

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électrotechnique
Spécialité Machines Électriques

présenté par

DJELOUAT Hafidh

&

HAYANE Abdelhak

Identification paramétrique de la machine asynchrone à cage

Proposé par : Mme KHEMICI Latifa

Année Universitaire 2018-2019

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu le tout puissant qui nous a donnés le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude.

*Egalement, Nous avons remercié tous particulièrement M^{me} **khemici** Notre promotrice, pour son renfort ses directives et sa disponibilité malgré ses nombreuses occupations, durant le temps de ce projet.*

Nos vifs remerciements vont aussi à nos membres de jurés pour avoir accepté d'être examinateurs de notre travail

Nous remercions aussi tout particulièrement nous anciens professeurs qui nous donnés le goût d'étudier cette matière qu'est l'électrotechnique.

Merci pour tous les collègues et amis du monde et tout l'amour qu'ils nous apportons jour après jour...

ملخص:

العمل المقدم يتناول طريقة تقدير قيم عناصر النموذج المكافئ للآلة لا متزامنة، انطلاقاً من معطيات الصانع (لوحة المحرك مثلاً) وقمنا باستعمال أسلوب Aliénor كطريقة لتقدير قيم العناصر. لقد تحصلنا على قيم العناصر النموذج المكافئ بتخفيض الفارق بين معطيات الصانع والقيم المقدرة التي تحصلنا عليها عن طريق استعمال الاختبارات الكلاسيكية. قمنا باختبار أسلوب Aliénor على الآلة لا متزامنة.

كلمات المفاتيح: أسلوب Aliénor؛ النموذج المكافئ؛ الآلة لا متزامنة؛ لوحة المحرك؛ التقدير.

Résumé : Dans ce mémoire on présente une technique d'optimisation pour identifier les paramètres du schéma équivalent d'une machine asynchrone à cage, à partir des données du constructeur (la plaque signalétique). La méthode d'Aliénor a été utilisée comme technique d'optimisation. Les paramètres du schéma équivalent sont obtenus à partir de la minimisation de l'erreur entre les données du constructeur et les valeurs estimées. La méthode proposée a été testée sur un moteur, en utilisant deux fonctions objectives différentes (courant et couple). La validation de notre travail est assurée par la méthode classique, qui nécessite un essai à vide et un essai à rotor bloqué pour déterminer les paramètres électriques du schéma équivalent.

Mots clés : Machine asynchrone ; plaque signalétique ; schéma équivalent ; identification ; méthode d'Aliénor.

Abstract: In this paper, an optimization technique is presented to estimate the parameters of the equivalent scheme of a cage asynchronous machine, based on the manufacturer's data (the nameplate). The Aliénor method was used as an optimization technique. The parameters of the equivalent scheme are obtained from the minimization of the error between the manufacturer's data and the estimated values. The suggested method was tested using motor, by applying two different function objectives (current and torque). The validation of our work is carried out by the classical method, where a no-load test and a locked rotor test are required to determine the electrical parameters of the equivalent scheme.

Keywords: cage asynchronous machine; estimation; Aliénor method; equivalent scheme; nameplate

Listes des acronymes et abréviations

r s: Indices d'axes correspondants au stator et rotor

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a,b,c.

V_s, I_s : Tension et courant statorique

V_r, I_r : Tension et Courant rotoriques

Φ_s : Flux statorique

Φ_r : Flux rotorique.

R_s, L_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique

R_r, L_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique

$M_{rs} = M_{sr} = M$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

l_s, l_r : Inductance de fuites statorique et rotorique.

M_s, M_r : L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

θ : Angle électrique stator/référentiel.

θ_s, θ_r : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

$P(\theta)$: Matrice de transformation de PARK.

$P^{-1}(\theta)$: Matrice de transformation inverse de PARK.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

f_v : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

N: Les fuites magnétiques.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

d, q : Indice de l'axe direct et Indice de l'axe en quadrature.

T_s, T_r : Constante de temps statorique et Constante de temps rotorique.

g : glissement.

D'autres notations spécifiques peuvent être définies dans les chapitres, s'il y a lieu.

Table des matières

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.1. Introduction	3
1.2. Généralités sur les machines asynchrones triphasée	3
1.2.1. Définition	3
1.2.2. Symbole	4
1.2.3. Constitution de la machine asynchrone :	5
1.2.3.1. Stator.....	6
1.2.3.2. Rotor	6
a. Rotor bobiné :	6
b. Rotor à cage :	7
1.2.5. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone :	7
1.2.6. Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à cage.....	8
1.3. Modélisation de la machine asynchrone	9
1.3.1. Equations électriques :.....	10
1.3.2. Equations des flux.....	10
1.3.3. Equation mécanique.....	11
1.3.4. Equation du couple.....	11
1.4. Modèle de Park :	12
1.4.1. Equations de la machine dans le modèle de Park :	13
1.4.2. Equations des tensions	13
1.4.3. Equations des flux :.....	13
1.4.4. Equation du couple :.....	14
1.5. Définition des différents référentiels :.....	14

1.5.1.	Référentiel fixe par rapport au stator :.....	14
1.5.2.	Référentiel fixe par rapport au rotor :.....	15
1.5.3.	Référentiel fixe par rapport au champ tournant :.....	15
1.6.	Le modèle d'état de la machine asynchrone :.....	15
1.7.	Conclusion	17

Chapitre 2 : schéma équivalent et méthodes d'identification de la MAS

2.1.	Introduction	18
2.2.	Schémas équivalents du MAS	18
2.2.1.	Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique	18
2.2.2.	Schéma équivalent du MAS dans le repère fixe au stator	20
2.2.3.	Schéma équivalent du MAS en régime permanent.....	21
2.2.4.	Calcul de l'impédance totale vue du stator.....	23
2.3.	Identification des paramètres électriques	27
2.3.1.	Méthode de la plaque signalétique.....	27
2.3.2.	Méthode des essais classiques.....	27
2.3.2.1.	Identification de la MAS à rotor à cage :.....	28
2.4.	Conclusion :	32

Chapitre 3 : Estimation des paramètres de la machine asynchrone basée sur la méthode d'Aliénor

3.1.	Introduction	33
3.2.	Techniques d'optimisation	33
3.2.1.	Les méthodes déterministes	33
3.2.2.	Méthodes stochastiques.....	34
3.2.3.	Méthodes hybrides.....	35
3.2.4.	La méthode ALIENOR.....	35

3.2.4.1. La transformation réductrice :.....	35
A. La spirale d'Archimède:	35
B. La transformation réductrice de Konfé-Cherruault.....	37
3.3. Application à l'optimisation globale	38
3.4. Exemple illustratif (détermination des paramètres R et L d'une bobine)	39
3.5. Méthode du modèle de référence :.....	40
3.6. Conclusion.....	44

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

4.1. Introduction.....	45
4.2. Détermination expérimentale des paramètres de la machine par les essais classiques	45
4.2.1. Matériel utilisé :	46
4.2.2. Détermination des paramètres électriques :.....	47
a. Essai en courant continu :	47
b. Essais à vide:.....	48
c. Calcule de L_s et L_r :.....	50
d. Essai à rotor bloqué :	50
e. Calcule de M :.....	52
f. Calcule de R_r :.....	52
4.3. Les paramètres de la machine asynchrone par la méthode classique est :..	52
4.4. Les résultats de simulation :.....	53
a. Minimisation de l'erreur entre courant mesuré et courant calculé :.....	53
b. Minimisation de l'erreur entre couple mesuré et couple calculé.....	54
4.5. Interprétation :	56
4.6. Conclusion :	56
Conclusion générale.....	57

Liste des figures

Figure 1. 1 : (a) : Symbole général d'un moteur asynchrone triphasé, (b) : Symbole général d'un générateur asynchrone triphasé.....	4
Figure 1. 2 : (a) : Symbole d'un moteur asynchrone triphasé à cage, (b) : Symbole d'un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné.	4
Figure 1. 3 : (a) Symbole d'un moteur asynchrone triphasé couplé en triangle, (b) Symbole d'un moteur asynchrone triphasé couplé en étoile.....	5
Figure 1. 4 : Moteur asynchrone à cage	5
Figure 1. 5 : Photo du stator d'une machine asynchrone	6
Figure 1. 6 : Rotor bobiné d'un moteur asynchrone triphasé.....	7
Figure 1. 7 : Photo du rotor à cage d'une machine asynchrone	7
Figure 1. 8 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée	9
Figure 1. 9 : Repérage angulaire des systèmes d'axes	13
Figure 2. 1 : Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique	19
Figure 2. 2 : Schéma équivalent de la MAS dans le repère (α, β) en régime dynamique	20
Figure 2. 3 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent	22
Figure 2. 4 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent ramené au stator	23
Figure 2. 5 : Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites totalisées dans le stator	25
Figure 2. 6 : Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor	26
Figure 2. 7 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide.....	29
Figure 2. 8 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué	30
Figure 2. 9 : Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué.....	31
Figure 3. 1 : La spirale d'Archimède.....	36
Figure 3. 2 : circuit RL.....	39
Figure 3. 3 : superposition entre courant mesuré et courant calculé	40
Figure 3. 4 : Principe d'identification	41
Figure 3. 5 : schéma équivalent ramené au stator	43

Figure 4. 1 : la plaque signalétique du moteur	46
Figure 4. 2 : Montage d'Essai en courant continu.	47
Figure 4. 3 : Le modelé de la machine asynchrone à vide.....	48
Figure 4. 4 : Montage d'Essai à vide.	48
Figure 4. 5 : Montage d'Essai à rotor bloqué.	50
Figure 4. 6 : Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué.	51
Figure 4. 7 : l'estimation avec la fonction objectif courant pour un seul point.....	53
Figure 4. 8 : estimation avec la fonction objective pour deux points.	53
Figure 4. 9 : l'estimation avec la fonction objective couple par un seul point	54
Figure 4. 10 : L'estimation avec la fonction objective couple pour deux points de moteur.	54

Liste des tableaux

Tableau 4. 1 : Essai à vide sous tension variable.....	49
Tableau 4. 2 : Résultats des essais à rotor bloqués	51
Tableau 4. 3 : les paramètres électriques de moteur par la méthode classique.	52
Tableau 4. 4 : les résultats de l'estimation du moteur.	55

Introduction générale

De nos jours, l'utilisation des machines asynchrones dans les entraînements industriels est en pleine expansion, du fait de leurs qualités, leurs robustesses, leurs prix et le quasi absence d'entretien. Elles dépassent les 80% des parts de marché du parc des machines électriques. C'est une composante clé de la plupart des équipements industriels comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie, ou encore le transport ferroviaire.

Dans la cadre de ce travail, on utilisera deux méthodes principales peuvent être utilisées pour le problème de l'identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée, La méthode classique basée sur des essais expérimentaux et l'autre une méthode numérique c'est la méthode d'Aliénor basée sur un modèle de référence.

Les travaux de ce mémoire traitent des problématiques de l'estimation des paramètres du moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil.

Le mémoire comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur la machine asynchrone à cage d'écureuil, constitution, principe de fonctionnement .

Après avoir défini le modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite, moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformée de Park, nous avons développé un modèle d'état de la machine.

Dans le deuxième chapitre de ce mémoire, une présentation des schémas équivalents, ceci est la partie principale de notre travail on a fait identifier les paramètres du moteur asynchrone à cage utilisant les essais classiques.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des techniques d'optimisations. Nous traitons les méthodes Aliénor de base utilisées dans ce travail concernant l'estimation. Parmi ces méthodes déterministes, la méthode d'Aliénor basé sur l'erreur de sortie auquel nous nous intéressons.

Dans le quatrième chapitre nous avons présenté les différents résultats de simulation d'estimation des paramètres électriques de la machine asynchrone en utilisant la méthode d'Aliénor .par comparaison et Pour montrer l'efficacité de cette technique.

A la fin de ce travail nous avons comparé les résultats d'estimation et les résultats classiques.

1.1. Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéressera à la modélisation de la machine asynchrone, d'abord on commencera par la description de la machine asynchrone, puis on passera au développement du modèle de la machine asynchrone (MAS) à partir des équations générales suivit par la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés d, pour directe, et q, pour quadrature et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation du modèle d'état.

1.2. Généralités sur les machines asynchrones triphasées

1.2.1. Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est déférente de la vitesse de rotation du champ tournant.

La machine qui nous intéresse dans ce chapitre est précisément une machine à induction .il existe en effet théoriquement d'autre type de machines asynchrones.

Une machine à induction est une machine asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile ,ou inversement ,par induction électromagnétique .cependant la seule machine asynchrone qui ait une importance pratique est la machine à induction . [1]

Cette machine est réversible et susceptible de se comporter, selon la source d'énergie, soit en « moteur » soit en « générateur »

- En fonctionnement « moteur », l'énergie électrique apportée par la source est transformée en énergie mécanique vers la charge.
- En fonctionnement « générateur », l'énergie mécanique de la charge est transformée en énergie électrique vers la source

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.2.2. Symbole

La machine asynchrone peut être représentée par son symbole normalisé général qui précise si elle fonctionne en moteur (**Figure 1.1.a**), ou en générateur (**Figure 1.1.b**).

Le symbole peut indiquer s'il s'agit d'un moteur à cage (**Figure 1.2.a**), ou d'un moteur à rotor bobiné (**Figure 1.2.b**) ou le couplage de cet enroulement peut être en étoile (**Figure 1.3.b**) ou en triangle (**Figure 1.4.a**). Nous préciserons les différences de constitution dans la suite. Les symboles ont été dessinés pour le cas de machines triphasées, qui est de loin le plus fréquent, mais il peut s'adapter pour les machines monophasées ou biphasées, beaucoup plus rares. [1]



Figure 1. 1 : (a) : Symbole général d'un moteur asynchrone triphasé, (b) : Symbole général d'un générateur asynchrone triphasé.

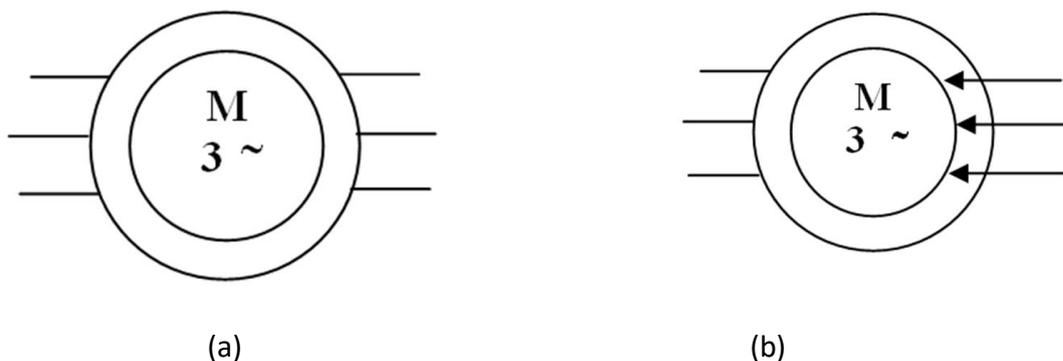


Figure 1. 2 : (a) : Symbole d'un moteur asynchrone triphasé à cage, (b) : Symbole d'un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné.



Figure 1. 3 : (a) Symbole d'un moteur asynchrone triphasé couplé en triangle, (b) Symbole d'un moteur asynchrone triphasé couplé en étoile

1.2.3. Constitution de la machine asynchrone :

Elle comporte un inducteur fixe nommé stator et un induit nommé rotor C'est un transformateur à champs tournant dont le primaire est le stator et dont le secondaire mis en court-circuit et libre de tourner est le rotor.

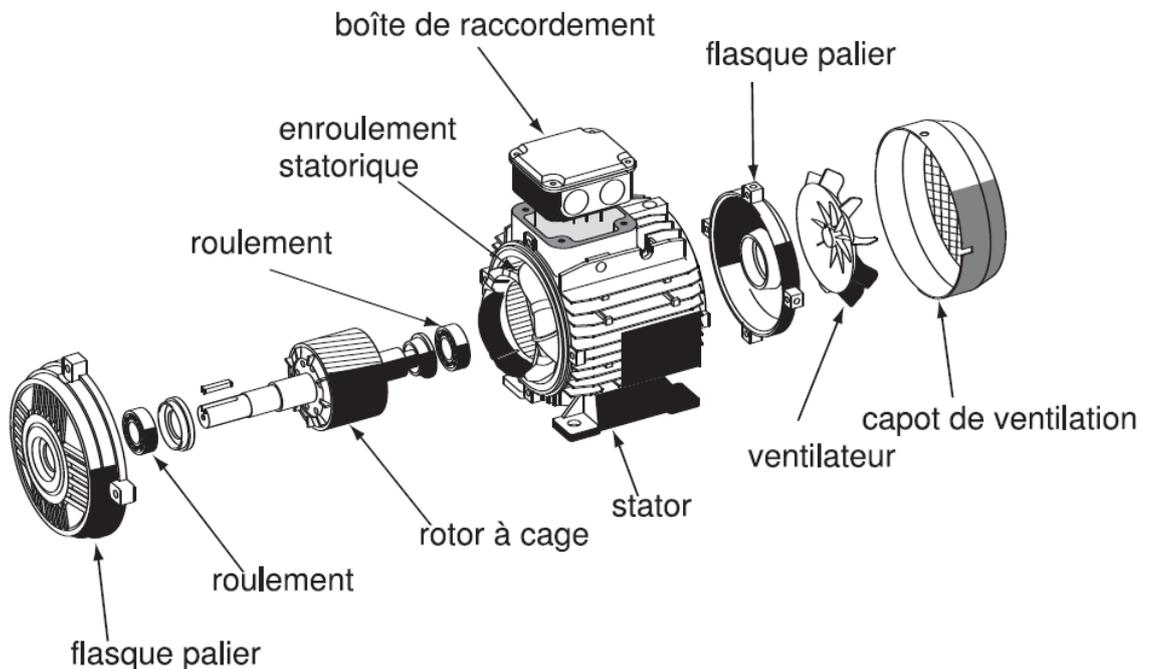


Figure 1. 4 : Moteur asynchrone à cage

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.2.3.1. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques (*Figure 1.10*). Ces tôles sont pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont pour les machines de puissance plus importante, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement statorique d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. [2]



Figure 1. 5 : Photo du stator d'une machine asynchrone

1.2.3.2. Rotor

Le rotor tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'aciers qui sont en général de même nature que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des moteurs asynchrones peuvent être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil.

a. Rotor bobiné :

Dans ce cas, les encoches présentes à la périphérie du rotor contiennent un enroulement similaire à celui du stator. Le bobinage rotorique est toujours couplé en étoile et il est accessible de l'extérieur grâce à un système de bague et de balais, ce qui permet soit le court-

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

circuit, soit de le relier à un circuit permettant d'agir sur les caractéristiques de la machine dans certains fonctionnements. [1]



Figure 1. 6 : Rotor bobiné d'un moteur asynchrone triphasé

b. Rotor à cage :

Dans ce cas les encoches contiennent des barres reliées aux deux extrémités par des anneaux de court-circuit. L'ensemble forme une cage d'écureuil. Les barres sont en alliage d'aluminium pour les machines de petite et moyenne puissance, en cuivre pour les machines de forte puissance. L'enroulement ainsi obtenu n'est pas accessible de l'extérieur. La cage rotorique forme un enroulement dont le nombre de phase et le nombre de pôle ne sont pas fixés par construction. [1]



Figure 1. 7 : Photo du rotor à cage d'une machine asynchrone

1.2.5. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone :

L'enroulement statorique branché au réseau de fréquence f et de pulsation ω produit un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s (ou vitesse angulaire de synchronisme) Ω_s .

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

$$N_s = 60 * f_s / p \text{ ou } \Omega_s = \omega_s / p \dots\dots\dots(1.1)$$

Dont l'écart relatif de la vitesse est appelé glissement g :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \dots\dots\dots(1.2)$$

Les enroulements du rotor tournant à la vitesse Ω_r , sont balayés à la vitesse $\Omega_s - \Omega$ par le flux statorique ϕ_s . la pulsation ou la fréquence du courant induit rotorique varie avec le glissement :

$$\omega_r = \omega_s \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \text{ avec } f_r = g f_s \dots\dots\dots(1.3)$$

En fonction de la valeur du glissement, on distingue les différents modes de fonctionnement de la machine asynchrone :

- $g=1$: Le glissement est de 100%, correspond à vitesse $\Omega_r = 0$ donc le rotor est à l'arrêt.
- $0 < g < 1$: Le glissement correspond à la vitesse $0 < \Omega_r < \Omega_s$ donc la machine asynchrone fonctionne en moteur, ce qui est le cas de notre étude.
- $g \approx 0$: Le glissement est presque nul, correspond à la vitesse $\Omega_r \approx \Omega_s$ donc la machine asynchrone fonctionne à vide.
- $g < 0$: Le glissement est négatif, correspond à la vitesse $\Omega_r > \Omega_s$, ceci est possible au moyen d'un moteur primaire qui fait augmenter la vitesse du rotor.

Dans ces conditions la machine asynchrone fonctionne en génératrice, en transformant l'énergie mécanique fournie à son arbre par le moteur primaire en énergie électrique qu'elle livre au réseau. [3]

1.2.6. Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à cage

Parmi les avantages et les inconvénients dans le moteur asynchrone on site [4] :

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

Avantage

- Structure simple
- Robuste et facile à construire
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés
- Relié directement aux réseaux industriels a tension et fréquence
- Le couple de démarrage élevé que le couple nominal

Inconvénients

- Le courant de démarrage est très élevé par rapport au courant nominal.
- Variation de vitesse nécessite un variateur de vitesse
- La vitesse dépend de la charge

1.3. Modélisation de la machine asynchrone

Le schéma de principe de la machine asynchrone triphasée est illustré par la figure. Le stator et le rotor sont représentés respectivement par trois enroulements identiques et déphasés de 120° les uns par rapport aux autres.

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

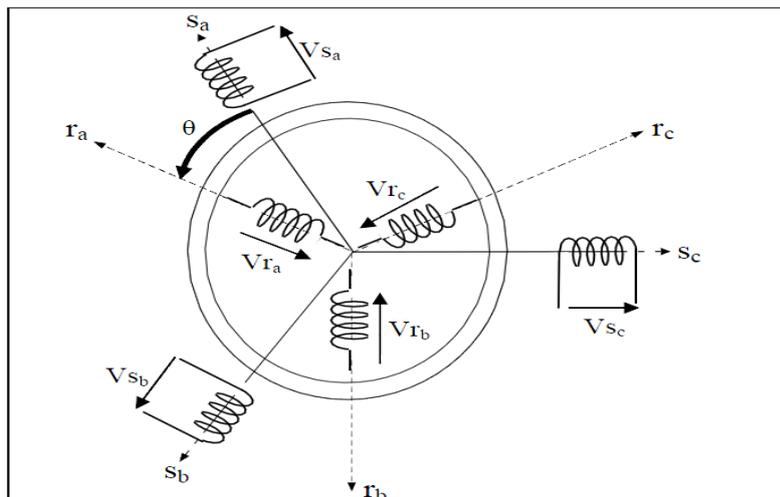


Figure 1. 8 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.3.1. Equations électriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \dots\dots\dots(1.5)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \dots\dots\dots(1.6)$$

Où l'indice s et r désignent respectivement les grandeurs relatives au stator et au rotor.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.7)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.8)$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques de la machine asynchrone sont données par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.9)$$

1.3.2. Equations des flux

L'absence de saturation et la limitation au premier harmonique d'espace, nous permettent d'écrire les expressions des flux statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.10)$$

Les quatre sous matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.11)$$

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.12)$$

Les différentes inductances désignent :

- l_s : Inductance propre d'une phase statorique.
- l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.
- M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.
- M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
- M_{sr} : Inductance mutuelle entre stator et rotor.
- θ : Ecart angulaire entre stator et rotor.

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [L_s][I_{abcs}] + [M_{sr}][I_{abcr}] \} \\ [V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [M_{rs}][I_{abcr}] + [L_r][I_{abcs}] \} \end{cases} \dots\dots\dots(1.13)$$

1.3.3. Equation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique s'écrit :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r \dots\dots\dots(1.14)$$

- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant.
- J : Moment d'inertie

1.3.4. Equation du couple

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = [I_s]^t \frac{\partial [M_{sr}(\theta)]}{\partial \theta} [I_r] \dots\dots\dots(1.15)$$

1.4. Modèle de Park :

Les termes figurant dans les équations des flux sont fonction de l'angle θ , ce qui complique considérablement l'étude des régimes dynamiques. Pour pallier ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tensions, courants et flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de base est appelé transformation de Park. Ainsi, la machine sera régie par un système d'équations à coefficients constants.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.16)$$

Le changement de variables est donné par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.17)$$

x_a , x_b et x_c peuvent représenter (courants, tensions ou flux) et x_0 représente la grandeur homopolaire.

La matrice inverse $P^{-1}(\theta)$ est telle que : $P^{-1} = P^t$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.18)$$

D'où les transformations inverses des variables :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1.19)$$

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.4.1. Equations de la machine dans le modèle de Park :

On applique la transformation de Park aux courants, tensions et flux. Un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Les angles θ_s et θ_r qui interviennent respectivement pour les grandeurs statoriques et rotoriques sont représentés sur la figure 1.14.

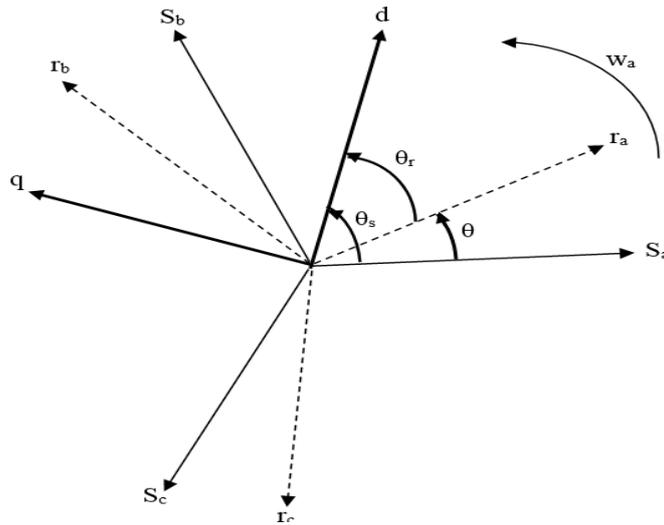


Figure 1. 9 : Repérage angulaire des systèmes d'axes

1.4.2. Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \dots\dots\dots (1.20)$$

1.4.3. Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \dots\dots\dots (1.21)$$

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

L_s : Inductance cyclique propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance cyclique propre d'une phase rotorique.

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \dots\dots\dots(1.22)$$

1.4.4. Equation du couple :

Dans le modèle de Park, l'expression du couple s'écrit de la manière suivante :

$$C_{em} = pM(I_{qs}I_{dr} + I_{ds}I_{qr}) \dots\dots\dots(1.23)$$

p : Nombre de pair de pôles de la machine.

1.5. Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes « d q » qui dépendent des objectifs de l'application :

1.5.1. Référentiel fixe par rapport au stator :

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

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \dots\dots\dots(1.24)$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs statoriques.

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.5.2. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{cases} \dots\dots\dots (1.25)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotoriques.

1.5.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = \omega_s - \omega$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \dots\dots\dots (1.26)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la transformation de l'équation (1.20). mais il est souvent utilisé dans les problèmes de commande.

1.6. Le modèle d'état de la machine asynchrone :

Le choix des sorties est d'une grande importance du fait qu'il est lié aux objectifs de commande, en désire commander la vitesse et assurer le contrôle du flux rotoriques, pour la

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

modèle complet, la vitesse mécanique (Ω) est une variable d'état, pour les quatre variable électrique, Considérons :

Les flux ($\Phi_{dr} ; \Phi_{qr}$) et les courants ($I_{dr} ; I_{qr}$).

Les tensions ($V_{ds} ; V_{qs}$) comme variable de commande.

On pose $X=[I_{ds} \ I_{qs} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^T ; U=[V_{ds} V_{qs}]^T$

Alors le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension dans un repère (dq)

Tournant à la vitesse synchrone ω_s .

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \dots\dots\dots(1.27)$$

σ : coef Coefficient de dispersion de Blondel.

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M R_r}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) \omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds}$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{M}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs}$$

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \left(R_r \frac{M}{L_r} \right) I_{ds} - \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \dots\dots\dots(1.28)$$

$$\frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \left(R_r \frac{M}{L_r} \right) I_{qs} - \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \left(C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{p} \right)$$

1.7. Conclusion :

L'objectif de ce chapitre est de présenter une description générale de la machine asynchrone à cage d'écurueil précisant ainsi sa constitution, sa structure et son principe de fonctionnement.

Ensuite, on a pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone, alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasé équivalente, ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation. Après avoir transformer les équations, on a choisi le référentiel lie au stator qui est le mieux adapté pour une identification des paramètres de la machine asynchrone.

2.1. Introduction

Comme il a été procédé au premier chapitre, un modèle idéalisé de la MAS a été présenté aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère biphasé (modèle de Park). Cette machine, très utilisée dans les milieux industriels, est en réalité un système électromagnétique non linéaire dont les paramètres évoluent au cours de ses différents fonctionnements. De ce fait établir un modèle précis basé sur la détermination de ses paramètres est devenu impératif.

Ce chapitre sera consacré, en premier temps, à l'établissement des différents schémas équivalents de la MAS, ensuite on procédera à la méthode conventionnelle basée sur les essais expérimentaux pour l'identification des paramètres électriques de MAS.

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 on a recours à des essais pratiques pour la détermination de ces paramètres.

2.2. Schémas équivalents du MAS

Le schéma équivalent est un modèle électrique issu de l'approche de modélisation électrique. C'est le modèle classique d'étude et de conception du moteur asynchrone. [8]

L'établissement du schéma équivalent à partir des équations électromagnétiques peut être accompli de différentes manières : [9]

2.2.1. Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique

La dynamique électromagnétique de la MAS triphasée, fonctionnant en moteur, est régie par les équations du modèle de Park généralisé (dq) établi au chapitre précédent. En introduisant les inductances de fuites statorique et rotorique définies respectivement par :

$$l_s = L_s - M \dots \dots \dots (2.1)$$

$$l_r = L_r - M \dots \dots \dots (2.2)$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_s] + j\omega_s \bar{\Phi}_s \dots \dots \dots (2.3)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_r] + j\omega_r \bar{\Phi}_r \dots \dots \dots (2.4)$$

Le courant magnétisant qui sert à produire le flux dans l'entrefer est donné par :

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \dots \dots \dots (2.5)$$

Les équations aux tensions et aux flux sont :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \dots \dots \dots (2.6)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \dots \dots \dots (2.7)$$

$$\bar{\Phi}_s = l_s \bar{I}_s + M \bar{I}_m \dots \dots \dots (2.8)$$

$$\bar{\Phi}_r = l_r \bar{I}_r + M \bar{I}_m \dots \dots \dots (2.9)$$

Ce modèle peut être représenté par le schéma de la Figure 2.1

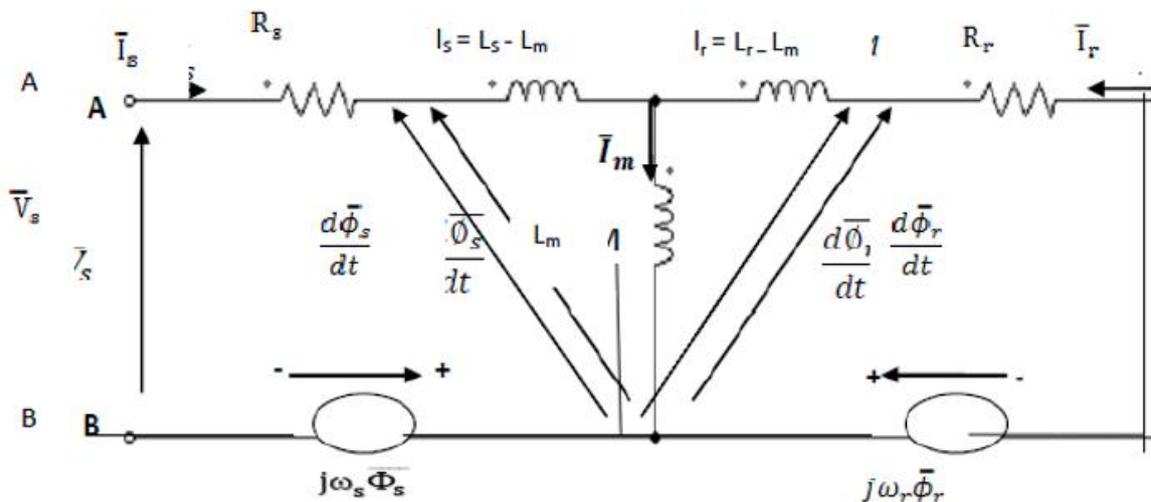


Figure 2. 1 : Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique

Ce modèle est caractérisé par des F.é.m. de rotation induites respectivement dans le stator et dans le rotor et qui dépendent des courants du stator \bar{I}_s et rotor \bar{I}_r et de la vitesse de rotation.

2.2.2. Schéma équivalent du MAS dans le repère fixe au stator

Le moteur asynchrone est généralement représenté en régime dynamique par un modèle dans le repère fixe (α, β) , alors pour (la pulsation $\omega_a = 0$ et $\omega_r = -\omega$) qui est caractérisé par les équations suivantes :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} \dots\dots\dots(2.10)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} - j\omega_r \bar{\Phi}_r \dots\dots\dots(2.11)$$

La figure 2.2 représente le modèle de la MAS dans le repère (α, β) en régime dynamique.

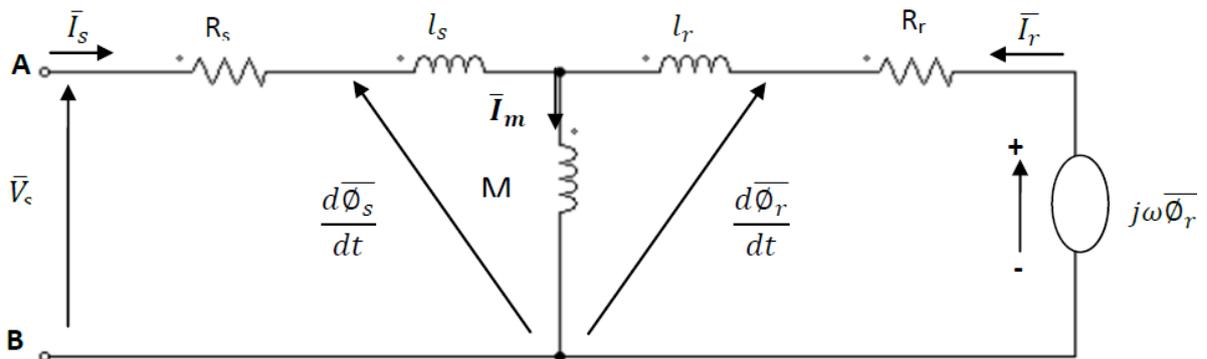


Figure 2. 2 : Schéma équivalent de la MAS dans le repère (α, β) en régime dynamique

Avec ce modèle, on ne peut pas obtenir séparément les valeurs des inductances de fuites statorique l_s et rotorique l_r par les essais expérimentaux (la répartition des fuites est arbitraire).

Ce problème est un inconvénient important. Pour remédier ce problème, le schéma équivalent adopté consiste à ramener les fuites magnétiques soit au stator, soit au rotor.[10]

2.2.3. Schéma équivalent du MAS en régime permanent

Dans le repère fixe au stator ($\omega_a = 0$), et en régime quasi- stationnaire ($\frac{d}{dt} \rightarrow (j\omega_s)$) On obtient :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \dots\dots\dots(2.12)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = (R_r + j\omega_r L_r)\bar{I}_r + j\omega_r M\bar{I}_s \dots\dots\dots(2.13)$$

Notons que : $\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega_s$, si l'on divise l'équation (2.13) par le glissement qui n'est jamais nul en pratique, on obtient :

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right)\bar{I}_r + j\omega_s M\bar{I}_s \dots\dots\dots(2.14)$$

En faisant un changement de variable pour ramener le rotor au repère statorique : Ce

Changement permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation, un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nulle, [8], telle que :

$$\bar{I}_r = a\bar{I}_r' \dots\dots\dots(2.15)$$

Où :

a : est un nombre arbitraire fini et non nul.

En remplaçant \bar{I}_r par $a\bar{I}_r'$ dans (2.12) et (2.14), on obtient :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M'\bar{I}_r' \dots\dots\dots(2.16)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r'}{g} + j\omega_s L_s'\right)\bar{I}_r' + j\omega_s M'\bar{I}_s \dots\dots\dots(2.17)$$

Avec :

$$R_r' = a^2 R_r$$

$$L_r' = a^2 L_r$$

$$M' = aM$$

✓ **Grandeur ramenées au stator**

En introduisant les flux de fuites statorique et rotorique représentés respectivement par :

$l_s = L_s - M'$ Inductance de flux de fuites statorique.

$l'_r = L'_r - M'$ Inductance de flux de fuites rotorique ramenée.

Les équations (2.16) et (2.17) s'écrivent alors comme suit :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s l_s)\bar{I}_s + j\omega_s M' \bar{I}_m \dots \dots \dots (2.18)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s l'_r\right)\bar{I}'_r + j\omega_s M' \bar{I}_m \dots \dots \dots (2.19)$$

Avec :

$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}'_r$: Courant de magnétisation.

A partir de ces deux dernières équations on établit le schéma équivalent du MAS en régime permanent figure (2-3) :

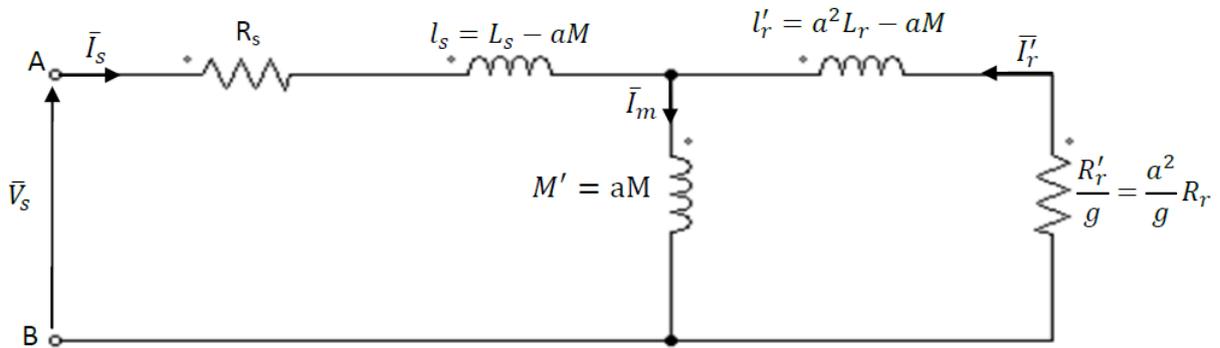


Figure 2. 3 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent

Avec ce modèle, on considère la MAS comme un transformateur statique en court-circuit avec une résistance secondaire ramenée au primaire égale R_r'/g . C'est le modèle le plus proche de la représentation réelle de moteur asynchrone. En négligeant les pertes magnétiques dans le fer, ce modèle est caractérisé par les paramètres électriques (R_s, L_s, R_r, L_r, M), [11].

$\frac{R'_r}{g}$: Élément symbolise l'équivalent de la puissance mécanique que doit développer l'arbre du moteur.

2.2.4. Calcul de l'impédance totale vue du stator

Pour mieux simplifier les calculs, les termes de réactances équivalentes aux inductances, sont introduits pour présenter le schéma équivalent de la figure 2.3 comme suit :

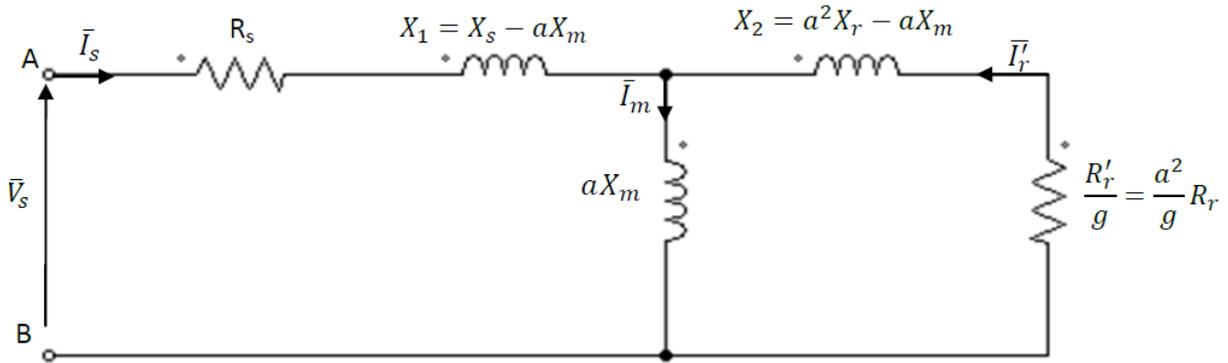


Figure 2. 4 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent ramené au stator

Les paramètres constituant ce modèle sont définis comme suit :

$R'_r = a^2 R_r$: Résistance rotorique ramenée au stator

$X_s = \omega_s L_s$: Réactance propre du stator

$X_r = \omega_s L_r$: Réactance propre du rotor

$X_m = \omega_s M$: Réactance de magnétisation

$X_1 = \omega_s (L_s - aM)$: Réactance de fuite du stator

$X_2 = \omega_s (L'_r - aM)$: Réactance de fuite du rotor ramenée au stator

a : Constante de transformation adoptée pour ramener le rotor au repère statorique.

Il est important de noter que le changement de variable $\bar{I}_r = a\bar{I}'_r$ est adopté en sorte que l'entrée du stator reste inchangée (la tension \bar{V}_s et le courant \bar{I}_s n'ont pas été modifiés);[8];[12].

Alors, l'impédance totale par phase vue du stator (dipôle AB) peut se déduire du circuit équivalent de la figure 2.4 :

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s} = (R_s + jX_1) + \frac{jaX_m \left[\frac{R'_r}{g} + jX_2 \right]}{\frac{R'_r}{g} + jX'_r} \dots\dots\dots(2.20)$$

Soit, après calcul :

$$\bar{Z}_e = (R_s + jX_s) + \frac{X_m^2}{\frac{R_r}{g} + jX_r} \dots\dots\dots(2.21)$$

On pose :

$$\bar{Z}_e = R_e + jX_e$$

Les deux composantes Re et Xe de l'impédance d'entrée **Ze** déduites sont données par :

$$R_e = R_s + \frac{X_m^2 \frac{R_r}{g}}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + X_r^2} = R_s + \frac{\omega_s^2 M^2 \frac{R_r}{g}}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + \omega_s^2 L_r^2} \dots\dots\dots(2.22)$$

$$X_e = X_s - \frac{X_m^2 X_r}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + X_r^2} = \omega_s L_s - \frac{\omega_s^2 M^2 \omega_s L_r}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + \omega_s^2 L_r^2} \dots\dots\dots(2.23)$$

L'expression (2.21) définissant l'impédance d'entrée Ze est indépendante de la constante « a », d'autre part, ses composantes Re et Xe sont exprimées en fonction des paramètres (Rs, Ls, Rr, Lr et M) qui doivent faire l'objet d'une identification.

Un choix judicieux de « a » permet d'avoir différents schémas équivalents qui peuvent être ;
[8]:

- mieux adaptés à l'identification des paramètres.
- plus appropriés à la prise en compte de la saturation magnétique et les pertes dans le fer.
- et plus commodes au calcul des performances de la machine.

Dans ce qui suit, nous allons présenter trois modèles particuliers, fréquemment utilisés, à savoir :

2.2.4.1. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator

Dans ce modèle, a est choisie telle que :

$$l'_r = 0 \Rightarrow a = \frac{M}{L_r}$$

L'inductance des fuites totalisées dans le stator et l'inductance magnétisante ramenée M' s'expriment par :

$$l_s = L_s - \frac{M^2}{L_r} = \sigma L_s$$

$$M' = \frac{M^2}{L_r} = (1 - \sigma)L_s$$

La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

$$R_r' = \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r = \frac{(1 - \sigma)L_s}{T_r}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \text{Coefficient de dispersion total (coefficient de Blondel).}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Constante de temps rotorique.}$$

Le schéma équivalent de la MAS en T de la Fig. 2.5 devient :

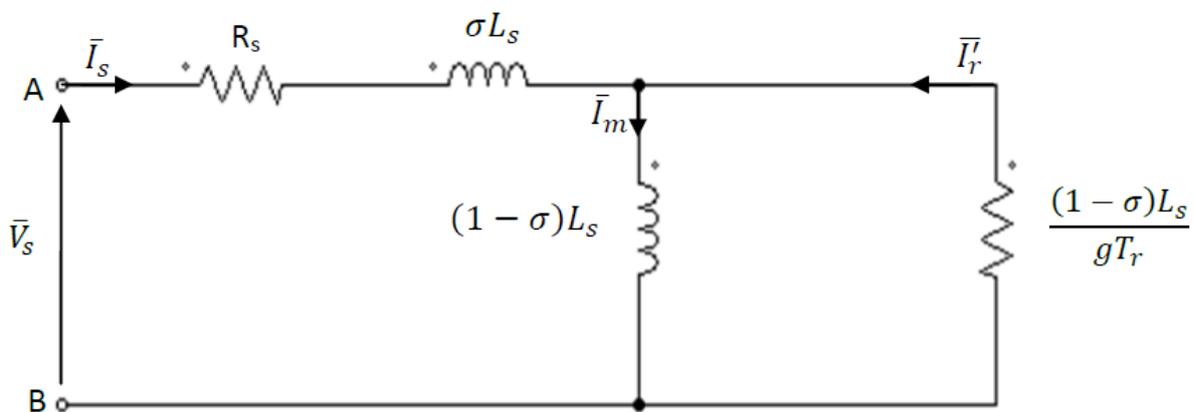


Figure 2. 5 : Schéma équivalent de la MAS ramenée au stator à fuites totalisées dans le stator

On constate que le MAS est caractérisé par les quatre paramètres électriques suivants : **R_s , L_s , σ et T_r** . Ce modèle est convenablement utilisable pour la détermination expérimentale de ces paramètres par les essais classiques : l'essai volt-ampérométrique, l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué. [10]

2.2.4.2. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

Le flux rotorique est une grandeur très utile dans le contrôle à flux orienté, cause pour laquelle les modèles de la MAS sont souvent exprimés en fonction du flux rotorique. L'adaptation du schéma équivalent à cet objectif est obtenue par le choix de $\frac{L_s}{M}$, cette transformation annule le flux de fuites statorique ($l_s = 0$) et permet d'avoir un schéma plus simple avec les paramètres déduits :[13]

- L'inductance des fuites totalisées dans le rotor :

$$l'_r = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 L_r - L_s = \frac{\sigma L_s}{1 - \sigma}$$

- L'inductance magnétisante ramenée :

$$M' = \frac{L_s}{M} M = L_s$$

- La résistance rotorique ramenée :

$$R'_r = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 R_r = \frac{L_s}{(1 - \sigma)T_r}$$

Avec :

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

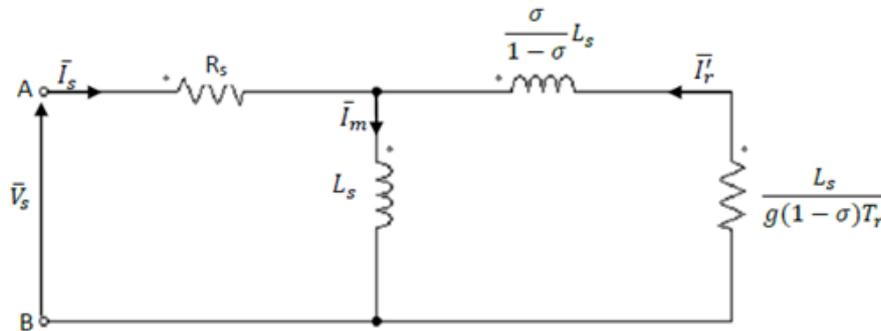


Figure 2. 6 : Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

Comme dans le modèle précédemment, le nombre des paramètres électriques à identifier se limite à quatre : R_s, L_s, σ , et T_r .

2.3. Identification des paramètres électriques

2.3.1. Méthode de la plaque signalétique

Cette méthode, permet une estimation grossière (très approximative), directe et rapide des paramètres électriques de la MAS tout en employant les indications (nominales) de la plaque signalétique telle que : V_s , I_s , f_s , $\cos \phi_s$, g_N , et (pulsation ω_r).

En supposant que $L'_r = M$ (fuites totalisées dans le stator) et que la machine est sans pertes, donc :

- $\sigma = \frac{1 - \cos \phi}{1 + \cos \phi}$
- $Tr = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\frac{1}{\sigma}}$
- $l_s = \frac{V_s \sqrt{\sigma}}{I_s \omega_s}$
- $M = L'_r = l_s \frac{1 - \sigma}{\sigma}$
- $L_s = M + l_s$
- $R'_r = \frac{L'_r}{Tr}$
- Avec :

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

$$\omega_r = g_N \omega_s = \omega_s - \omega$$

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. [13]

2.3.2. Méthode des essais classiques

Cette méthode consiste en la mesure par phase, de puissance active (P) et réactive (Q) lors des essais effectués en régime permanent à puissance utile nulle : l'essai à vide ($g \approx 0$) et l'essai à rotor bloqué ($g \approx 1$).

Les puissances mesurées sont utilisées pour évaluer les composantes R_e et X_e de l'impédance d'entrée, qui sont en fonction des paramètres recherchés [13], comme suit :

$$R_e = \frac{P}{P^2 + Q^2} V_s^2 = \frac{P}{I_s^2}$$
$$X_e = \frac{Q}{P^2 + Q^2} V_s^2 = \frac{Q}{I_s^2}$$

2.3.2.1. Identification de la MAS à rotor à cage :

Fonctionnant en moteur, la MAS à rotor à cage d'écureuil est la plus répandue dans l'industrie, mais elle présente un problème délicat d'accessibilité de son rotor à l'expérimentation.

Il est impossible de mesurer séparément les vrais paramètres : R_r , L_r et M qui figurent dans les modèles de simulation ; [14]. Les essais classiques envisagés permettent de déterminer tous les paramètres électriques du schéma équivalent à fuite totalisées dans le stator (figure 2.5) à savoir : L_s , σ , et T_r . par conséquent de déduire M' , L'_r et R_r . La résistance R_s est aisément déterminée par l'essai à courant continu.

A. Mesure des résistances

La résistance d'une phase statorique R_s , est donnée directement en utilisant des ponts de mesure (méthode du zéro), ou indirectement par la méthode volt-ampèremétrique. Cette méthode consiste à alimenter une phase du stator par une source de tension continue et de mesurer le courant qui la traverse et la tension entre ses bornes. Etant donné son faible ordre de grandeur, le montage aval est plus approprié et le courant injecté ne doit pas dépasser 10% du courant nominal. La mesure est effectuée à chaud, lorsque le moteur atteint son équilibre thermique.

B. Essai à vide

Dans ce cas, la machine est alimentée à sa tension et à sa fréquence nominale, et tourne à vide, le rotor est en court-circuit dans les machines à bagues. Il existe cependant un couple

résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation.

De ce fait le glissement n'est pas tout à fait nul, les courants rotoriques sont négligeables et le flux dans l'entrefer est créé par le stator seul. On peut écrire alors que : lorsque ($g \approx 0$) :

$$\bar{V}_s = \bar{V}_{s0}$$

$$\bar{I}'_r \approx 0 \text{ Et } \bar{I}_s = \bar{I}_{s0} \approx \bar{I}_m$$

Dans le schéma équivalent de la figure 2.7, la branche correspondante au secondaire est ouverte ($\frac{R_r'}{g} \rightarrow \infty$). Le circuit à vide devient :

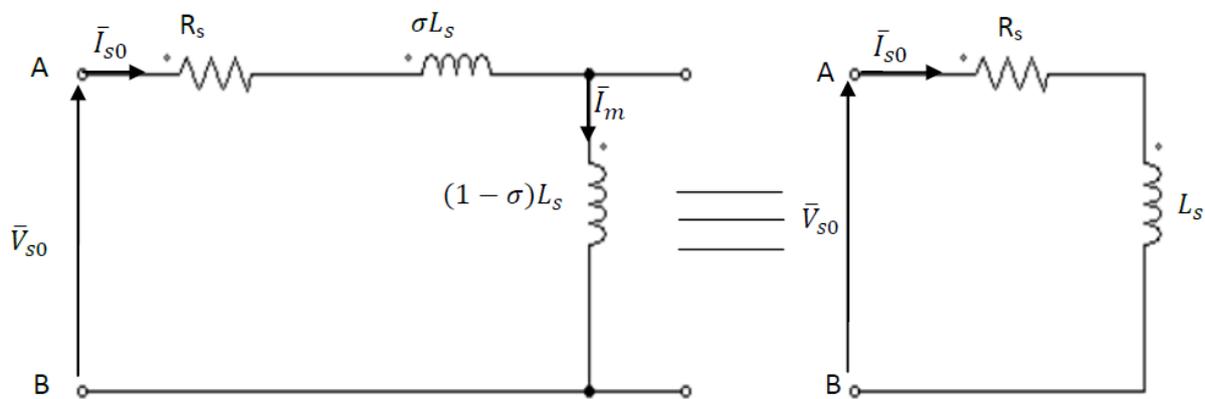


Figure 2. 7 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide

Cet essai à vide permet de déterminer R_{e0} et X_{e0} par la mesure en triphasé de P_0 , Q_0 et V_{s0} soient :

$$Z_{e0} = R_{e0} + jX_{e0}$$

Donc :

$$R_{e0} = \frac{P_0}{P_0^2 + Q_0^2} V_{s0}^2 = R_s$$

$$X_{e0} = \frac{Q_0}{P_0^2 + Q_0^2} V_{s0}^2 = \omega_s L_s$$

Avec :

V_{s0} : Tension statorique à vide

P_0 : Puissance active absorbée à vide

Q_0 : Puissance réactive absorbée à vide

C. Essai à rotor bloqué

Dans cet essai, aussi appelé « essai en court-circuit », le rotor est bloqué (enroulement court-circuité, arbre bloqué). La vitesse de rotation étant nulle ($g=1$), aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, et le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine qui est relativement faible. L'essai doit être effectué à tension réduite de façon à limiter le courant à sa valeur nominale (risque d'un échauffement prohibitif de la machine) ; [15];[16].

En tenant compte de la réactance magnétisante $X_m = \omega_s M'$ qui est d'au moins d'un ordre de grandeur supérieur à la résistance rotorique R'_r à $g=1$, le schéma équivalent déduit de cet essai est celui de la figure 2.8.

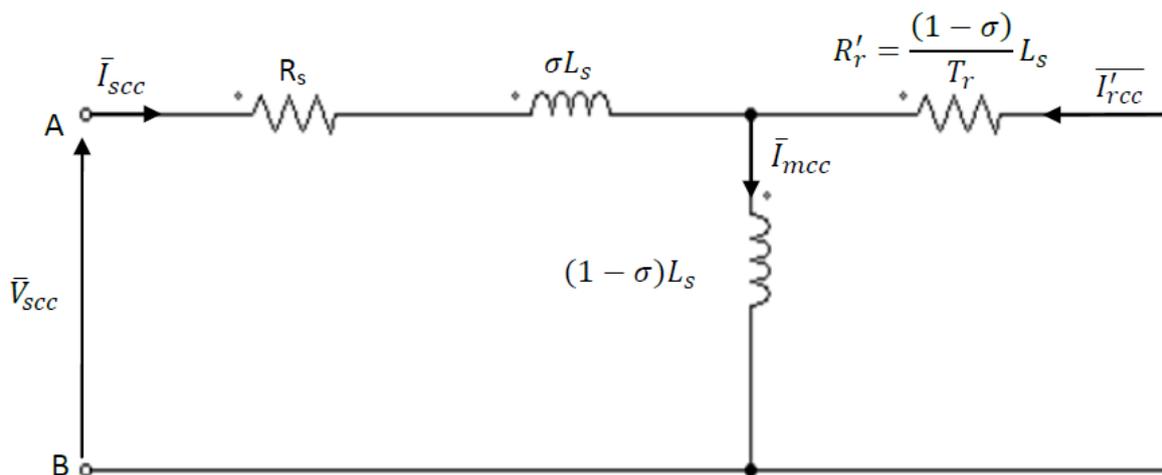


Figure 2. 8 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué

Les composantes R_{ecc} et X_{ecc} de l'impédance d'entrée en court-circuit, qui sont en fonction des paramètres du schéma de la figure 2.8, sont calculées à partir des mesures de P_{cc} , Q_{cc} et V_{cc} :

$$Z_{ecc} = R_{ecc} + jX_{ecc}$$

D'où :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = R_s + \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{\omega_s T_r}{1 + \omega_s^2 T_r^2}$$

$$X_{ecc} = \frac{Q_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = \omega_s L_s + \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{\omega_s^2 T_r^2}{1 + \omega_s^2 T_r^2}$$

Avec :

V_{scc} : Tension statorique à rotor bloqué

P_{cc} : Puissance active absorbée à rotor bloqué.

Q_{cc} : Puissance réactive absorbée à rotor bloqué.

Les paramètres sont obtenus par la résolution du système d'équation non linéaire.

Alimentée à tension réduite et à fréquence nominale à l'arrêt ($g = 1$), la machine est loin d'être saturée, car le courant magnétisant est très faible et la réactance de magnétisation est considérée infinie (l'hypothèse de Kapp pour le transformateur); [16].

Le schéma simplifié de la figure 2.9 permet de déterminer la résistance rotorique ramenée R'_r et l'inductance des fuites globales σL_s .

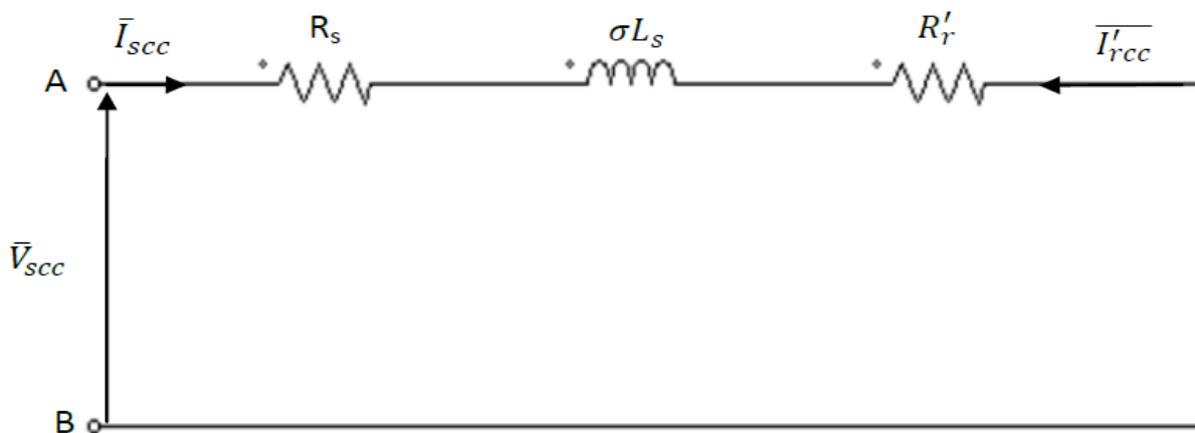


Figure 2.9 : Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué

L'impédance de court-circuit Z_{ecc} peut s'écrire :

$$Z_{ecc} = R_{ecc} + jX_{ecc}$$

D'où :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = R_s + R'_r$$

Sachant R_s , alors :

$$R'_r = R_{ecc} - R_s$$

Et,

$$X_{ecc} = \sigma L_s$$

Connaissant d'après l'essai à vide ($g \approx 0$) L_s à la tension de mesure, on peut déduire le coefficient de dispersion totale, et donc on peut calculer :

$$L'_r = (1 - \sigma)L_s = M'$$

Et,

$$\text{Tr} = \frac{L'_r}{R'_r}$$

Pour obtenir les paramètres de l'essai en court-circuit correspondants aux conditions nominales de la machine, on suppose que le courant de court-circuit est proportionnel à la tension d'alimentation. [8], [11]

2.4. Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre le schéma équivalent généralisé. Ceci a permis de présenter plusieurs schémas simples à nombre de paramètres réduit et aisément identifiables et qui présentent tous la même impédance totale vue du stator. Par les essais classiques, nous pouvons déterminer les paramètres électriques du schéma équivalent ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor.

3.1. Introduction

L'optimisation est quasiment présente dans la quasi-totalité des domaines. En électrotechnique, la plupart des problèmes peuvent être formulés sous forme de problème d'optimisation, comme par exemple l'estimation des paramètres de la machine asynchrone. Ce chapitre est consacré à la présentation des différentes techniques d'optimisation, puis le chapitre introduit la méthode d'optimisation globale d'Aliénor utilisée dans le cadre de ce mémoire.

Enfin, Pour déterminer les paramètres de la machine, nous adoptons la méthode du modèle de référence.

3.2. Techniques d'optimisation

Plusieurs méthodes d'optimisation sont proposées dans la littérature Nous pouvons les classer comme suit :

- Méthodes déterministes
- Méthodes stochastiques.
- Méthodes hybrides

3.2.1. Les méthodes déterministes

Les méthodes déterministes cherchent les optima d'un problème d'optimisation à l'aide des algorithmes déterministes ne faisant pas intervenir le hasard. Ces méthodes utilisent le gradient et la matrice hessienne dans leurs algorithmes, et nécessitent souvent un estimé de départ (initialisation) pour la solution du problème. Pour cette classe, on distingue aussi deux types de méthodes : locales et globales. Les méthodes locales convergentes vers un optimum local, par contre les méthodes d'optimisation globale permettent de trouver les optima globaux.

Ces méthodes sont faciles et simples à programmer et convergent rapidement avec précision vers la solution. Néanmoins, et particulièrement, dans le cas des méthodes

locales, la solution trouvée dépend de l'estimé de départ choisi pour la solution. Aussi, la convergence des méthodes impose à la fonction objective P de vérifier certaines hypothèses d'applicabilité, souvent fortes, par exemple la différentiabilité qui est très difficile à garantir dans les problèmes concrets. Au plus, l'estimation du temps de convergence (calcul d'un optimum) n'est souvent pas possible. Parmi les méthodes déterministes locales, on peut citer la méthode du gradient, la méthode du gradient conjugué et la méthode de Newton et ses différentes variantes. Pour les méthodes d'optimisation globale déterministes, on peut mentionner la méthode des intervalles et la méthode d'Aliénor et ses différentes variantes.[18]

3.2.2. Méthodes stochastiques

Les méthodes stochastiques s'appuient sur des mécanismes de transition aléatoire. Ces méthodes ont une capacité à trouver l'optimum global du problème. Contrairement à la plupart des méthodes déterministes, elles ne nécessitent aucune connaissance particulière sur la fonction objective. Par ailleurs, elles constituent une alternative pour traiter les problèmes d'optimisation de grande taille. Cependant, elles nécessitent un volume calculatoire important pour atteindre la solution du problème [5].

Ces méthodes stochastiques sont connues aussi par le terme de métaheuristiques et qui s'inspirent des phénomènes biologiques, physiques et éthologique. On distingue des méthodes utilisant une population de solutions et celles qui ne manipulent qu'une seule solution à la fois. Ces méthodes peuvent être réparties en deux classes :

Les méthodes de voisinage :

- Recuit simulé
- Recherche tabou

Les méthodes évolutionnaires :

- Algorithmes génétiques
- Essaims particuliers

- Colonies de fourmis

3.2.3. Méthodes hybrides

L'utilisation des méthodes hybrides permet de combiner les avantages des deux types de méthodes pour garantir la convergence de la méthode et améliorer la précision on utilise l'hybridation entre deux stochastiques ou entre une méthode stochastique et une méthode déterministe. Le principe de ces méthodes basées sur la commutation d'une méthode vers l'autre.

Quand l'hybridation est basée sur une vraie maîtrise de l'idée derrière chacune des méthodes candidates, l'augmentation de la précision ainsi que la diminution du temps de calcul est assurée. [17]

3.2.4. La méthode ALIENOR.

Cette méthode a été inventée par y. Cherruault au début des années 1980 .Elle consiste à ramener une fonction multi variables en une fonction d'une seule variable à l'aide d'une transformation réductrice.[19]

La première transformation réductrice proposée par les inventeurs de cette méthode utilise la spirale d'Archimède. Nous en donnerons ci-après une brève description.

3.2.4.1. La transformation réductrice :

Dans cette sous-section, on présente quelques transformations réductrices :

A. La spirale d'Archimède:

La première transformation réductrice proposée par les inventeurs de cette méthode utilise la spirale d'Archimède. Nous en donnerons ci-après une brève description.

Soit $(x, y) \in \mathbb{R}^2$

. En coordonnées polaires ce point s'écrit :

Chapitre 3 : Estimation des paramètres de la machine asynchrone basée sur la méthode d'Aliénor

$$x = r \cos \theta, \quad y = r \sin \theta \dots\dots\dots (3.1)$$

On peut alors relier r et θ grâce à la spirale d'Archimède d'équation :

$$r = a \theta \dots\dots\dots (3.2)$$

Dont la représentation graphique est donnée par la figure (figure 3.1) , avec :

$\theta \geq 0$ et a est un paramètre positif fixé (destiné à tendre vers zéro). Nous obtenons
Alors :

$$x = \alpha \theta (\theta) = h_1 (\theta) \dots\dots\dots (3.3)$$

$$y = \alpha \theta \sin(\theta) = h_2(\theta) \dots\dots\dots (3.4)$$

Nous avons donc exprimé $(x, y) \in \mathbb{R}^2$ en fonction d'une seule variable $\theta \in \mathbb{R}$. Le paramètre a est destiné à tendre vers zéro afin de permettre d'approcher (nous allons y revenir) tout point du plan \mathbb{R}^2 par un point de la courbe $h(\theta) = (h_1(\theta), h_2(\theta))$.

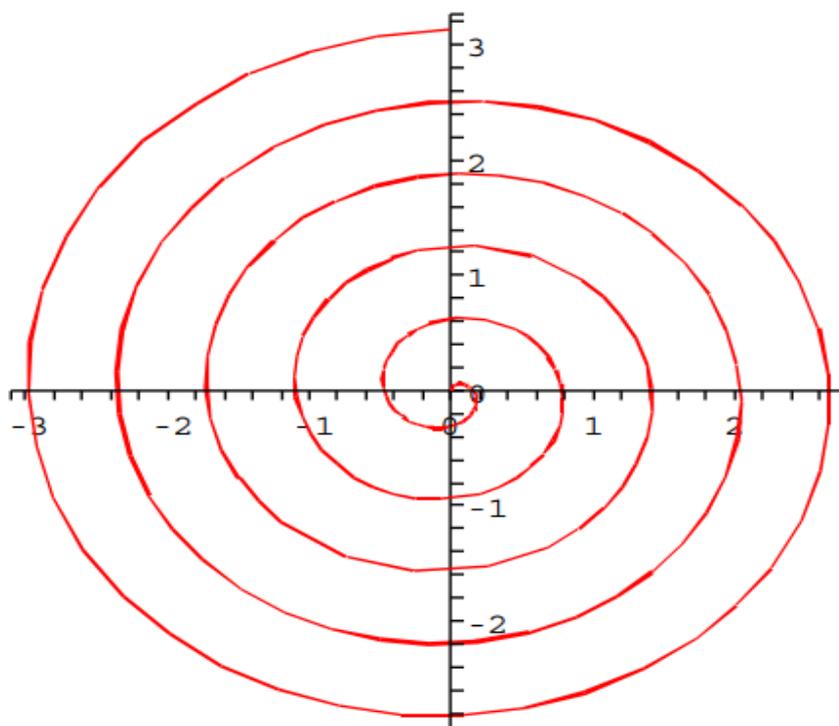


Figure 3. 1 : La spirale d'Archimède.

Pour trois variables x_1, x_2, x_3 , on relie d'abord x_1 et x_2 à l'aide d'une spirale d'angle θ_1 ce qui donne :

$$x_1 = \theta_1 \cos \theta_1 \text{ et } x_2 = a \theta_1 \sin \theta_1 \dots\dots\dots (3.5)$$

Puis on relie θ_1 et x_3 à l'aide d'une spirale d'angle θ en posant :

$$\theta_1 = a \theta \cos \theta \text{ et } x_3 = a \theta \sin \theta \dots\dots\dots (3.6)$$

Ainsi, on obtient la courbe paramétrée $h(\theta) = (h_1(\theta), h_2(\theta), h_3(\theta))$ définie par :

$$\begin{cases} h_1(\theta) = a^2 \theta \cos \theta \cos (a \theta \cos \theta) \\ h_2(\theta) = a^2 \theta \cos \theta \sin (a \theta \cos \theta) \dots\dots\dots (3.7) \\ h_3(\theta) = a \theta \sin \theta \end{cases}$$

Nous pourrions généraliser ce procédé à n variables x_1, x_2, \dots, x_n en les reliant deux à deux par des spirales d'angle θ_i . A la fin du processus on obtient la variable θ qui permet d'exprimer tous les x_i :

$$x_i = h_i(\theta), i=1, \dots, n$$

Où les $h_i(\theta)$ sont des fonctions explicites de θ (de classe C^∞) que nous pouvons calculer moyennant l'utilisation d'un logiciel de calcul formel.

Ainsi nous avons "approché" l'espace R_n par R grâce à une transformation réductrice utilisant la spirale d'Archimède. La précision de cette approximation dépend du coefficient a : plus a est petit et meilleure est la précision.[20]

B. La transformation réductrice de Konfé-Cherruault

Définition

La transformation réductrice de Konfé-Cherruault est donnée par la relation de Konfé-Cherruault suivante :

$$x_i = h_i(\theta) = 1/2[(b_i - a_i)(\omega_i \theta + \varphi_i) + b_i + a_i] \dots\dots\dots (3.8)$$

a_i et b_i sont les valeurs limites que peut prendre x_i , où $x_i \in [a_i, b_i]$.

ω_i et φ_i : sont des suites lentement croissantes choisies de telle sorte que le coefficient de densification soit très petit.

est la valeur maximale que peut atteindre θ .

$$\theta_{max} = \max\left(\frac{(b_i - a_i)\theta_{1max} + (b_i + a_i)}{2}\right) \dots\dots\dots (3.9)$$

$$\theta_{1max} = \frac{2\pi - \varphi_1}{\omega_1} \dots\dots\dots (3.10)$$

3.3. Application à l'optimisation globale

Nous allons maintenant appliquer la méthode Aliénor à l'optimisation globale :

Soit f une fonction continue sur R^n vérifiant la condition de croissance à l'infini

Soit à résoudre le problème suivant :

$$\min_{x_1, \dots, x_n \in \prod_{i=1}^n [a_i, b_i]} f(x_1, \dots, x_n) \dots\dots\dots (3.11)$$

On construit alors une courbe paramétrée $h(\theta) = (h_1(\theta), h_2(\theta), \dots, h_n(\theta))$, α -dense dans $\prod_{i=1}^n [a_i, b_i]$ telle que :

$$x_i = h_i(\theta) \quad , \quad i=1, \dots, n \dots\dots\dots (3.12)$$

Le problème (3.11) devient alors :

$$\min_{\theta \in [0, \theta_{max}]} f^*(\theta) \dots\dots\dots (3.13)$$

Où

$$F^*(\theta) = f(h_1(\theta), \dots, h_n(\theta)) \dots\dots\dots (3.14)$$

θ_{max} est la plus grande valeur que peut prendre θ quand (x_1, x_2, \dots, x_n) décrivent l'ensemble $\prod_{i=1}^n [a_i, b_i]$.

Le problème (3.13) est un problème de minimisation d'une fonction à une seule variable. Dans la pratique, la résolution peut se faire de la manière suivante : on discrétise l'intervalle $[0, \theta_{\max}]$ en le subdivisant en sous intervalles de longueur $\Delta\theta$, puis on cherche le minimum absolu parmi les valeurs $f^*(k\Delta\theta_k)$, $k=0,1, \dots, N$, avec $\theta_{\max}=N\Delta\theta$.

3.4. Exemple illustratif (détermination des paramètres R et L d'une bobine)

On relie circuit R-L au générateur E au temps $t=0$, puis on mesure le courant qui circule dans le circuit.

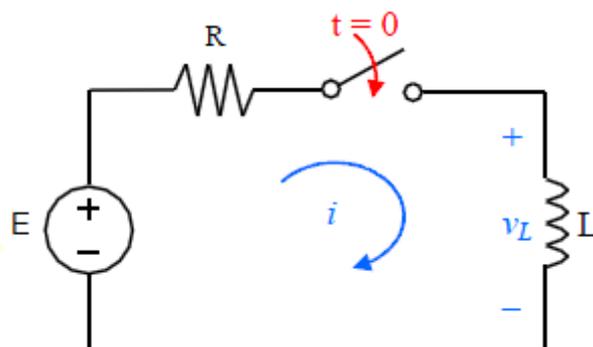


Figure 3. 2 : circuit RL

On peut écrire :

$$E=L\frac{di}{dt} + Ri$$

$$\frac{E}{R} = \frac{L}{R} \frac{di}{dt} + i$$

Posons $\tau=\frac{L}{R}$

On tire à partir de la méthode utilisé pour résoudre l'équation différentielle :

$$i(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

Vecteur de courant mesure :

Chapitre 3 : Estimation des paramètres de la machine asynchrone basée sur la méthode d'Aliénor

$I_{cm} = [0 \ 1.15 \ 1.68 \ 1.92 \ 2.03 \ 2.08 \ 2.10 \ 2.11 \ 2.12 \ 2.12 \ 2.12 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13 \ 2.13]$

$$\min_{x_1, \dots, x_n \in \prod_{i=1}^n [a_i, b_i]} (R, L)$$

Le vecteur paramètres est donné en fonction des transformations réductrices :

$$R = h_1(\theta)$$

$$L = h_2(\theta)$$

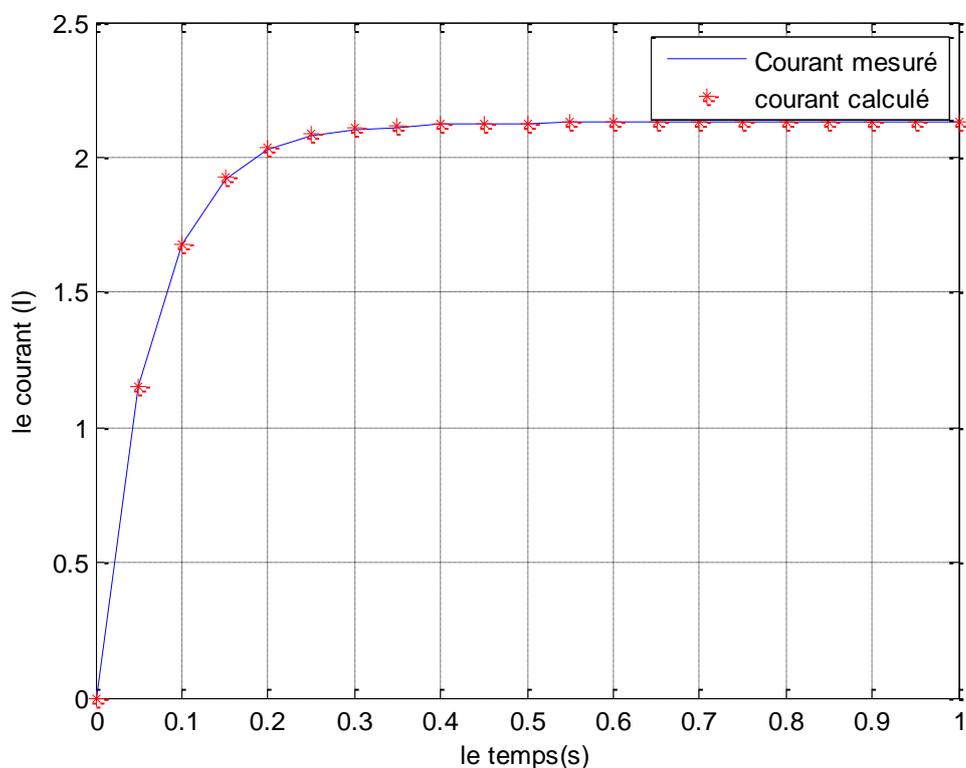


Figure 3. 3 : superposition entre courant mesuré et courant calculé

3.5. Méthode du modèle de référence :

L'identification des paramètres d'une machine par la méthode du modèle de référence repose sur les étapes suivantes : [5]

- Choix du modèle de la machine

Chapitre 3 : Estimation des paramètres de la machine asynchrone basée sur la méthode d'Aliénor

- Choix des signaux d'entrée-sortie
- Choix du critère d'évaluation entre le modèle et le processus
- Choix de la technique de minimisation

Le principe de la méthode est donné par la figure 3.4 :

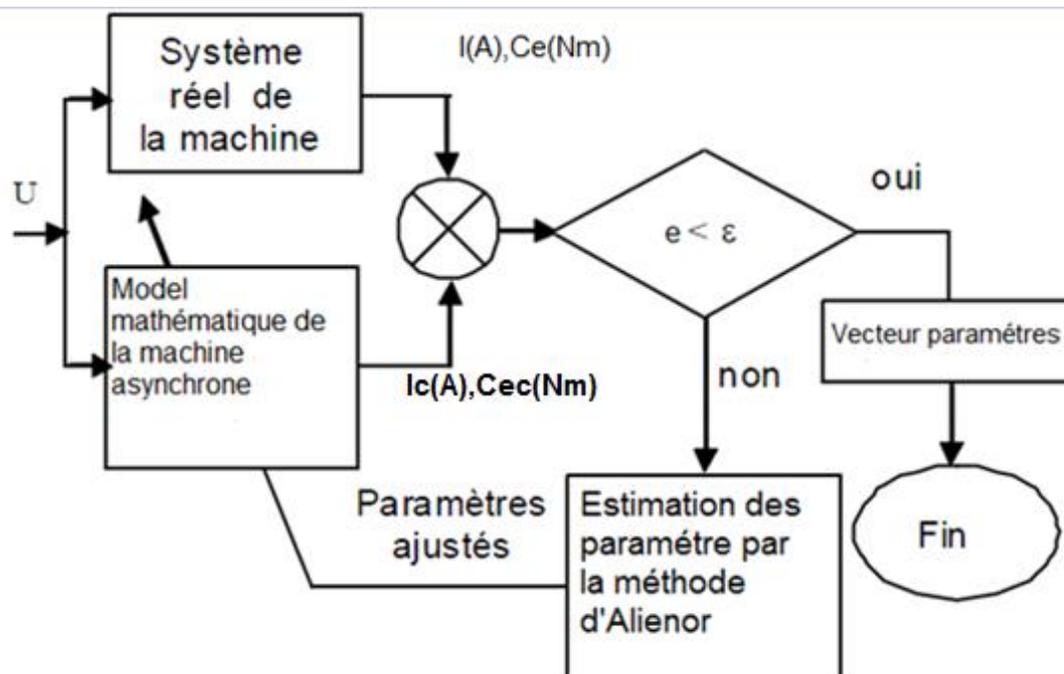


Figure 3.4 : Principe d'identification

Les entrées-sorties U et I_{mi} sont mesurées pour le ou les régimes désirés (transitoire, permanent). L'estimation du vecteur paramètres est ensuite effectuée par minimisation du critère d'évaluation retenu. Ce dernier représente généralement l'erreur quadratique e entre les grandeurs mesurées sur le système et les grandeurs calculées avec la même tension U (Figure 3.4)

Le problème consiste à trouver le minimum du critère d'évaluation, fonction qui dépend des paramètres. Ce minimum représente les paramètres estimés de la machine.

L'élevation au carré est préférée à la valeur absolue car elle accorde plus d'importance aux grandes erreurs ; elle permet donc une compensation mieux adaptée des paramètres.

Chapitre 3 : Estimation des paramètres de la machine asynchrone basée sur la méthode d'Aliénor

Dans la suite de notre travail, nous considérons le critère quadratique de la forme suivante :

$$e = \sum_{k=1}^N (I_m(g) - I_c(g))^2 \dots\dots\dots (3.15)$$

$$e = \sum_{k=1}^N (T_m(g) - T_c(g))^2 \dots\dots\dots (3.16)$$

Où :

e : erreur quadratique.

I_m, T_m : courant obtenu à partir de la plaque signalétique. (Courant nominal et couple nominal)

I_c, T_c : courant estimé et couple estimé.

g : le glissement.

n : nombre de points.

Notre fonction objective consiste à minimiser l'erreur quadratique entre le courant mesuré et le courant calculé. Donc le problème d'optimisation est défini comme suit :

$$\underset{x_1, \dots, x_n \in \prod_{i=1}^n [a_i, b_i]}{\text{mine}} (R_s, L_s, M, L_r, R_r) \dots\dots\dots (3.17)$$

Le vecteur paramètres est donné en fonction des transformations réductrices :

$$R_s = h_1(\theta)$$

$$L_s = h_2(\theta)$$

$$M = h_3(\theta)$$

$$R_r = h_4(\theta)$$

$$L_r = h_5(\theta)$$

Ceci nous permet de remplacer l'erreur quadratique $e(R_s, L_s, M, L_r, R_r)$ par $e^*(\theta)$ qui correspond à :

$$e^*(\theta) = (h_1(\theta), h_2(\theta), \dots, h_5(\theta)) \dots\dots\dots (3.18)$$

Chapitre 3 : Estimation des paramètres de la machine asynchrone basée sur la méthode d'Aliénor

Où $e^*(\theta)$ est une fonction à une seule variable n Est alors ramené au problème de minimisation à une seule variable :

$$\min_{\theta \in [0, \theta_{\max}]} e^*(\theta) \dots \dots \dots (3.19)$$

Pour notre problème on a les données suivantes :

$$\omega_i = 1500, 1505, 1510, 1515$$

$$\varphi_i = 0, 0.05, 0.10, 0.15, 0.2$$

On représente les paramètres estimés sur le schéma équivalent ramené au stator, la figure 3.6 était utilisée. C'est un type multidimensionnel et non linéaire. Le circuit consiste une résistance statorique R_s une inductance de fuite de stator l_s , Inductance mutuelle M , inductance de fuite de rotor l_r , et résistance au rotor R_r . Tous les paramètres du rotor sont ramenés au stator. Ainsi, les réactances correspond à notes sont :

$$X_1 = \omega_s(L_s - M) = \omega_s l_s \dots \dots \dots (3.20)$$

$$X_2 = \omega_s(L_r - M) = \omega_s l_r \dots \dots \dots (3.21)$$

$$X_m = \omega_s M \dots \dots \dots (3.22)$$

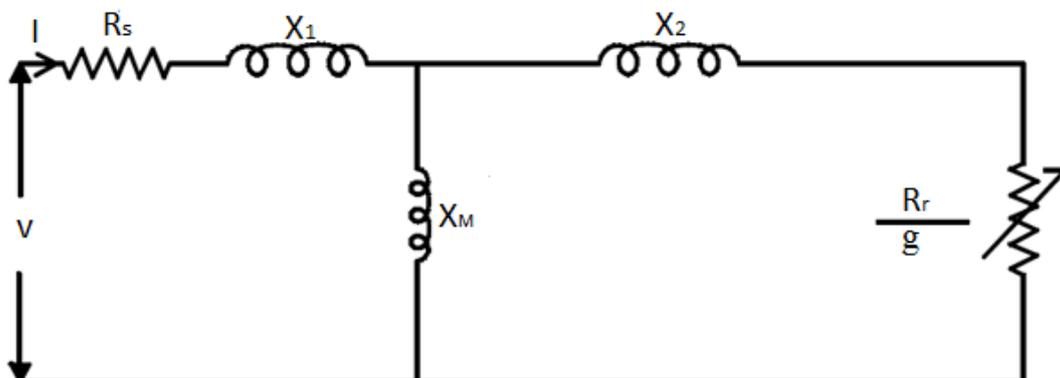


Figure 3. 5 : schéma équivalent ramené au stator

A partir de la valeur de θ_{min} trouvée, nous avons calculé les paramètres du schéma équivalent.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes classes des méthodes d'optimisation (les méthodes déterministes, stochastiques et hybrides).

La fin du chapitre introduit une méthode d'optimisation globale appelée méthode d'Aliénor. Le principe de cette méthode consiste à utiliser des transformations réductrices pour convertir un problème d'optimisation à plusieurs variables en un autre équivalent mais avec une seule variable de décision. Cette méthode permet de simplifier davantage la recherche de la solution et de localiser l'optimum global. Cette dernière a été appliquée pour estimer les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone.

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

4.1. Introduction

L'identification paramétrique du MAS à cage d'écureuil consiste à estimer les paramètres du modèle mathématique du moteur asynchrone. Le modèle obtenu peut être utilisé dans le but de surveillance et de diagnostic ou pour une meilleure commande. En fonction du but affecté, la précision et la qualité du modèle peuvent différer.

Ce chapitre comporte deux parties, la première concerne la description d'une méthode classique d'identification des paramètres électriques du MAS à cage, basée sur le schéma équivalent et des tests pratiques.

Dans la deuxième partie, nous présentons une méthode d'identification basée sur la méthode d'Aliénor et les données de la plaque signalétique.

Pour valider la méthode développée, une étude comparative entre les résultats obtenus par la méthode d'optimisation et celles de la méthode classique est discutée.

4.2. Détermination expérimentale des paramètres de la machine par les essais classiques

Les valeurs nominales indiquées sur la plaque signalétique de la machine asynchrone triphasée, utilisée au cours de ce travail sont les suivantes :

Nous avons utilisé le couplage étoile :

Puissance utile nominale : 3 kW

Fréquence nominale : 50 Hz

Tension stator nominale : 400 V

Courant stator nominale : 6.6 A

vitesse nominale : 1420 tr/min

Facteur de puissance nominale : 0.79

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

La plaque signalétique de la machine asynchrone qu'est-on a travaillé sur lui est représenté dans la figure suivante :

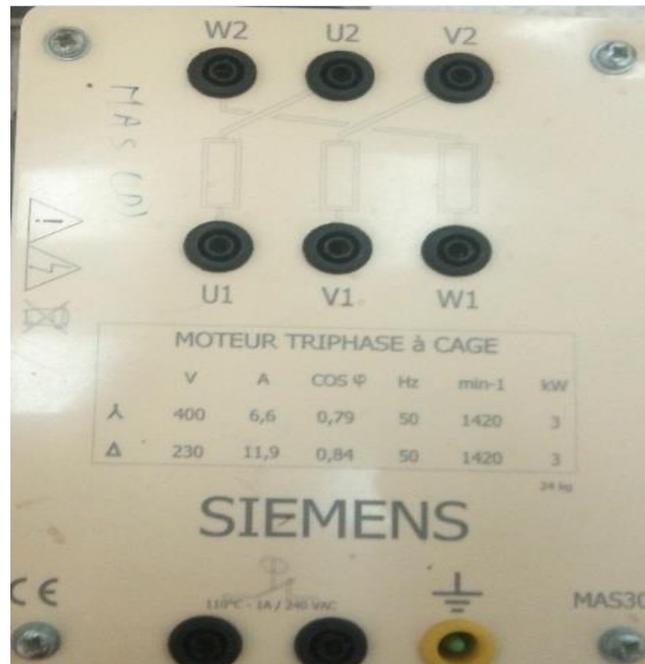


Figure 4. 1 : la plaque signalétique du moteur

Le courant de démarrage et le couple de démarrage :

$I_{\text{nominal}} = 6.6 \text{ A}$

$I_{\text{démarrage}} = 30 \text{ A}$

$C_{\text{nominal}} = 20.1746 \text{ Nm}$

$C_{\text{démarrage}} = 23.6285 \text{ Nm}$

4.2.1. Matériel utilisé :

Les essais de cette méthode nécessitent un matériel spécifique avec des compétences pratiques considérables pour obtenir des résultats morbidité et aussi pour ne portent pas des risques le matériel est le suivant :

- ✓ Fils de raccordement.
- ✓ Bloc d'alimentation.
- ✓ Autotransformateur.
- ✓ Moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

- ✓ Tachymètre.
- ✓ Ampèremètre, Wattmètre, Voltmètre.
- ✓ Un environnement Matlab pour la programmation.

4.2.2. Détermination des paramètres électriques :

a. Essai en courant continu :

La résistance d'une phase statorique R_s est donnée directement en utilisant des ponts de mesure (méthode du zéro), ou indirectement par la méthode volt ampèremétrique. Cette méthode consiste à alimenter une phase du stator par une source de tension continue et de mesurer le courant qui la traverse et la tension entre ses bornes.

Etant donné son faible ordre de grandeur, le montage aval est plus approprié et le courant injecté ne doit pas dépasser 10% du courant nominal. La mesure est effectuée à chaud, lorsque le moteur atteint son équilibre thermique.

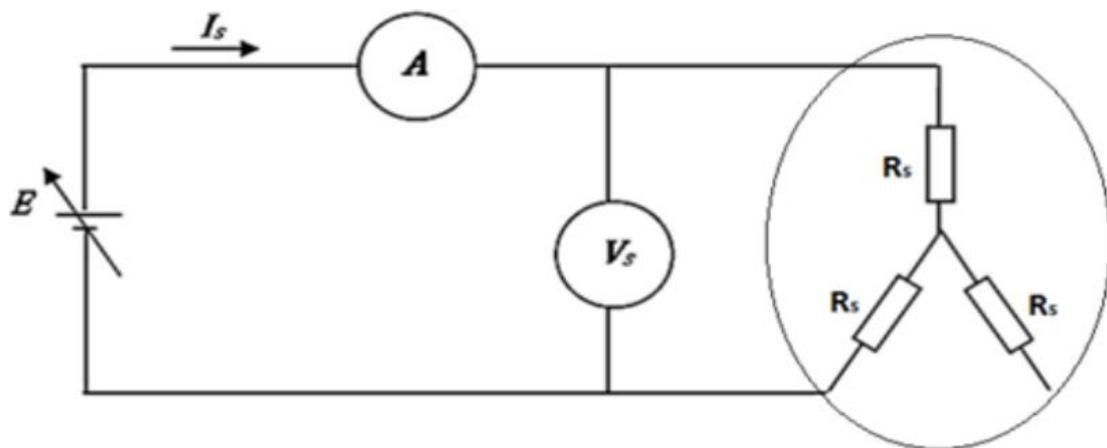


Figure 4. 2 : Montage d'Essai en courant continu.

La résistance du stator est obtenue par mesure de courant I_c et tension V_c
On aura :

$$R_s = \frac{V_c}{2I_c} \dots \dots \dots (4.1)$$

Et on a obtenu la valeur suivante : $R_s = 2.26\Omega$

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

b. Essais à vide:

Dans ce cas, la machine est alimentée à sa tension et à sa fréquence nominale, et tourne à vide (Pas de charge couplée au moteur), si la vitesse de rotation est proche de la vitesse de synchronisme n_s , Nous considérons que $g=0$ et que le terme (R_r/g) tend vers l'infinie et on peut considérer que branche rotorique est en circuit-ouvert. Le circuit à vide devient :

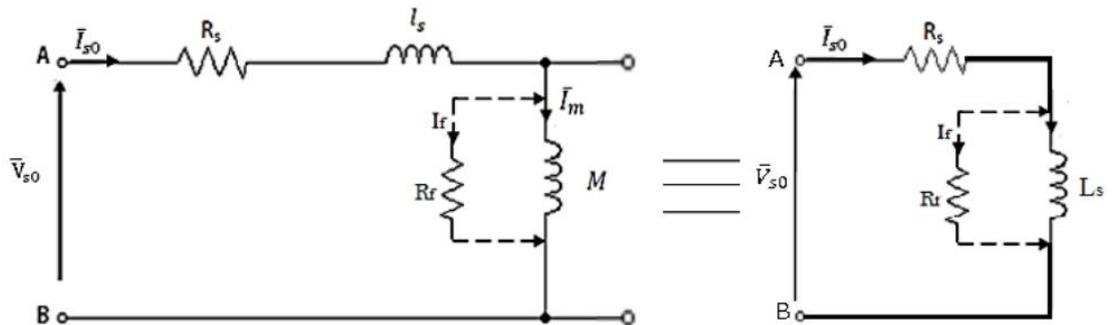


Figure 4. 3 : Le modelé de la machine asynchrone à vide.

On réalise le montage de la figure 4.4, La machine est alimentée à la tension nominale, et tourne à vide, le rotor est en court-circuit, on relève

Donc :

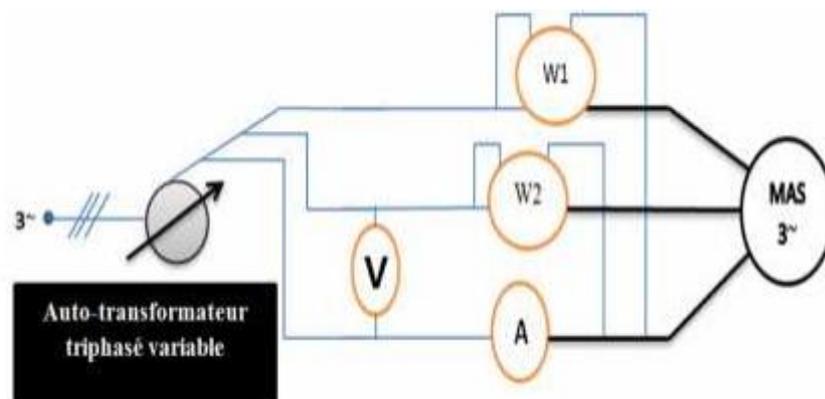


Figure 4. 4 : Montage d'Essai à vide.

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

- Le premier wattmètre W1 indique une grandeur P1.
- Le second wattmètre W2 indique une grandeur P2.

La puissance active P absorbée par le moteur se calcule à partir des informations

Des wattmètres, en utilisant la relation suivante :

$$P = P_1 + P_2 \dots\dots\dots (4.2)$$

P1 et P2 sont les lectures des deux wattmètres, elles sont soit positives soit négatives, sachant que la puissance absorbée P est une puissance active, elle est nécessairement positive. Il est donc indispensable de donner à P1 la valeur positive correspondant à la plus grande des deux indications en valeurs absolues, la valeur prise par P2 sera l'indication de l'autre wattmètre, du signe « plus » si les deux grandeurs étaient de même signe et du signe « moins » dans le cas contraire.

La puissance réactive Q absorbée par le moteur se calcule à partir des informations des wattmètres, en utilisant la relation suivante :

$$Q = \sqrt{3} (P_1 - P_2) \dots\dots\dots (4.3)$$

Le tableau suivant représente les résultats de l'essai à vide :

$V_{so}(V)$	$I_{so}(A)$	$P_1(W)$	$P_2(W)$	$P_0(W)$	$Q_0(var)$
380	3.4	750	-470	280	2113.1
375	3	640	-390	250	1784
370	2.8	580	-350	230	1610.8
365	2.6	520	-310	210	1437.6
360	2.4	460	-270	190	1264.4
265	1.6	240	-120	120	623.5

Tableau 4. 1 : Essai à vide sous tension variable

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

c. Calcule de L_s et L_r :

D'après le tableau précédant et les équations (2.39) et (2.42) on :

$$X_{eo} = \frac{Q_o}{P_o^2 + Q_o^2} V_{so}^2 = \frac{Q_o}{I_{so}^2} = \omega_s L_s \dots\dots\dots (4.4)$$

$$L_r = L_s = 0.2631H$$

d. Essai à rotor bloqué :

Le rotor de la machine asynchrone est bloqué. La vitesse de rotation étant nulle, la valeur du glissement est ($g=1$). Le bobinage rotorique est court-circuité.

La puissance utile est nulle et les pertes par frottement et ventilation sont nulles: $P_{méca} = 0$

On réalise le même montage que l'essai à vide et on bloque le rotor, montage Figure 4.5, l'essai est effectué à tension réduite (pour ne pas endommager le moteur) permettant d'avoir le courant nominal de la machine. On réalise le montage suivant :

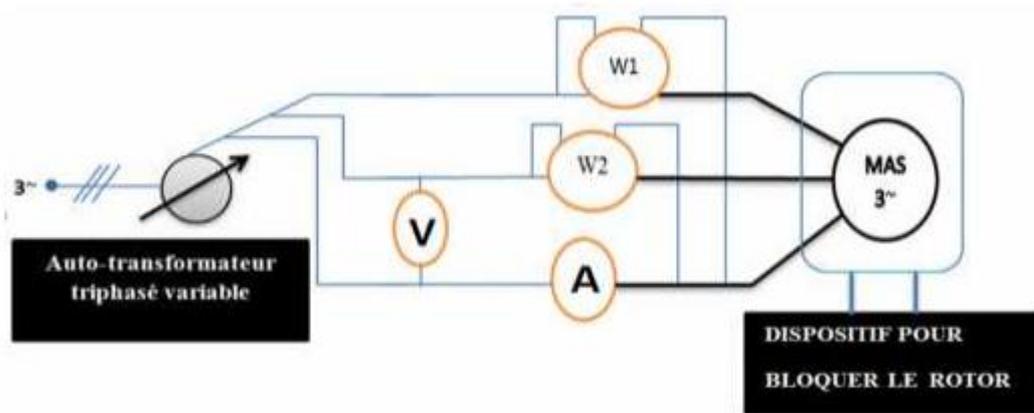


Figure 4. 5 : Montage d'Essai à rotor bloqué.

Dans cet essai on utilise la même méthode (la méthode des 2 wattmètres) à la vitesse de synchronisme et on relève les puissances P_1 et P_2 .

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

La puissance active et réactive sont donnée par :

$$P_{cc} = P_1 + P_2 \dots \dots \dots (4.5)$$

$$Q_{cc} = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \dots \dots \dots (4.6)$$

Dans ces conditions, la tension appliquée devient nettement faible devant la tension nominale, ce qui permet de négliger le courant de magnétisation.

Le circuit à rotor bloqué devient :

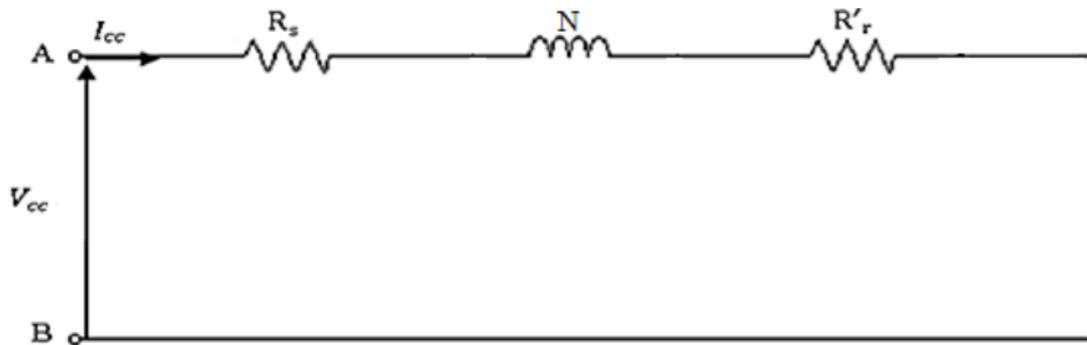


Figure 4. 6 : Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué.

$V_{cc}(v)$	$I_{cc}(A)$	$P_{1cc}(w)$	$P_{2cc}(w)$	$P_{cc}(w)$	$Q_{cc}(var)$
92	6.6	550	-25	525	995.5

Tableau 4. 2 : Résultats des essais à rotor bloqués

e. Calcule de M :

Le calcul de l'inductance mutuelle M par les relations suivantes :

$$N = \frac{Q_{cc}}{3\omega_s I_{cc}^2} \dots \dots \dots (4.7)$$

$$N = 0,0242$$

$$M = \frac{-N + \sqrt{N^2 + 4L_s^2}}{2} \dots \dots \dots (4.8)$$

$$M = 0.2021$$

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

f. Calcule de R_r :

D'après l'équation on a :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 \dots\dots\dots (4.9)$$

$$R_r' = R_{ecc} - R_s = R_r = 1.7574 \Omega \dots\dots\dots (4.10)$$

4.3. Les paramètres de la machine asynchrone par la méthode classique est :

Les paramètres	Les résultats par classique
Rs	2.26
Ls	0.2138
M	0.2021
Rr	1.7574
Lr	0.2138

Tableau 4. 3 : les paramètres électriques de moteur par la méthode classique.

4.4. Les résultats de simulation :

La méthode d'Aliénor est appliquée pour estimer les paramètres électriques de la machine asynchrone. Le programme développé a permis de minimiser l'erreur quadratique entre le courant de la plaque signalétique et le courant calculé (Aliénor).

a. Minimisation de l'erreur entre courant mesuré et courant calculé :

1^{er} cas : La figure 4.7 montre l'estimation des paramètres pour un seul point de courant (courant nominal) :

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

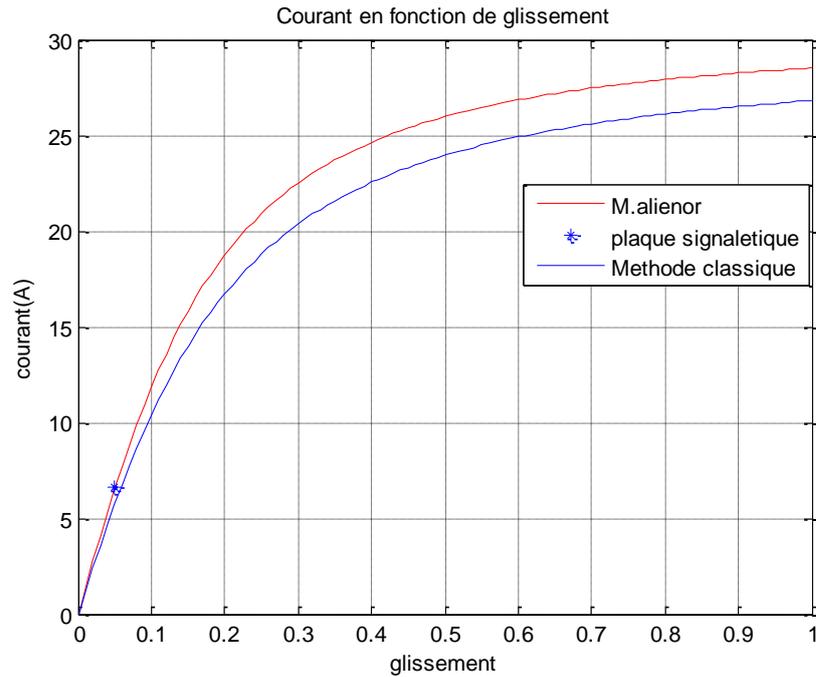


Figure 4. 7 : l'estimation avec la fonction objectif courant pour un seul point

2^{ème} cas : La figure 4.8 montre l'estimation des paramètres pour deux point de courant (courant nominal, courant de démarrage) :

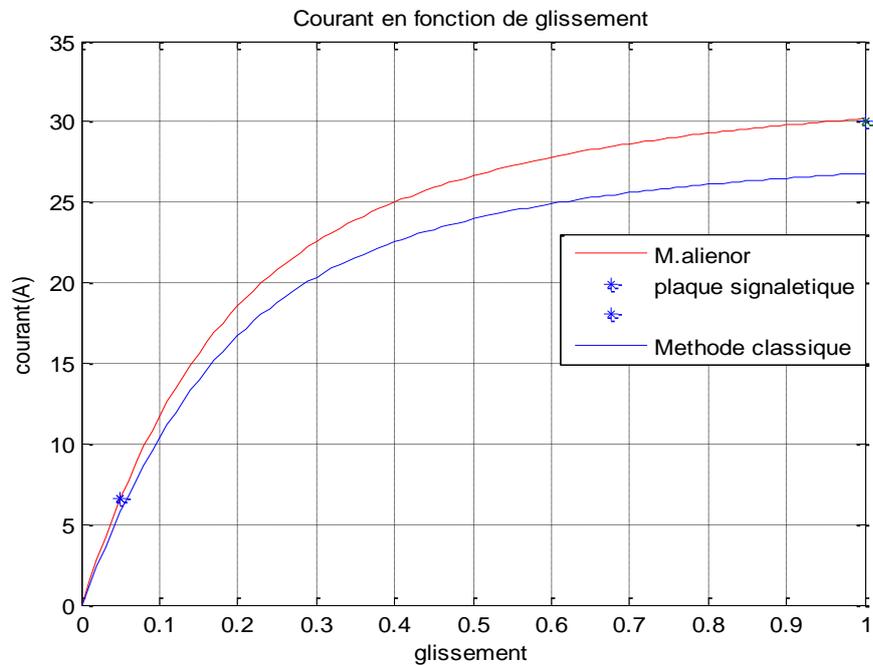


Figure 4. 8 : estimation avec la fonction objective pour deux points.

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

b. Minimisation de l'erreur entre couple mesuré et couple calculé

1er cas : La figure 4.9 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif couple pour un point de couple (Couple nominal) :

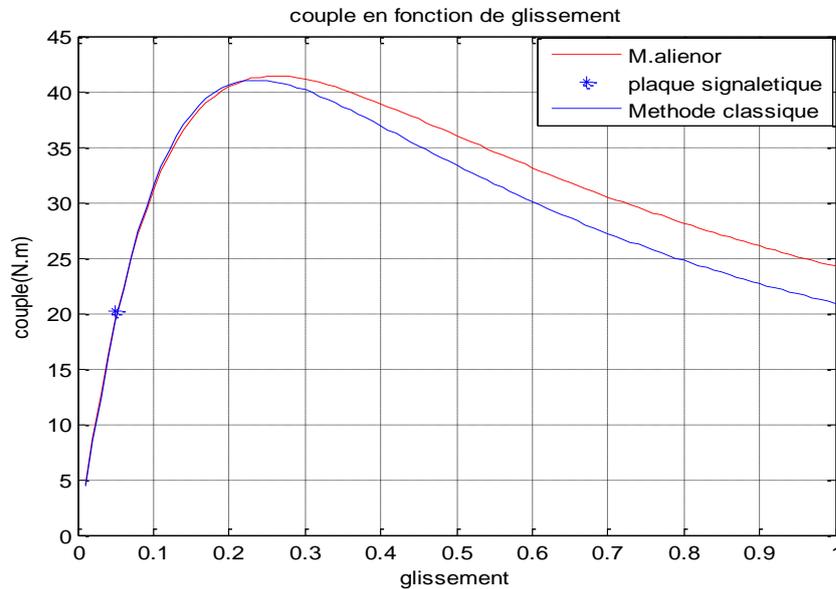


Figure 4. 9 : l'estimation avec la fonction objective couple par un seul point

2^{ème} cas : La figure 4.10 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif couple pour deux points de couple (couple nominal, couple de démarrage) :

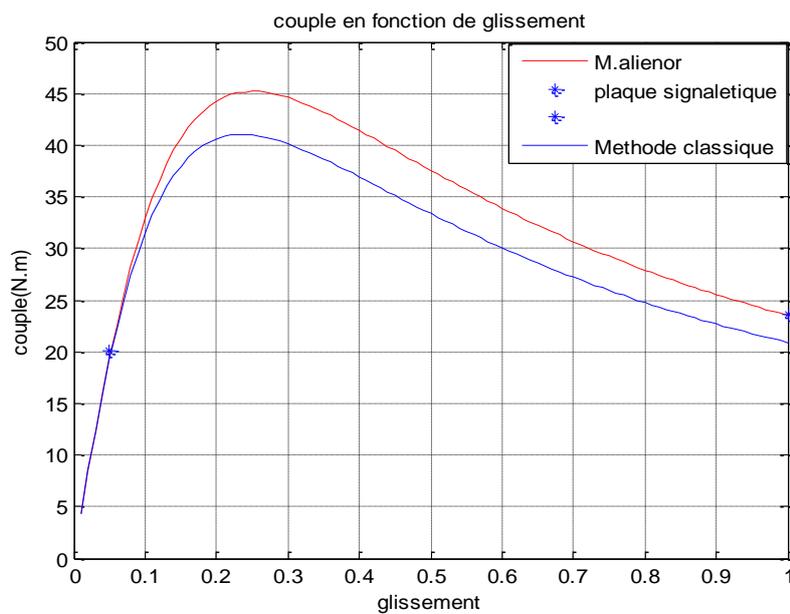


Figure 4. 10 : L'estimation avec la fonction objective couple pour deux points de moteur.

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

Le tableau récapitulatif 4.4 suivant représente les différentes valeurs des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage obtenues par la méthode classique et par estimation (méthode Aliénor).

moteur		l'estimation par fonctions objectif de courant		l'estimation par fonctions objectif de couple	
Les paramètres	classique	1 point	2 points	1 point	2 points
Rs	2.26	1.6770	2.9319	3.3590	1.6238
Ls	0.2138	0.2115	0.2091	0.2089	0.2090
M	0.2021	0.2000	0.1995	0.1997	0.1975
Rr	1.7574	1.5457	1.5027	1.6937	1.8013
Lr	0.2138	0.2115	0.2091	0.2089	0.2090

Tableau 4. 4 : les résultats de l'estimation du moteur.

4.5. Interprétation :

Les quatre figures qui représentent l'estimation des paramètres par deux fonctions objectives, montrent la superposition du courant et couple estimé sur les valeurs de la plaque signalétique après la minimisation de l'écart entre les courants et les couples calculer par rapport aux valeurs de la plaque signalétique et la méthode d'Aliénor.

Par contre les courbes de la méthode classique et les valeurs de la plaque signalétiques représentent un écart remarquable à cause des erreurs des essais classiques (lecture, les instruments...).

Chapitre 4 : Les résultats et discussions

4.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la méthode Aliénor pour estimer les paramètres du circuit équivalent du moteur à induction à partir de plaque signalétique. Les caractéristiques de performance, telles que le couple en fonction de glissement et les courbes de courant en fonction de glissement, ont été prises en compte avec les données de la plaque signalétique afin de minimiser l'écart entre les données estimées et les données du fabricant.

Nous avons constaté que la méthode d'Aliénor donne une bonne estimation des paramètres de la machine.

Les paramètres obtenus sont compatibles, est signe de l'efficacité de la méthode.

Conclusion générale

Dans le cadre de ce travail de mémoire, nous nous sommes donnés fondamentalement pour objectif l'identification des paramètres du moteur asynchrone triphasé à cage d'écuréuil. Pour cela, nous avons investigué deux parties : l'une concerne l'application des deux méthodes d'identification qui sont la méthode basée sur les essais classiques et la méthode basée sur les données de la plaque signalétique.

Avant de présenter les principaux résultats obtenus à travers ce travail, il convient de rappeler que l'identification paramétrique des machines électriques, particulièrement la machine asynchrone, 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, rend de l'identification un problème qui n'est pas simple à résoudre, mais il est possible d'arriver à de bons résultats.

La méthode d'identification basée sur la méthode du modèle de référence est utilisée et elle s'appuie sur les trois étapes suivantes :

- Le choix du modèle de la machine
- Le choix des signaux d'entrée-sortie
- Le choix du critère d'évaluation
- Le choix de la méthode d'optimisation

Dans le premier chapitre nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone en commençant par la description de la machine asynchrone. Par la suite, En se basant sur quelques hypothèses simplificatrices nous avons établi un modèle mathématique dont la complexité a été réduite. De cela nous avons permis de constater que le modèle de la machine asynchrone est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps et pour les simplifier nous avons utilisé la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre nous avons présentés des différents schémas équivalents de la machine asynchrone pour la simplification du vecteur paramètre que nous voulons identifier. Parmi les méthodes de détermination des paramètres de la machine asynchrone nous citons la méthode des essais classiques (essais à vide, essais à rotor bloqué et essais continu).

Dans le troisième chapitre nous avons présentés des différentes méthodes d'optimisation paramétrique, nous avons basées sur la méthode aliénor, pour estimation des paramètres de la machine asynchrone à cage. Cette dernière est basée sur la minimisation d'erreur quadratique entre le courant et le couple donné par la plaque signalétique et le courant et le couple estimé par méthode aliénor.

Dans le quatrième chapitre nous avons utilisés le logiciel MATLAB pour l'obtention des valeurs des paramètres estimés et les comparais avec des valeurs de la plaque signalétique.

Nous avons constaté que la méthode d'Aliénor donne une bonne estimation des paramètres de la machine.

Les paramètres obtenus sont compatibles, est signe de l'efficacité de la méthode.

Bibliographie

- [1] Pierre Mayé Aide-mémoire électrotechnique
- [2] Mouad Oubidar. Sedik Bendaoud. « Machine synchrone/asynchrone ». Projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique 30 avril 2010 Université du Québec.
- [03] Kacimi Zakaria .Kobbi Salaheddine-Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaut Statorique par la technique des ondelettes- pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité Machines électriques-2015/2016.
- [4] H.TAIBI et S. BOUTKHATEM « Modélisation des défauts statoriques et rotorique d'un moteur asynchrone par la méthode des éléments finis » mémoire de projet de fin d'études 2016-2017 (avantage et inconvénient)
- [5] BOUDISSA El-Ghalia : *“Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone par les algorithmes génétiques statiques, dynamiques et hybride”*, Université Saad Dahlab de Blida 2013
- [6] Présenté par Bachani Mohamed : Identification paramétrique de la machine asynchrone, Pour l'obtention du diplôme de Magister (*Automatique*).
- [7] Kraloua ben yassaad :(étude et réalisation d'un gradateur pour la commande optimale auto adaptative de la vitesse d'un machine asynchrone ,pour l'obtention du diplôme de Magister (*machine électrique*). 2001.
- [8] O. Sahraoui, Calcul des Schémas Equivalents de la Machine Asynchrone par la Méthode des Eléments Finis, Thèse de Doctorat, INP Grenoble, Juin 1994.
- [9] M.Poloujadoff, " The Theory of Three Phase Introduction Squirrel Cage Motors ", Review of Electrical Machines and Power Systems, Vol. 13, pp. 245-264, 1987
- [10] Tidjani Abd el Jaouad - *Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écuruil par la technique «optimisation d'essaim de particules magister en électrotechnique »*,.option machine électrique .2016
- [11] N. Khenfer, Machine Asynchrone : ses Modèles, son Identification et sa Commande », Thèse de Doctorat, ENP d'Alger, 1992.

- [12]** N.Nait- Said, Contribution à l'Identification et à la Commande de la Machine à Induction, Thèse de Doctorat, Univ Batna, 2003.
- [13]** Mme REBAIA CHERGUI - IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE - Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna- Décembre2014,
- [14]** R.Abdessemmed, Modélisation et Simulation des Machines Electriques, Collection Technosup ,2011.
- [15]** E. Mendes, Contribution à la modélisation et à la Commande des Actionneurs. Electriques, Rapport de Synthèse d'Habilitation à diriger des Recherches, Paris, 2000.
- [16]** J. Dos Ghali et J. P. Ray, Quelques Eléments Pratiques de Base sur les Machines Electriques, EPF Lausanne, 1990
- [17]** Hanaâ HACHIMI : "Hybridation d'algorithmes métaheuristiques en optimisation globale et leurs applications", Ecole Mohammedia d'Ingénieurs (Maroc).
- [18]** Ghania IDIRI : « Développement de méthodes de résolution de problèmes de contrôle optimal des systèmes d'ordre fractionnaire » Thèse de doctorat en Automatique Université mouloud Mammeri, Tizi Ouzou ,2017
- [19]** Abdelaziz SABA « METHODE DE DECOMPOSITION ET CONTRÔLABILITE D'UN SYSTEME NON LINEAIRE » Présenté pour obtenir le diplôme de Magistère en Mathématiques Option : Mathématiques appliquées.
- [20]** Mr. Balira Ousmane KONFE<<Nouvelles méthodes mathématiques Aliénor et Adomian,pour la Biomédecine.>> Thèse présentée en vue de l'obtention du grade de DOCTEUR de l'Université de OUAGADOUGOU le 10 /12/ 2005.
- [21]** M'hamed BOUNEKHLA « Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone » Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences, 2004.