

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



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

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADIMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

**Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES**

*Présenté par*

**METROUH Mohamed**  
**MOUSSI Rafik**

Thème

# Identification d'une machine asynchrone à cage

*Mémoire soutenu publiquement le 11 juillet 2017 devant le jury composé de :*

**M Salah HADDAD**

Professeur, UMMTO, Président

**M<sup>me</sup> : Ferroudja BITAM-MEGHERBI**

Professeur, UMMTO, Encadreur

**M<sup>elle</sup> : Rahma KACHENOURA**

MCB, UMMTO, Co-Encadreur

**M Ahmed NAHI**

MA/A, UMMTO, Examineur

**M Madjid SI BRAHIM**

MCB, UMMTO, Examineur

# Remerciement

*Nous remercions en premier lieu Dieu le tout puissant pour nous avoir donné la force et la volonté d'accomplir ce travail.*

*On tenons à remercier très vivement **Madame Ferroudja BETAM ép.MEGHARBI** professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou et **Madame Rahma KACHENOURA** maître de conférences B à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, qu'elles nous ont accordé en nous proposant ce thème. Que toute notre gratitude lui soit exprimée pour avoir accepté de nous encadrer et encourager tout au long de ces travaux de mémoire ainsi que pour toute la documentation qu'elles ont mis notre disposition. A leur grande expérience scientifique et à leurs qualités humaines s'ajoute une capacité de prospection magique. Par leur disponibilité lors de mes différentes sollicitations et par leurs conseils, elles nous ont constamment guidé et formé. Nous leur serions toujours redevables.*

*Nous adressons nos plus vifs remerciements **Salah HADDAD** professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de présider le jury.*

*Nos remerciements vont également à tous les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de participer au jury, en l'occurrence :*

*Monsieur **Ahmed NAHI** Maitre-assistant classe A à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.*

*Monsieur **Madjid SI BRAHIM** maître de conférences classe B à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou*

*Nos remerciements vont également à tous les enseignants du département d'électrotechnique, pour leurs conseils précieux et leur qualité d'enseignement.*

*Nous exprimons notre profonde reconnaissance à nos parents pour leurs encouragements qui nous ont permis de finaliser ce travail.*

*Nous remercions tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, pour la réalisation de ce travail.*

# Dédicace

# Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Mes très chers parents qui m'ont toujours encouragé et soutenu

Mes sœurs et mon frère

Mon collègue et mon ami Rafik

A toute ma famille

Mes amis(es)

Mohamed METROUH

# Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Mes très chers parents qui m'ont toujours encouragé et soutenu

Surtout à ma mère la lumière de ma vie

Mon frère Yanis

Mes sœurs Lydia et Syla

Et surtout à mes grand-mère chérie (Fatma ep.Moussi)

Sadia eps YAHIAOUI

Aussi mes grand-père :

Moussi Rabah décédé

YAHIAOUI Hocine

A toute ma famille

Mes amis(es)

**Rafik MOUSSI**

# Sommaire

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
CHAPITRE I GENERALITE DE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	
<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>3</b>
<b>I.2 Constitution de la machine asynchrone.....</b>	<b>3</b>
<b>I.2.1 Stator.....</b>	<b>4</b>
<b>I.2.2 Le rotor.....</b>	<b>4</b>
<b>I.2.3 Les organes mécaniques.....</b>	<b>5</b>
<b>I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....</b>	<b>6</b>
<b>1.4 Vitesse synchrone.....</b>	<b>7</b>
<b>I.5 Champ tournant.....</b>	<b>7</b>
<b>I.6 La vitesse de glissement.....</b>	<b>7</b>
<b>I.7 Le glissement.....</b>	<b>7</b>
<b>I.8 La fréquence rotorique.....</b>	<b>8</b>
<b>I.9 Les différents régimes de fonctionnement de la machine asynchrone.....</b>	<b>8</b>
<b>I.10 Le démarrage.....</b>	<b>9</b>
<b>I.10.1 Démarrage étoile triangle.....</b>	<b>9</b>
<b>I.10.2 Démarrage autotransformateur.....</b>	<b>10</b>
<b>I.10.3 Insertion des résistances statorique.....</b>	<b>10</b>
<b>I.10.4 Démarrage par gradateur de tension.....</b>	<b>10</b>
<b>I.10.5 Utilisation d'un onduleur de tension.....</b>	<b>10</b>
<b>I.11 Bilan de puissance.....</b>	<b>10</b>
<b>I.11.1 La puissance électrique absorbée.....</b>	<b>11</b>
<b>I.11.2 Les pertes par effet joule dans le stator.....</b>	<b>11</b>
<b>I.11.3 Les pertes fer au stator.....</b>	<b>12</b>
<b>I.11.4 Le couple électromagnétique.....</b>	<b>12</b>
<b>I.11.5 Puissance transmise au rotor.....</b>	<b>12</b>
<b>I.11.6 Pertes par effet joule dans le rotor.....</b>	<b>12</b>
<b>I.11.7 Les pertes fer au rotor.....</b>	<b>13</b>
<b>I.11.8 Puissance mécanique.....</b>	<b>13</b>
<b>I.11.9 Pertes mécaniques <math>P_{mec}</math>.....</b>	<b>13</b>
<b>I.11.10 Le couple utile <math>C_u</math>.....</b>	<b>13</b>

<b>I.11.11 puissance utile</b> .....	14
<b>I.12 Le rendement</b> .....	14
<b>I.13 Conclusion</b> .....	14

CHAPITRE II LA MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

<b>II.1 Introduction</b> .....	15
<b>II.2 Définition des enroulements de la machine asynchrone</b> .....	15
<b>II.3 Hypothèses simplificatrices</b> .....	16
<b>II.4 Convention de signe</b> .....	16
<b>II.5 Définition des angles</b> .....	16
<b>II.6 Equations de la machine asynchrone triphasée</b> .....	17
<b>II.6.1 Equations électriques du moteur</b> .....	17
<b>II.6.2 Equation des flux</b> .....	17
<b>II.6.3 Equation mécanique</b> .....	18
<b>II.7 Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)</b> .....	19
<b>II.8 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq)</b> .....	20
<b>II.8.1 Equations électriques</b> .....	20
<b>II.8.2 Equations des flux</b> .....	22
<b>II.8.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère dq</b> .....	23
<b>II.8.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq</b> .....	23
<b>II.9 Choix du référentiel de travail</b> .....	24
<b>II.9.1 Référentiel lié au stator</b> .....	24
<b>II.9.2 Référentiel lié au rotor</b> .....	24
<b>II.9.3 Référentiel lié au champ tournant</b> .....	25
<b>II.10 Conclusion</b> .....	26

CHAPITRE III LES DIFFERENTES METHODES D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

<b>III.1 Introduction</b> .....	27
<b>III.2 Les méthodes d'identification de la machine asynchrone</b> .....	27
<b>III.2.1 Méthode des essais classiques</b> .....	27
<b>III.2.2 Méthode itérative</b> : .....	27
<b>III.2.3 Méthodes des Moindres carrés</b> : .....	27
<b>III.2.3.1 Algorithme du gradient</b> .....	27
<b>III.2.3.2 Algorithme de Gauss _Newton</b> .....	28
<b>III.2.3.3 Algorithme Levenberg_Marquard</b> .....	28

III.2.4 Essai en court-circuit à deux fréquences différentes .....	28
III.2.8 Méthode de la plaque signalétique .....	29
III.2.9 Essais fréquentiels en vue de l'identification de la MAS.....	29
III.2.10 Essais à tension constante et à fréquence variable .....	29
III.2.11 Essais par la méthode SSFR ( $V/f = \text{cst}$ ) .....	29
III.2.12 Essai à échelon de tension .....	30
III.2.13 Méthode de BROIDA .....	31
III.2.14 Détermination de moment d'inertie en étudiant les oscillation d'un pendule inséré à l'arbre de la machine à l'arrêt .....	31
III.2.14.1 Cas du pendule réel.....	31
III.2.14.2 Moment d'inertie total du pendule.....	32
III.2.15 Essai de ralentissement .....	32
III.3 Conclusion .....	33
CHAPITRE IV LA PARTIE EXPERIMENTALE	
IV.1 Introduction.....	34
IV.2 Méthode de la plaque signalétique .....	35
IV.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone .....	36
IV.4 Essais classiques .....	36
IV.4.1 Essai en continu (volt-ampère métrique) .....	36
IV.4.2 Essai à vide.....	37
IV.4.3 Essai à rotor bloqué .....	41
IV.5 Méthode de l'échelon de tension .....	43
IV.6 Comparaison des résultats .....	45
IV.7 Calcul des paramètres mécanique.....	45
IV.7.1 Moment d'inertie $I_{moteur}$ .....	45
IV.7.2 Coefficient de frottement $Kf$ .....	46
IV.8 Conclusion .....	46
conclusion générale.....	48

## Listes des figures

Figure (I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone. ....	3
Figure I.2: Stator de la machine asynchrone .....	4
Figure I.3 : rotor bobiné .....	5
Figure I.4 : rotor à cage d'écureuil .....	5
Figure I.5 couple en fonction de la vitesse de MAS .....	9
Figure I.6 : bilan de puissance d'une machine asynchrone .....	10
Figure (II.1) : Représentation des enroulements d'une machine asynchrone bipolaire.....	15
Figure (II.2) : schéma équivalent de la machine asynchrone dans le plan dq.....	23
Figure (IV.1) : la plaque signalétique de la machine asynchrone utilisée.....	34
Figure (IV.2) Schéma équivalent d'une phase ramenée au stator .....	36
Figure (IV.3) schéma de mesure de la résistance statorique en continu .....	36
Figure (IV.4) Mesure de la résistance statorique avec un multimètre .....	37
Figure (IV.5) schéma de montage de l'essai à vide .....	38
Figure (IV.7) schéma équivalent de la machine asynchrone à vide.....	38
Figure (IV.8) séparation des pertes. ....	40
Figure (IV.10) schéma équivalent de l'essai en court-circuit .....	42
Figure (IV.11) Schéma de montage de l'essai à échelon de tension réalisé au laboratoire.....	44
Figure (IV.12) Schéma de montage de l'essai à échelon de tension.....	44
Figure (IV.13) réponse de la machine à un échelon de tension .....	45

# Bibliographie

## Listes des tableaux

Tableau (IV.1) résultats obtenus avec la méthode de plaque signalétique .....	35
Tableau (IV.2) les indications des appareils de mesure dans l'essai à vide .....	38
Tableau (IV.3) résultats obtenues par l'essai à vide .....	39
Tableau (IV.4) les résultats de l'essai à rotor bloqué .....	41
Tableau (IV.5) les mesures de l'essai à rotor bloqué. ....	42
Tableau (IV.6) résultats obtenus avec l'essai à échelon de tension.....	44
Tableau (IV.7) comparaison des résultats .....	45
Tableau (IV.8) : les paramètres mécaniques .....	46

# Introduction générale

Actuellement, l'énergie consommée en milieu industriel, est en grande partie d'origine électrique. Cette énergie est essentiellement transformée en énergie mécanique par l'intermédiaire des moteurs électriques[7].

Depuis l'invention de la machine asynchrone en 1889, elle ne cesse de progresser [5], elle occupe une part importante dans l'industrie de la transformation d'énergie (près de 80 %), ceci est dû à sa robustesse, sa grande fiabilité, la quasi-absence de l'entretien, sa facilité de mise en œuvre, la simplicité de sa construction et son coût réduit.

Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques, et dans divers domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable, et même dans des applications de grande précision comme le domaine de l'aéronautique, la robotique et dans certains mécanismes industriels à haute précision [2,14]. Elle permet d'entraîner efficacement des tapis et des bandes en aluminium et en papier. Elle peut aussi être intégrée dans des systèmes comme les machines-outils et notamment les éoliennes.

La machine asynchrone, couramment employée en moteur, constitue actuellement le convertisseur électromécanique le plus utilisé grâce à ses nombreux avantages. Le développement considérable de l'électronique de puissance supporté par la microinformatique, permettant ainsi une alimentation à fréquence variable, confère à la machine asynchrone un intérêt particulier dans les entraînements à vitesse variable. Le champ de ses applications prend une extension appréciable dans la plupart des secteurs de l'industrie et du transport [7].

Toutefois la machine asynchrone, contrairement à la machine à courant continu et à la machine synchrone où les grandeurs sont découplées, reste fortement couplée. Pour réaliser des entraînements fiables, une connaissance parfaite de ses paramètres est indispensable. C'est dans cette thématique que s'inscrit le travail de notre projet de fin d'étude intitulé « identification d'une machine asynchrone à cage ».

Pour bien présenter notre travail nous l'avons organisé comme suit :

- Le premier chapitre est un aperçu général sur la constitution et le fonctionnement de la machine asynchrone
- Dans le deuxième chapitre nous exposons un rappel de la modélisation de la machine asynchrone triphasée par la méthode des deux axes de Park qui permet de transformer la machine asynchrone triphasée en une machine asynchrone biphasé équivalente. Cela

permet d'établir un modèle mathématique complet de Park mis sous forme d'équation d'état.

- Le troisième chapitre est consacré aux différentes méthodes d'identification des paramètres de la machine asynchrone et leur impact sur la machine.
- Le quatrième chapitre est consacré à une application portant sur l'identification d'une machine asynchrone à cage d'une puissance de 1.5 kW.
- Nous terminons le travail par une conclusion générale.

# Généralités sur la machine asynchrone

## I.1 Introduction

La machine asynchrone ou bien le moteur à induction est une machine électrique tournante à courant alternatif dont sa vitesse de rotation est inférieure à celle du champ magnétique du stator d'où vient le nom « asynchrone ». Cette machine est réversible ça veut dire qu'elle peut fonctionner comme moteur en transformant l'énergie électrique en énergie mécanique comme elle peut fonctionner comme génératrice en transformant l'énergie mécanique en énergie électrique. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Cette machine est reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante.

## I.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée peut se décomposer, du point de vue de sa construction, en trois parties distinctes :

- Le stator, (partie fixe) où est fixée l'alimentation, est constitué de disques en tôles magnétiques empilés portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante), permet de mettre en rotation la charge mécanique, il est constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement qui peut être bobiné semblable à celui du stator ou injecté de type cage.
- Les organes mécaniques, permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

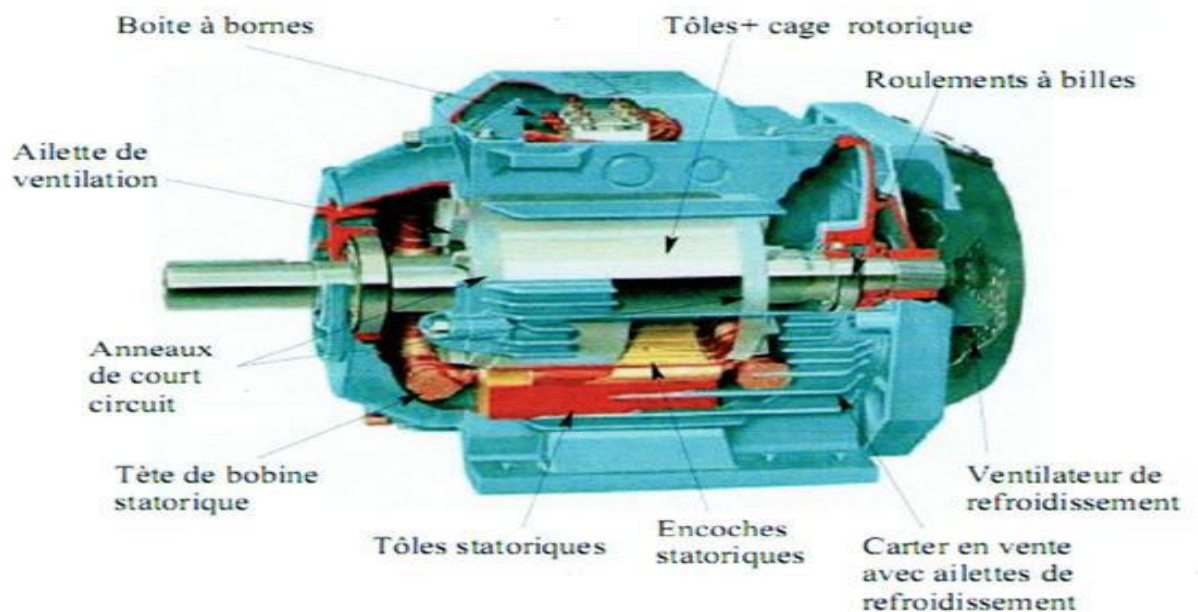


Figure (I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone. [2]

### I.2.1 Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. Les tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Le bobinage statorique peut être décomposé en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer un champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

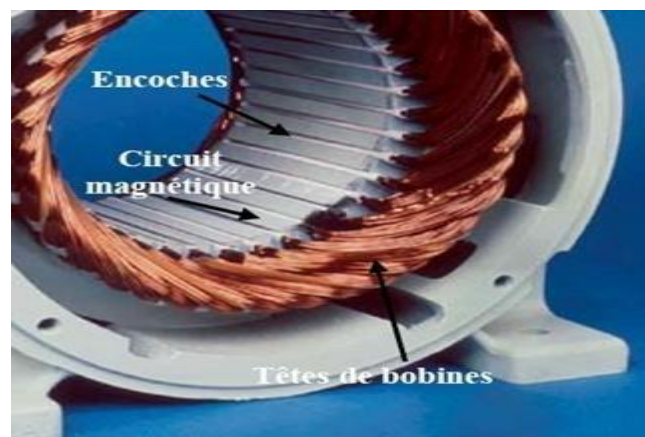


Figure I.2: Stator de la machine asynchrone [2]

### I.2.2 Le rotor

Le rotor se décompose aussi d'un circuit magnétique constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Le rotor de la machine asynchrone peut être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil.

**I.2.2.1 Le rotor bobiné :** est construit de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans leurs encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors accessibles grâce à un système de bagues- balais positionné sur l'arbre de la machine.

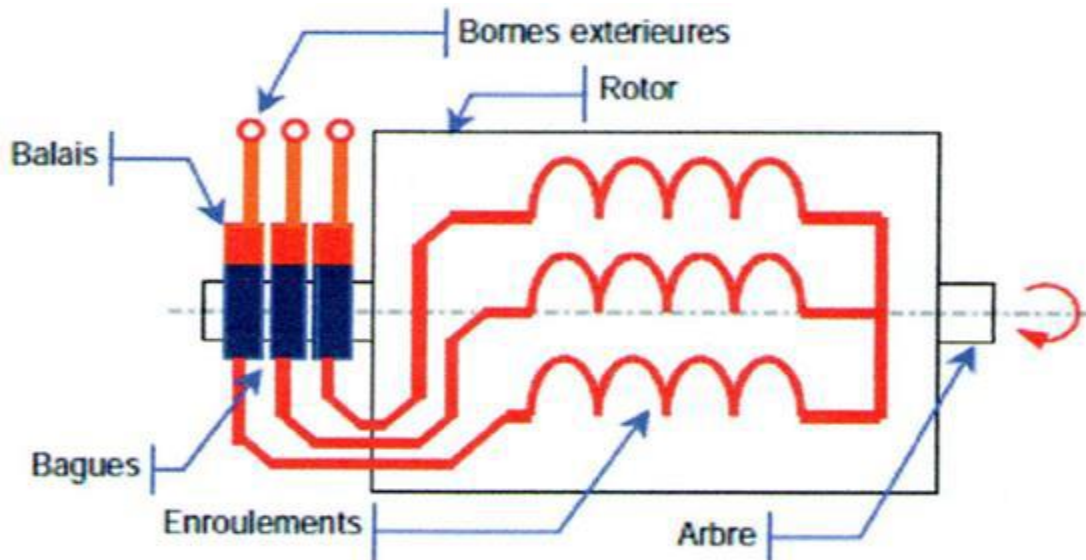


Figure I.3 : rotor bobiné [2]

**I.2.2.2 Le rotor à cage :** est constitué de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits, ces barres sont reliées entre elles à chacune des extrémités du rotor par un anneau de court-circuit. Très souvent les barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et aussi diminuer fortement le bruit lors de l'accélération de la machine. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre.

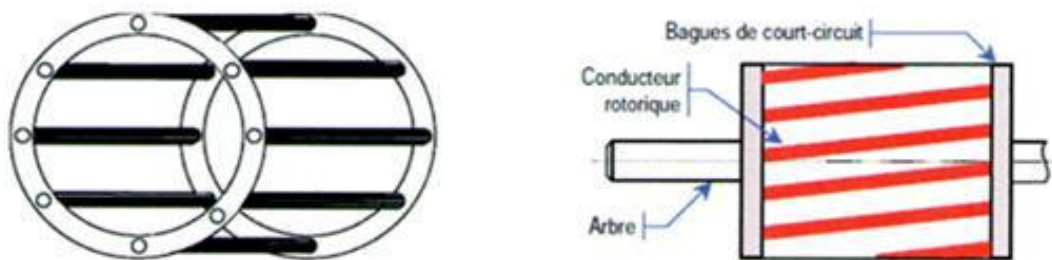


Figure I.4 : rotor à cage d'écureuil [2]

Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible. Le rotor à cage d'écureuil peut aussi être considéré comme un enroulement polyphasé fermé.

### I.2.3 Les organes mécaniques

L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur le quel est fixé un demi accouplement. Il est

généralement constitué en acier moulé ou forgé. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulement pour les machines de petite et moyenne puissance.

### I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé entièrement sur les lois de l'induction, la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit.

Ce fonctionnement est reposé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé 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.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $N_r$  différente du synchronisme, l'application de la loi de Faraday à un des roulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice  $e = -\frac{d\varphi}{dt}$  qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces de Laplace ( $d\vec{F} = i \cdot d\vec{L} \wedge \vec{B}$ ) s'exerçant sur le rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. Lorsque le champ est sinusoïdal, sa vitesse de rotation est [3] [6] :

$$N_s = \frac{f}{p} \text{ en tr/s} \quad \text{ou} \quad N_s = \frac{60f}{p} \text{ en tr/min}$$

Où  $f$  : est la fréquence d'alimentation.

$p$  : représente le nombre de paires de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $N_s$ ) diffère de celle du rotor ( $N_r$ ), c'est à dire lorsque

$N_s \neq N_r$ , 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 [3].

#### 1.4 Vitesse synchrone

La vitesse synchrone est la vitesse constante à laquelle le flux tourne dans un moteur asynchrone, cette vitesse est directement proportionnelle à la fréquence de la source triphasée qui alimente le moteur, et inversement proportionnelle au nombre de pôles cela est vérifié par cette équation [6] :

$$N_s = \frac{f}{p} \text{ en tr/s ou } N_s = \frac{60f}{p} \text{ en tr/min} \quad (\text{I.1})$$

#### 1.5 Champ tournant

Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques avec des courants alternatifs, cela crée un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme, ce dernier va induit une tension et un courant dans les conducteurs du rotor, L'interaction de ce courant induit et du champ tournant produit une force qui entraine le rotor dans le même sens que le champ tournant, on a [6] :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \text{ en [rad/s]} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$\Omega_s$  : vitesse de rotation du champ tournant en [rad/s]

$\omega$  : Pulsation des courants alternatifs en [rad/s]

p: nombre de paire de pôles.

#### 1.6 La vitesse de glissement

La vitesse de glissement  $n_g$  d'un moteur asynchrone est simplement la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse du rotor [4].

#### 1.7 Le glissement

Le glissement est l'une des grandeurs qui caractérisent le moteur asynchrone des autres moteurs, c'est l'écart entre la vitesse du champ tournant statorique et la vitesse de la rotation de la machine exprimé relativement à la vitesse synchrone, il est évalué comme suit [3,4] :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I.3})$$

- Si le rotor tournait à la vitesse synchrone  $\Omega_s$ , donc aussi vite que le flux tournant de stator, le flux à travers chacune des bobines rotoriques serait constant. Donc il y aura plus de f.e.m induite au rotor, donc plus de courant, plus de couple et plus de rotation [12].

### I.8 La fréquence rotorique

Si le rotor tourne à la vitesse  $\Omega_r$ , il est balayé par le flux entraîné à la vitesse  $\Omega_s - \Omega_r$  donc les forces électromagnétiques et les courants induits ont pour pulsation[8] :

$$\omega_r = g \cdot \omega_s \quad (\text{I.4})$$

Et la fréquence rotorique

$$f_r = g \cdot f_s \quad (\text{I.5})$$

### I.9 Les différents régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

La machine asynchrone peut fonctionner en trois régime à savoir la valeur de glissement  $g$ [8] :

- $0 \leq g \leq 1$  : ( $0 \leq N_r \leq N_s$ )

La machine fonctionne en moteur.

- $-\infty < g < 0$  : ( $N_r > N_s$ )

La machine fonctionne en génératrice.

- $g > 1$  : ( $N_r < 0$ )

La machine fonctionne en frein.

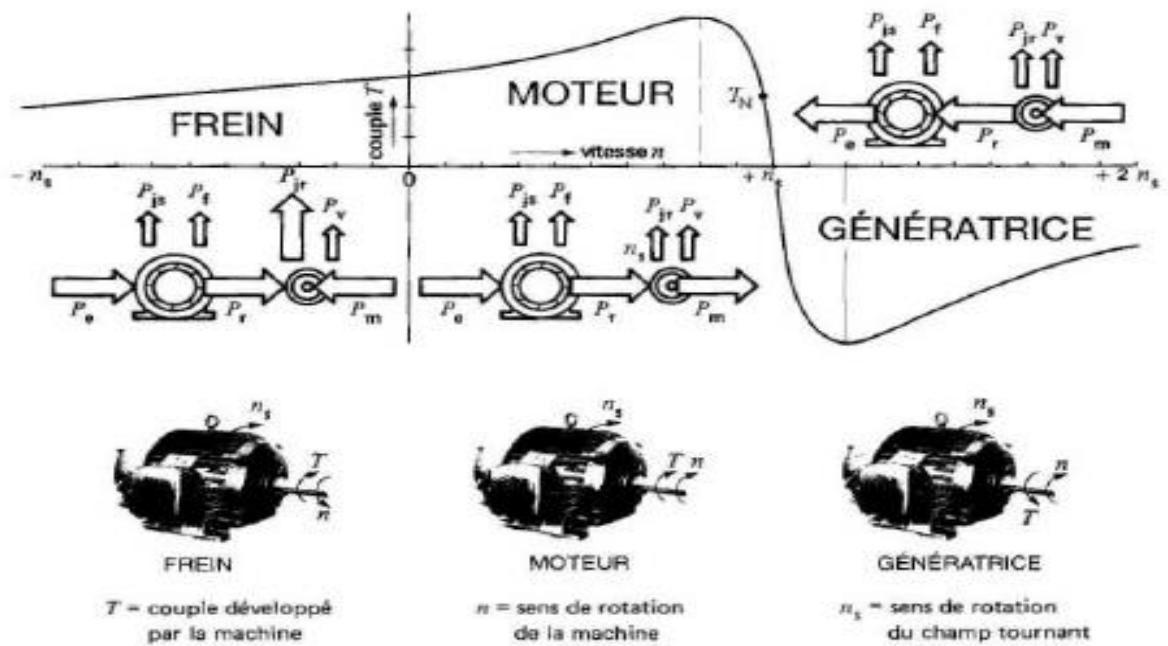


Figure I.5 couple en fonction de la vitesse de MAS [3]

### I.10 Le démarrage

Le démarrage des moteurs asynchrone est régi par deux grandeurs principales qui sont le couple et le courant de démarrage [5,8]

Au démarrage le moment du couple moteur est les conditions habituelles d'utilisation, doit être supérieur au couple résistant pendant toute la durée de démarrage. L'accélération est donc brutale et le courant appelé peut être de 6 à 10 fois le courant nominal ce qui peut perturber le réseau, et l'échauffement imposé sur le moteur risque de l'endommager donc il faut s'assurer que le temps de démarrage ne soit pas long. [5,8].

Pour résoudre ce problème plusieurs procédures de démarrage sont utilisées afin de limiter l'appel des courant à des valeurs tolérables

#### I.10.1 Démarrage étoile triangle

Le démarrage étoile triangle permet de diminuer le couple et le courant de démarrage à 3 fois plus faible qu'au démarrage direct en connectant d'abord le moteur en étoile jusqu'à avoir une vitesse stable puis nous passons au couplage triangle

### **I.10.2 Démarrage par autotransformateur**

Dans ce mode de démarrage, le stator de la machine asynchrone est alimenté via un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension réduite, la tension est progressivement augmentée, ce qui nous donne la possibilité de contrôler le courant et le couple de démarrage, ce mode de démarrage est généralement réservé à des moteurs de grande puissance ( $P_u > 150 \text{ kW}$ ), car il conduit à des équipements relativement coûteux en raison du prix élevé de l'autotransformateur.

### **I.10.3 Insertion des résistances statoriques**

Dans ce mode de démarrage on insère des résistances en série avec les enroulements statorique ce qui a pour effet de limiter la tension à leurs bornes, et donc de limiter le courant de démarrage. Ce type de démarrage a pour conséquence la diminution de couple de démarrage. Il ne peut être utilisé que pour les couples résistant faibles.

### **I.10.4 Démarrage par gradateur de tension**

Il offre les mêmes performances que la solution précédente pour un coût et un encombrement moindre. Le couple résistant de la charge entraînée doit permettre un démarrage : il sera donc nécessairement quadratique ( $C_r = K \cdot \Omega^2$ , ventilation pompage)

Des fonctionnalités supplémentaires peuvent lui être adjointe (démarrage à courant constant, dégomme de pompe, rampes d'accélération et décélération)

### **I.10.5 Utilisation d'un onduleur de tension**

Il est plus souvent utilisé pour faire de la variation de vitesse, l'onduleur de tension peut permettre de faire un démarrage souple avec limitation du courant dans les situations où aucune baisse du couple n'est possible

## **I.11 Bilan de puissance**

Les tensions et les courants d'un moteur asynchrone permettent de comprendre son fonctionnement détaillé. Cependant, on comprend mieux la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique en suivant le bilan de la puissance active qu'il absorbe. Ainsi, lorsqu'on alimente un moteur asynchrone, une partie  $P_{js}$ , de la puissance active  $P_a$  qu'il reçoit est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator, et une autre partie  $P_{fs}$  est perdue dans le fer. Le reste de la puissance,  $P_{tr}$  est transmise au rotor, par induction, à travers l'entrefer. Une troisième tranche  $P_{jr}$  se dissipe par effet Joule dans les enroulements du rotor, et une petite

puissante sera dissipée dans le fer rotorique qui est généralement négligeable, et le reste  $P_m$  est enfin disponible sous forme de puissance mécanique. Si l'on en soustrait les pertes par ventilation et friction  $P_{mec}$  (pertes mécaniques) on obtient la puissance utile  $P_u$  fournie à la charge sous forme d'une puissance mécanique.

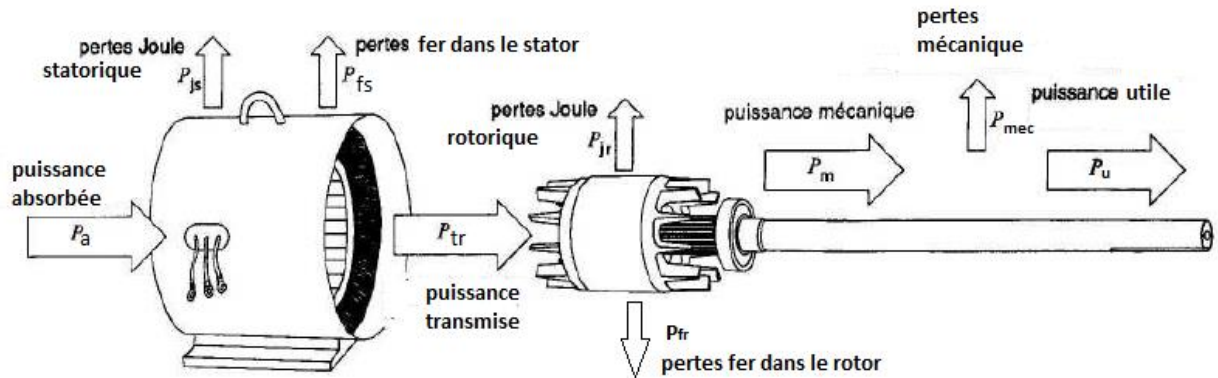


Figure I.6 : bilan de puissance d'une machine asynchrone [3]

### I.11.1 La puissance électrique absorbée

Lorsque le moteur est connecté à un réseau il absorbe une puissance active, quel que soit le couplage réalisé elle est donnée par la relation :

$$P_a = \sqrt{3} U_s \cdot I_s \cos \varphi \quad (I.6)$$

Avec

$P_a$ : la puissance électrique absorbée [W].

$U_s$  : tension entre phases [V].

$I_s$  : courant de ligne statorique [A].

$\cos \varphi$  : facteur de puissance.

### I.11.2 Les pertes par effet joule dans le stator

Elles dépendent de la résistance du bobinage et de l'intensité circulant dans les conducteurs.

$$P_{js} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2 \quad (I.7)$$

$P_{js}$ : pertes par effet joule dans le stator.

$R_s$ : la résistance statorique.

$I_s$ : courant de ligne statorique.

### I.11.3 Les pertes fer au stator

Elles sont dues aux phénomènes d'hystérésis, aux courants de Foucault et aux fuites de flux. Elles dépendent de la tension d'alimentation et de la fréquence de celle-ci.

### I.11.4 Le couple électromagnétique

Les forces qui s'exercent sur le conducteur du rotor tournent à la vitesse  $\Omega$ , elles glissent sur le rotor, qui lui fait tourner à la vitesse  $\Omega_r$ , on définit le couple électromagnétique.

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} = \frac{P_m}{\Omega_r} \quad (\text{I.8})$$

### I.11.5 Puissance transmise au rotor

Elle s'appelle aussi puissance électromagnétique, c'est la puissance que reçoit le rotor grâce au champ magnétique tournant. Elle est donnée par la relation.

$$P_{tr} = P_a - (P_{js} + P_{fs}) = C_{em} \cdot \Omega_s \quad (\text{I.9})$$

Avec :

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

$P_a$  : la puissance électrique absorbée [W]

$P_{js}$  : pertes par effet joule dans le stator [W]

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

$C_{em}$ : couple électromagnétique [N.m].

$\Omega_s$  : vitesse synchronisme [rad/s].

### I.11.6 Pertes par effet joule dans le rotor

C'est la puissance perdue par effet joule dans les conducteurs du rotor. Elle dépend de l'intensité des courants rotoriques qui résulte de la différence entre la vitesse angulaire du champ tournant et la vitesse angulaire du rotor, elles sont évaluées en utilisant le glissement par la formule suivante :

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$P_{jr}$ : Pertes par effet joule dans le rotor [W].

$g$ : glissement.

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

### I.11.7 Les pertes fer au rotor

C'est la puissance perdue dans le circuit magnétique du rotor. Ces pertes dépendent de la qualité du circuit magnétique rotorique.

### I.11.8 Puissance mécanique

$$P_m = P_{tr} - (P_{jr} + P_{fr}) = P_{tr} \cdot (1 - g) \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$P_m$ : Puissance mécanique [W].

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

$P_{jr}$ : pertes par effet joule dans le rotor [W].

$P_{fr}$ : pertes fer au rotor [W].

$g$ : le glissement.

### I.11.9 Pertes mécaniques $P_{mec}$

Elles résultent des différents frottements comme l'aérodynamique, roulement et ventilation.

- On appelle l'ensemble des pertes mécaniques et les pertes par effet joule dans le rotor des pertes collectives  $P_c$

$$P_c = \text{pertes mécaniques} + \text{pertes fer dans le rotor}$$

### I.11.10 Le couple utile $C_u$

Le rotor tourne à la vitesse  $\Omega_r$  et transmis à la charge une puissance utile  $P_u$ , l'action de ces force engendre le couple utile

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega_r} \quad (\text{I.12})$$

### I.11.11 puissance utile

La puissance utile est la puissance que fournit le moteur à la charge sous forme mécanique

$$P_u = P_m - P_{mec} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$P_u$  : la puissance utile [W]

$P_m$  : la puissance mécanique [W]

$P_{mec}$  : pertes mécaniques [W]

### I.12 Le rendement

Le rendement  $\eta$  est une grandeur qui exprime la performance d'un moteur asynchrone, elle est définie comme étant le rapport entre la puissance utile et la puissance absorbée.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{I.14})$$

### I.13 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on s'est intéressé à décrire la constitution de la machine asynchrone qui peut se décomposer, du point de vue de sa construction, en trois parties distinctes : le stator (partie fixe) et le rotor (partie tournante) et les organes mécaniques. ainsi nous avons cité le principe de fonctionnement de la machine asynchrone qui est basé entièrement sur les lois de l'induction, par la suite nous avons parlé sur le démarrage des moteurs asynchrone qui est régi par deux grandeurs principales qui sont le couple et le courant de démarrage. Enfin on est arrivé à parler sur le bilan de puissance qui est basé essentiellement sur la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique.

# Modélisation de la machine asynchrone

## II.1 Introduction

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, le constructeur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, cependant, un modèle basé sur les équations du circuit équivalent est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. Le choix d'un modèle de représentation, qu'il soit formel ou issu d'une identification se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser. On présente ci-après le modèle de Park, le modèle en régime permanent et le modèle d'état de la machine asynchrone.

## II.2 Définition des enroulements de la machine asynchrone

Le stator de la machine est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$  radians. Le rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou bobiné, est aussi formé de trois enroulements, car un système de courant triphasé symétrique s'établit lors d'un fonctionnement en régime permanent. La figure (1.1) présente la schématisation des enroulements du stator et du rotor.

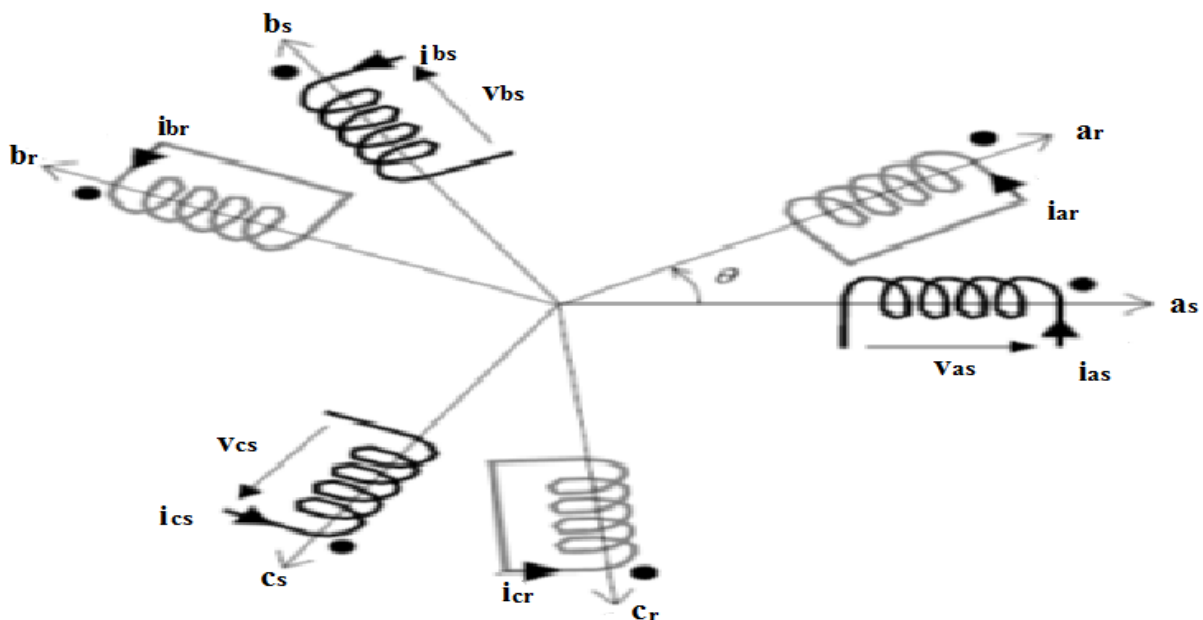


Figure (II.1) : Représentation des enroulements d'une machine asynchrone bipolaire.

### II.3 Hypothèses simplificatrices

Les modèles de la machine asynchrone qui sont abordé dans ce chapitre s'appuient sur les principales hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor, seuls les conducteurs sont parcourus par des courants (les courants de Foucault sont négligés)
- La densité du courant est uniformément répartie sur la section des conducteurs (l'effet de peau est négligé).
- Les paramètres ne varient pas avec la température.
- La force magnétomotrice créée par chaque phase des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale le long de l'entrefer (on ne considère que le premier harmonique d'espace).
- Parfaite symétrie de la machine et entrefer lisse.

Il en résulte, des inductances propres constantes et des inductances mutuelles qui sont des fonctions sinusoïdales de l'angle que font les axes magnétiques.

### II.4 Convention de signe

La machine asynchrone est surtout utilisée comme moteur, on adoptera alors les conventions de signe suivantes.

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- Une f.é.m positive fait circuler un courant positif.
- Le stator et le rotor sont considérés comme récepteurs.
- Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

### II.5 Définition des angles

Il est à noter que les grandeurs rotoriques portent l'indice «  $r$  » et celles du stator l'indice «  $s$  ». L'angle électrique  $\theta$  indique la position du rotor par rapport au stator. Si  $\theta$  est nul, l'enroulement de la phase «  $a_r$  » de la partie mobile se trouve aligné à l'enroulement «  $a_s$  » de la partie fixe. D'un point de vue magnétique, et avec les hypothèses posées, seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de l'angle  $\theta$ .

$$\begin{aligned} (o_{as}, o_d) = \theta_s & \quad ; & \quad (o_{ar}, o_d) = \theta_r \\ (o_{bs}, o_d) = \theta_s - \frac{2\pi}{3} & \quad ; & \quad (o_{br}, o_d) = \theta_r - \frac{2\pi}{3} \end{aligned}$$

$$(o_{cs}, o_d) = \theta_s - \frac{4\pi}{3} \quad ; \quad (o_{cr}, o_d) = \theta_r - \frac{4\pi}{3}$$

On définit également :

$$(o_{as}, o_{ar}) = \theta_s - \theta_r = \theta \quad ; \quad (o_q, o_d) = \frac{\pi}{2}$$

## II.6 Equations de la machine asynchrone triphasée

### II.6.1 Equations électriques du moteur

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque enroulement du système, nous obtenons :

$$[v_s] = \frac{d}{dt} [\varphi_s] + [R_{ss}] [i_s] \quad (II.1)$$

$$[v_r] = \frac{d}{dt} [\varphi_r] + [R_{rr}] [i_r] \quad (II.2)$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où :

$[v_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques ;

$[v_r] = [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^T$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques ;

$[i_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$  : Courants dans les phases des enroulements statoriques ;

$[i_r] = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T$  : Courants dans les phases des enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \quad \varphi_{bs} \quad \varphi_{cs}]^T$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}]^T$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.

### II.6.2 Equation des flux

Les flux totalisés des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (II.3)$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \quad (II.4)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine fait que les inductances propres des phases statoriques sont égales, il en est ainsi de même pour celles du rotor.

Les matrices «  $L_s$  » et «  $L_r$  » s'écrivent alors:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & m_s & m_s \\ m_s & L_s & m_s \\ m_s & m_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & m_r & m_r \\ m_r & L_r & m_r \\ m_r & m_r & L_r \end{bmatrix}$$

$L_s, L_r$  : inductances propres statoriques et rotoriques ;

$m_s$  : inductance mutuelle entre phases statoriques ;

$m_r$  : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor, elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

$m_{sr}$  : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

### II.6.3 Equation mécanique

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (tensions, courants), les grandeurs mécaniques (vitesse, couple, inertie, frottements), le couple résistant appliqué (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique et l'équation d'équilibre des couples s'écrit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (II.6)$$

Avec :

$J$  : inertie de toutes les masses tournantes ramenée au rotor de la machine ;

$C_{em}$  : couple électromagnétique ;

$\Omega_r$  : vitesse angulaire mécanique du rotor ;

$C_f$  : couple dû aux frottements du système d'entraînement ;

$C_r$ : couple mécanique de la charge.

## II.7 Mise en équations de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)

La matrice (1.12) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (1.8) et (1.9) sont variables, la résolution analytique de ce système d'équation se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de Park permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, ce qui facilite sa résolution.

### II.7.1 Transformation de Park

Le principe de cette transformation consiste à appliquer aux grandeurs électriques (tension, courant) et à la grandeur magnétique (flux) un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe d et q [8].

La transformation du système triphasé [a, b, c] à un système biphasé [d, q] avec une composante homopolaire se fait par l'introduction de la matrice de transformation de Park  $[p(\theta_s)]$  comme indiqué par l'équation suivante :

$$X_{dq0} = [p(\theta_s)]X_{abc}$$

La transformation directe est la suivante :

$$[p(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

La transformation inverse s'écrit :

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Sous forme

$$[X'_d, X'_q, X'_o] = [A][X'_a, X'_b, X'_c] \quad (II.9)$$

$$[X'_a, X'_b, X'_c] = [A]^{-1}[X'_d, X'_q, X'_o] \quad (II.10)$$

Avec :

$$[X'] = ([i], [v], [\varphi])$$

Où ces composantes sont respectivement le courant, la tension et le flux.

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ), la composante homopolaire d'indice « o » est nulle après transformation de Park.

Les repères (dq) de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations, ceci se fait en liant les angles par la relation (1.18).

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (II.11)$$

Ce qui permet d'écrire la relation suivante :

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (II.12)$$

## II.8 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq)

### II.8.1 Equations électriques

En reprenant les équations et les résultats précédents, il vient avec des notations condensées :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s], \text{ pour le stator ;} \quad (\text{II. 13})$$

$$[p(\theta_s)][v_s] = [R_s][p(\theta_s)][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s][p(\theta_s)] \quad (\text{II. 14})$$

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] \quad (\text{II. 15})$$

On notera :

$(V_{sp})$ , vecteur tension, où l'indice  $p$  indique ici la nouvelle base de Park.

$(V_{sp}) = (V_d, V_q, V_o)^t$ , sont les composantes du vecteur dans le repère de Park.

En multipliant les deux membres de l'équation (1.20) par  $[P(\theta_s)]$ , il vient :

$$[p(\theta_s)][v_{sp}] = [R_s][p(\theta_s)][i_{sp}] + \left( \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}][p(\theta_s)] \right) \quad (\text{II. 16})$$

En multipliant une autre fois par  $[P(\theta_s)]^{-1}$ , on trouve :

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \left( \frac{d}{dt}[p(\theta_s)][\varphi_{sp}] \right) = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}[p(\theta_s)][\varphi_{sp}] \quad (\text{II. 17})$$

Le développement du dernier terme de la somme est :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}[p(\theta_s)] \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} &= \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} \\ &= \omega_s \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II. 18})$$

En effectuant la multiplication des matrices, on trouve :

$$[p(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt}[p(\theta_s)] \cdot (\varphi_{sp}) = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

D'où le résultat final :

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 20})$$

Le développement des composantes de PARK pour le stator :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \quad (\text{II. 21})$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \quad (\text{II. 22})$$

On aura les mêmes équations au rotor en changeant partout l'indice « s » en « r » et en annulant les tensions puisque le rotor est en court-circuit :

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} \quad (\text{II. 23})$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} \quad (\text{II. 24})$$

### II.8.2 Equations des flux

$$[p(\theta_s)](\varphi_{sp}) = [L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [M_{sr}][p(\theta)](i_{rp}) \quad (\text{II. 25})$$

En multipliant par  $[p(\theta_s)]^{-1}$ , il vient :

$$(\varphi_{sp}) = [p(\theta_s)]^{-1}[L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta)](i_{rp}) \quad (\text{II. 26})$$

Le produit matriciel  $[p(\theta_s)]^{-1}[L_s][p(\theta_s)]$  donne la nouvelle matrice suivante : En exploitant la relation (1.18), qui est obtenue du fait que les axes de PARK sont coïncidés pour le stator ainsi pour le rotor le produit  $[p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta)]$  est égal :

$$[p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta)] = \frac{3}{2} m_{sr} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 27})$$

Les équations magnétiques pour le stator et le rotor compte tenu des résultats obtenus ci-dessus sont récapitulées dans le système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \tag{II. 28}$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_{sr} \\ M_{sr} & l_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \tag{II. 29}$$

On définit pour ces équations :

$l_s = L_s - m_s$  : Inductance propre cyclique du stator ;

$l_r = L_r - m_r$  : Inductance propre cyclique du rotor ;

$M_{sr} = \frac{3}{2} m_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor :

### II.8.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère dq

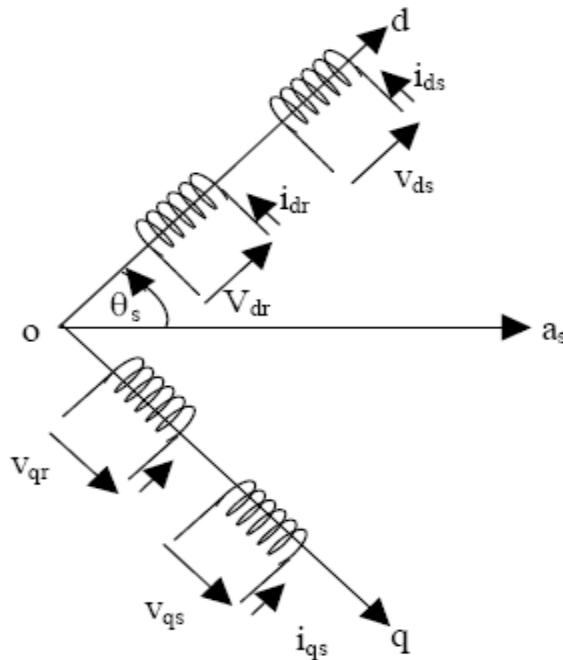


Figure (II.2) : schéma équivalent de la machine asynchrone dans le plan dq.

### II.8.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq

Elle est déduite à partir de la puissance électromécanique qui s'écrit

$$p_e = (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \left( \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \omega \tag{II. 30}$$

D'où le couple électromécanique qui est le rapport de la puissance électromagnétique sur la vitesse :

$$cem = (\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{II. 31})$$

Dans le cas d'une machine à plusieurs paires de pôles, le couple s'exprime par la même relation précédente en introduisant cette fois-ci le nombre de paires de pôles p :

$$cem = p(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{II. 32})$$

## II.9 Choix du référentiel de travail

Le référentiel de travail est le système (od, oq) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. En pratique, trois référentiels sont intéressants, le choix de ces derniers se fait en fonction de l'application. Dans les paragraphes précédents nous avons déjà défini la vitesse de rotation du rotor  $\omega_r$ , la vitesse du champ tournant ou pulsation des courants statoriques  $\omega_s$  ainsi la pulsation des courants rotoriques ( $g\omega_s$ ). Ce changement de référentiel concerne seulement les équations électriques de la machine.

### II.9.1 Référentiel lié au stator

Il est utilisé de préférence pour étudier des variations importantes de la vitesse de rotation associées au non avec des variations de fréquence d'alimentation. Cela se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

### II.9.2 Référentiel lié au rotor

Il est employé dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante (exemple : l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit).

Cela se traduit par les conditions :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r, \frac{d\theta_r}{dt} = 0$

### II.9.3 Référentiel lié au champ tournant

Cela se traduit par les relations :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ ,  $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ ,  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = g\omega_s$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations mais il est particulièrement avantageux dans le cas où la fréquence est constante. Il est très souvent utilisé même dans l'étude des moteurs asynchrones à fréquence variable, lorsque nous nous intéressons à de petites perturbations autour d'un point de fonctionnement.

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II. 33})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - g\omega_s \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - g\omega_s \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II. 34})$$

Pour les flux :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 35})$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 36})$$

En introduisant les équations des flux dans les lois des mailles précédentes, le modèle final de Park du moteur asynchrone comprend deux équations principales pour le stator et pour le rotor, la dernière est moins d'importance car on s'arrange pour que la composante homopolaire soit nulle. On donnera pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_s (L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}) \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_s (L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}) \end{cases} \quad (\text{II. 37})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sd} - g \omega_s (L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}) \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sq} + g \omega_s (L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II. 38})$$

## II.10 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous nous sommes intéressés à la modélisation de la machine asynchrone, et aux différents repères de travail. L'objectif de ce chapitre est de présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone sous forme de modèles d'état, selon le choix du repère. Ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé (d q) afin de faciliter l'étude de la machine, ce dernier étant déterminé à partir du référentiel Conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park.

# Les différentes méthodes de l'identification des paramètres de la machine asynchrone

### III.1 Introduction

L'identification paramétrique de la machine asynchrone consiste à estimer les paramètres du modèle mathématique représentant le comportement dynamique du moteur asynchrone. Le modèle obtenu est utilisé dans le but de surveillance, de diagnostic qui donne les performances du moteur dans ses différents modes de fonctionnement ou pour une meilleure commande. En fonction du but affecté, la précision et la qualité du modèle peuvent différer. [2.5]

Pour identifier le modèle, à partir des données expérimentales, il faut mettre au préalable, un banc d'essai muni d'un système de mesure de précision donnant le maximum d'informations et le choix d'une méthode d'identification permet, à partir des données, de préciser les paramètres du modèle.

### III.2 Les méthodes d'identification de la machine asynchrone

De nombreux travaux ont été faits sur l'identification des paramètres de la machine asynchrone, et pour déterminer ses paramètres plusieurs méthodes soit utilisables :

**III.2.1 Méthode des essais classiques** : autrement dit essai à vide essai à rotor bloqué.

**III.2.2 Méthode itérative** : cette méthode est basée sur un principe d'itération jusqu'à l'obtention de convergence lorsque les conditions imposées sont satisfaites, c'est-à-dire pour satisfaire les puissances mesurées à vide et en court-circuit, cette méthode utilise les mêmes essais que la méthode classique et rassemble des expressions sous forme itérative de différents paramètres du schéma électrique équivalent.

**III.2.3 Méthodes des Moindres carrés** : La méthode de loin la plus connue est la méthode des moindres carrés, développée par Gauss. Elle est applicable quel que soit le problème, linéaire ou non linéaire. Elle est basée sur la minimisation d'un critère quadratique en utilisant un algorithme, généralement d'ordre 2. Le principe de la méthode est basé sur la minimisation d'un critère fonction de l'écart entre la réponse du processus réel et la réponse du modèle du processus. Cette minimisation est effectuée à l'aide d'un algorithme d'optimisation qui retournera alors une estimation de la valeur des paramètres [9] tel que :

#### III.2.3.1 Algorithme du gradient

Cette méthode consiste à la recherche itérative du vecteur des paramètres ( $\Theta$ ), en minimisant le critère  $J$  aussi par l'utilisation des dérivées du critère par rapport à chacun des paramètres,

La méthode du gradient présente l'intérêt d'être facile à mettre en œuvre, lorsque le point initial est situé loin du point optimum, cette méthode permet de diminuer rapidement la valeur du critère, En contrepartie, la convergence devient de plus en plus lente en se rapprochant du minimum car le vecteur gradient tend à osciller.

### **III.2.3.2 Algorithme de Gauss \_Newton**

La méthode de Gauss\_ Newton est efficace lorsqu'on se trouve dans le voisinage du minimum (rapide dans sa convergence vers l'optimum), mais se trouve instable lorsque l'initialisation n'est pas au voisinage de l'optimum

### **III.2.3.3 Algorithme Levenberg\_Marquard**

Les deux méthodes précédentes présentent l'inconvénient de ne pas converger lorsque le point initial est loin du minimum recherché

L'algorithme Levenberg\_Marquard lève cet inconvénient en combinant les avantages de la méthode du gradient et celle de Gauss Newton, cette méthode consiste à rechercher le vecteur de paramètre par l'utilisation des dérivées premières et secondes du critère par rapport à chacun des paramètres

### **III.2.4 Essai en court-circuit à deux fréquences différentes**

La première est la fréquence nominale et la deuxième fréquence ne doit pas dépasser 50% de la fréquence nominale

**III.2.5 Méthode du catalogue :** que le constructeur fourni à l'utilisateur à sa demande, les données nécessaires sont le courant et le couple de démarrage, la vitesse, la fréquence, le facteur de puissance et le rendement correspondant au point de fonctionnement nominal.

**III.2.6 méthode fréquentielle :** La méthode nécessite l'utilisation d'un variateur de vitesse (convertisseur statique) qui permet d'obtenir des tensions à fréquence variable. Cependant l'acquisition des courants et des tensions nécessite un système de mesure sophistiqué. [11]

**III.2.7 la méthode des éléments finis :** cette méthode se base essentiellement sur la solution de l'équation électromagnétique en deux dimensions ou trois dimensions pour déterminer le champs et l'induction en tout point de la machine. [11]

**III.2.8 Méthode de la plaque signalétique :** Cette méthode, permet une estimation grossière très approximative, directe et rapide des paramètres électriques de la machine asynchrone tout en employant les indications nominales de la plaque signalétique telle que :  $V_s$ ,  $I_s$ ,  $f_s$ ,  $\cos \varphi$ ,  $g_n$ . Cette première approche est appropriée à l'identification de la MAS triphasée aussi bien à rotor bobiné (à bagues) qu'à rotor à cage d'écureuil [7]

### **III.2.9 Essais fréquentiels en vue de l'identification de la MAS**

Pour décrire le comportement fréquentiel d'une machine, il est préférable d'utiliser une approche fréquentielle plutôt qu'une approche temporelle. En effet, l'approche fréquentielle est d'une part généralement moins contraignante et présente moins de risques pour la machine lors de sa mise en œuvre par rapport à des réponses temporelles (réponse à un échelon). D'autre part, l'essai est moins sensible aux bruits de mesure puisque les signaux sinusoïdaux sont faciles à décorrélérer du bruit et il permet l'identification des systèmes d'ordres élevés. Dans ce qui suit, nous présentons des essais fréquentiels permettant de caractériser l'impédance équivalente de la machine en fonction de la fréquence  $Z(f)$  [11]

### **III.2.10 Essais à tension constante et à fréquence variable**

Ces tests sont réalisés à rotor bloqué en imposant au stator, une tension sinusoïdale réduite d'amplitude fixe et de fréquence variable. Avant de réaliser les mesures, il faut vérifier que la position du rotor n'a pas d'impact sur la variation de l'impédance équivalente de la machine asynchrone.

Habituellement, ces essais à très faible niveau de tension (inférieur à 1V) sont réalisés avec un analyseur d'impédance. Pour s'assurer que la chaîne de mesure (source triphasée et wattmètre monophasé) est adaptée à ces mesures, il faut également les effectuer à l'aide d'un analyseur d'impédance. [11]

### **III.2.11 Essais par la méthode SSFR ( $V/f = \text{cst}$ )**

En se basant sur l'analyse des mesures effectuées à tension constante, il paraît nécessaire de conserver le même état magnétique de la machine sur toute la bande de fréquence souhaitée afin d'identifier son comportement fréquentiel sans introduire de variations supplémentaires liées aux caractéristiques des matériaux.

Pour ce faire, on utilise la méthode SSFR (Standstill Frequency Response) ou réponse fréquentielle à l'arrêt. Cette méthode permet de déterminer les caractéristiques fréquentielles d'une machine tournante à l'arrêt. Elle consiste à acquérir les grandeurs utiles à l'identification

des paramètres, en alimentant le stator de la machine par une source de tension sinusoïdale d'amplitude et de fréquence variable tout en gardant le rapport  $V/f$  constant. L'amplitude du courant est alors pratiquement constante. C'est une méthode normalisée pour l'identification des machines synchrones, qui a été étendue aux machines asynchrones après quelques simplifications. En effet, le rotor de la machine asynchrone étant symétrique de par ses caractéristiques électriques, aucun positionnement de rotor n'est exigé. En raison de cette symétrie, il n'est plus nécessaire de séparer la mesure des impédances opérationnelles directe et en quadrature. De plus, puisque la machine asynchrone ne possède pas d'enroulement d'excitation au rotor, il n'y a pas de quantités relatives à l'enroulement d'excitation à mesurer.

L'essai SSFR sur la machine asynchrone est effectué sur les trois phases avec un rapport tension/fréquence constant ( $V/f$ ). La source triphasée utilisée précédemment peut justement fournir de faibles amplitudes de tension pour les faibles fréquences et de fortes amplitudes de tension pour les fréquences élevées. Donc, en négligeant la résistance statorique, cela revient à imposer sur les trois phases un flux magnétique pratiquement constant. Dans ces conditions de fonctionnement, la perméabilité magnétique reste constante et par conséquent la variation de l'impédance équivalente, pour un rapport  $V/f$  donné ne dépend que de la fréquence.

Les ratios  $V/f$  utilisées habituellement dans les essais avec la méthode SSFR sont faibles. Cela induit des flux faibles par rapport au flux nominal. Pour augmenter le flux, il faudrait augmenter le ratio  $V/f$ . Or il est dangereux d'imposer à l'arrêt un rapport  $V/f$  aux bornes de la machine proche de celui nominal ce qui peut causer la dégradation de la machine. [11]

### III.2.12 Essai à échelon de tension

Cet essai est réalisé en branchant la machine, connectée en Etoile, sur une source de tension continue de sorte que les trois phases soient parcourues respectivement par  $I$ ,  $-I/2$  et  $-I/2$ .

Un échelon positif conduit à l'apparition d'un courant de la forme :

$$I_{as}(t) = I_0 \left( 1 + Ae^{-\frac{t}{T_1}} + Be^{-\frac{t}{T_2}} \right)$$

Un échelon négatif ( court-circuit de la source ) donne une décroissance du courant de la forme  $I_{as}(t) = I_0 \left( Ae^{-\frac{t}{T_1}} + Be^{-\frac{t}{T_2}} \right)$ .

Cet essai nous permet d'identifier la constante de temps rotorique  $\tau_r$ , la constante de temps statorique  $\tau_s$  et le coefficient de dispersion  $\sigma$ .

### III.2.13 Méthode de BROIDA

Cette méthode nous permet de résoudre un procédé du nième ordre avec retard et de déterminer la constante de temps  $\Theta$  et le temps de retard  $\tau$ . Pour ce faire BROIDA fait correspond la réponse indicielle à identifier et la fonction de transfert de 1<sup>er</sup> ordre affectée d'un retard en deux point t1 et t2 d'ordonnées correspondant à 28% et à 40% de la valeur finale de la sortie de système. et apres la résolution il trouve :

$$\Theta = 5.5(t_2 - t_1)$$

$$\tau = 2.8t_1 + 1.8t_2$$

### III.2.14 Détermination de moment d'inertie en étudiant les oscillation d'un pendule inséré à l'arbre de la machine à l'arrêt

Les oscillations du pendule sont le fait de la transformation perpétuelle de l'énergie potentielle en énergie cinétique d'une masse reliée à un axe de rotation. L'étude de ces oscillations peut être abordée d'une manière simple ou de manière plus élaborée par l'introduction du lagrangien du système.

#### III.2.14.1 Cas du pendule réel

Dans le cas du pendule réel le moment d'inertie ne s'exprime plus sous la forme simple. En fait il est obtenu par intégration sur tout le volume du solide des moments d'inertie des éléments de masse dm contenus dans les éléments de volume dv correspondant. Les moments d'inertie de différents solides de géométrie définie se trouvent dans des tables. Mais nous ne pouvons-nous exercer inutilement à les retrouver. De plus nous disposons du théorème de Huygens (ou de Steiner ou théorème de transport) ce théorème nous permet de connaitre le moment d'inertie d'un solide par rapport à un axe quelconque si nous connaissons ce moment par rapport à un axe parallèle au premier et passant par le centre de gravité du solide

Cela s'obtient selon :

$$I_{RA} = I_{ACD} + md^2$$

$I_{RA}$  : moment d'inertie par rapport à l'axe de rotation

$I_{ACD}$  : moment d'inertie par rapport à l'axe passant par le centre de gravité

$d$ : est la distance séparant les deux axes parallèles et  $m$  la masse du solide considéré  
avec de telle considération la période du pendule réel s'exprime par

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{J}{\sum \mathcal{M}_i}}$$

Avec

$\mathcal{M}_i$  : les moments agissant et  $J$  moment d'inertie du solide par rapport à l'axe de rotation.

Les  $\mathcal{M}_i$  sont calculés pour chaque constituants à partir de l'accélération de la pesanteur de la masse et de la distance du centre de gravité à l'axe de rotation.

### III.2.14.2 Moment d'inertie total du pendule

Lors du calcul du moment d'inertie total du pendule il y a lieu de tenir compte de tous ses constituants

Dans notre cas le pendule est constitués d'un cylindre en acier plein relié par une tige à un axe de rotation.

Concernent le cylindre plein le moment d'inertie par rapport à son axe de symétrie de révolution est donné par  $J_{oz} = \frac{mR^2}{2}$  et son moment d'inertie par rapport aux axes principaux  $0_x$  et  $0_y$  sont données par  $J_{ox} = J_{oy} = \frac{mR^2}{4} = \frac{mH^2}{12}$

le moment d'inertie d'une tige de masse  $m_t$  de longueur  $l_t$  par rapport à un axe passant par l'une de ses extrémités est donné par :  $J_t = \frac{m_t l_t^2}{3}$

Partant de ces expressions nous pouvons calculer le moment d'inertie de notre pendule si nous connaissons leurs dimensions et leurs masses.

### III.2.15 Essai de ralentissement

Cet essai nous permet de déterminer les paramètres mécaniques (moment d'inertie, coefficient de frottements) du moteur asynchrone. C'est une méthode qui est applicable pour tous les types des machines tournantes. On alimente la machine par sa tension nominale et on la laisse tourner à vide. Ensuite on coupe l'alimentation et l'évolution de la vitesse en fonction du temps est enregistré à l'aide d'un oscilloscope à mémoire [13].

### III.2.16 Méthode de séparation des pertes

Cette méthode consiste à alimenter la machine à vide sous tension variable et mesurer le courant statorique et la puissance active. On fait varier la tension sur une plage où la vitesse doit

demeurer constante afin de conserver la constance des pertes mécaniques qui sont tributaires de la vitesse. A fréquence statorique constante, les pertes fer varient proportionnellement au carré de la tension d'alimentation

En traçant la variation de  $P_0 - P_{js0}$  en fonction du carré de la tension qui est pratiquement une droite, on obtient les  $P_{mec}$  qui sont indépendantes de la tension [13].

### **III.3 Conclusion**

Dans ce chapitre un état de l'art succinct des différentes méthodes d'identification des paramètres d'une machine asynchrone est présenté, ceci dans le but de constater celles qui sont faciles à mettre en application, afin de les exploiter et de les mettre en œuvre dans la suite de notre mémoire.

# La partie expérimentale

### IV.1 Introduction

Les données des plaques signalétiques ainsi que les données fournies par les constructeurs des machines asynchrones ne sont pas suffisantes pour connaître tous les paramètres électriques et mécaniques de ces machines, et c'est pour cela qu'on recourt à des essais pratiques pour la détermination de ces paramètres [13].

Dans cette partie nous allons appliquer quelques méthodes de celles citées dans le chapitre précédent et nous allons effectuer des essais expérimentaux dans le laboratoire d'électronique de puissance « II » de département d'électrotechnique, afin d'identifier les différents paramètres de la machine asynchrone à cage utilisée, qui porte la plaque signalétique suivante :

- La puissance nominale  $P_n = 1.5 \text{ kW}$
- La vitesse nominale :  $N_n = 1440 \text{ tr/min}$
- La tension nominale et le courant nominale avec couplage étoile :  $400 \text{ V} ; 3.4 \text{ A}$
- La tension nominale et le courant nominale avec couplage triangle :  $230 \text{ V} ; 5.9 \text{ A}$
- La fréquence nominale :  $50 \text{ Hz}$
- Facteur de puissance  $\cos\varphi = 0.77$

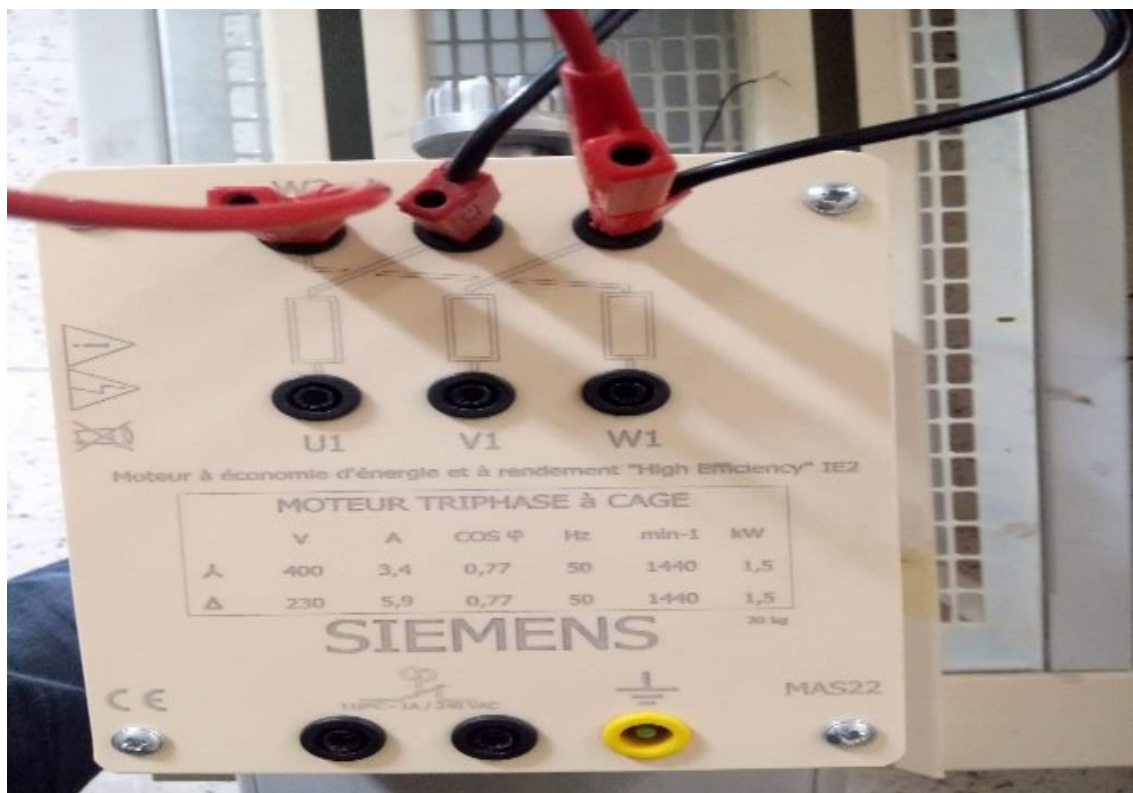


Figure (IV.1) : la plaque signalétique de la machine asynchrone utilisée

## IV.2 Méthode de la plaque signalétique

Cette méthode nous permet comme illustré dans le chapitre précédent, une estimation très approximative des paramètres de la MAS en se basant sur les relations suivantes [7] :

$$\sigma = \frac{1 - \cos\varphi}{1 + \cos\varphi} \quad (\text{IV.1})$$

$$\sigma = 0.13$$

$$g = \frac{1500 - 1440}{1500}$$

$$g = 0.04$$

$$\tau_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\sigma}}} = \frac{1}{g\omega_s} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\sigma}}} \quad (\text{IV.2})$$

$$\tau_r = 0.132[s]$$

$$l_s = \frac{V_s \sqrt{\sigma}}{I_s \omega_s} \quad (\text{IV.3})$$

$$l_s = 0.0779[H]$$

$$M = l_s \frac{1 - \sigma}{\sigma} \quad (\text{IV.4})$$

$$M = 0.519[H]$$

$$L_s = M + l_s \quad (\text{IV.5})$$

$$L_s = 0.5966$$

$$R'_r = \frac{L'_r}{T_r} \quad (\text{IV.6})$$

$$R'_r = 3.93[\Omega]$$

Tableau (IV.1) résultats obtenus avec la méthode de plaque signalétique

$\sigma$	$\tau_r$	$l_s$	$M$	$L_s$	$R'_r$
0.13	0.132	0.0776	0.519	0.5966	3.93

### IV.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone

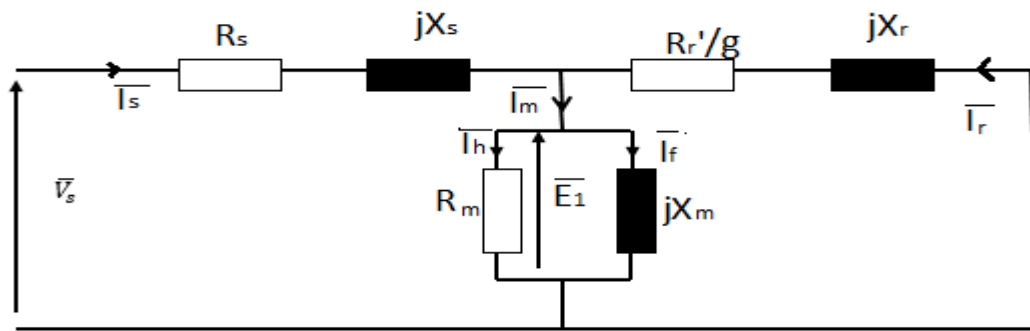


Figure (IV.2) Schéma équivalent d'une phase ramenée au stator

### IV.4 Essais classiques

#### IV.4.1 Essai en continu (volt-ampère métrique)

Dans cet essai nous allons mesurer la résistance statorique  $R_s$  en se basant sur la loi d'ohm

$$R_s = \frac{V_s}{I_s} \quad (\text{IV.7})$$

Avec

$V_s$  : la tension d'alimentation.

$I_s$  : le courant de ligne

Donc pour ce faire nous aurons besoin :

- d'une source d'alimentation en continu.
- un voltmètre pour mesurer la tension d'alimentation.
- d'un ampèremètre pour mesurer le courant de ligne.

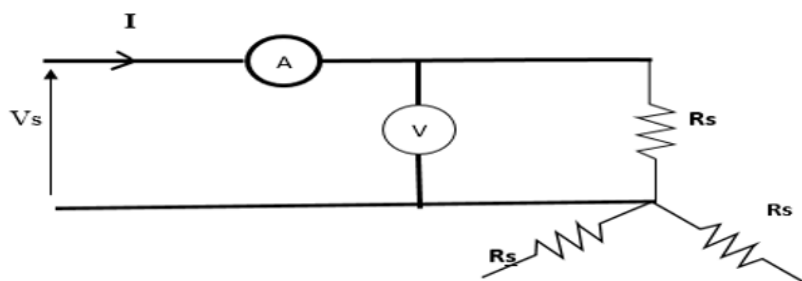


Figure (IV.3) schéma de mesure de la résistance statorique en continu

Nous mesurons le courant et la tension par phase à chaud en laissant tourner le moteur car la résistance est affectée par la température, puis nous mesurons le courant et la tension à l'arrêt et on trouve :

$$V_s = 12.8[\text{V}]$$

$$I_s = 3.2[\text{A}]$$

et on appliquant la loi d'ohm on aura  $R_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{12.8}{3.2} = 4[\Omega]$

Donc  $R_s = 4[\Omega]$

### Mesure de la résistance statorique avec un multimètre



Figure (IV.4) Mesure de la résistance statorique avec un multimètre

La mesure des différentes résistances statoriques  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  nous donne la résistance statorique  $R_s$  en calculant la moyenne

$$R_s = 4.05[\Omega]$$

#### IV.4.2 Essai à vide

Cet essai nous permet de déterminer les paramètres de la branche magnétisante  $R_m$  et  $X_m$ , les pertes fer, les pertes mécaniques. Dans ce cas d'étude la machine tourne à vide et n'entraîne pas une charge mécanique, la puissance utile est nulle. Elle est alimentée à tension nominale, le glissement est très faible ( $g = 0$ ),  $\frac{R_r'}{g}$  est très grande ce qui entraîne un courant presque nul dans la branche rotorique.

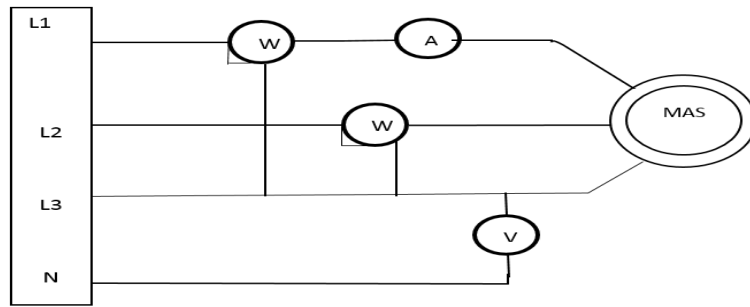


Figure (IV.5) schéma de montage de l'essai à vide



Figure (IV.6) câblage de l'essai à vide



Figure (IV.7) schéma équivalent de la machine asynchrone à vide

Les appareils indiquent les valeurs suivantes :

Tableau (IV.2) les indications des appareils de mesure dans l'essai à vide

$P_0$ [W]	$I_{s0}$ [A]	$V_{s0}$ [V]	$N_{r0}$ [tr/min]
120	1.67	220	1498

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

la puissance électrique absorbée à vide  $P_0$  correspond à la somme des pertes : les pertes dans le fer du stator  $P_{fs}$ , les pertes par effet joule dans le stator  $P_{js}$  et les pertes mécaniques  $P_m$ .

$$P_0 = 3R_s I_{s0}^2 + P_{fs} + P_m. \quad (IV.8)$$

$$P_0 - 3R_s I_{s0}^2 = P_{fs} + P_m. \quad (IV.9)$$

Cette méthode consiste à alimenter la machine à vide progressivement de 0 jusqu'à sa valeur nominale, puis faire diminuer la tension petit à petit en relevant la puissance et le courant à vide  $P_0$  et  $I_{s0}$  à condition que la vitesse reste constante.

A partir d'une vitesse différente inférieure, cette méthode n'est plus valide.

Nous avons obtenu les valeurs suivantes

Tableau (IV.3) résultats obtenues par l'essai à vide

V [v]	220	210	200	190	180	170	160	150	140
$P_0$ [W]	120	110	100	95	85	80	73	70	65
$I_0$ [A]	1.67	1.56	1.46	1.37	1.29	1.19	1.1	1.05	0.94
$N_r$ [tr/min]	1497	1497	1497	1497	1497	1497	1497	1497	1497
$V^2$ [v <sup>2</sup> ]	46656	44100	40000	36100	32400	28900	25600	22500	19600
$3 \cdot R_s \cdot I^2$	31.88	29.56	25.89	22.80	20.22	17.20	14.70	13.39	10.73
$P_0 - 3 \cdot R_s \cdot I^2$	88.16	80.44	74.11	72.2	64.78	62.8	58.3	56.61	54.27

Remarque : la tension la plus grande que nous avons utilisée est 220[v] car c'est la valeur maximale de la source que nous disposons au laboratoire peut donner.

$P_0 - 3R_s I_{s0}^2 = P_{fs} + P_m$ . est une droite, le prolongement de cette droite jusqu'à l'intersection avec l'axe des ordonnées nous donne les pertes mécanique et pour  $V_{s0}=V_n$  nous aurons les pertes fer

$$P_{fs} = P_0 - 3R_s I_{s0}^2 - P_m \quad (IV.10)$$

On trace :

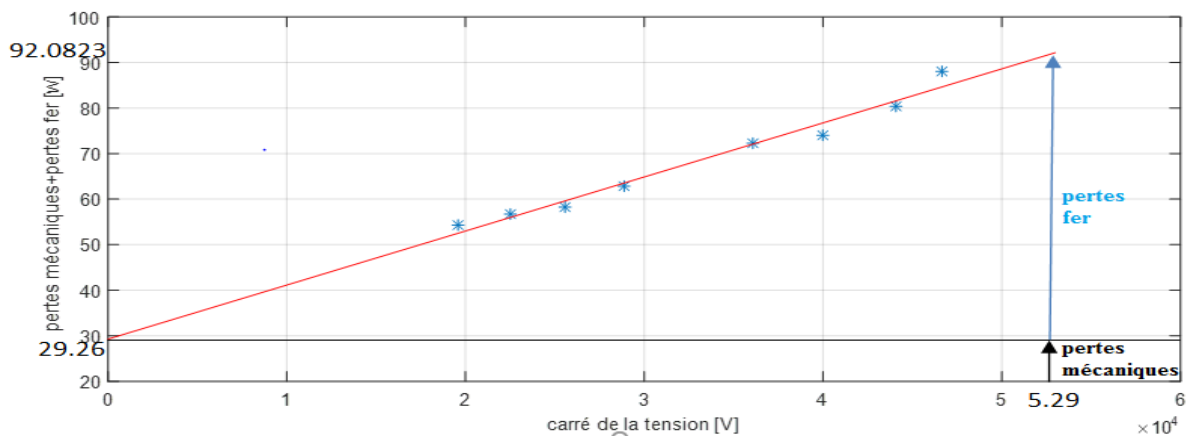


Figure (IV.8) séparation des pertes.

C'est une droite d'équation sous forme  $y=ax+b$

Avec

$$a=0.001187$$

$$b=29.26$$

Donc nous obtenons :

$$P_m = 29.26[W]$$

$$P_{fs} = 62.8223[W]$$

Détermination de  $R_m$  et  $X_m$

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

$$\bar{V}_{s0} = (R_s + jX_s)\bar{I}_{s0} + \bar{E}_1 \quad (IV.11)$$

D'où

$$\bar{E}_1 = \bar{V}_{s0} - (R_s + jX_s)\bar{I}_{s0} \quad (IV.12)$$

Avec

$$\bar{E}_1 = R_m \bar{I}_h = X_m \bar{I}_f \quad (IV.13)$$

Avec

$I_h$  courant actif passant par  $R_m$

$$I_h = I_{s0} \cos \varphi_0$$

On calcule  $\cos \varphi_0$

$$\text{On à } P_0 = 3V_{s0}I_{s0} \cos \varphi_0$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{3V_{s0}I_{s0}} = \frac{120}{3.220 \cdot 1.67} = 0.1088$$

$$\cos\varphi=0.1088$$

$$\text{nous aurons: } I_h = 1.670 \times 0.1088 = 0.182 \text{ [A]}$$

$$I_h = 0.182 \text{ [A]}$$

### Calcul de $R_m$

$$\text{à vide: } P_{fs} = 3 * R_m I_h^2$$

$$R_m = \frac{P_{fs}}{3 * I_h^2} = \frac{62.8223}{3 * 0.182^2} = 632.193$$

$$R_m=632.193[\Omega]$$

### Calcul de $X_m$

$$X_m = \frac{E_1}{I_f}$$

$$E_1 = R_m I_h = 632.193 * 0.182 = 115.059$$

$$E_1 = 115.059 \text{ [V]}$$

$$I_f = I_{s0} * \sin \varphi_0 = 1.67 * 0.994 = 1.66$$

$$I_f = 1.66 \text{ [A]}$$

$$\text{Nous obtenons } X_m = \frac{E_1}{I_f} = \frac{115.059}{1.66} = 69.09 \text{ [\Omega]}$$

$$X_m = 69.09 \text{ [\Omega]}$$

$$\text{Et } L_m = \frac{X_m}{2\pi f_s} = 0.22$$

$$L_m = 0.22 \text{ [H]}$$

Les résultats sont résumés dans le tableau suivant

Tableau (IV.4) les résultats de l'essai à rotor bloqué

$P_m$ [W]	$P_{fs}$ [W]	$R_m$ [ $\Omega$ ]	$X_m$ [ $\Omega$ ]
29.26	62.8223	632.193	69.09

#### IV.4.3 Essai à rotor bloqué

Dans cette partie nous allons bloquer le rotor afin d'empêcher sa rotation, donc vitesse de rotation est nulle  $\Omega_r = 0$ ,  $g=1$  on alimente le moteur sous tension réduite de façon à ne pas dépasser le courant nominal

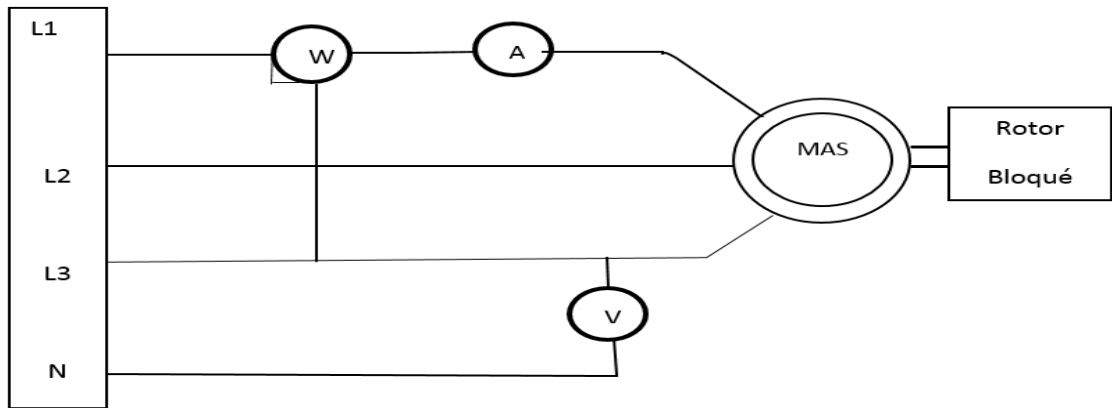


Figure (IV.9) schéma de montage de l'essai à rotor bloqué

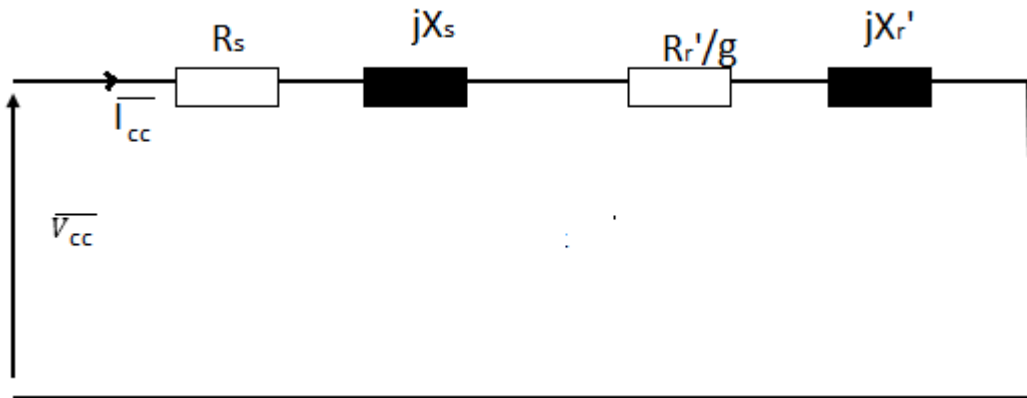


Figure (IV.10) schéma équivalent de l'essai en court-circuit

Les mesures obtenues sont comme suivies :

Tableau (IV.5) les mesures de l'essai à rotor bloqué.

$V_{cc}$	$I_{cc}$	$P_{cc}$
49.33	3.4	254.5

calculons  $Z_{cc}$

$$Z_{cc} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} = \frac{49.33}{3.4} = 14.50$$

$$P_{cc} = 3 \cdot R_{cc} \cdot I_{cc}^2 \tag{IV.14}$$

Avec :  $R_{cc} = R_s + R_r'$

$R_s$  est connue

$$R_r' = \frac{P_{cc}}{3 \cdot I_{cc}^2} - R_s = \frac{254.5}{3 \times 3.4^2} - 4.05 = 3.2885 [\Omega]$$

$$R_{cc} = 7.3385$$

Calcul de  $X_{cc}$

$$X_{cc} = \sqrt{z_{cc}^2 - R_{cc}^2} = \sqrt{14.50^2 - 7.33885^2} = 12.50$$

$$X_s + X_r' = \sqrt{z_{cc}^2 - R_{cc}^2} \quad (\text{IV.15})$$

et  $X_r'$  Dépendent de la classe du moteur, pour les moteurs de moyenne et de petite puissance les deux réactances sont approximativement égales :

$$X_s \text{ et } X_r' = \frac{X_{cc}}{2} = \frac{12.50}{2} = 6.25 [\Omega]$$

$$P_{cc} = 3 \cdot V_{cc} \cdot I_{cc} \cdot \cos\varphi_{cc} \quad (\text{IV.16})$$

On calcule  $\cos\varphi$

$$\cos\varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{3 \cdot V_{cc} \cdot I_{cc}} = \frac{254.5}{3 \times 49 \times 3.4} = 0.505$$

$$\text{on aura } \sin\varphi_{cc} = 0.862$$

Et on trouve la puissance réactive :

$$Q_{cc} = 3 \cdot V_{cc} \cdot I_{cc} \cdot \sin\varphi_{cc} = 3 \times 49.33 \times 3.4 \times 0.862$$

$$Q_{cc} = 433.73 [\text{VAR}]$$

Et on sait que  $Q_{cc} = 3 \cdot X_{cc} \cdot I_{cc}^2$

$$X_{cc} = \frac{Q_{cc}}{3 \cdot I_{cc}^2} = \frac{433.73}{3 \times 3.4^2} = 12.50$$

$$X_s = \frac{X_{cc}}{2} = \frac{12.50}{2} = 6.25 [\Omega]$$

$$l_s = \frac{X_s}{2\pi f_s} = 0.02 [\text{H}]$$

Avec

$l_s$  : l'inductance de fuite totalisée au stator

Calcul du coefficient de dispersion  $\sigma$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} \quad (\text{IV.17})$$

#### IV.5 Méthode de l'échelon de tension

Dans cette partie nous allons appliquer un échelon de tension de tension via une source de tension continue, en coupant brusquement l'alimentation à l'aide d'un interrupteur mécanique nous aurons la réponse du système sur l'oscilloscope, qui est un système de seconde ordre.



Figure (IV.11) Schéma de montage de l'essai à échelon de tension réalisé au laboratoire

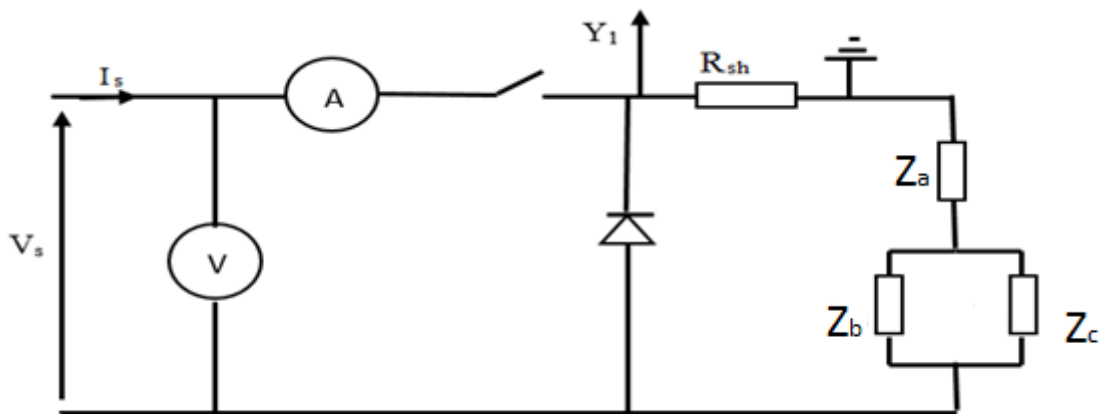


Figure (IV.12) Schéma de montage de l'essai à échelon de tension

L'interpolation de cette courbe grâce au logiciel MATLAB nous donne l'équation du système et les différents paramètres qui sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau (IV.6) résultats obtenus avec l'essai à échelon de tension

A	B	c	d	$\alpha$	T1	T2	$\tau_r$	$\tau_s$	$\sigma$
1.825	-113.2	0.663	-4.693	2.752	0.0088	0.2131	0.1587	0.0633	0.1875

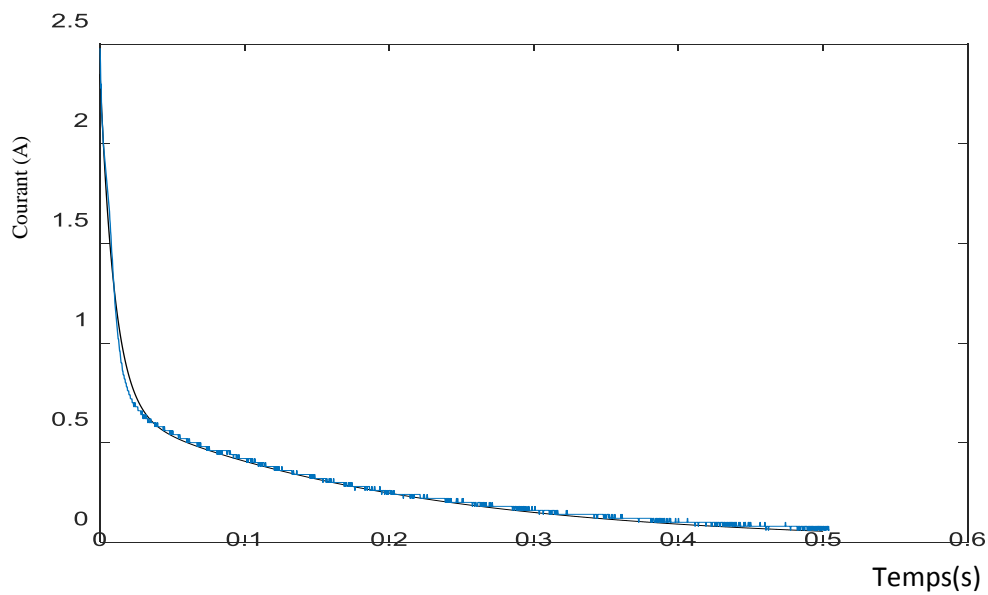


Figure (IV.13) réponse de la machine à un échelon de tension

#### IV.6 Comparaison des résultats

La comparaison entre les valeurs des différents essais sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau (IV.7) comparaison des résultats

	$R_s$	$R'_r$	$L'_r$	$L_s$	$\sigma$	$\tau_r$	$\tau_s$
Plaque signalétique	4.05	3.93	0.5346	0.5966	0.13	0.132	
Essais classiques	4.05	3.29	0.2		0.1	0.05	0.06
Essai à échelon	4.05				0.1875	0.1587	0.0633

#### IV.6 Interprétation

Les valeurs des paramètres déterminées avec les trois méthodes sont concordantes, ce qui nous permet de conclure que l'identification que nous avons réalisée est correcte.

#### IV.7 Calcul des paramètres mécaniques

##### IV.7.1 Moment d'inertie

Le moment d'inertie peut se calculer à l'aide d'un pendule inséré sur l'arbre de la machine comme illustré dans le troisième chapitre.



Figure (IV.14) méthode du pendule

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{J}{\sum \mathcal{M}_i}} \quad (\text{IV.20})$$

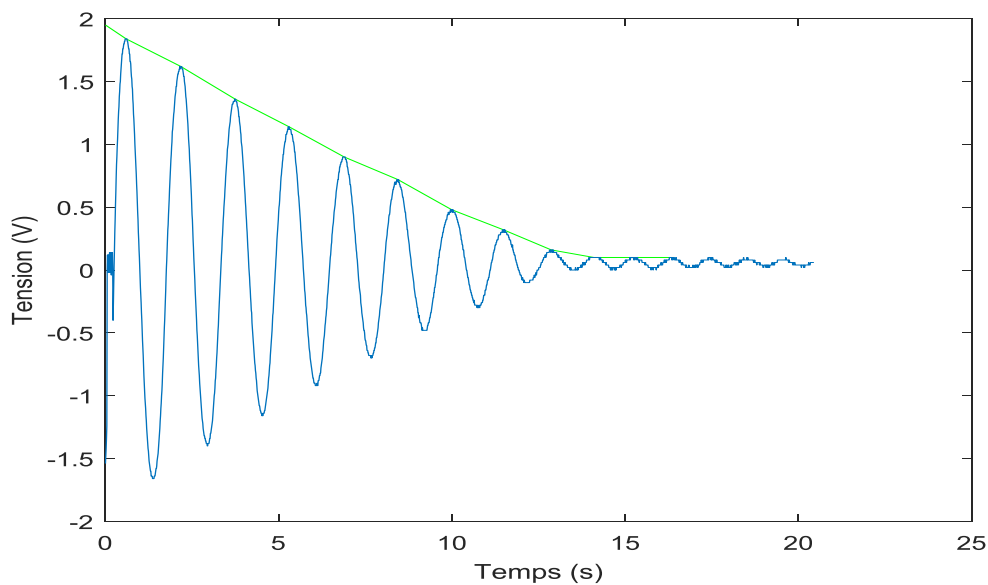
Le moment d'inertie  $J_{moteur}$  obtenu est

$$J_{moteur} = 41 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$$

#### IV.7.2 Coefficient de frottement $K_f$

$$\tau_m = \frac{J_{moteur}}{K_f} \quad (\text{IV.19})$$

Nous obtenons courbe oscillatoire amortie.



s une

Figure (IV.15) : méthode du pendule

L'enveloppe supérieur est une exponentielle de 1<sup>er</sup> ordre sous forme  $u(t) = ae^{-\frac{t}{\tau_m}}$  sa constante de temps mécanique est

Avec:

$$a=2.02$$

$$\tau_m=6.707 \text{ S}$$

$$K_f=6.11 \times 10^{-4} \text{ Nm.s/rad}$$

Tableau (IV.8) : les paramètres mécaniques

$I_{moteur} [\text{kgm}^2]$	$K_f [\text{Nm.s/rad}]$	$\tau_m [\text{s}]$
$41 \times 10^{-4}$	$6.11 \times 10^{-4}$	6.707

#### IV.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la détermination expérimentale des paramètres d'une machine asynchrone à cage en utilisant deux méthodes expérimentales et un calcul des paramètres à partir de la plaque signalétique de la machine.

L'identification développée pour la MAS à cage montre que les valeurs des paramètres déterminées par les différentes méthodes sont pratiquement voisines et se confondent remarquablement avec les paramètres de référence. Ces derniers étant déterminés à partir de la plaque signalétique.

# Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'identification des paramètres de la machine asynchrone à cage.

Avant de présenter les principaux résultats obtenus à travers cette étude, il convient de rappeler que l'identification paramétrique des machines électriques, particulièrement la machine asynchrone à cage, constitue un axe de recherche fructueux et très important en vue de leur simulation, leur commande et leur diagnostic. Cependant, la variation des paramètres sous les effets physiques inhérents au fonctionnement de la machine tels que, la température, la saturation et l'effet de peau, qui sont, en réalité non linéaires et loin d'être négligeables, fait de l'identification un problème qui n'est pas simple à résoudre, mais il est possible d'arriver à de bons résultats.

Alors, pour procéder à l'identification paramétrique d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle en fonction de l'objectif fixé, ce choix est souvent lié à des hypothèses supplémentaires pour simplifier l'étude.
- Choisir la méthode d'identification et/ou les essais appropriés,
- Et enfin vérifier la validité du modèle identifié.

L'objectif de ce mémoire est l'identification expérimentale des paramètres d'une machine asynchrone à cage. Pour cela, nous sommes passés par plusieurs étapes :

Nous avons d'abord rappelé les notions de base essentielles de la machine asynchrone. Nous avons donné ensuite les équations de modélisation de la machine asynchrone ainsi que les hypothèses simplificatrices associées. La transformation de Park a donc été utilisée.

Nous avons aussi donné les différentes méthodes d'identification des paramètres de la machine asynchrone puis nous avons donné les informations essentielles liées à notre application. La détermination des paramètres de la machine objet de notre étude est basée sur le schéma équivalent d'une phase de la machine ramenée au stator. Nous avons d'abord déterminé les paramètres de la machine en utilisant la méthode classique basée principalement sur un essai à vide et un essai à rotor bloqué. Ces paramètres ont été ensuite déterminés avec l'application d'un échelon de tension. Les paramètres obtenus avec ces deux méthodes sont ensuite comparés à ceux déterminés à partir de la plaque signalétique de la machine. Nous constatons une bonne concordance entre les paramètres déterminés avec les trois méthodes.

.

# Bibliographie

## **Bibliographie**

- [1] N.Yassa « Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter- spires et des cassures de barres et d'anneaux ». Mémoire de magister 2009.
- [2] A. Tidjani « Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique optimisation d'essaim de particules » Mémoire de master académique en électrotechnique université Kasdi Merbah de OUARGULA.2016
- [3] T. Wild. Sybille « ÉLECTROTECHNIQUE » livre 4 eme ÉDITION de boech 2005.
- [4] L. BELAIDI, A. BOUCHERAK « identification des paramètres d'un moteur asynchrone triphasé à cage avec la méthode des éléments finis » mémoire de master en électrotechnique UMMTO.2012.
- [5] A. LOUNI, M. ALLOUCHENE. « Identification des paramètres électrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil » mémoire mémoire de master en électrotechnique UMMTO 2012.
- [6] H. HALLEG, N. CHAOUICHE « identification des paramètres d'une machine asynchrone, influence de son alimentation via un onduleur de tension et application d'une commande vectorielle indirecte » mémoire mémoire de master en électrotechnique UMMTO 2005.
- [7] R. CHARGUI « identification des paramètres d'une machine asynchrone triphasée » mémoire magister en électrotechnique. Université El hadj Lakhdar de Batna. 2014.
- [8] N. BELAHCEL, F. CHEBALI « modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil pourvue de cales ferromagnétiques » mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, université mouloud Mammeri 2010.
- [9] M. BACHANI « identification paramétrique de la machine asynchrone ». Mémoire de magister en automatique. Université Mohamed Boudiaf de Oran. 2013.
- [10] M. BESTANI, S. DARMOUCHE « identification des paramètres de la machine asynchrone à double alimentation ». Mémoire de master en génie électrique UMMTO.2016
- [11] M. BELHADJ, « modélisation fréquentielle de la machine asynchrone en vue de l'analyse des perturbations conduites basse fréquence ». Thèse de doctorat en électronique en génie

## **Bibliographie**

électrique. Ecole doctorale des sciences et technologie de l'information des matériaux. Nantes.2007

[12] G. SEGIER, « Electrotechnique Industrielle » 2<sup>o</sup> édition. Aout 1996.

[13] L. RABIA « Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé » mémoire de master académique en en génie électrique. Université Kasdi Marbah de Ouargla. 2015.

[14] A. CHAHMI « Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic ». Thèse de doctorat en électrotechnique. Université USTHB 2017.

[15] N. Ait Ramdane « Control à V/f constant d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à MLI vectorielle » Thèse d'ingénieur en électrotechnique. UMMTO.2008.

## **Résumé**

Le but de notre travail porte sur l'identification des paramètres d'une machine asynchrone à cage de 1.5 kW, en utilisant trois méthodes, dont deux sont expérimentales (méthodes des essais classiques et méthode de l'échelon de tension), et une théorique (méthode de la plaque signalétique).

Les résultats obtenus à travers ces trois méthodes sont concordants, ce qui nous a permis de conclure que notre identification est bonne.

**Mots clés** : machine asynchrone à cage, méthode d'identification, paramètres, essais classiques, échelon de tension, plaque signalétique.