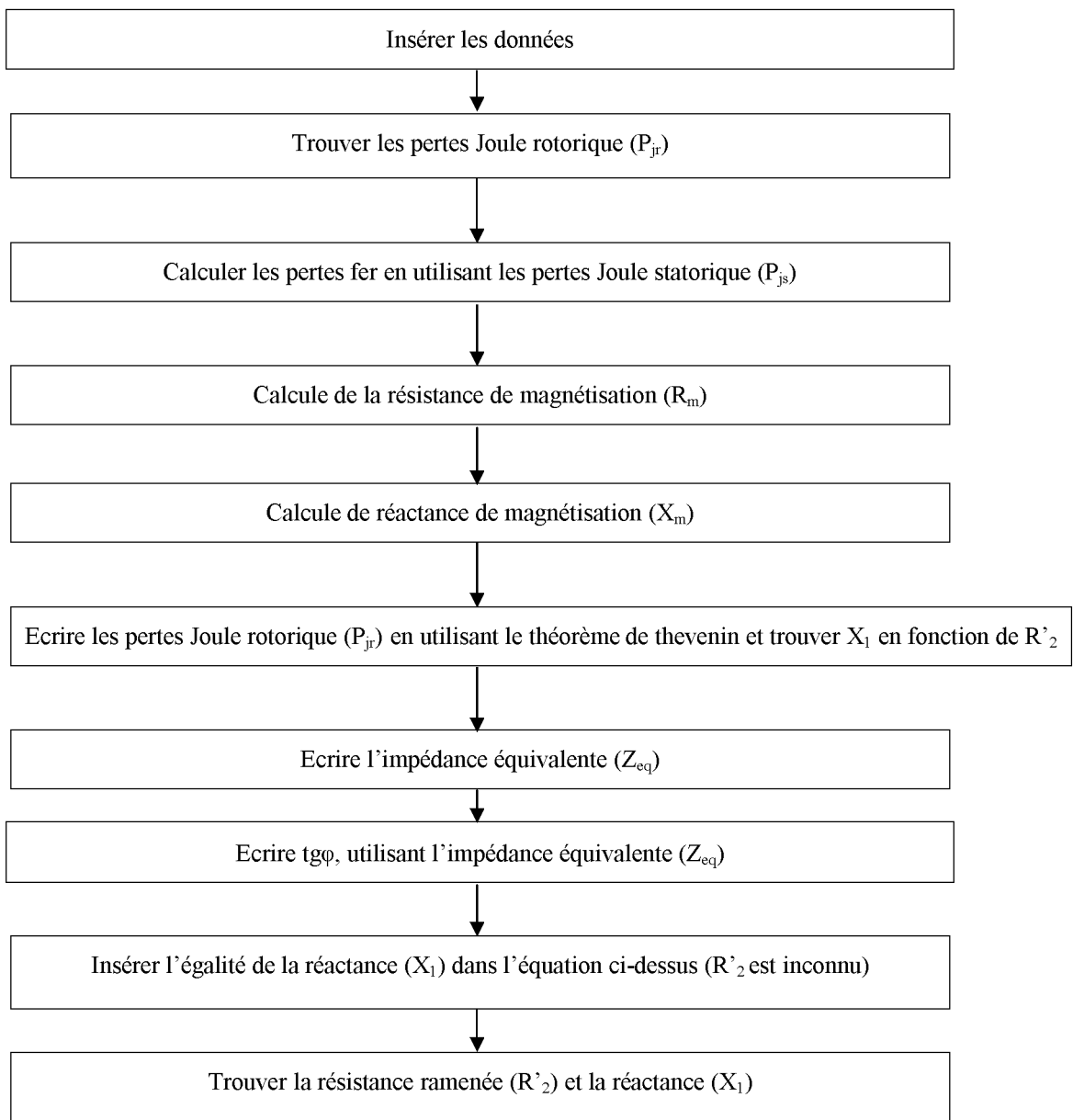


Figure III.8: Organigramme de la méthode 2

**III.3.2.1 calcul de  $R_m$  et  $X_m$** 

Dans cette méthode les pertes Joule statorique sont calculées à partir de circuit équivalent donner par l'équation suivante :

$$P_{js} = 3.I_1^2.R_1 \quad (\text{III.47})$$

$R_m$  est calculée en utilisant l'équation (III.48) :

$$R_m = \frac{3.V^2}{P_{fer}} \quad (\text{III.48})$$

Le calcul de la réactance de magnétisation est le même que celle obtenu dans la méthode 1.

$$X_m = \frac{V}{I_1 \cdot \sin \varphi} \quad (\text{III.49})$$

**III.3.2.2 calcul de  $R_2'$  et  $X_1$** 

Les pertes Joule rotorique sont écrites en utilisant l'équation III.51. La différence la plus importante entre la méthode 1 et 2 est par calcul des pertes Joule rotorique, dans le calcul du courant rotorique, l'effet de la réactance de fuite du stator, la réactance de fuite du rotor ramenée ne sont pas négligées dans cette méthode.

$$|I_2'| = \frac{V}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (\text{III.50})$$

$$P_{jr} = 3.I_2'^2.R_2' \quad (\text{III.51})$$

Remplaçant le courant rotorique dans l'équation III.51 et calculer la réactance de fuite statorique en fonction de la résistance rotorique ramenée montrer dans l'équation III.52.

$$4.X_1^2 = \left(\frac{3.V^2.R_2'}{P_{jr}}\right) - \left(R_1 + \frac{R_2'}{g}\right)^2 \quad (\text{III.52})$$

A partir de l'impédance équivalente et  $\tan\varphi$ , la réactance de fuite statorique sera calculée en fonction de la résistance rotorique ramenée.

$$\frac{1}{X_m} - \frac{\tan\varphi}{R_m} = \frac{\tan\varphi \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right) - 2.X_1}{\left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + 4.X_1^2} \quad (\text{III.53})$$

$$2.X_1 = \tan\varphi \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right) + \left( \frac{\tan\varphi}{R_m} - \frac{1}{X_m} \right) \left[ \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + 4.X_1^2 \right] \quad (\text{III.54})$$

Remplaçant  $X_1^2$  trouvée dans équation III.52 dans l'équation III.54.

$$2.X_1 = \tan\varphi \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right) + \left( \frac{\tan\varphi}{R_m} - \frac{1}{X_m} \right) \left( \frac{3.V^2.R_2'}{P_{jr}} \right) \quad (\text{III.55})$$

Si le carré de l'équation III.55 est calculé et l'égalité de  $4X_1^2$  est remplacé dans l'équation III.52, l'équation III.56 qu'est indépendante de la réactance de fuite statorique, est réarrangée.

$$\frac{3.V^2.R_2'}{P_{jr}} - \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 = \left[ \tan\varphi \left( R_1 + \frac{R_2'}{g} \right) + \left( \frac{\tan\varphi}{R_m} - \frac{1}{X_m} \right) \left( \frac{3.V^2.R_2'}{P_{jr}} \right) \right]^2 \quad (\text{III.56})$$

Dans l'équation III.56, seule la résistance rotorique ramenée est inconnue. La résistance rotorique ramenée est trouvée en calculant les racines de l'équation III.56. La réactance de fuite statorique est calculée en substituant la résistance rotorique ramenée dans l'équation III.55.

### III.3.3 Méthode 3

Dans cette méthode [7], le circuit électrique équivalent présenté sur la figure III.9 est utilisé. Seule les valeurs nominales de la tension, le facteur de puissance, courant, puissance utile, la fréquence et la vitesse du moteur sont utilisées. Pour débiter avec les conditions initiales, la réactance de fuite statorique est supposée nulle, cette méthode est résumée ci-dessous :

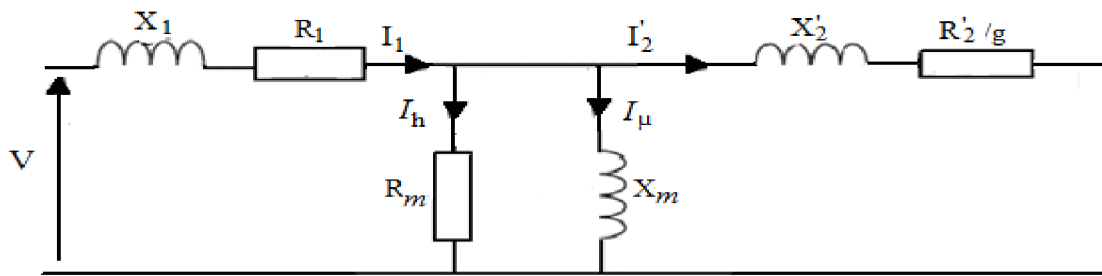


Figure III.9 : Circuit équivalent d'un moteur asynchrone à cage

L'organigramme de cette méthode est montré sur la figure III.10 :

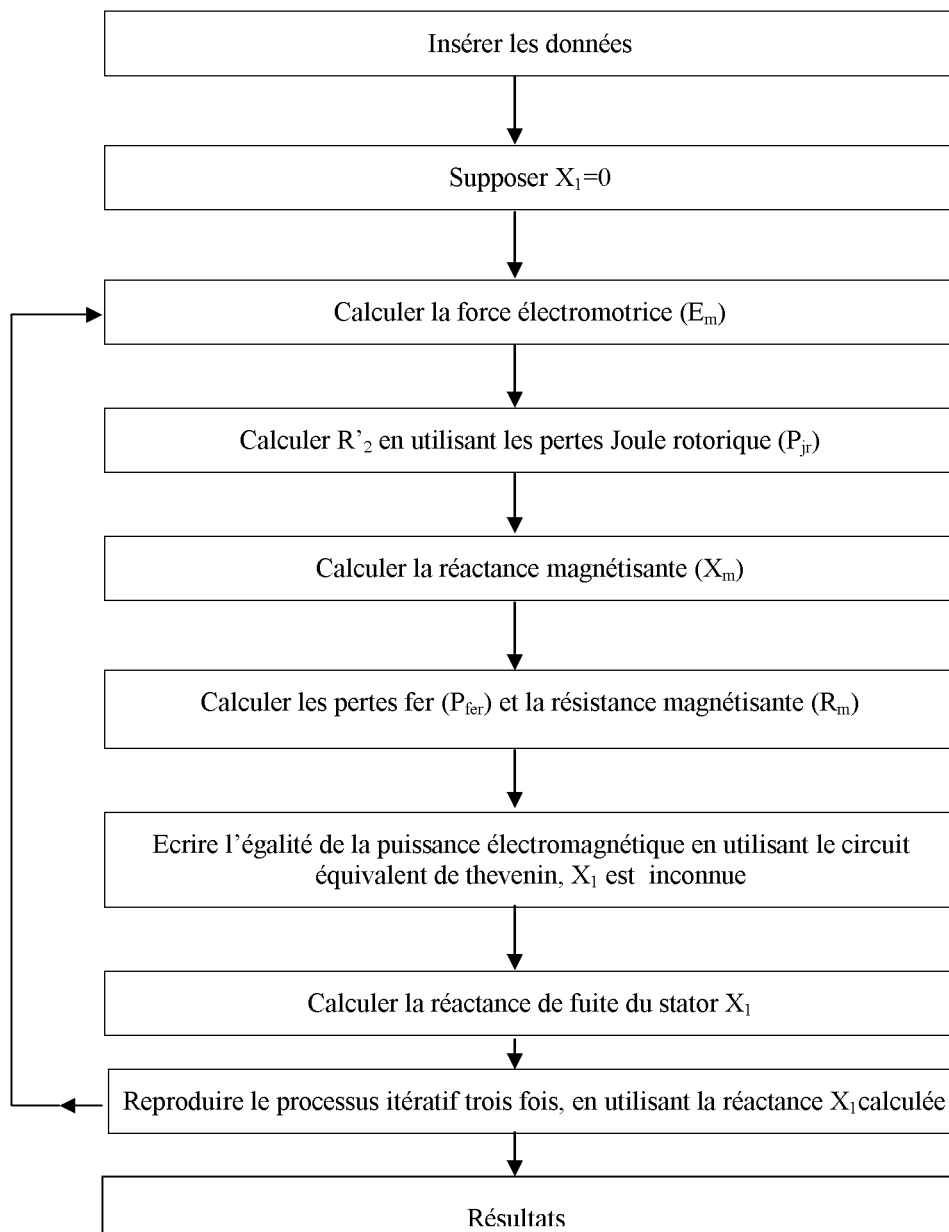


Figure III.10 : Organigramme de la méthode 3

**III.3.3.1 calcul de  $R_2'$** 

Les valeurs de la force électromotrice ( $E_m$ ) et les pertes Joule rotorique ( $P_{jr}$ ) sont calculés en utilisant les équations III.57 et III.58.

$$\bar{E}_m = \bar{V} - (R_1 + jX_1)\bar{I}_1 \quad (\text{III.57})$$

$$P_{jr} = \frac{3|E_m|^2.R_2'}{\left(\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2 + X_2'^2\right)} \quad (\text{III.58})$$

De l'équation III.58, on a, seul la résistance ramenée du rotor est inconnue dans l'équation III.59. Elle est calculée, en résolvant l'équation III.59.

$$\frac{P_{jr}}{g^2}.R_2'^2 - 3|\bar{E}_m|^2.R_2' + P_{jr}.X_2'^2 = 0 \quad (\text{III.59})$$

Les pertes Joule rotoriques sont calculées à partir de l'équation III.31.

**III.3.3.2 calcul de  $R_m$  et  $X_m$** 

La réactance magnétisante est calculée à partir de l'équation III.60.

$$X_m = \frac{E_m}{I_1 \cdot \sin \varphi} \quad (\text{III.60})$$

Les pertes fer ( $P_{fer}$ ) et la résistance magnétisante ( $R_m$ ) sont calculés à partir des équations III.63 et III.64.

$$P_{js} = 3.R_1.I_1^2 \quad (\text{III.61})$$

$$P_{tot} = P_{abs} - P_{utile} \quad (\text{III.62})$$

$$P_{fer} = P_{tot} - P_{is} - P_{jr} - P_m \quad (III.63)$$

$$R_m = \frac{3 \cdot |\bar{E}_m|^2}{P_{fer}} \quad (III.64)$$

### III.3.3.3 calcul de $X_1$

On applique le théorème de Thevenin, on a :

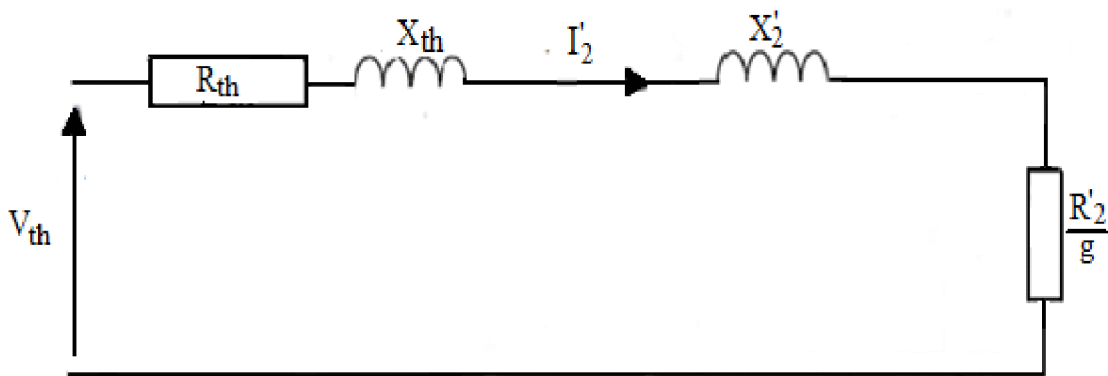


Figure III.11 : Schéma équivalent avec le théorème de Thevenin

$$V_{th} = V \cdot \frac{X_m}{X_1 + X_m} \quad (III.65)$$

$$X_{th} = X_1 \quad (III.66)$$

$$R_{th} = R_1 \cdot \left( \frac{X_m}{X_1 + X_m} \right)^2 \quad (III.67)$$

$$I_2 = \frac{V_{th}}{\sqrt{\left( R_{th} + \frac{R'_2}{g} \right)^2 + (X_{th} + X'_2)^2}} \quad (III.68)$$

$$P_{ag} = P_{utile} + P_{jr} + P_{tot} \quad (III.69)$$

$$P_{ag} = \frac{3.V^2.X_m^2.\left(\frac{R_2'}{g}\right)}{(X_1 + X_m)^2.\left[\left(R_1.\frac{X_m^2}{(X_1 + X_m)^2} + \frac{R_2'}{g}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2\right]} \quad (III.70)$$

La réactance statorique est inconnue dans l'équation III.70. Elle est calculée en résolvant les racines de l'équation III.70.

### III.3.4 Méthode 4

Dans cette méthode [7], les calculs et les données utilisées sont les mêmes que la méthode 3.

Le circuit électrique équivalent est montré dans la figure III.12.

L'organigramme de cette méthode est illustré dans la figure III.13. Cette méthode est résumée comme suit :

La différence entre les méthodes 3 et 4 réside dans le changement de quelques hypothèses. Par exemple, que le courant qui circule dans la réactance de magnétisation  $X_m$  et de l'ordre de  $0.95 \cdot I_1 \cdot \sin\phi$ .

Le processus est itératif, l'arrêt des itérations est stoppée jusqu'à ce que le facteur de puissance calculé est égale à  $\pm 5\%$  de sa valeur nominale.

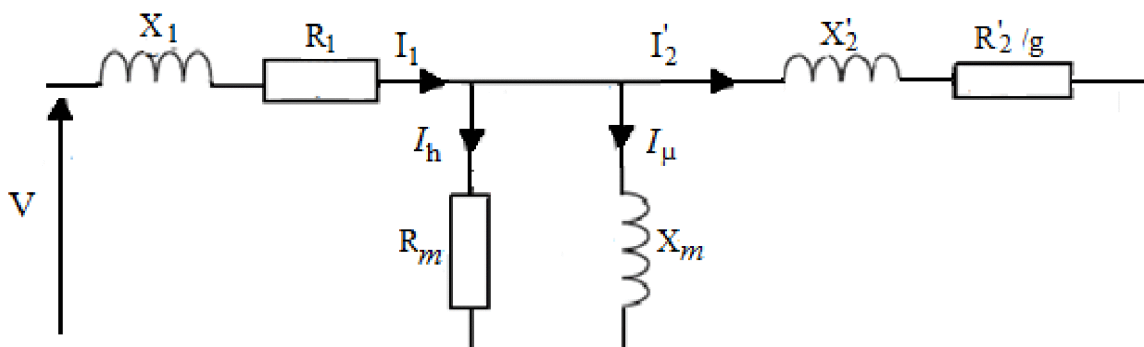


Figure III.12 : circuit équivalent d'un moteur asynchrone à cage

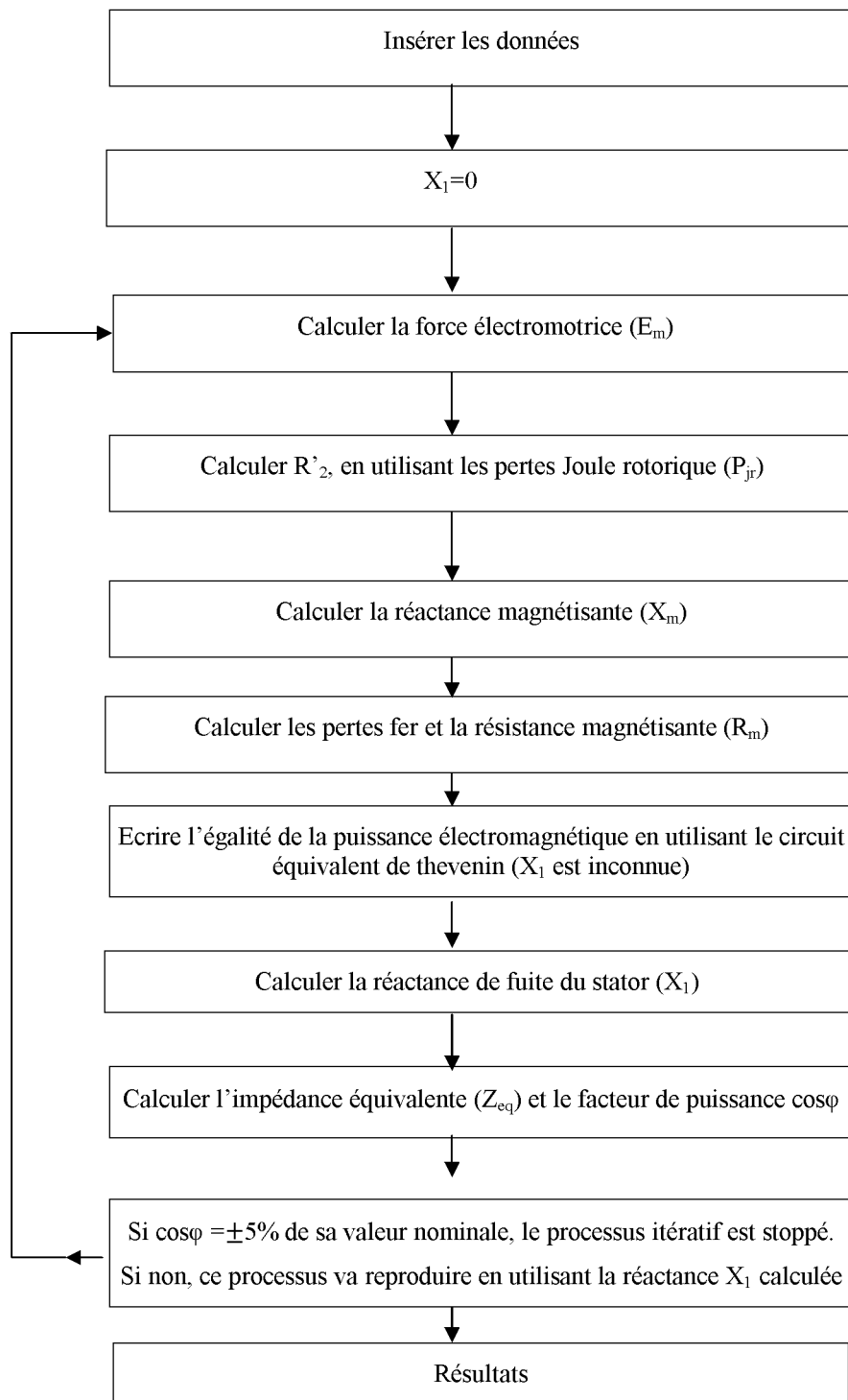


Figure III.13 : Organigramme de la méthode 4

### III.3.5 Méthode 5

Dans cette méthode [7], le circuit électrique équivalent montré dans la figure III.14 est utilisé. Seules les valeurs nominales de la tension, le courant, la fréquence, la vitesse, le facteur

de puissance, puissance utile et la résistance mesurée du stator sont utilisés dans cette méthode. L'organigramme de cette méthode est illustré par la figure III.15.

La méthode est résumée ci-dessous :

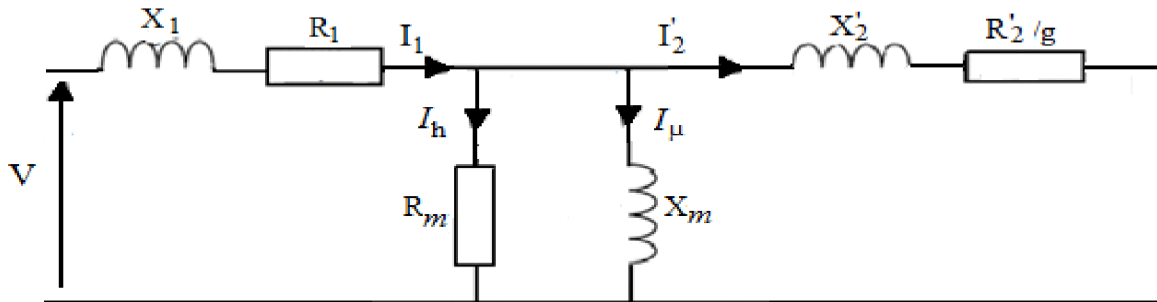


Figure III.14 : circuit équivalent d'un moteur asynchrone à cage

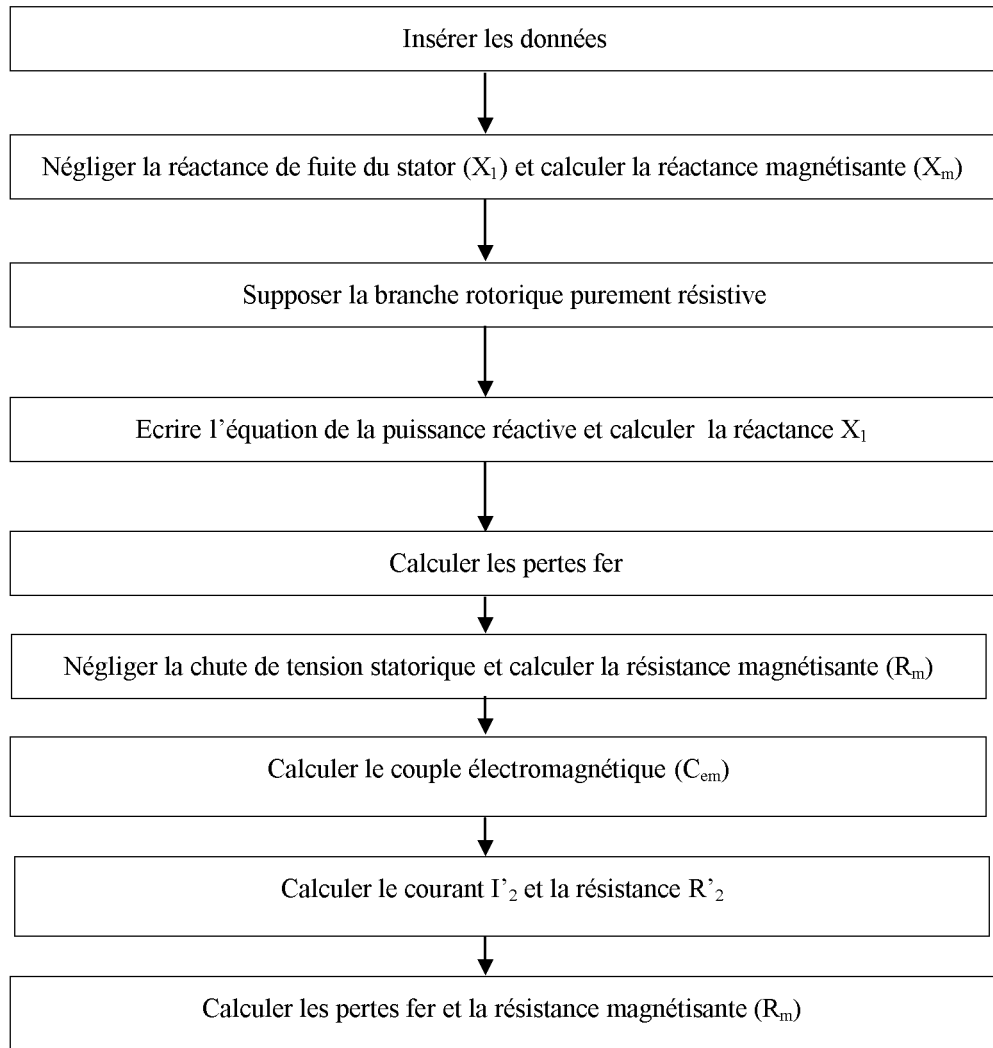


Figure III.15 : Organigramme de la méthode 5

**III.3.5.1 calcul de  $X_m$** 

La réactance de fuite statorique est négligeable et la réactance magnétisante est calculée à partir de l'équation III.71.

$$X_m = \frac{V - R_1 \cdot I_1}{0.95 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi} \quad (\text{III.71})$$

**III.3.5.2 calcul de  $X_l$** 

On suppose que la branche rotorique est purement résistive, la réactance de fuite statorique est égale à celle du rotor, on aura :

$$I_2' = \sqrt{I_1^2 - I_m^2} \quad (\text{III.72})$$

L'expression de la puissance réactive est :

$$Q = \sqrt{3} \cdot V \cdot I_1 \cdot \sin(\varphi) \quad (\text{III.73})$$

Si l'égalité de la puissance réactive est écrite en fonction du courant et de la réactance, on aura l'équation III.74. Dans cette équation seule la réactance de fuite statorique est inconnue. Elle est déterminée, en résolvant cette dernière.

$$Q = 3 \cdot X_1 \cdot I_1^2 + 3 \cdot X_2' \cdot I_2'^2 + 3 \cdot X_m \cdot I_m^2 \quad (\text{III.74})$$

**III.3.5.3 calcul de  $R_2'$** 

$$P_{fer} = P_{tot} - P_{js} - P_{jr} \quad (\text{III.75})$$

$$P_{fer} = P_{abs.} \left( 1 - \frac{\eta}{(1-g)} \right) - 3 \cdot I_1^2 \cdot R_1 \quad (\text{III.76})$$

$P_{fer}$  est calculé à partir de l'équation III.76.

La chute de tension statorique est négligeable donc l'expression de  $R_m$  est :

$$R_m = \frac{3 \cdot V^2}{P_{fer}} \quad (\text{III.77})$$

Il y a presque un décalage de phase de  $90^\circ$  entre le courant magnétisant et le courant rotorique qu'est calculé à partir de l'équation III.78:

$$I_2' = \sqrt{I_1^2 - I_m^2} - \frac{(V - R_1 \cdot I_1)}{R_m} \quad (\text{III.78})$$

Les pertes mécaniques sont égales à (0.01) de la puissance utile.

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{P_{utile} + P_m}{(1 - g)\omega_s} \quad (\text{III.79})$$

Si le couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$C_{em} = \frac{3 \cdot I_2'^2 \cdot \frac{R_2'}{g}}{\omega_s} \quad (\text{III.80})$$

On peut retirer la résistance rotorique ramenée.

#### III.3.5.4 calcul de $R_m$

Dans cette partie, la valeur de  $R_m$  est corrigée,  $P_{fer}$  est calculé à partir de l'équation III.81

$$P_{fer} = P_{abs} - P_{js} - P_{jr} - P_m \quad (\text{III.81})$$

$R_m$  est calculé en remplaçant l'équation III.81 dans III.83

$$E_m = V - (R_1 + j \cdot X_1) I_1 \angle -\varphi \quad (\text{III.82})$$

$$R_m = \frac{3 \cdot E_m^2}{P_{fer}} \quad (\text{III.83})$$

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés différentes méthodes d'identification des paramètres basés sur différents circuits électriques équivalents et différents organigrammes de calcul. Les résultats obtenus par ces différentes méthodes sont comparés aux résultats obtenus par la méthode classique dans le chapitre V.

**CHAPITRE IV**  
**IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN MOTEUR**  
**ASYNCHRONE A CAGE AVEC LA METHODE**  
**DES ELEMENTS FINIS**

### IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente une combinaison entre la méthode des éléments finis avec la méthode analytique d'un moteur asynchrone à cage, l'organigramme de la combinaison est montré par la figure IV.1, deux essais sont simulés : un essai à vide et un essai à rotor bloqué.

Dans l'essai à vide un calcul magnétostatique est effectué en faisant varier le courant de magnétisation. Par contre à rotor bloqué, on fait varier la fréquence afin de calculer la dépendance des paramètres du rotor par rapport à la fréquence de fonctionnement, les paramètres du circuit équivalent sont obtenus par un calcul magnétodynamique et les performances du moteur asynchrone à cage sont déterminées [10, 11,12].

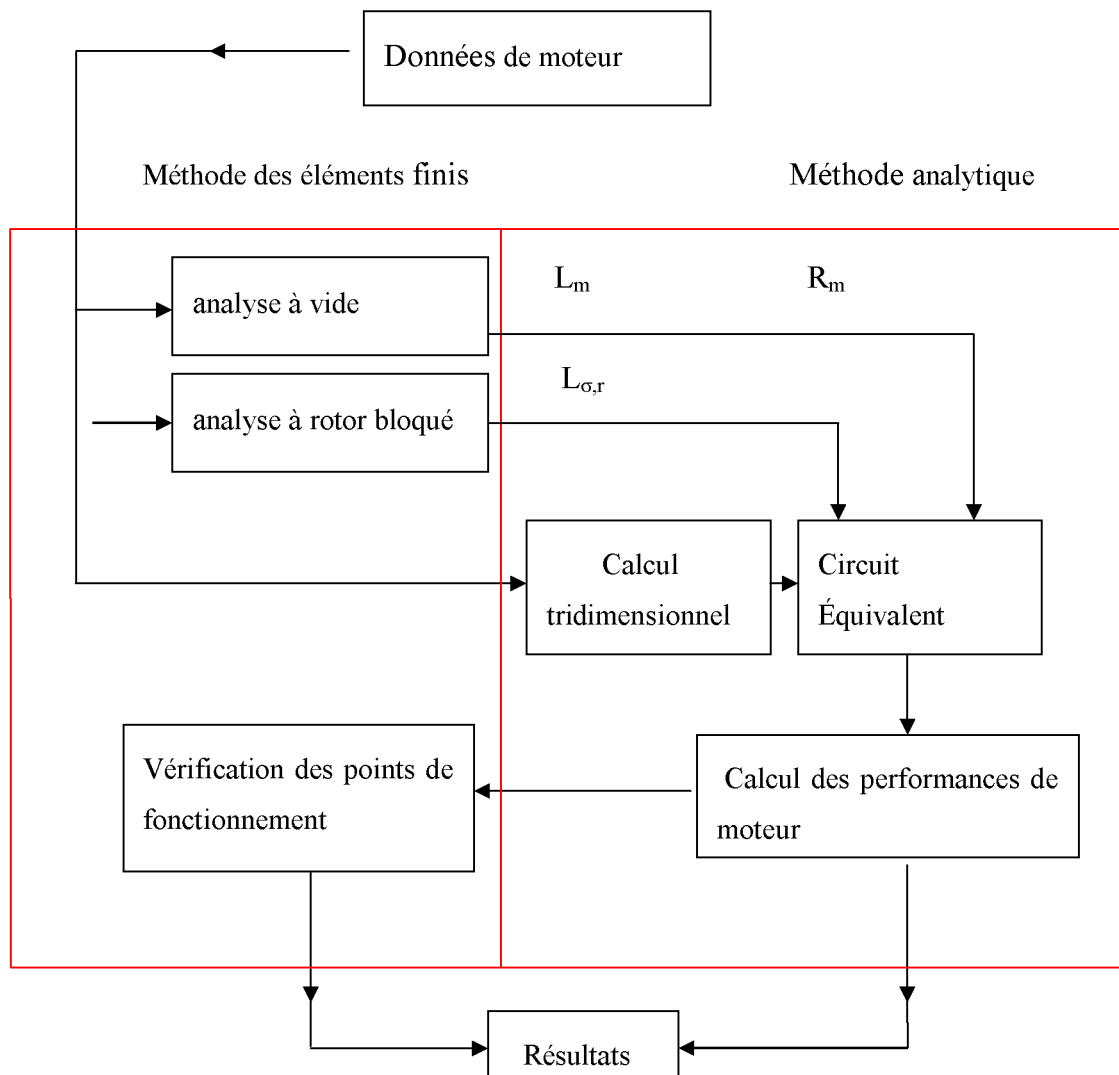


Figure IV.1 : Schéma de la combinaison entre la méthode des éléments finis et analytique

Soit le circuit électrique équivalent d'un moteur asynchrone à cage montré par la figure IV.2 [1].

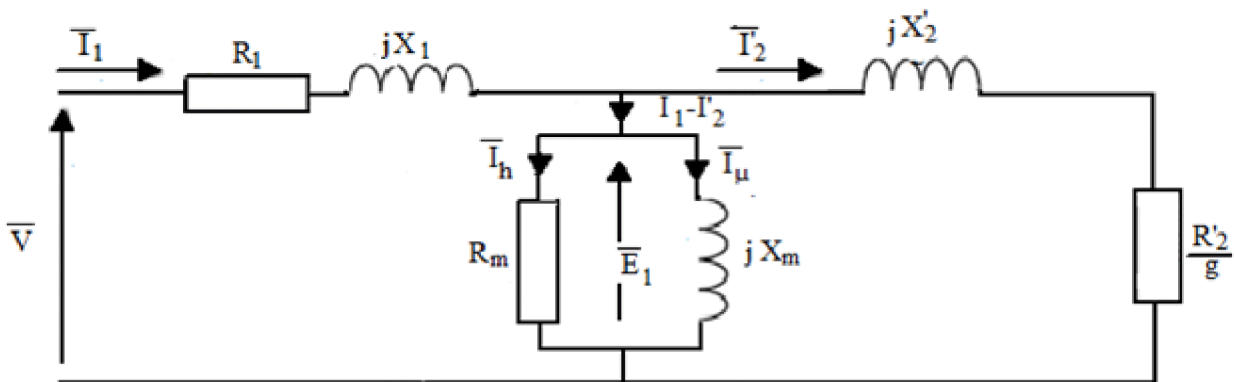


Figure IV.2 : Circuit équivalent d'un moteur asynchrone à cage

Les paramètres  $X_1$  et  $R_1$  sont déterminés à partir des essais expérimentaux ou par un calcul analytique [10].

$R_1$ : Résistance du stator [ $\Omega$ ];

$X_1$ : La réactance cyclique de fuite d'une phase statorique [ $\Omega$ ];

$R'_2$ : Résistance du rotor ramenée au stator [ $\Omega$ ];

$X'_2$ : La réactance cyclique de fuite d'une phase rotorique ramenée au stator [ $\Omega$ ];

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

$R_m$ : La résistance de magnétisation [ $\Omega$ ];

$I_1$ : Courant statorique [A];

$I'_2$ : Courant rotorique [A];

$I_m$ : Courant de magnétisation [A];

$g$ : Le glissement;

Dans ce circuit, la réactance de magnétisation  $X_m$  est considérée non linéaire en fonction du courant de magnétisation, la réactance rotorique ramenée  $X'_2$  et la résistance rotorique ramenée  $R'_2$  sont aussi considérés non linéaires en fonction de la fréquence rotorique [10, 11,12].

La réactance de fuite du stator, du rotor ramenée et la réactance de magnétisation, sont calculées comme suit :

$$X_1 = j.L_1.\omega \quad (\text{IV.1})$$

$$X'_2 = j.L'_2.\omega \quad (\text{IV.2})$$

$$X_m = j.L_m.\omega$$

(IV.3)

$L_1$  : L'inductance de fuite du stator [H] ;

$L'_2$  : L'inductance de fuite ramenée du rotor [H] ;

$L_m$  : L'inductance de magnétisation [H] ;

$\omega$  : La pulsation statorique [rd/s].

## IV.2 Définitions et pre-processing

La structure du moteur asynchrone à cage est illustrée par la figure IV.3 dans laquelle sont représentés les différents matériaux constituant les différentes fenêtres. L'intention particulière doit être donnée aux matériaux utilisés dans la simulation, en particulier :

### - Le cuivre

Les encoches statoriques sont remplies de plusieurs conducteurs. Cependant, on suppose que l'encoche est complètement remplie de cuivre, en considérant une barre conductrice équivalente en surface et en volume. Dans cette barre, le courant total de tous les conducteurs est assigné. Dans le calcul magnétodynamique, une distribution non uniforme du courant dans l'encoche est envisagée selon la fréquence de fonctionnement. Afin d'éviter cette erreur. La conductivité du cuivre peut être égalisée à zéro, donnant une épaisseur de pénétration infinie [11].

### - Le fer

La caractéristique non-linéaire de l'induction magnétique  $B=f(H)$  du fer est utilisée dans la simulation de l'essai à vide. Un exemple de courbe  $B=f(H)$  est donné dans le tableau I. Enfin, dans

la simulation magnétodynamique à rotor bloqué, une caractéristique linéaire du fer est adoptée afin de limiter le travail sur l'effet de la fréquence sur les paramètres du rotor [11]

$$\sigma_{al,eq} = \frac{\sigma_{al}}{1 + K_{ann}} \quad (IV.4)$$

$$K_{ann} = \frac{2 \cdot Z_r \cdot D_{ann} \cdot S_b}{\pi \cdot (2p) \cdot L_s \cdot S_{ann}} \quad (IV.5)$$

Avec:

$\sigma_{al,eq}$  : Valeur équivalente de la conductivité de l'aluminium [ $1/\Omega \cdot m$ ] ;

$\sigma_{al}$  : Conductivité de l'aluminium [ $1/\Omega \cdot m$ ] ;

$K_{ann}$  : Facteur de correction ;

$Z_r$  : Nombre de barre de rotor ;

$D_{ann}$  : Diamètre de l'anneau de court circuit de rotor [m] ;

$S_b$  : Section d'une barre rotorique [ $mm^2$ ] ;

$S_{ann}$  : Section de l'anneau de court circuit de rotor [ $mm^2$ ] ;

$L_s$  : Longueur de la machine [m] ;

$P$  : Nombre de paire de pôles de la machine.

$B$ (T)	$H$ (A/m)	$B$ (T)	$H$ (A/m)	$B$ (T)	$H$ (A/m)
0	0	1.58	2000	1.80	10000
0.3	200	1.64	3000	1.805	11000
0.6	400	1.68	4000	1.810	12000
0.90	600	1.72	5000	1.815	14000
1.05	700	1.74	6000	1.82	15000
1.20	800	1.76	7000	2.00	87000
1.35	900	1.78	8000	2.25	148000
1.50	1000	1.79	9000	2.50	215000

Tableau I : Exemple de courbe de l'induction magnétique  $B=f(H)$

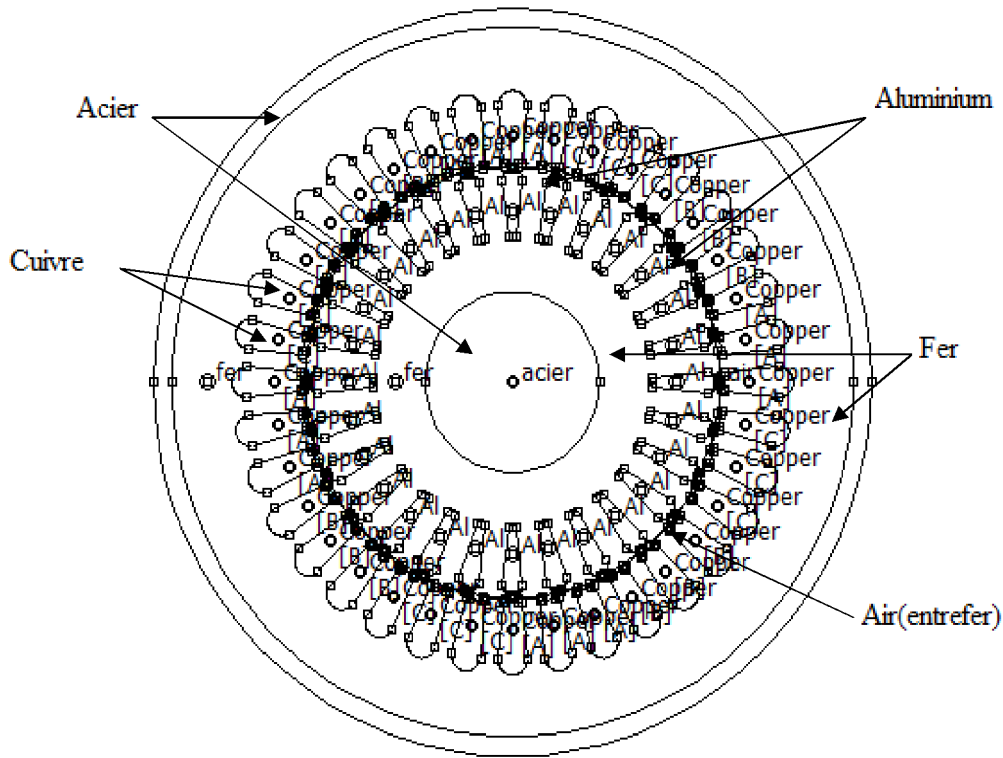


Figure IV.3 : Matériaux utilisés dans la simulation

Il est utile de grouper les divers blocs ensemble afin de faciliter le calcul du post-processeur. La convention que nous avons adoptée est décrite ci-après :

- **Le rotor** : les parties formant le rotor appartiennent au groupe numéroté 10, comme la figure IV.4.
- **Le stator** : toutes les parties du stator excepté les encoches sont fixées pour appartenir au groupe 100.
- **Les encoches** : les encoches du stator sont numérotées dans le sens antihoraire commençant du côté droit. Elles sont désignées encoche 1, encoche 2, encoche 3, ...et numérotées 101, 102, 103,...comme le montre la figure IV.5. Cette désignation permet d'identifier chaque encoche seule pour l'attribution automatique du courant d'encoche et le calcul du flux magnétique une fois la solution est déterminée.

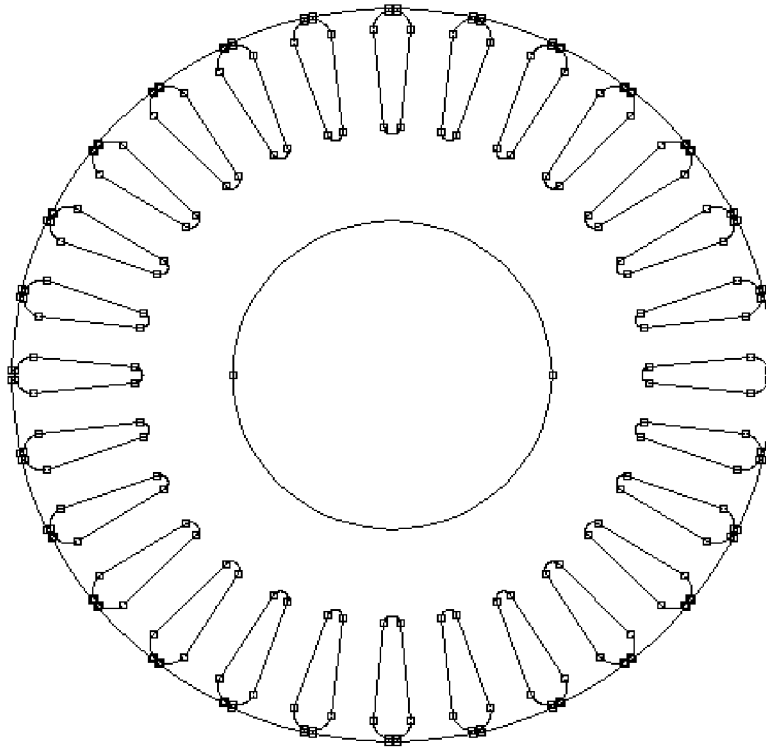


Figure IV.4 : Toutes les parties de rotor sont assignées au groupe 10

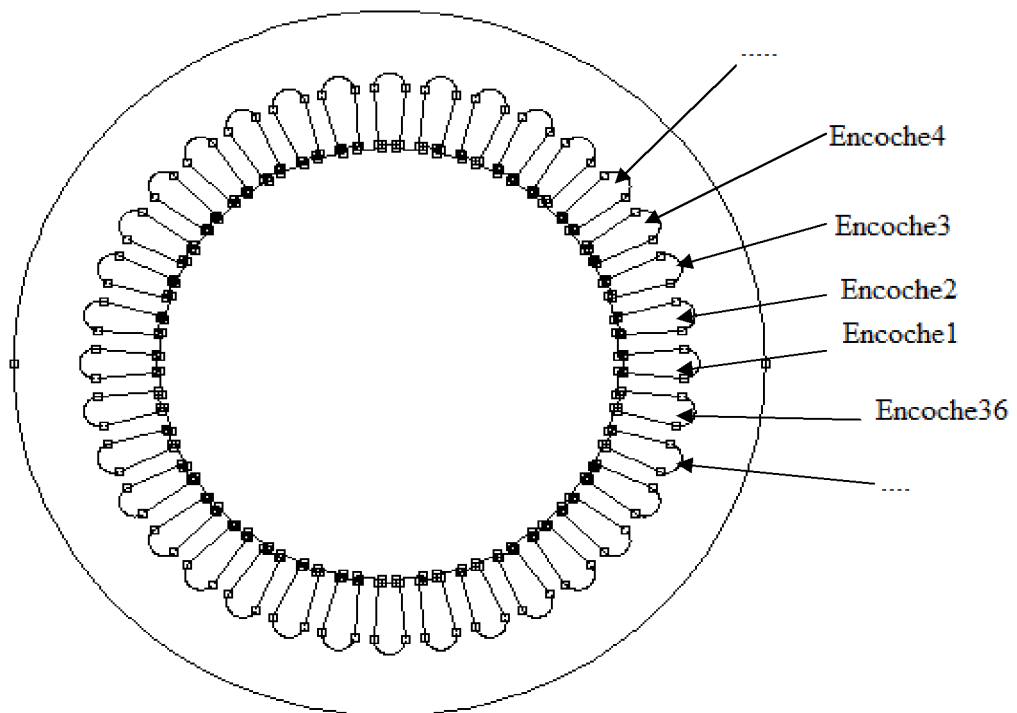


Figure IV.5 : Stator groupe (100) et les numéros assignés aux encoches statoriques

### IV.2.1 Matrice d'encoches

La distribution de l'enroulement du stator est décrite par une matrice d'encoche [10]. C'est une matrice  $m \times Z_s$ , où  $m$  est le nombre de phases et  $Z_s$  est le nombre d'encoches statoriques. Les éléments de ces vecteurs décrivent comment les phases remplissent les encoches du stator en supposant une valeur s'étendant de +1 à -1.

Par exemple, en se rapportant à la phase A et à l'encoche  $j$ , il est :

$K_{aj} = 1$  l'encoche  $j$  est complètement remplie par les conducteurs de la phase A.

$K_{aj} = 0$  il n'y a pas de conducteurs de la phase A dans l'encoche  $j$ .

$K_{aj} = -1$  l'encoche  $j$  est complètement remplie de conducteurs de la phase A mais de polarité négative.

Un exemple de matrice d'encoches est montré dans le tableau II. Il se rapporte à un enroulement statorique à une seule couche à pas totale contenant 36 encoches comme le montre la figure IV.5.

Numero de l'encoche	Ka	Kb	Kc	Numero de l'encoche	Ka	Kb	Kc	Numero de l'encoche	Ka	Kb	Kc
1	1	0	0	13	0	0	1	25	0	1	0
2	1	0	0	14	0	0	1	26	0	1	0
3	1	0	0	15	0	0	1	27	0	1	0
4	0	0	-1	16	0	-1	0	28	-1	0	0
5	0	0	-1	17	0	-1	0	29	-1	0	0
6	0	0	-1	18	0	-1	0	30	-1	0	0
7	0	1	0	19	1	0	0	31	0	0	1
8	0	1	0	20	1	0	0	32	0	0	1
9	0	1	0	21	1	0	0	33	0	0	1
10	-1	0	0	22	0	0	-1	34	0	-1	0
11	-1	0	0	23	0	0	-1	35	0	-1	0
12	-1	0	0	24	0	0	-1	36	0	-1	0

Tableau II : Exemple de matrice d'encoches

### IV.2.2 Emplacement automatique des courants d'encoches

Les hypothèses décrites ci-dessus permettent une analyse facile de la matrice. Les courants d'encoches sont placés comme suit :

La variable  $I_{sim}$  se rapporte à la valeur efficace du courant fixé pour la simulation. L'exemple suivant se rapporte au langage LUA utilisé par FEMM 4.2.

- Le nombre de conducteur par encoche est :

$$Nc=64$$

- Le nombre d'encoches est :

$$Zs=36$$

- Matrice d'encoches :

$$Ka=\{1,1,1,0,0,0,0,0,-1,-1,-1,0,0,0,0,0,0,1,1,1,0,0,0,0,0,-1,-1,-1,0,0,0,0,0\}$$

$$Kb=\{0,0,0,0,0,0,1,1,1,0,0,0,0,0,-1,-1,-1,0,0,0,0,0,1,1,1,0,0,0,0,0,-1,-1,-1\}$$

$$Kc=\{0,0,0,-1,-1,-1,0,0,0,0,0,0,1,1,1,0,0,0,0,0,-1,-1,-1,0,0,0,0,0,1,1,1,0,0,0\}$$

Courant de phases(partie réelle et partie imaginaire)

$$Ia\_re=\sqrt{2}*I_{sim}$$

$$Ib\_re=\sqrt{2}*(-I_{sim}/2)$$

$$Ic\_re=\sqrt{2}* (-I_{sim}/2)$$

$$Ia\_im=0$$

$$Ib\_im=\sqrt{2}*(-\sqrt{3})*I_{sim}/2)$$

$$Ic\_im=\sqrt{2}*( \sqrt{3})*I_{sim}/2)$$

for q=, Zs, 1 do

$$Iencoche\_re=Nc*(Ia\_re *Ka[q]+Ib\_re*Kb[q]+Ic\_re*Kc[q])$$

$$Iencoche\_im=Nc*(Ia\_im *Ka[q]+Ib\_im*Kb[q]+Ic\_im*Kc[q])$$

mi\_modifycircprop("Iencoche"..q,1,Iencoche\_re)

mi\_modifycircprop("Iencoche"..q,2,Iencoche\_im)

end

### IV.3 Essai à vide

Le principale but de l'essai à vide est la détermination de la saturation du fer et le calcul des paramètres correspondant qui seront utilisés dans le circuit équivalent. Les simulations sont effectuées à la fréquence nulle, en prenant le rotor comme référence du travail. Ce qui correspond à un glissement  $g$  nul. Les courants statorique sont imposés et le comportement non linéaire de l'inductance de magnétisation est déterminée, ainsi que le comportement de la résistance  $R_m$  représentant les pertes fer. En faisant varier le courant statorique. La caractéristique non-linéaire du fer à été utilisée dans la simulation. Ainsi, une serie de simulations dans le domaine magnéto-statique est effectuée.

$$\left(\frac{\partial}{\partial x}\right)\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \left(\frac{\partial}{\partial y}\right)\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial y}\right) = J_{0z} \quad (\text{IV.6})$$

Avec :

$\mu$  : Perméabilité magnétique [H/m] ;

$A_z$  : Potentiel vecteur magnétique [web/m].

Une valeur de courant efficace est fixée. Un temps approprié est choisi afin d'assigner les courants dans les enroulements des trois phases statorique.

Phases	Courant	Phases	Courant
A	$+\sqrt{2}I_{eff}$	-A	$-\sqrt{2}I_{eff}$
B	$+\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff}$	-B	$+\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff}$
C	$-\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff}$	-C	$+\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff}$

Une finesse du maillage est choisie dans les régions du fer et de l'entrefer ou un fort gradient du flux magnétique est prévu. La figure IV.6 représente un maillage durant l'essai à vide.

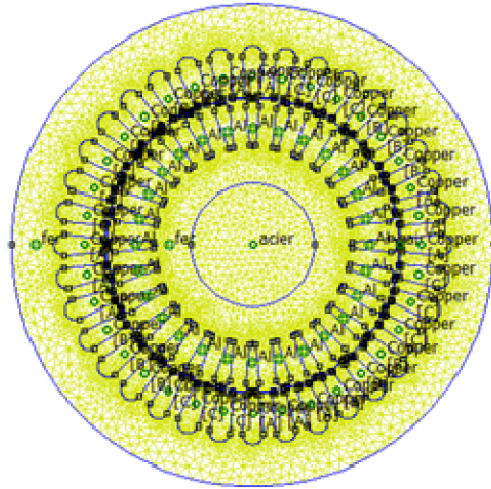


Figure IV.6 : Maillage durant la simulation de l'essai à vide

Les figures IV.7 et IV.8 montrent respectivement la répartition des lignes équipotentielles et l'induction dans l'entrefer durant l'essai à vide.

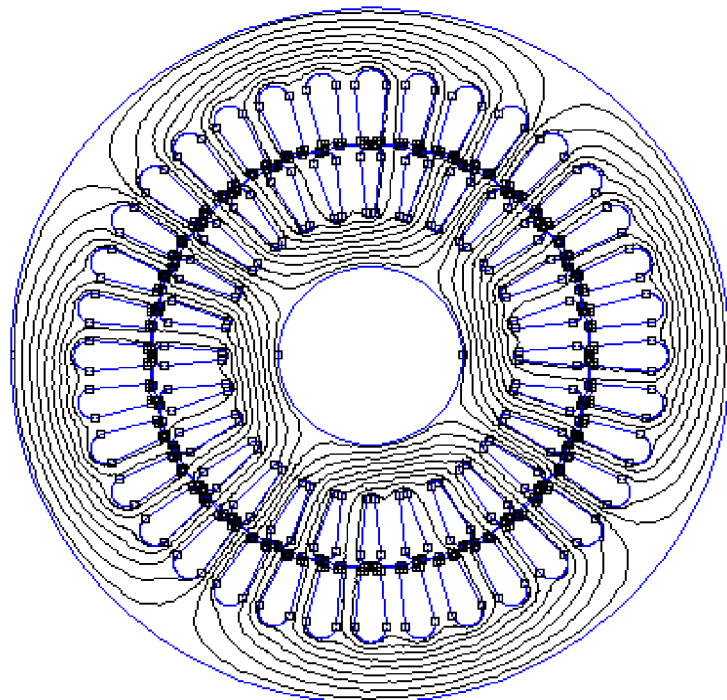


Figure IV.7 : Répartition de la densité de flux magnétique durant l'essai à vide

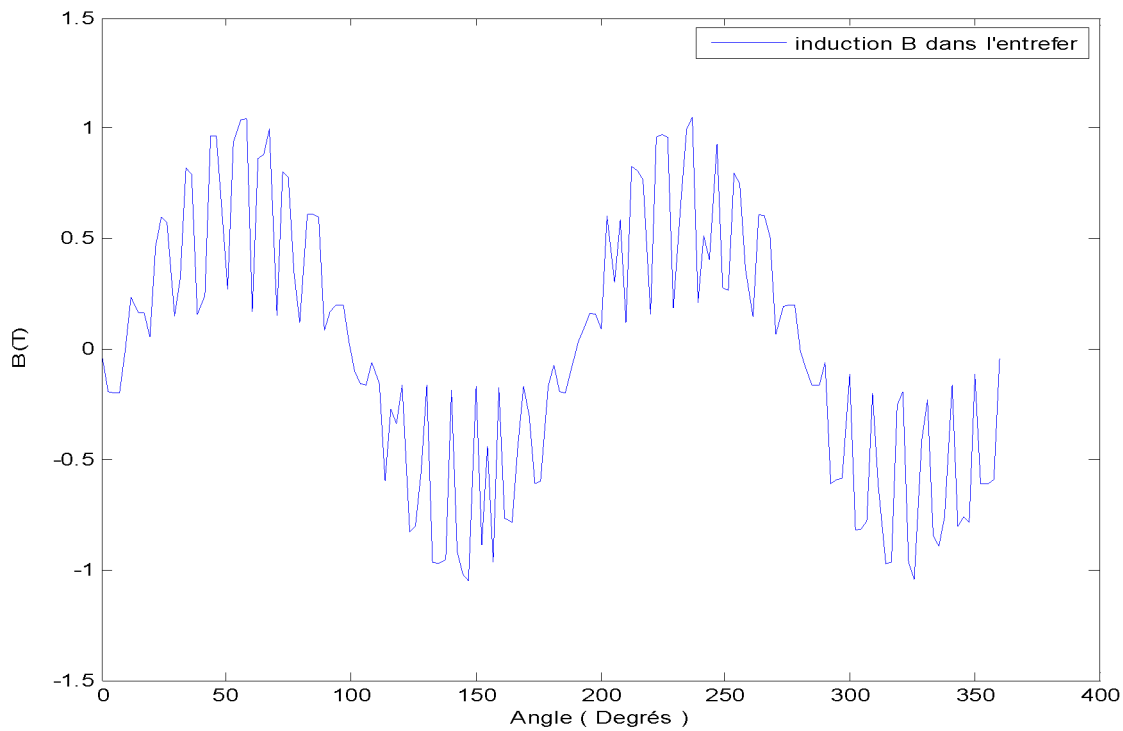


Figure IV.8 : Répartition de l'induction  $B$  dans l'entrefer

### IV.3.1 Flux magnétique

Le flux magnétique est calculé à partir du potentiel vecteur magnétique  $A_z$ , comme suit :

$$\phi_{moy} = L_s \frac{1}{S_{enc}} \sum_{q=1}^{zs} \int_{sq} A_z . ds \quad (IV.7)$$

Avec :

$S_{enc}$  : Section d'encoche statorique [ $\text{mm}^2$ ] ;

$A_z$  : Potentiel vecteur magnétique [ $\text{Wb/m}$ ] ;

Uniquement dans le cas de linéarité de la caractéristique de l'induction magnétique  $B=f(H)$  de fer, le flux magnétique se traduit par :

$$\varphi_b = \varphi_c = -\frac{\varphi_a}{2} \quad [11]$$

Quant la saturation est prise en compte, le flux magnétique de magnétisation est approximé comme suit :

$$\varphi_{moy} = \frac{2}{3} \left( \varphi_a - \frac{\varphi_b}{2} - \frac{\varphi_c}{2} \right) \quad (IV.8)$$

Où:  $\varphi_a$ ,  $\varphi_b$ ,  $\varphi_c$  sont respectivement les flux magnétiques engendrés par les phases A, B, C.

### IV.3.2 Tension à vide

La tension à vide est estimée par :

$$E_0 = \omega_0 \cdot \varphi_{moy} \quad (IV.9)$$

Où :

$E_0$  : Tension composée [V] ;

$\omega_0$  : vitesse de rotation [rd/s] ;

$\varphi_{moy}$  : flux magnétique moyen [VS].

La figure IV.9, illustre l'allure de la F.E.M entre phase induite durant l'essai à vide.

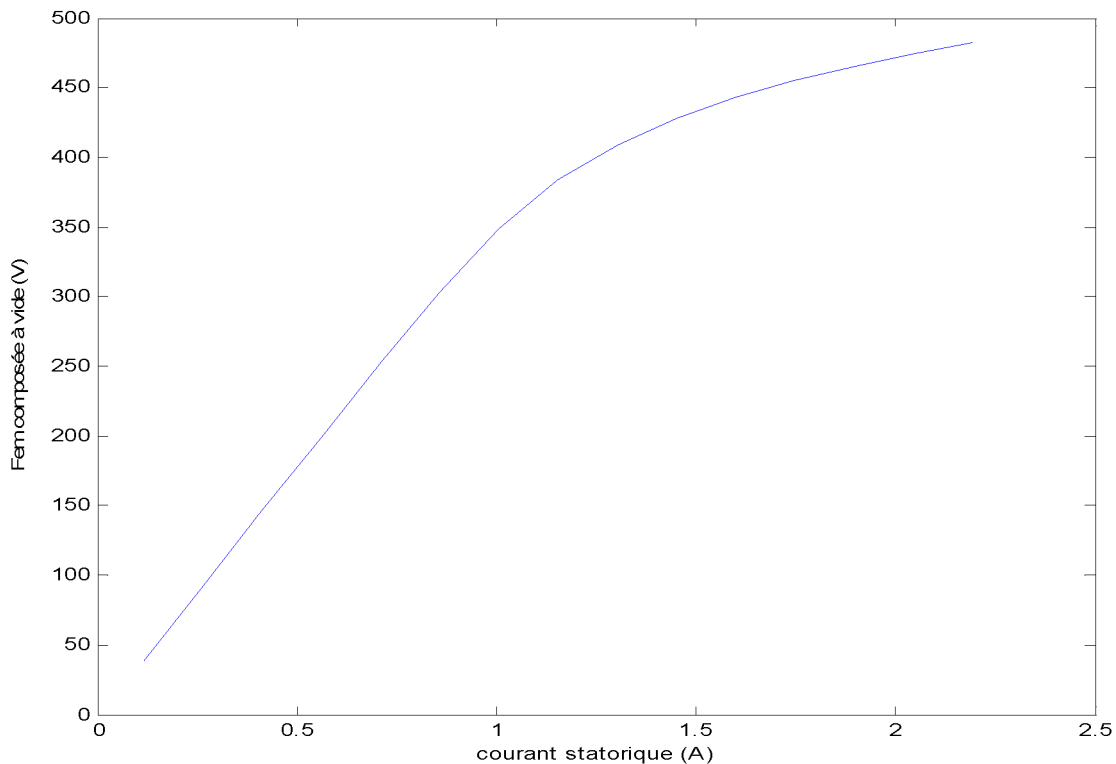


Figure IV.9 : FEM entre phase à vide en fonction du courant statorique

### IV.3.3 Énergie magnétique

Le calcul de l'énergie magnétique totale est donné par [11] :

$$W_m = \int_{vol} \int_0^B H \cdot dB \cdot dvol \quad (IV.10)$$

Avec:

$W_m$  : Energie magnétique totale de la machine [J] ;

$H$  : Le champ magnétique [A/m] ;

$B$  : L'induction magnétique [T].

La relation IV.7 ne peut pas être utilisée. Sa valeur devient faible avec la saturation et ne peut plus être utilisée pour le calcul de l'inductance de magnétisation. Par contre l'énergie apparente :

$$W_{AJ} = \int_{vol} A \cdot J \cdot dvol \quad (IV.11)$$

$W_{AJ}$ , peut être utilisée pour estimer l'inductance de magnétisation de la machine.

Avec :

$W_{AJ}$  : Intégral de(A.J) [J] ;

$A$  : Potentiel vecteur [Wb/m] ;

$J$  : Densité de courant [A/mm<sup>2</sup>].

On remarque aussi que :

$$W_{AJ} = W_m + W'_m \quad (IV.12)$$

Où :

$W'_m$  : est la Co-énergie magnétique exprimée par la relation suivante :

$$W'_m = \int_{vol} \int_0^B B \cdot dH \cdot dvol \quad (IV.13)$$

Pour les faibles courants :  $W'_m = W_m = W_{AJ} / 2$

La figure IV.10 montre une confirmation pour cette remarque ou l'inductance de magnétisation est calculée selon trois méthodes différentes. En utilisant le flux magnétique ou l'énergie, la figure IV.8, donne une valeur correcte de l'inductance apparente.

$$L_m = \frac{2}{3} \cdot \frac{W_{AJ}}{I_0^2} \quad (\text{IV.14})$$

Au contraire l'utilisation de l'énergie donnée par la relation IV.7, l'inductance obtenue n'a pas de sens. La figure IV.10 montre l'énergie magnétique en fonction du courant statorique. Il utile de noter qu'un différent calcul engendre un résultat différent dans la zone de saturation.

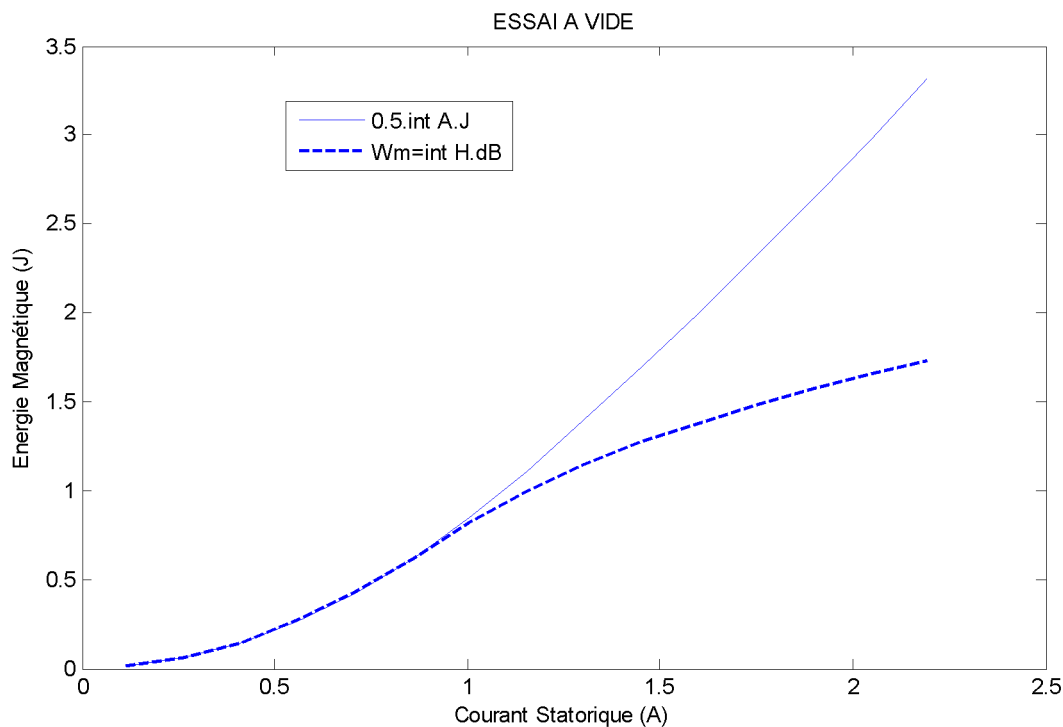


Figure IV.10 : Energie et Co énergie en fonction du courant statorique

#### IV .3.4 Calcul de l'inductance de magnétisation

A partir de flux magnétique :

$$L_m = \frac{\Phi_{moy}}{I_0} \quad (\text{IV.15})$$

A partir de l'énergie magnétique :

$$L_m = \frac{2}{3} \left( \frac{2W_m}{I_0^2} \right) \tag{IV.16}$$

A partir de l'intégral de A.J :

$$L_m = \frac{2}{3} \left( \frac{W_{AJ}}{I_0^2} \right) \tag{IV.17}$$

La figure IV.11 montre le flux magnétique et l'inductance de magnétisation en fonction du courant statorique.

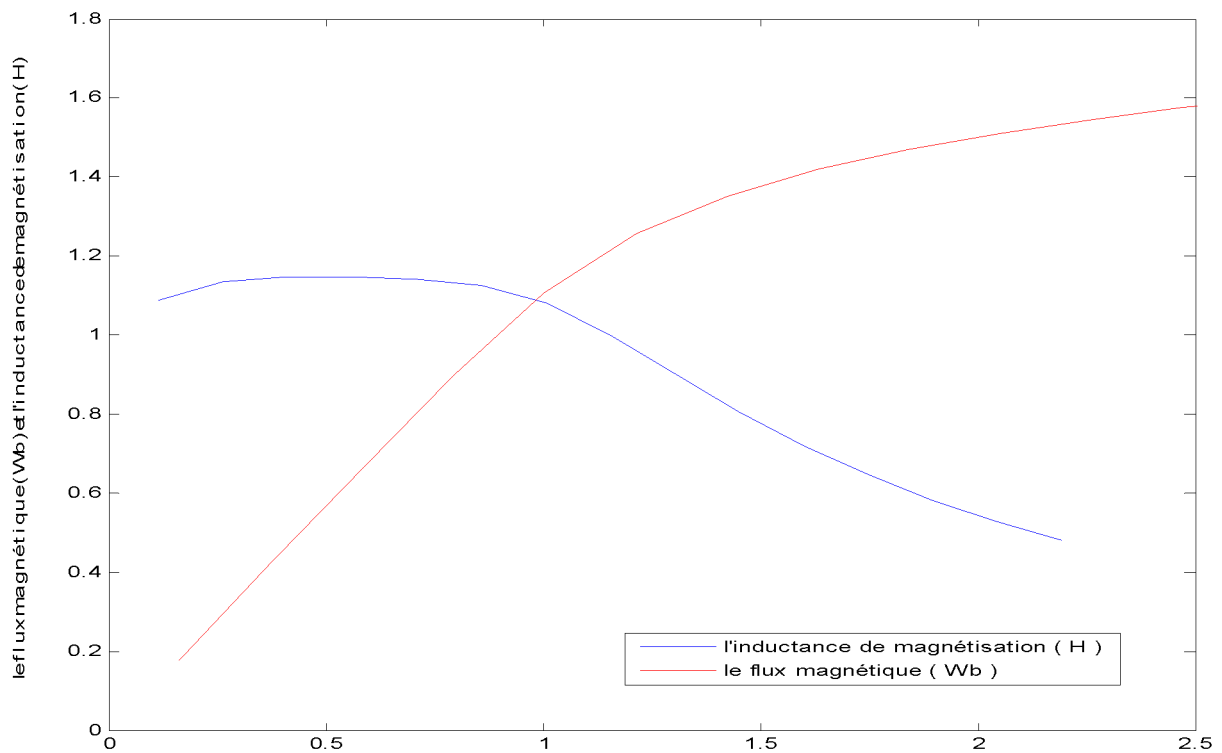


Figure IV.11 : Flux magnétique et inductance de magnétisation en fonction de courant statorique

Par contre, la figure IV.12 illustre l'inductance de magnétisation en fonction du courant statorique selon les trois méthodes utilisées.

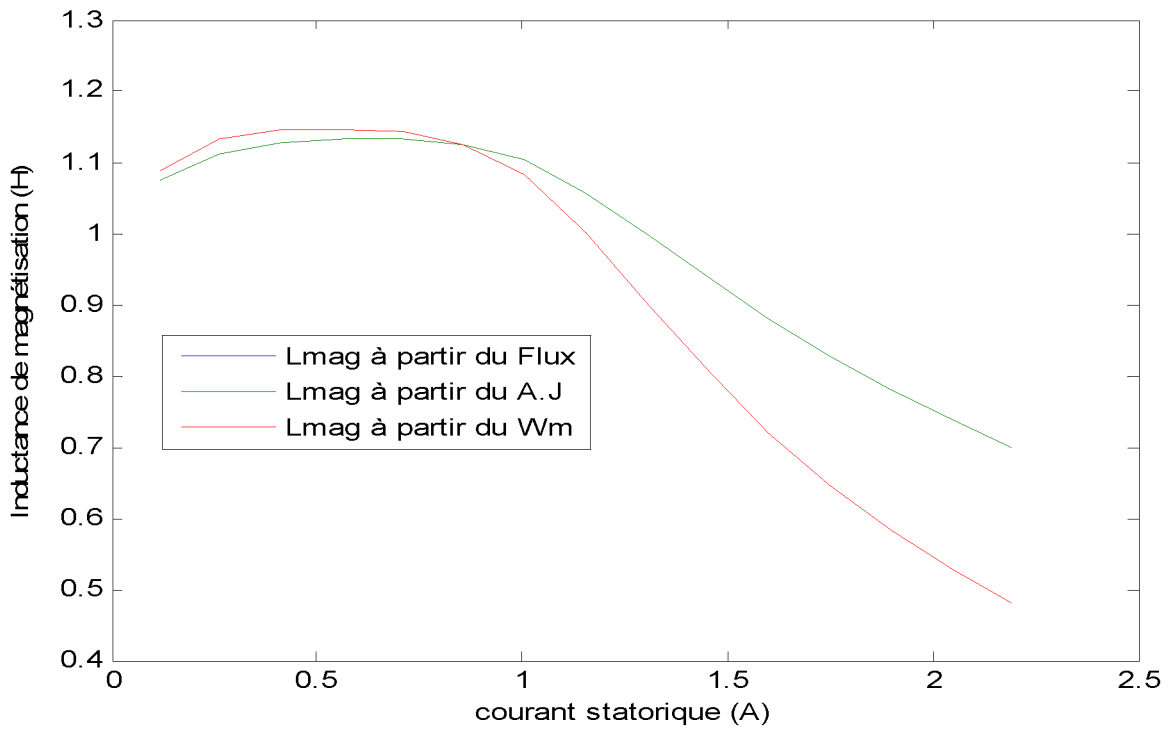


Figure IV.12 : Inductance de magnétisation en fonction du courant statorique

### VI.3.5 Résistance de magnétisation

L'induction magnétique dans les dents statorique  $B_{dent}$  et dans la culasse statorique  $B_{cul}$  est relevée à partir de la solution de la distribution du champ magnétique dans la machine à vide comme le montre la figure IV.13. L'induction magnétique dans la trajectoire du fer est calculée pour estimer les pertes fer. Ces pertes sont symbolisées par une résistance  $R_m$  donnée par la relation suivante :

$$R_m = \frac{3.E_0}{P_{fer}} = \frac{3.\omega.\varphi_{moy}}{P_{fer}} \tag{IV.18}$$

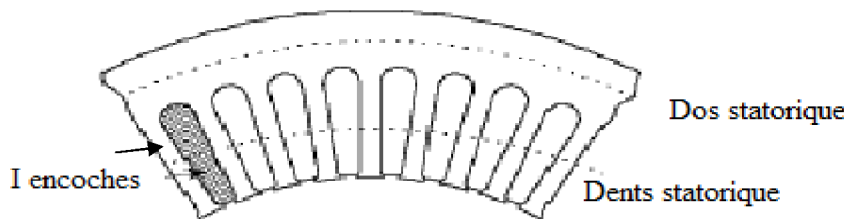


Figure IV.13 : Trajectoire pour le calcul de l'induction magnétique

L'induction magnétique B dans la culasse statorique est montrée par la figure IV.14.

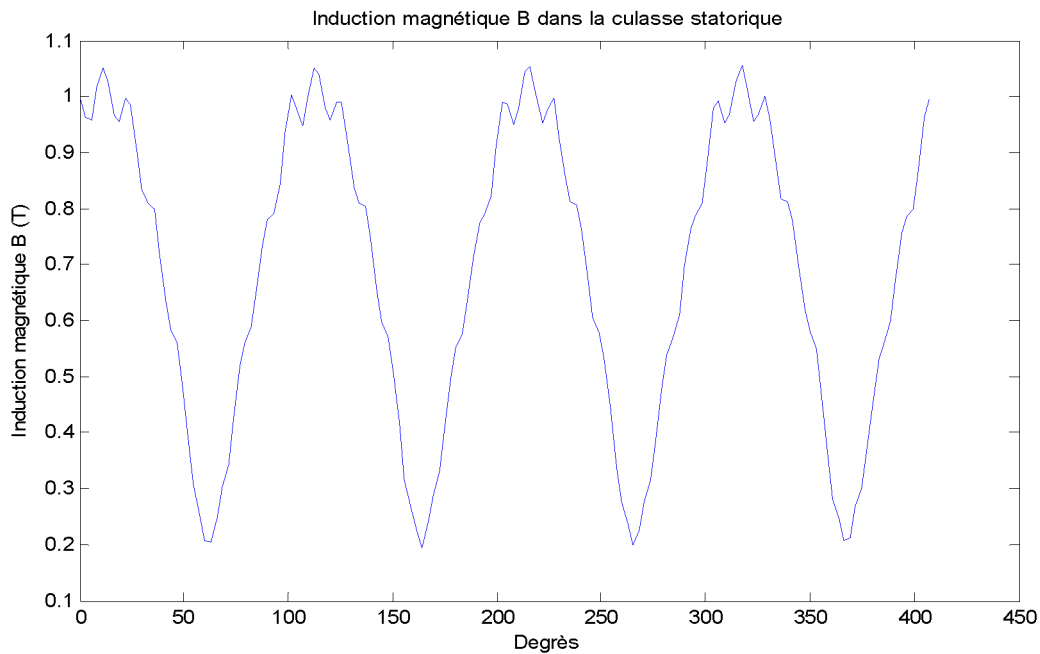


Figure IV.14 : Répartition de l'induction magnétique dans la culasse statorique

La densité de pertes fer dans la culasse statorique est illustrée par la figure IV.15.

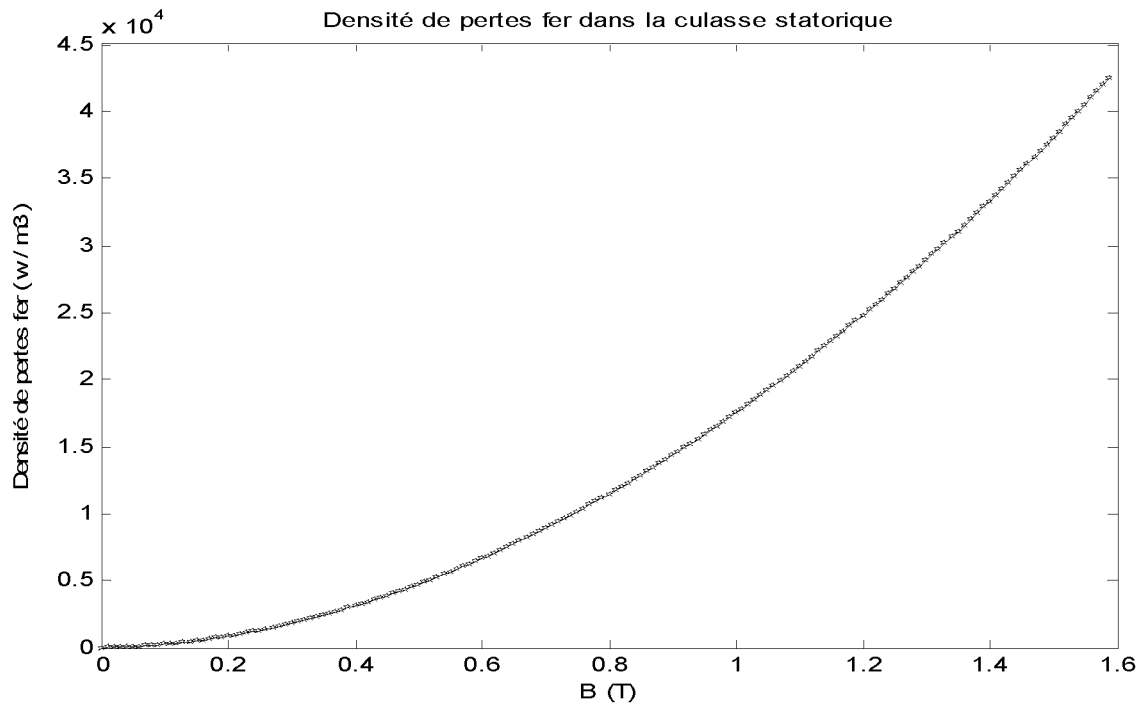


Figure IV.15 : Densité de pertes fer dans la culasse statorique

La figure IV.16 montre l'allure de la résistance magnétisante en fonction du courant statorique.

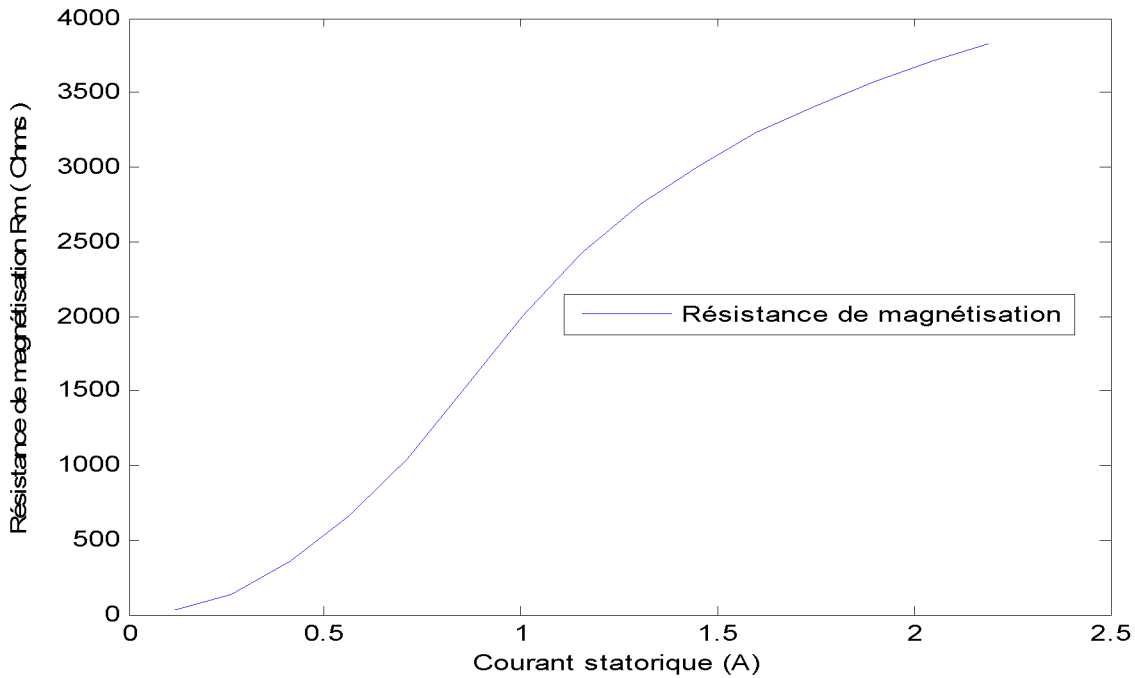


Figure IV.16 : Résistance présentant les pertes fer en fonction du courant statorique

#### IV.4 Essai à rotor bloqué

L'essai est effectué on supposant un rotor bloqué et on imposant un courant constant dans les encoches statorique. Une série de simulation est effectuée à fréquence variable de telle manière à voir la dépendance des paramètres du rotor sur la fréquence de fonctionnement. Dans ces simulations, le fer est supposé être linéaire, l'inductance de magnétisation correspondante du circuit équivalent de la figure IV.24 est fixée à sa valeur linéaire. Cette hypothèse n'affecte pas le calcul, puisque l'objectif principal est de calculer les paramètres du rotor [10]. La fréquence de simulation est la fréquence rotorique  $f_r = g \cdot f_s$ , l'étude magnétodynamique est effectuée.

$$\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = J_{sz} - j\omega_r \sigma A_z \tag{IV.19}$$

$\omega_r$  : Pulsation rotorique [rd/s] ;

$\sigma$  : Conductivité électrique [MS/m] ;

$A_z$  : Potentiel vecteur magnétique [Web/m].

A partir de chaque analyse par élément finis, les grandeurs suivantes sont calculées :

- $f$  (Hz)                      fréquence de marche
- $I_s$  (A)                        courant statorique
- $\phi_a$  (Vs)                      flux magnétique de la phase A (nombre complexe)
- $\phi_b$  (Vs)                      flux magnétique de la phase B (nombre complexe)
- $\phi_c$  (Vs)                      flux magnétique de la phase C (nombre complexe)
- $T$  (Nm)                        couple magnétique
- $P_{jr}$  (W)                      pertes Joule rotorique
- $W_m$  (J)                        énergie magnétique
- $W_{AJ}$  (J)                      Intégrale de (A.J)
- $W'_m$  (J)                      Co-énergie magnétique

**IV.4.1 Courants**

Les courants sont assignés en introduisant une notation complexe [11].

Phases	Courant	Phases	Courant
A	$+\sqrt{2}I_{eff}$	-A	$-\sqrt{2}I_{eff}$
B	$-\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff} - j\frac{\sqrt{6}}{2}I_{eff}$	-B	$+\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff} + j\frac{\sqrt{6}}{2}I_{eff}$
C	$-\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff} + j\frac{\sqrt{6}}{2}I_{eff}$	-C	$+\frac{\sqrt{2}}{2}I_{eff} - j\frac{\sqrt{6}}{2}I_{eff}$

La finesse du maillage est choisie dans les régions des barres rotorique où les courants sont induits et aussi bien dans l'entrefer. La figure IV.17 montre le maillage de la machine à rotor bloqué.

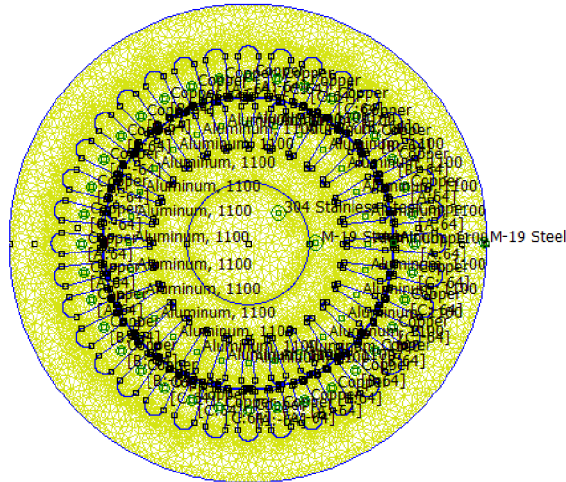


Figure IV.17 : Maillage durant l'essai à rotor bloqué

Comme l'exemple, la figure IV.18 montre la densité de flux magnétique durant un essai à rotor bloqué pour la fréquence de 50 Hz.

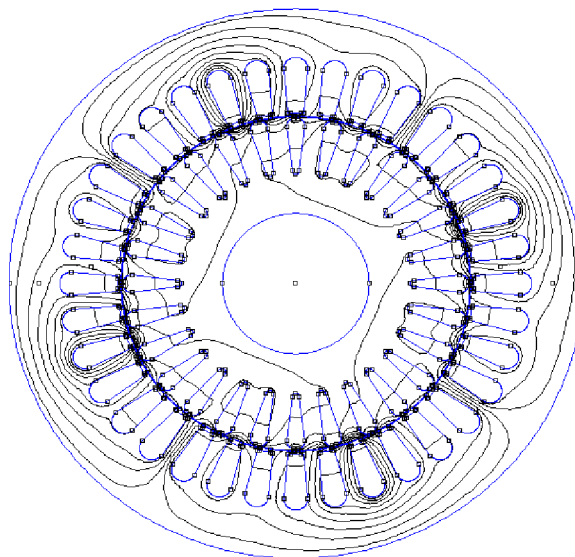


Figure IV.18 : Répartition des lignes équipotentielles à rotor bloqué (f=50 Hz)

#### IV. 4. 2 Energie magnétique

En utilisant les mêmes expressions que dans l'essai à vide, on calcul respectivement les quantités : énergie magnétique totale, Co-énergie et énergie apparente, les figures IV.19 et IV.20 montre respectivement l'énergie et la Co-énergie magnétique calculée de différentes façons.

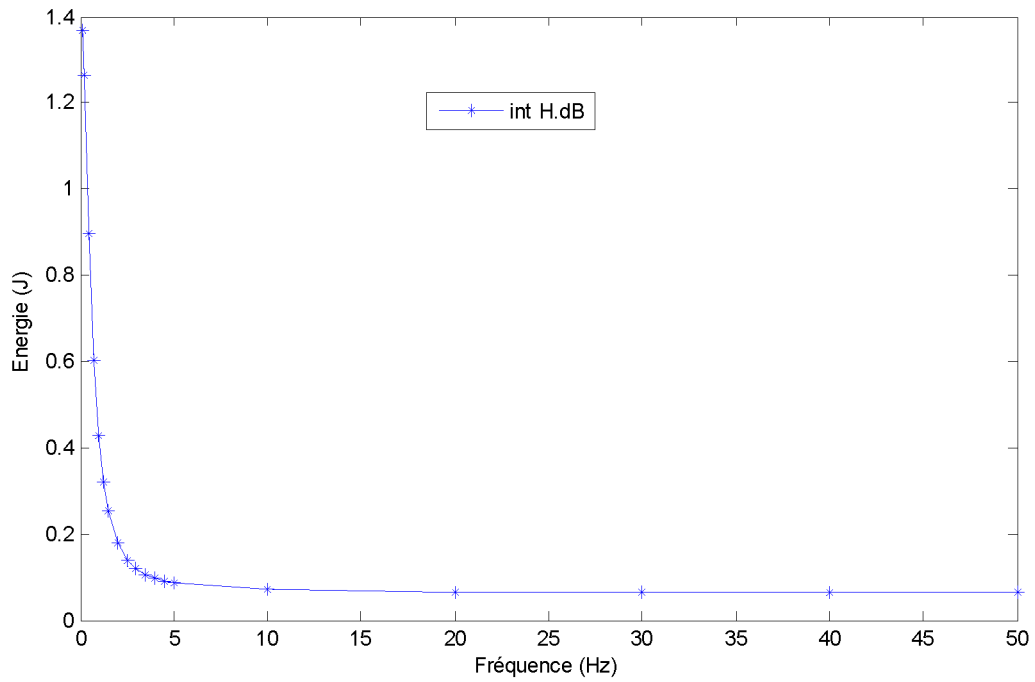


Figure IV.19 : Energie magnétique en fonction de la fréquence

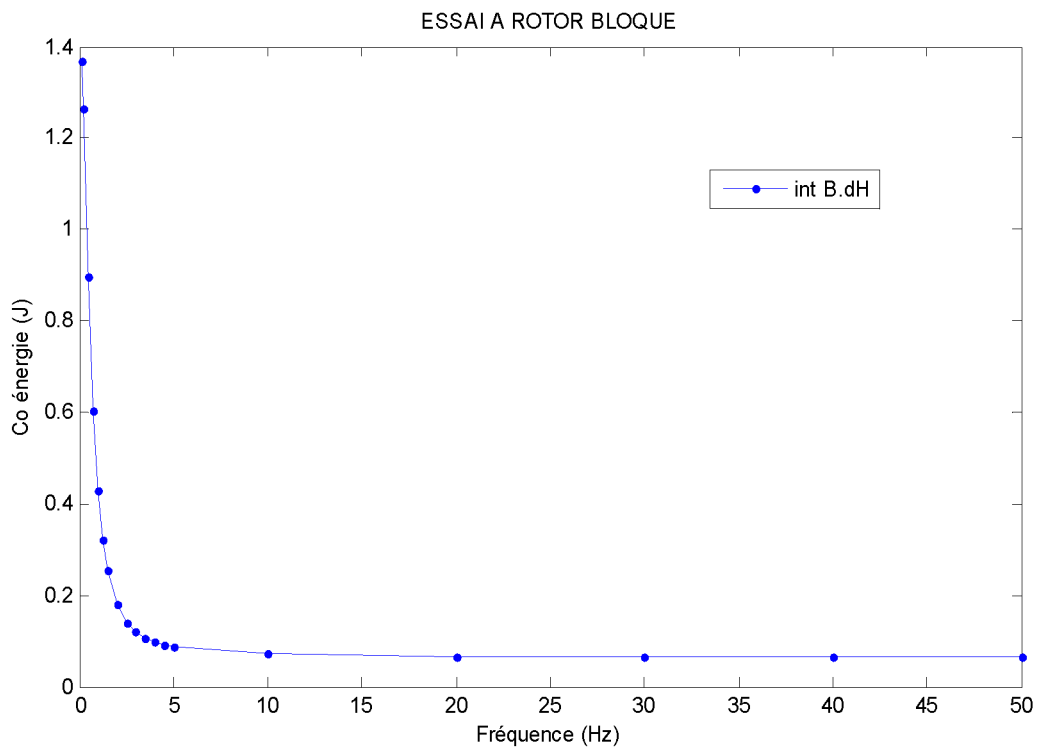


Figure IV.20 : Co-énergie magnétique en fonction de la fréquence

Dans ce cas, le moteur travaille dans des conditions de fonctionnement linéaire de telle sorte que le calcul aboutit au même résultat.

#### IV.4.3 Pertes Joule rotorique

La figure IV.21 montre l'évolution du couple en fonction de la fréquence rotorique déterminés avec deux méthodes différentes (Tenseur de Maxwell et pertes Joule rotorique). Le Tenseur de Maxwell est déterminé le long de contour de l'entrefer. Le couple est aussi proportionnel à la puissance transférée du stator au rotor. Il est égal au rapport entre les pertes Joule rotorique et la vitesse de synchronisme du moteur.

En sélectionnant les barres rotorique, les pertes Joule sont calculées [11] :

$$P_{jr} = \frac{1}{2\sigma_{al}} L_s \int S_{al} J_z^* dS \quad (IV.20)$$

Où :

$P_{jr}$  : Pertes joule rotorique [W] ;

$J_z$  : Densité de courant dans une barre rotorique [A/mm<sup>2</sup>] ;

$J_z^*$  : Conjugué de  $J_z$  [A/mm<sup>2</sup>] ;

$\sigma_{al}$  : Conductivité de l'aluminium constituant la barre rotorique [MS/mm] ;

$L_s$  : Longueur du stator [mm].

#### IV.4.4 Couple

En sélectionnant le rotor, le couple est calculé [12] :

- A partir du Tenseur de Maxwell :

$$T = L_s \oint_{\text{entrefer}} \frac{B_x \cdot B_y}{\mu_0} dl \quad (IV.21)$$

Avec :

$T$  : Couple [Nm] ;

$B_x$  : Induction radiale dans l'entrefer [T] ;

$\mu_0$  : Perméabilité du vide

- Par les pertes Joule rotorique :

$$T = \frac{P_{jr}}{2\pi \cdot f / p} \quad (\text{IV.22})$$

Avec :

$P_{jr}$  : Pertes Joule rotorique [W] ;

$f$  : Fréquence adoptée dans la simulation [Hz] ;

$P$  : Nombre de paire de pôles.

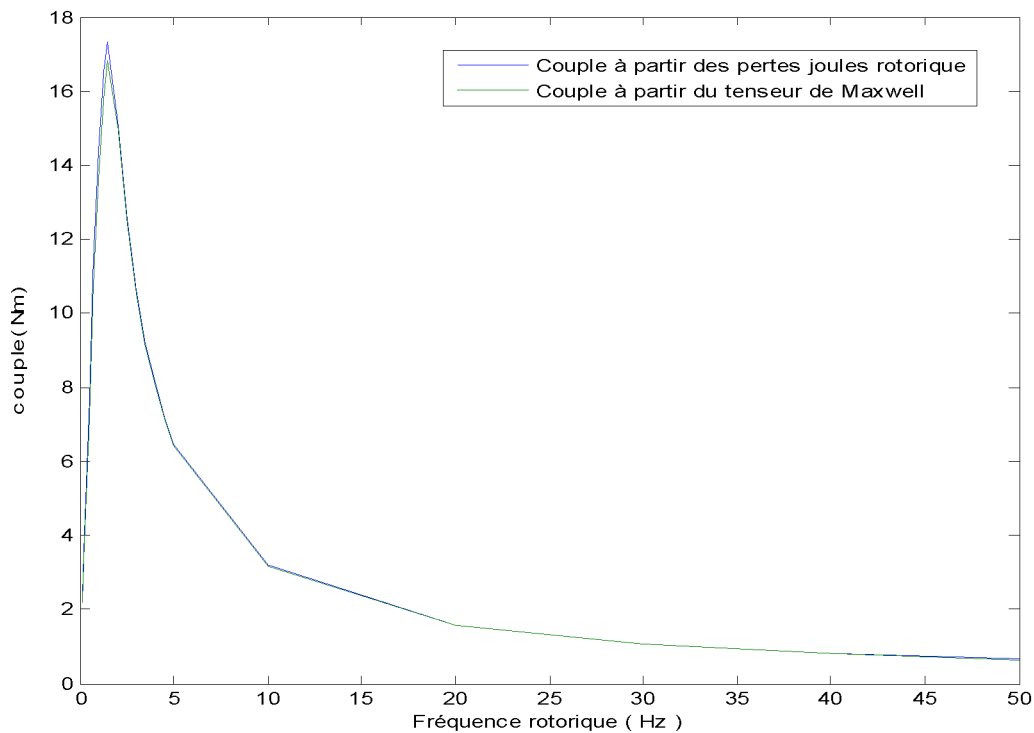


Figure IV.21 : Couple en fonction de la fréquence rotorique

#### IV.4.5 Paramètres rotorique

Le circuit équivalent correspondant pour la simulation à rotor bloqué est illustré sur la figure IV.22

Les paramètres du rotor,  $R_{eq}$  et  $L_{eq}$  sont déterminés à partir d'une simulation à rotor bloqué correspondant à chaque fréquence de fonctionnement  $f_r$ , sont montrés par la figure IV.23 et IV.24.

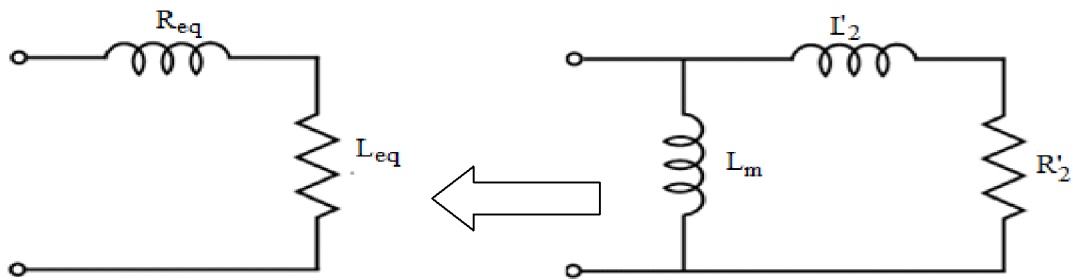


Figure IV.22 : Circuit équivalent sous l'essai à rotor bloqué

En se référant à la figure IV.22 et à partir de l'équivalence des deux circuits, on aura :

$$L_2 = \frac{L_m \left( L_{eq} (L_m - L_{eq}) - \left( \frac{R_{eq}}{W} \right)^2 \right)}{(L_m - L_{eq})^2 + \left( \frac{R_{eq}}{W} \right)^2} \quad (IV.23)$$

$$R_{eq} = \frac{R_{eq} (L_m + L_2)}{L_m - L_{eq}} \quad (IV.24)$$

Où :

$W$  : Vitesse de synchronisme [tr/mn] ;

$L_2$ : L'inductance de fuite totale du modèle à deux dimensions ramenée au stator [H] ;

$R_{eq}$ : Résistance équivalente d'une barre rotorique [ $\Omega$ ] ;

$L_{eq}$ : L'inductance équivalente du rotor [H].

On remarque que l'inductance de fuite du stator et celle du rotor ne peuvent pas être séparée.

Les paramètres équivalents sont calculés comme suit [11] :

- La résistance équivalente est calculée à partir des pertes Joule rotorique

$$R_{eq} = \frac{P_{jr}}{3.I^2} \quad (IV.25)$$

- L'inductance équivalente est calculée à partir de l'énergie magnétique

$$L_{eq} = \frac{2.W_m}{3.I^2} \quad (IV.26)$$

Où :

$I$  : le courant efficace utilisé durant la simulation [A].

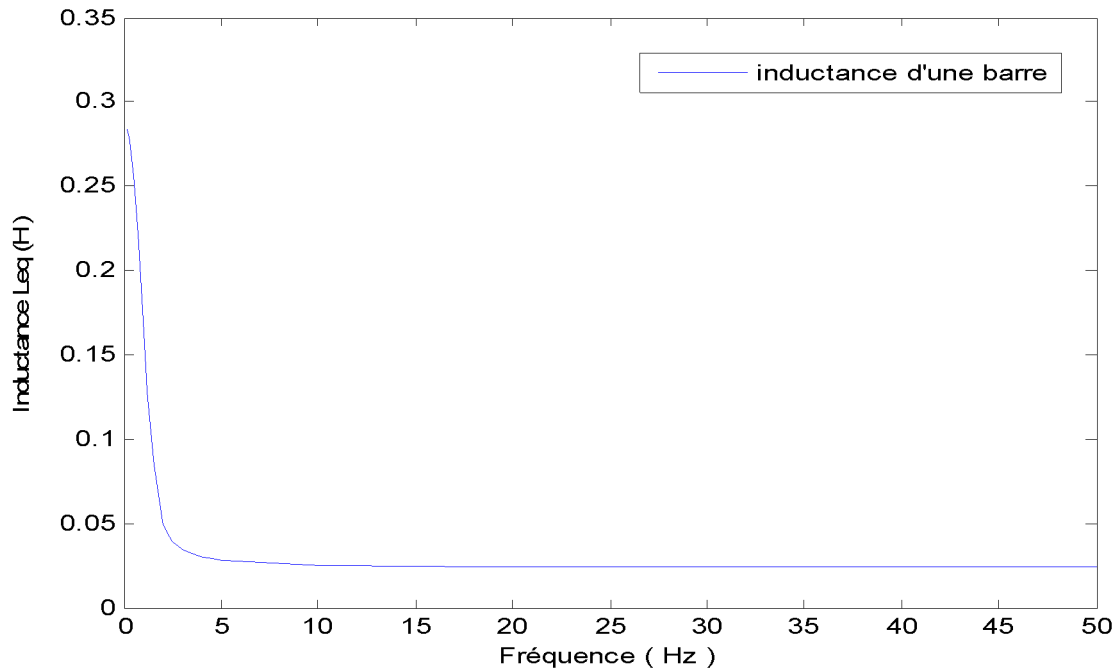


Figure IV.23 : Inductance du rotor obtenue à partir de la simulation à rotor bloqué

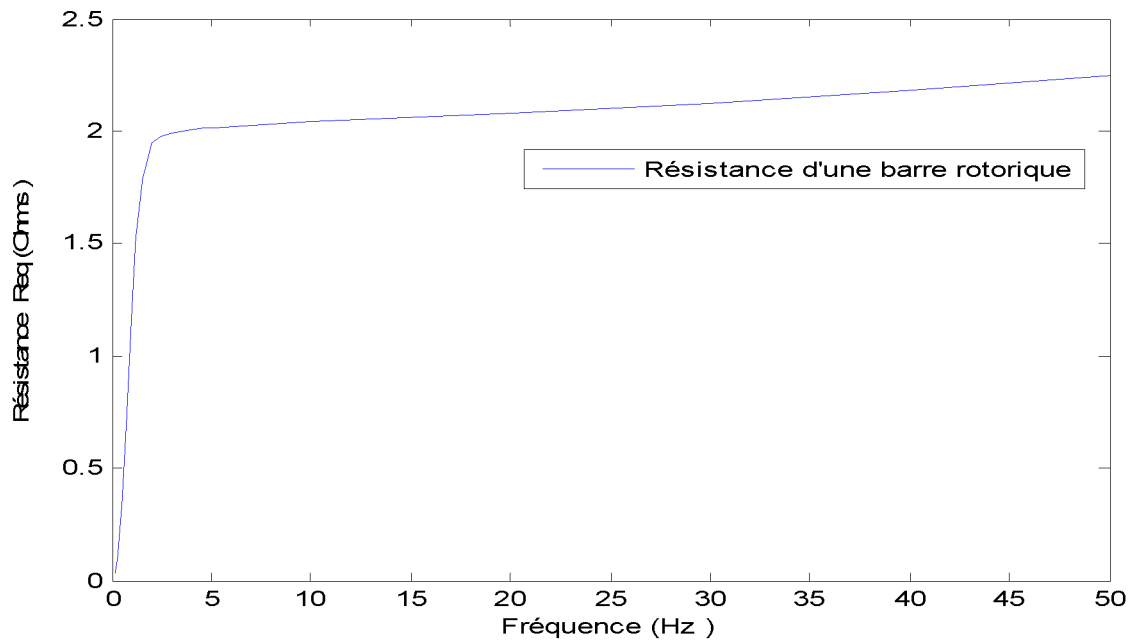


Figure IV.24 : Résistance du rotor obtenue à partir de la simulation à rotor bloqué

## IV.5 Calcul tridimensionnel

Les paramètres du moteur calculés avec la méthode des éléments finis sont introduits dans le circuit électrique équivalent. Ce dernier est complété en introduisant les paramètres qui ne sont pas calculés par la méthode des éléments finis. Comme précédemment, la résistance statorique, résistance des anneaux de court circuit, les inductances de fuite des têtes de bobines et les anneaux de court circuit sont calculés.

### IV.5.1 Résistance statorique

La résistance normalisée du stator est calculée comme suit [12] :

$$R_1 = \rho.C_u \cdot \left( \frac{1}{K_{fill} \cdot S_{enc}} \right) \left( \frac{Z_s}{3} \right) \left( \frac{L_{tot}}{L_s} \right) \quad (IV.27)$$

$$L_{tot} = L_s + L_{tet} \quad (IV.28)$$

$$L_{tet} = \frac{y_q \cdot \pi \cdot D_e}{Z_s} \quad (IV.29)$$

On aura, donc [12] :

$$\frac{L_{tot}}{L_s} = \left( 1 + \left( \frac{y_q}{Z_s} \right) \left( \pi \frac{D_e}{L_s} \right) \right) \quad (IV.30)$$

Où :

$Z_s$  : Nombre d'encoches au stator ;

$L_{tot}$  : Longueur totale d'un conducteur [mm] ;

$L_{tet}$  : La longueur des têtes de bobine [mm] ;

$y_q$  : L'ouverture de la bobine (en nombre d'encoches) ;

$D_e$  : Diamètre extérieur du rotor [mm] ;

$L_s$  : Longueur axiale [mm] ;

$\rho$  : Résistivité électrique dans le stator [ $\Omega.m$ ].

### IV.5.2 Inductance de fuite des têtes de bobine

Une relation semi-empirique est utilisée pour calculer l'inductance de fuite des têtes de bobines [12] :

$$L_{tet} = \mu_0 \cdot q^2 \cdot \left( \pi \cdot \frac{D_e}{L_s} \right) \lambda'_{tet} \quad (IV.31)$$

Avec :

$q$  : Nombre d'encoches par pole et par phase ;

$\lambda'_{tet}$  : Perméabilité spécifique qui peut être approché par  $\lambda'_{tet} = 0.5$  [12] ;

$\mu_0$  : Perméabilité magnétique à vide.

### IV.5.3 Résistance des anneaux de court-circuit

La résistance des anneaux de court-circuit est considérée comme un incrément à la résistance des barres rotorique en introduisant un facteur correctif  $K_{ann}$  comme suit : [12]

$$R'_2 = R_{r,bar} \cdot (1 + K_{ann}) \quad (IV.32)$$

Avec:

$$K_{ann} = \frac{2 \cdot Z_r \cdot D_r \cdot S_{bar}}{\pi \cdot (2P)^2 \cdot L_s \cdot S_{ann}} \quad (IV.33)$$

Où :

$Z_r$  : Nombre d'encoches rotorique ;

$D_r$  : Diamètre moyen des anneaux du court-circuit [mm] ;

$S_{bar}$  : Section droite de la barre rotorique [mm<sup>2</sup>] ;

$R_{r,bar}$  : Résistance des anneaux de court-circuit [ $\Omega$ ] ;

$K_{ann}$  : Un facteur correctif ;

$S_{ann}$  : Section des anneaux de court-circuit [mm<sup>2</sup>] ;

$P$  : Nombre de paires de pôles.

Quelques fois la résistance de l'anneau est considérée comme une résistance supplémentaire de la barre rotorique. Dans la simulation par élément finis, la résistivité du conducteur est élevée par le facteur  $(1+K_{ann})$ . Cependant, comme le montre l'équation IV.35, la correction dépend de la longueur actuelle du moteur. Il est préférable de rajouter la résistance de l'anneau à la résistance de la barre rotorique dans le circuit électrique équivalent [12].

#### IV.5.4 Inductance de fuite des anneaux de court-circuit

L'inductance de fuite des anneaux de court-circuit est donnée par [12] :

$$L_{f,ann} = \mu_0 \cdot K_r \cdot \left( \frac{K_{enr}}{K_{incl}} \right) \cdot q^2 \cdot \left( \frac{\pi \cdot D_r}{L_s} \right) \quad (IV.34)$$

Où :

$$K_r = \begin{cases} 0.36 & \text{Si } 2p = 2 \\ 0.18 & \text{Si } 2p > 2 \end{cases} \quad [12]$$

$K_{enr}$  : Facteur d'enroulement du stator ;

$K_{incl}$  : Facteur d'inclinaison des barres ;

$L_{f,ann}$  : est additionnée à l'inductance rotorique  $L_2$  calculée précédemment pour donner :

$$L_2' = L_2 + L_{f,ann} \quad (IV.35)$$

#### IV.5.5 Inclinaison des barres rotorique

L'inclinaison des barres est prise en compte en additionnant une inductance de fuite d'inclinaison à l'inductance de fuite du stator en réduisant l'inductance de magnétisation.

Ainsi,  $L_m$  est donnée par [12] :

$$L_m = (1 - K_{incl}^2) \quad (IV.36)$$

$$L_1 = L_{f,tet} + L_m \cdot K_{incl}^2 \quad (IV.37)$$

Les résultats obtenus des paramètres tridimensionnels sont inscrits dans le tableau III :

$R_1$ [ $\Omega$ ]	$R_{ann}$ [ $\Omega$ ]	$R_{r,bar}$ [ $\Omega$ ]	$L_{f,ann}$ [H]	$L_{f,tet}$ [H]
12	$7.23e^{-5}$	$6.39e^{-5}$	$3.75e^{-5}$	$1.42e^{-5}$

Tableau III : Résultats des paramètres 3-D

Les résultats obtenus par la méthode des éléments finis sont inscrits dans le tableau IV :

$R_1$ [ $\Omega$ ]	$X_1$ [ $\Omega$ ]	$R'_2$ [ $\Omega$ ]	$X'_2$ [ $\Omega$ ]	$R_m$ [ $\Omega$ ]	$X_m$ [ $\Omega$ ]
12	8.8	6.682	8.8	3500	170.54

Tableau VI : Résultats de la méthode des éléments finis

#### IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une combinaison de la méthode des éléments finis et un calcul analytique est proposée afin de déterminer les paramètres d'un moteur asynchrone à cage de puissance 2.2kW. La méthode des éléments finis 2-D sous environnement F.E.M.M est utilisée pour calculer les paramètres 2-D du moteur tandis que les paramètres tridimensionnels sont calculés analytiquement. Deux essais ont été simulés : un essai à vide et un essai à rotor bloqué. Qualitativement les résultats obtenus pour un moteur de 2.2 kW sont satisfaisant comparés aux résultats obtenus par les auteurs [10, 11,12].

**CHAPITRE V**  
**RESULTATS ET DISCUSSION**

## V.1 Introduction

Les paramètres électriques de la machine varient en fonction de son régime de fonctionnement. En effet les résistances statorique et rotorique sont influencées par l'élévation de la température et l'effet de peau pour les rotors à cage d'écureuil. Par contre les réactances de fuite et la réactance magnétisante sont très sensibles à l'état du circuit magnétique (saturation). Ces variations compliquent énormément l'utilisation de cette machine dans les systèmes de commande.

Dans ce chapitre, on va essayer de quantifier ces variations sur les performances d'un moteur asynchrone à cage de 2.2 kW. Pour ce faire. On va déterminer ces paramètres en menant une étude expérimentale utilisant la méthode classique qui consiste à conduire un essai à vide et un essai en court-circuit et puis en utilisant d'autres méthodes caractérisées de différentes équations et aussi la méthode des éléments finis qui est définie comme une technique numérique d'approximation des solutions des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physique et leurs conditions aux limites.

L'effet de variation des paramètres est étudié sur les caractéristiques du moteur en mettant l'accent sur les caractéristiques de couple en fonction de glissement.

## V.2 Discussion des résultats

### V.2.1 Méthodes classique

En utilisant les résultats obtenus de l'essai à vide, l'essai à rotor bloquée, un programme informatique sous environnement MATLAB est élaboré, nous à permit la détermination des paramètres du circuit électrique équivalent.

Les résultats ainsi obtenus par la méthode classique pour le moteur testé sont présentés dans le tableau suivant :

$P_{fer}[w]$	$P_m[w]$	$X_1[\Omega]$	$X'_2[\Omega]$	$R_m[\Omega]$	$X_m[\Omega]$	$R_1[\Omega]$	$R'_2[\Omega]$
180	40	8.7320	8.7320	2088.6	172.8298	7.63	6.7931

*Tableau V.1 : Résultats de la méthode classique*

### V.2.2 Autres méthodes d'identification des paramètres

Ces méthodes [6, 7] consistent à utiliser différents modèles basé sur des circuits électriques équivalents de la machine pour identifier ses paramètres. En élaborant un programme informatique sous environnement MATLAB, on détermine les différents paramètres du circuit électrique équivalent d'un moteur asynchrone à cage.

Les résultats obtenus sont présentées dans le tableau suivant :

paramètres	Méthode1	Méthode2	Méthode3	Méthode4	Méthode5
$R_1$	7.63	7.63	7.63	7.63	7.63
$X_1$	4.238	5.6234	6.6325	8.7	5.364
$R'_2$	7.9347	6.7931	6.2474	6.19	6.19
$X_m$	131.017	131.017	117.338	165	123.68
$R_m$	1067.9	1143.9	1137.4	1350	816.1

Tableau V. 2 : Résultats des méthodes analytique

### V.2.3 Méthode des éléments finis

L'objectif de cette méthode est de remplacer une méthode décrite dans un espace continu par un modèle discret équivalent en utilisant une approximation simple des variables inconnues sur des domaines, pour transformer les équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébrique dont la résolution fournit une solution approchée du problème.

Un programme informatique écrit en langage LUA sous environnement F.E.M.M 4.2, nous à permit d'obtenir les résultats présentés dans le tableau suivant :

$R_1(\Omega)$	$R'_2(\Omega)$	$X_1(\Omega)$	$X_m(\Omega)$	$R_m(\Omega)$
12	6.682	8.8	170.54	3500

Tableau V.3 : Résultats obtenus par la méthode des éléments finis

### V.3 Comparaison des méthodes

On peut calculer la différence entre les résultats de la méthode classique avec les autres méthodes par :

$$\text{Différence} = \left| \frac{\text{Valeur.classique} - \text{Valeur.calculé}}{\text{Valeur.classique}} \right| * 100 \quad [\%]$$

Cette différence est présentée dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	Méthode classique	Méthode1		Méthode2		Méthode3		Méthode4		Méthode5	
		Est	Err%	Est	Err%	Est	Err	Est	Err%	Est	Err%
R <sub>1</sub>	7.63	7.63	–	7.63	–	7.63	–	7.63	–	7.63	–
R <sub>2</sub>	6.7931	7.9347	-16.8	6.7931	0	6.2474	8.3	6.19	11.67	6.19	11.67
X <sub>1</sub>	8.732	4.238	51.46	5.6234	35.6	6.6325	24	8.7	0.36	5.364	38.57
X <sub>m</sub>	172.8298	131.017	24.19	131.017	24.19	117.338	32	165	4.53	123.68	28.43
R <sub>m</sub>	2088.6	1067.9	48.8	1143.9	45.23	1137.4	45.5	1350	35.36	816.1	60.925

Tableau V.4 : comparaison des résultats

Le tableau V.4, représente les résultats de calcul des différents paramètres du moteur asynchrone à cage par la méthode classique et les méthodes analytiques.

On remarque que, les résultats de la méthode 4 sont satisfaisants comparés aux résultats obtenus par les autres méthodes. Elle présente une bonne caractéristique du couple en fonction du glissement. Les différentes allures de couples obtenus par les différentes méthodes sont montrées dans la figure V.1.

Pour le point de fonctionnement nominal, le constructeur a donné la plaque signalétique suivante :

Moteur triphasé 50/60 Hz		LS 100L	IP 55
N° 8945/79			
2.2 KW		1430/1500 tr/min	
380 V	$\Delta$	5.2 A	
$\cos\varphi = 0.83$			

Pour le point de fonctionnement nominal du moteur indiqué par la plaque signalétique, le glissement nominal égale  $0.0466 = 4.66\%$ .

#### V.4 Interprétations des courbes

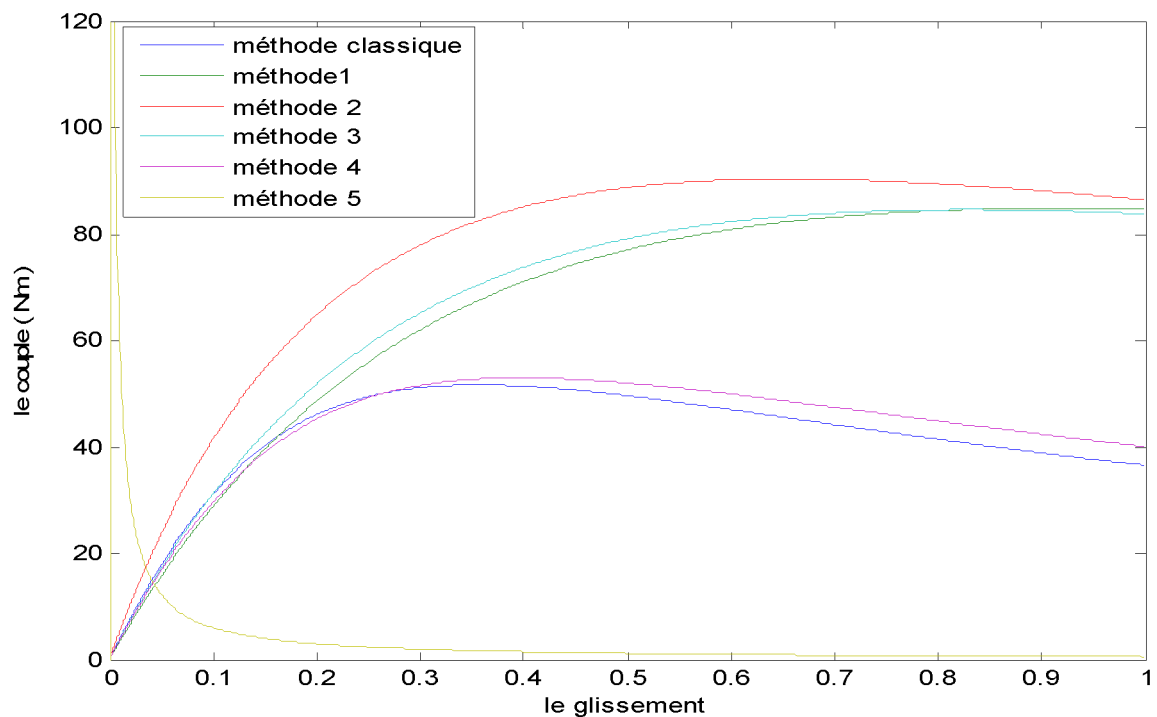
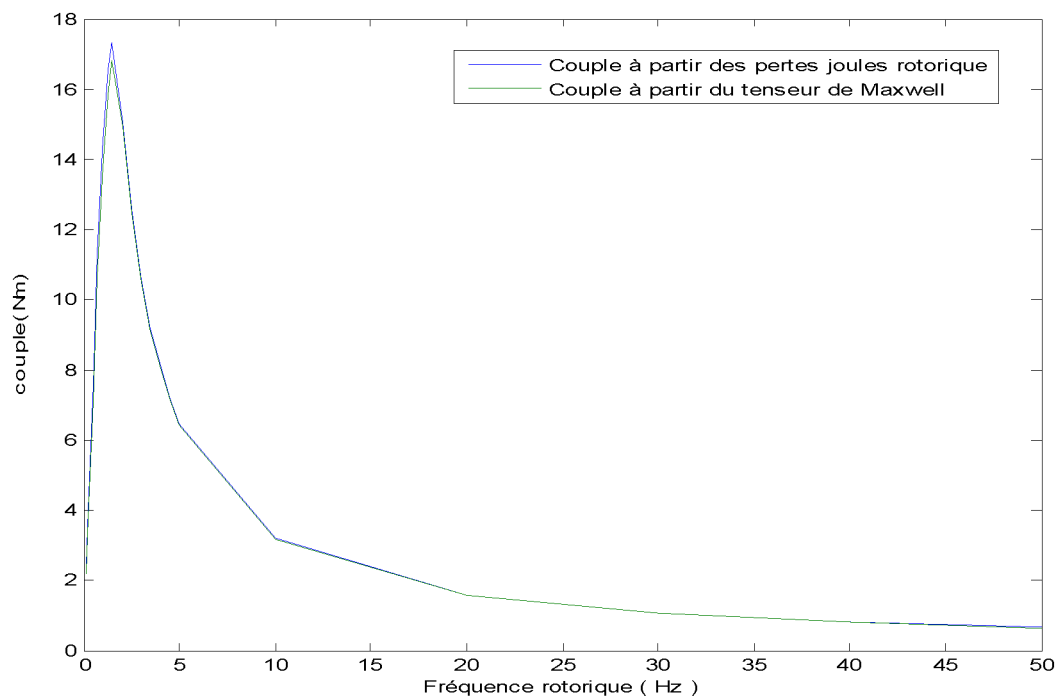


Figure V.1 : Evolution de couple en fonction de glissement



*Figure V.2 : Evolution de couple en fonction de fréquence*

En comparant les résultats issus des différentes méthodes avec les résultats obtenus par la méthode classique par rapport à la valeur du glissement nominale, on remarque qu'elles sont satisfaisantes coté du point de fonctionnement nominal.

La méthode des éléments finis est plus précise par rapport aux autres méthodes étudiées.

## V.5 Conclusion

Les grandeurs des différents paramètres obtenus par les différentes méthodes : classique, analytique et la méthode des éléments finis sous F.E.M.M 4.2 présentent une bonne concordance entre elles. Mais l'étude des performances nous montre que les paramètres électriques obtenus par la méthode des éléments finis sont plus précis comparativement aux résultats obtenus par la méthode classique.

## **CONCLUSION GENERALE**

## Conclusion générale

---

Le but de notre travail est consacré à l'identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil de puissance 2.2 kW. Une étude comparative a été élaborée entre : la méthode classique, méthodes analytique et la méthode des éléments finis. Pour valider les paramètres identifiés obtenus, nous avons fait un calcul des performances du moteur, qu'on a comparé aux caractéristiques du couple obtenus par les différentes méthodes.

Les grandeurs des paramètres obtenus par les trois méthodes sont satisfaisantes. Après l'étude des performances, on remarque que les paramètres calculés par la méthode des éléments finis sont plus précis, ceci est mis en évidence lors de la comparaison avec les essais expérimentaux.

Les deux méthodes : classique et analytique considèrent que les paramètres sont constants, ce qui n'est juste. En réalité la charge influe sur les paramètres par les différents phénomènes qui se manifestent dans la machine comme l'effet de peau, l'effet de température et l'effet de saturation, et donc les paramètres électriques varient en fonction de glissement.

Ce qu'on peut dire sur les paramètres obtenus par ces deux méthodes (classique et analytique) sont acceptable pour le fonctionnement nominal de la machine, et peuvent être utilisées dans d'éventuelles opérations sur la machine en question. Cependant, pour des applications où la précision est primordiale comme dans le cas de la commande de la machine asynchrone : il est préférable d'adopter d'autres méthodes plus précises et plus performantes comme la méthode fréquentielle, la méthode des éléments finis et d'autres méthodes d'identifications à l'heure actuelle.

La méthode des éléments finis adopte des applications où la précision est primordiale comme dans le cas de la commande de la machine asynchrone et l'identification des paramètres de moteur asynchrone à cage d'écureuil.

## Bibliographie

---

- [1] M.KOSTINKO, L.PIOTROVSKI « Machines électriques » Tome II. Edition Mir 1979.
- [2] R.PERRET « Entrainement électrique2 ». Edition Lavoisier 2007.
- [3] Mr, louni Amer,Allouchene madjid, « Identification des paramètres électriques de la Machine asynchrone à cage d'écureuil » Thèse de master- Université de mouloud Mammeri, 2011-2012
- [4] T.WILID , G.SYBILLE « Electrotechnique » 4<sup>ème</sup> Edition. Edition de Boeck 2005
- [5] Pedra, J. , Corcoles, F. ,”Estimation of motor double-cage Model Parameter From Manufacturer Data” ,IEEE Transactions on Energy conversion, June2004
- [6] Lindenmeyer D. ,Dommel H.W. ,Moshref A., Kundur P., “An induction motor Parameter estimation method” , International Journal of Electrical power &Energy Systems. May 2001
- [7] Haque M.H.”Estimation of 3-phase induction –motor parameters” , Electric power systems research, Apr1993
- [8] TAIEB- Taieb Brahimi Abdelhalim, "Contribution à la modélisation de la machine Asynchrone à cage par logiciel d'éléments finis 2D et 3D", Thèse de Docteur, Institut National Polytechnique de Grenoble, juin 1992.
- [9] VASSENT - Vassent Eric, "Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la Méthode des éléments finis", Thèse de Docteur, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 1990
- [10] G. Bertotti, “General properties of power losses in soft ferromagnetic materials,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 1, pp. 621–630, 1988.
- [11] N.Bianchi and L.Alberti « Finite element analysis of the induction motor »,Departement Of Electrical Engineering,University of Podova, June 1,2006
- [12] L.Albert,N.Bianchi,and S.Bolognani « A rapid prediction of IM performance using a Combined analytical and finite element analysis», in IEEE International Electric Machines &Drives Conference. (IEMDC'07), vol. 1, Antalya, Turkey, May 3-5 2007, PP. 334-340

## Bibliographie

---

- [13] S. Williamson and A. Smith, «Field analysis for rotating induction machines and its Relationship to the equivalent circuit », IEE proc, Pt. B, Elect. Power Application, vol.127, no.83-90, March 1980.
- [14] S. Williamson, A. Smith, M. Begg, and J. Smith, «General techniques for the analysis of induction machines using finite elements », in Proc. Of International Conference on Evolution and Modern Aspect of Induction Motors, Turin, Italy, July 8-11 1986, pp. 389 395.
- [15] S. Williamson and J. Ralph « Finite element analysis of an induction motor fed from a constant voltage source» ,IEE Proc, Pt. B , vol, 130, no. 1,pp. 18-24, Jan. 1983.
- [16] A. Arkkio, « Analysis of induction motors based on the numerical solution of the Magnetic field and circuit equations»,Ph.D. Thesis, Helsinki University of Technology,Helsinki, Finland, Laboratory of Electromechani, 1987, acta Polytechnica Scandinava, Electr.Eng. Series No.59.
- [17] N. Bianchi, S. Bolognani, and G. Comelato, « Finite element analysis of three-phase Induction motors: Comparison of two different approaches». IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pp. 1523-1528, Dec 1999.
- [18] Technique de l'ingénieur, traite sciences fondamentales « présentation générale de la méthode des éléments finis ».
- [19] G. Dhatt, G. Touzot, Une présentation de la méthode des éléments finis, MALOINE S.A. éditeur, Paris, 1981, 543 p.
- [20] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics (FEMM) : a free magnetics finite element Package for windows", <http://femm.foster-miller.net>.

## ANNEXE A

### ANNEXE A

#### A.1 Propriétés physique des principaux matériaux utilisés et caractéristiques de la machine étudiée

- **Résistivité électrique**

Cuivre :  $1.724 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

Aluminium :  $2.665 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

Fer :  $9.71 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

- **Coefficient de température**

Cuivre :  $3.93 \cdot 10^{-8} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Aluminium :  $4.46 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Fer :  $5.2 \text{ à } 6.2 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

Propriétés physiques des corps	masse volumique (Kg/m <sup>3</sup> )	Chaleur massique (J/Kg.°C)	Conductivité thermique (W/m.°C)
Acier	7750-7865	460-486	40-75
Cuivre	8954	383	386
Aluminium	2707	896	204
Tôles	7750-7865	460-486	-
Direction radiale	-	-	45-55
Direction axiale	-	-	1.97
Fonte	7272	420	52
Vernis isolant	1200	1250	0.15-0.86

Tableau A.1 : Propriétés physiques des principaux corps à 20 °C [2,58].

Température (°C)	Masse volumique (Kg/m <sup>3</sup> )	chaleur massique (J/Kg.°C)	Conductivité thermique (W/m.°C)	Viscosité dynamique (Kg/m.s)	Viscosité cinématique (m <sup>2</sup> /s)	Diffusivité thermique (m <sup>2</sup> /s)
0	1.2	1004	0.0242	$171 \cdot 10^{-7}$	$13 \cdot 10^{-6}$	$19 \cdot 10^{-6}$
20	1.16	1006	0.0258	$184 \cdot 10^{-7}$	$15.8 \cdot 10^{-6}$	$22 \cdot 10^{-6}$
100	0.9	1011.5	0.0318	$218 \cdot 10^{-7}$	$29 \cdot 10^{-6}$	$34 \cdot 10^{-6}$
200	0.72	1026	0.0387	$260 \cdot 10^{-7}$	$34 \cdot 10^{-6}$	$51 \cdot 10^{-6}$

Tableau A.2 : Propriétés physiques de l'air sec en fonction de la température.

## ANNEXE A

### A.2 Dimensions géométriques de la machine

Composante	Valeur	Unités
Diamètre extérieur	153	mm
Diamètre intérieur	145	mm
Longueur axiale	192	mm
Nombres d'ailettes	40	-
Hauteur de l'ailette	20	mm
Distance entre deux ailettes	10	Mm

Tableau A.3 : Dimensions de la Carcasse

Composante	Valeur	Unités
Diamètre extérieur	145	mm
Diamètre intérieur	88.5	mm
Diamètre intérieur de la culasse	119.53	mm
Longueur axiale	110	mm
Nombres d'encoches	36	-
Section de l'encoche	70.4	mm <sup>2</sup>
Epaisseur du caniveau d'encoche	0.225	mm
Nombres de brins actifs par encoche	64	-
Diamètre du conducteur nu	071	mm
Diamètre du conducteur isolé	0.753	mm
Section du cuivre dans l'encoche	25.34	mm <sup>2</sup>
Epaisseur de l'entrefer	0.25	mm
Classe d'isolation	F	-

Tableau A.4 : Dimension du stator

Composante	Valeur	Unités
Diamètre extérieur	88	mm
Diamètre extérieur de la culasse	57.75	mm
Diamètre de l'arbre	37	mm
Longueur axiale	110	mm
Nombre d'encoches	28	-
Section de l'encoche	45.33	mm <sup>2</sup>
Diamètre extérieur de l'anneau de court circuit	86.5	mm
Diamètre intérieur de l'anneau de court circuit	48	mm
Nombre d'ailettes à l'extrémité de l'anneau de court circuit	7	-

Tableau A.5 : Dimensions du rotor

## ANNEXE A

---

### A.3 Caractéristiques nominales de la machine

Toutes les données nous ont été communiquées par le constructeur ELECTRO-INDUSTRIES (EX ENEL-MEI-Azazga)

Caractéristiques	Valeurs	Units
Puissance utile	2.2	kW
Nombres de phases	3	-
Fréquence d'alimentation	50	Hz
Vitesse de rotation	1500	Tr/min
Glissement	4.66	%
Tension d'alimentation	380	V
Connexion des enroulements	Triangle ( $\Delta$ )	-
Courant absorbé	5.2	A
Facteur de puissance	0.83	-
Rendement	78	%
Résistance d'une phase au stator à 20°C	7.63	$\Omega$
Hauteur d'axe	100	mm
Couple nominal	15	N.m
Couple démarrage/Couple nominal	2.3	-
Couple Max/Couple nominal	2.6	-
Courant démarrage/Courant nominal	5.9	-

*Tableau A.6 : Caractéristiques nominales de la machine étudiée*

ANNEXE A

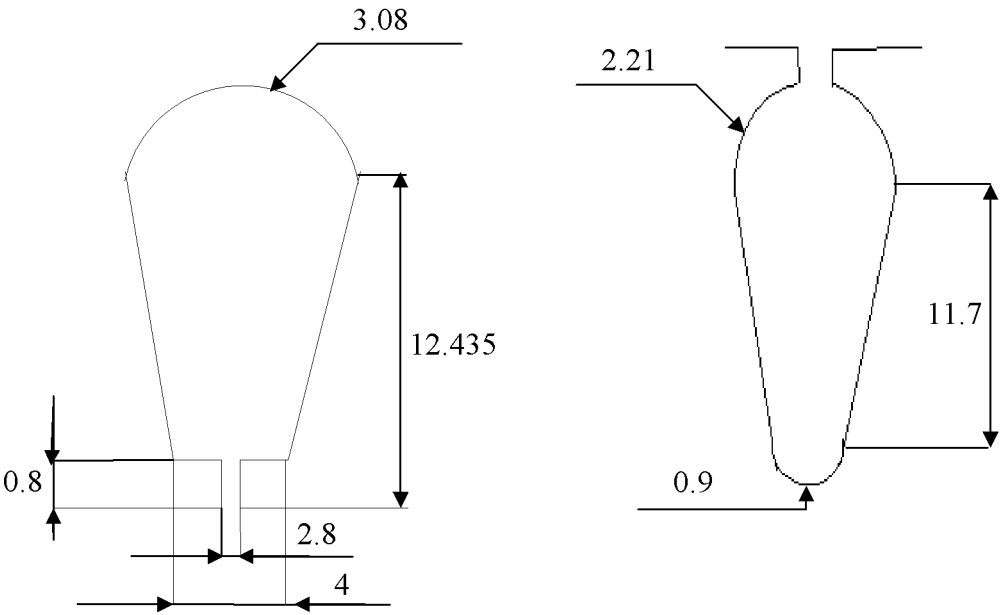


Fig.A.1 : Formes et dimensions des encoches

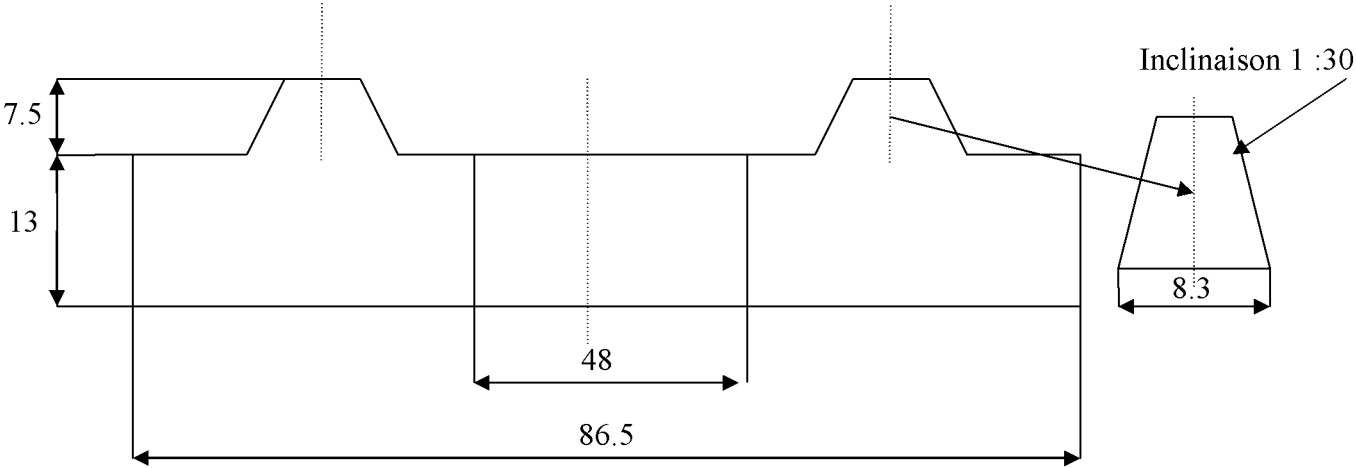
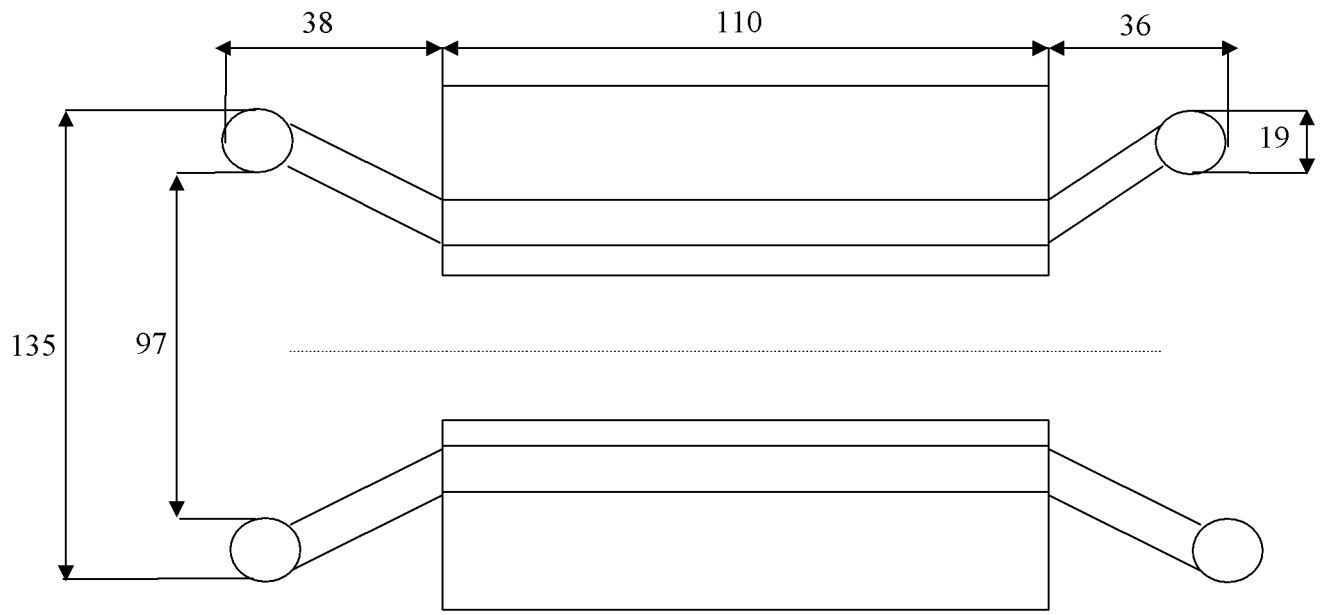
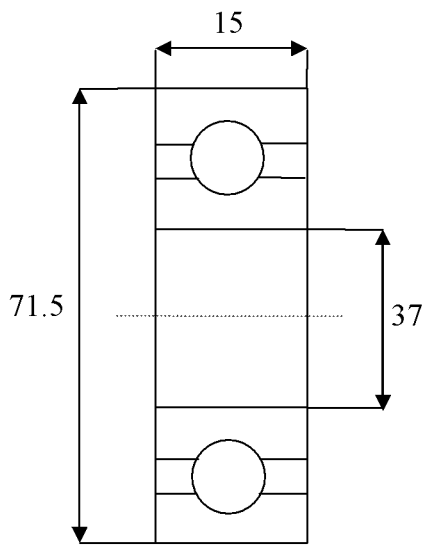


Fig.A.2 : Forme et dimensions de l'anneau de court circuit

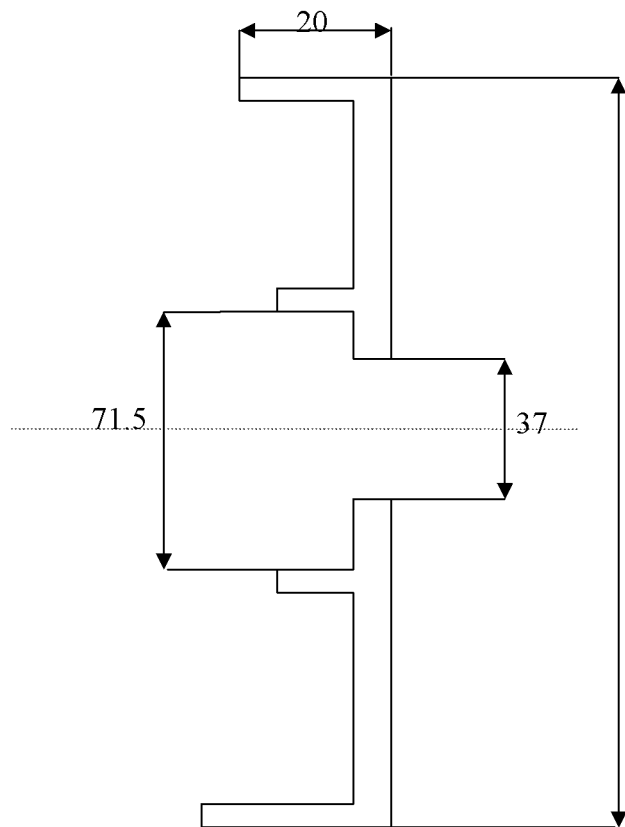
# ANNEXE A



(a)



(b)



(c)

Figure .A.3 : Dimensions des extrémités de la machine

a- Têtes de bobines

b- Roulement

c- Flasque