

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 حطاب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique
Spécialité Machines Électriques

présenté par

LAKROUN Ahmed

&

MOULOUD Slimane

Identification Des Paramètres D'une Machine Asynchrone

Proposé par : MmeKHMISSE Latifa

Année Universitaire 2017-2018

Plus qu'il en faut ; qu'il nous soit permis de remercier ici énormément et sincèrement tout d'abord :

- + DIEU imprévisible pour nous avoir permis de réaliser ce travail.

- + Ceux de près comme de loin, qui ont contribué à ce modeste travail et qui nous ont aidé à sa réalisation et en particulier :

Nos chers parents,

Notre promotrice, Mme KHEMICI Latifa, qui a bien réussi à suivre et diriger notre travail, ses spéciaux conseils et ses critiques qui ont été pour nous un encouragement permanent sur tout le long de notre chemin.

Nous tenons à remercier également les jurys Mr BOUNEKHLAM'hamed, MmeBOUDISSA El-ghalia.

Nous voudrions aussi souligner notre extrême gratitude à l'égard de nos enseignants qui nous ont soutenus tout au long de notre cursus.

ملخص:

هذا العمل المقدم مبني على تقنية تقدير قيم عناصر النموذج للآلة لا متزامنة انطلاقا من معطيات مخطط دائرة من أجل هذا نستعمل طريقة تقدير آليينور. لقد تحصلنا على قيم عناصر النموذج المكافئ بتخفيض الفارق بين مخطط دائرة والقيم المقدرية. تم اختبار الطريقة المقترحة على المحرك باستخدام وظيفة الهدف وتم التحقق من ذلك عن طريقة استعمال الاختبارات الكلاسيكية والذي يتمثل في اختبار الفراغ واختبار القصر من أجل الخصائص الكهربائية للنموذج المكافئ

كلمات المفاتيح: النموذج المكافئ؛ الآلة المتزامنة؛ مخطط الدائرة؛ التقدير؛ طريقة آليينور.

Résumé: Notre travail consiste à faire une technique d'optimisation pour estimer les paramètres du schéma équivalent d'une machine asynchrone à cage, à partir des données du Diagramme du cercle, pour cela on utilise la méthode d'optimisation Aliénor. Les paramètres du schéma équivalent sont obtenus à partir de la minimisation de l'erreur entre les données du Diagramme du cercle et les valeurs estimées. La méthode proposée a été testée sur le moteur en utilisant la fonction objectif (le courant). Et elle été validée 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 ; Diagramme du cercle, schéma équivalent ; estimation ; méthode d'Aliénor.

Abstract : Our work consists in making optimization technique for estimate the parameters of the equivalent scheme of a cage asynchronous machine, based on circle diagram data, for this we used Aliénor's optimization method. The parameters of the equivalent scheme are obtained from the minimization of the error between the circle diagram data and the estimated values. The suggested method was tested on the motor by applying objective function (current). It was validated by the classical method, which is achieved through a no-load and locked rotor tests to determine the electrical parameters of the equivalent scheme.

Keywords : cage asynchronies machine; estimation; Aliénor's method; equivalent scheme; circle diagram.

Listes des acronymes et abréviations

ω_s : Pulsation statorique.

ω_r : Pulsation rotorique.

p : Nombre de paire de pôles.

Ω : vitesse angulaire de rotation.

g : Glissement.

A ,B,C :indices d'axes correspond au rotor.

a,b,c : indices d'axes correspond au stator.

v_{as}, v_{bs}, v_{cs} : Tension des phases statoriques.

v_{ar}, v_{br}, v_{cr} : Tension des phases rotoriques.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courant des phases statoriques.

i_{ar}, i_{br}, i_{cr} : Courant des phases rotoriques.

$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}$: Flux des phases statoriques.

$\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$: Flux des phases rotoriques.

R_s : Résistance statorique.

R_r : Résistance rotorique.

L_s : Inductance statorique.

L_r : Inductance rotorique.

M_s, M_r : Inductance mutuelle cylindrique entre stator et rotor.

C_e : Couple électromagnétique.

θ : Angle électrique stator / rotor.

θ_s : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator.

θ_r : Déphasage de l'axe directe par rapport au rotor.

K_s : Matrice de transformation de Park.

V_{dqos} : Tension statorique après transformation de Park.

V_{dqor} Tension rotorique après transformation de Park.

I_{dqos} : Courant statorique après transformation de Park.

I_{dqor} : Courant rotorique après transformation de Park.

Φ_{dqos} : Flux statorique après transformation de Park.

Φ_{dqor} : Flux rotorique après transformation de Park.

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

C_r : Couple résistant.

f_r : Coefficient de frottement.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

d, q : indices d'axes directe et quadrature .

D'autres notations spécifiques peuvent être définies dans les chapitres

Table des matières :

Résume.....	3
List des abréviations.....	4
Table des matières.....	6
Liste des figures.....	11
Liste des tableaux.....	13
Introduction générale.....	14
Chapitre 1 : modélisation de la machine asynchrone.....	16
1. Introduction.....	16
1.2. Généralités.....	16
1.2.1. Définition.....	16
1.2.2. Symbole.	17
1.2.3. Constitution.....	17
a. Stator.....	17
b. Rotor.	18
c. Rotor à cage.....	18
d. Rotor bobiné.....	19
1.2.4. Principe.	19
1.3. Modélisation.	20
1.3.1. Hypothèses.	20
1.3.2.Équations électriques.....	21
1.3.3. Relations entre flux et courants.	23
1.3.4. Moment du couple.	24
1.4. Application de la transformation de Park.....	24
1.4.1.Équations électriques.	25

1.4.2. Relations entre flux et courants.....	28
1.4.3. Equation mécanique.....	30
1.4.4.Équations dans différents référentiels.	30
a. Référentiel lié au stator.....	30
b. Référentiel lié au rotor.....	31
c. Référentiel lié au champ tournant.....	31
1.4.5. Moment du couple.	32
1.5. Le modèle d'état.	32
1.6. Conclusion.	33

Chapitre 2 : Identification des paramètres de la MAS basée sur le schéma équivalent.....34

2.1. Introduction.....	34
2.2. Schémas équivalents de la MAS.....	34
2.2.1. Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique.....	35
2.2.2. Schéma équivalent dynamique de la MAS dans le repère fixe du stator.	36
2.2.3. Schéma équivalent de la MAS en régime permanent.....	37
2.2.4. Calcul de l'impédance totale vue du stator.....	39
a. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator.....	41
b. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor.....	43
c. Schéma équivalent à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor.....	44
2.2.5. Schéma équivalent avec pertes fer.....	46
2.3 .Identification des paramètres électriques.	47

2.3.1. Méthode de la plaque signalétique.	47
2.3.2.Méthode des essais classiques.....	47
2.3.3.Identification de la MAS à rotor à cage.....	48
a. Mesure des résistances.....	48
b. Essai à vide.....	48
c. Essai à rotor bloqué.....	50
2.4. Diagramme du cercle et caractéristique de la machine asynchrone.....	52
2.4.1. Présentation du diagramme du cercle.....	53
2.4.2 .La représentation des puissances dans le diagramme.....	55
a. Puissance absorbées.....	55
b. Pertes joule rotoriques.....	56
c. pertes Joule statoriques.....	57
2.4.3 .Point particulier du diagramme.....	58
a. Point a glissement nul $M_0 (g = 0)$	58
b. Point M_∞ a glissement infinie ($g = \infty$).....	60
2.4.4. Point particulier pratique.....	61
a. Point de fonctionnement à vide M_v	61
b. points de fonctionnement à rotor bloqué.....	62
2.5 .Conclusion.	63
 Chapitre 3 : Estimation des paramètres de la machine asynchrone basée sur la méthode d'alienor.....	 64
3.1. Introduction.....	64
3.2. Techniques d'optimisation.....	65

3.2.1. Méthodes déterministes.....	65
3.2.2. Méthodes stochastiques.....	66
3.2.3. Méthodes hybride.	66
3.3 .Méthode d'Aliénor.	67
3.3.1. La spirale d'Archimède.....	67
3.3.2. La transformation réductrice.....	69
3.4 .Application à l'optimisation globale.....	69
3.5 .Application de la méthode d'Aliénor pour la minimisation de l'erreur quadratique.....	70
3.6 .Conclusion.	71
Chapitre 4: les résultats et discussions.....	72
4.1. Introduction.....	72
4.2. Détermination des paramètres électriques par les essais classiques.....	72
4.2.1. Matériel utilisé.....	73
4.2.2. Détermination des paramètres électriques.....	73
a. Essai en courant continu.	73
b. Essais à vide.....	74
c. Calcule de L_s et L_r	75
d. Essais à rotor bloqué.....	76
e. Calcule de M	76
f. Calcule de R_r	77
4.2.3. Les données du moteur.....	77
4.3. Résultats et interprétation.	77
4.3.1. Récapitulatif des résultats.	79
4.3.2. Interprétation.	80
4.4. Conclusion.	80

Conclusion générale.....81

Bibliographie.....83

Liste des figures

Chap I :

Fig. I.1 Symbole générale d'un moteur asynchrone triphasé.

Fig. I.2 Symbole générale d'un moteur asynchrone triphasé a cage .

Fig. I.3 stator d'un moteurasynchrone

Fig.I.4 rotor a cage d'écureuil d'un moteurasynchronetriphasé.

Fig.I.5 rotor bobiné d'un moteurasynchronetriphasé.

Fig. I. 6 représentation des enroulements d'un moteur asynchrone triphasé.

Fig. I.7 définition des angles dans le plan électrique.

Chap II :

Fig. II.1 Schéma équivalent de la MAS en régime dynamique.

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

Fig. II.3 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent.

Fig. II.4 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent ramené au stator.

Fig. II.5 Schéma équivalent de la MAS ramené au stator a fuite totalisé dans le stator.

Fig. II.6 Schéma équivalent de la MAS ramené au stator a fuite totalisé dans le rotor.

Fig. II.7 Schéma équivalent de la MAS ramené au stator a fuite répartie à égalité entre le stator et rotor.

Fig. II.8 Schéma équivalent de la MAS ramené en régime permanent avec pertes fer.

Fig. II.9 Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement a vide.

Fig. II.10 Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement a rotor bloqué.

Fig. II.11 Schéma équivalent simplifier de la MAS a rotor bloqué.

Fig. II.12 Schéma équivalent de la MAS ramené é au primaire.

Fig. II.13 Diagramme vectoriel correspond au Schéma équivalent.

Fig. II.14 Diagramme vectoriel après division.

Fig.II.15 Diagramme circulaire des courants.

Fig.II.16 représentation des pertes joules statoriques pour différents points de fonctionnement.

Fig. II.17 représentation des pertes joules statorique et rotorique.

Fig. II.18 représentation du point a glissement nul.

Fig. II.19 représentation du point a glissement infini.

Fig. II.20 représentation du point de fonctionnement a vide.

Fig. II.21 représentation du point en court-circuit.

Chap III :

Fig. II.1 Le spirale d'Archimède.

Chap IV :

Fig.IV.1 La plaque signalitique de la machine asynchrone.

Fig.IV.2 Montage de l'essai en court-circuit.

Fig.IV.3 Montage de l'essai à vide.

Fig.IV.4 Diagramme de cercle.

Fig.IV.5 Estimation des paramétrés avec la fonction objectif.

Liste des tableaux

Chapitre III :

Tableau.III.1 résultats des paramètres électriques par estimation.

Chapitre IV :

Tableau. IV.1 Essai a vidé sous tension variable.

Tableau. IV.2 Résulta des Essais a rotor bloqué.

Tableau. IV.3 les paramètres électriques par la méthode classique

Tableau. IV.4 les résultats des paramètres électriques par la méthode classique et l'estimation.

Introduction générale

Au début de l'évolution technologique, le moteur à courant continu a constitué le seul moyen de transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, et la seule source électromagnétique à vitesse variable grâce à sa simplicité de commande.

Après l'invention du premier moteur asynchrone à cage en 1889 par l'électricien allemand Mikhaïl Dolivo-Dobrovolskiït après l'évolution technologique, il remplace efficacement le moteur à courant continu dans les applications à vitesses variables.

Plusieurs recherches scientifiques sont destinées à l'étude de la machine asynchrone dans le but d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité, afin d'arriver à identifier ses paramètres, qui permet par la suite la simulation, la commande et le diagnostic de la machine

Le moteur asynchrone à cage est caractérisé par sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, et nous la trouvons maintenant dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires

Le présent travail traite la modélisation et l'identification paramétrique du moteur asynchrone triphasé à cage, où plusieurs axes de recherches sont destinés à l'étude de cette machine.

Dans ce contexte le mémoire comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation du moteur asynchrone à cage en utilisant certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformée de Park, nous avons développé un modèle d'état de la machine.

Le deuxième chapitre de ce document, sera consacré, en premier temps, à l'établissement des différents schémas équivalents de la MAS, où seront données les procédures possibles d'identification des paramètres du modèle de Park de la machine asynchrone, suivies de la détermination des paramètres de la machine asynchrone à cage basée sur les essais classiques.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des techniques d'optimisations, Nous traitons la méthode Aliénor et son application pour la minimisation de notre fonction objectif.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté les différents résultats de simulation d'estimation des paramètres électriques en utilisant la méthode d'Aliénor.

A la fin de ce travail, une conclusion générale sera donnée pour résumer les résultats obtenus.

Chapitre 1 Modélisation de la machine asynchrone

1.1. Introduction :[4]

La modélisation de la machine asynchrone permet de résoudre beaucoup de problèmes. Parmi cet objectif arrive à la détermination des paramètres de cette machine.

Dans ce chapitre on commence par une généralité sur la machine asynchrone puis on passe à la modélisation à travers des hypothèses et des équations. Ensuite on parle de la transformation de Park qui donne des équations sur des axes perpendiculaire directe et quadrature (d,q) , à la fin on obtient un modèle d'état.

1.2. Généralités :

1.2.1. Définition : [5]

Un moteur asynchrone est un moteur à courant alternatif pour lequel la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. La machine qui nous intéresse dans ce chapitre est plus précisément un moteur à induction. Un moteur à induction est un moteur 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, le seul moteur asynchrone qui ait une importance pratique est le moteur à induction. En français, le langage courant a consacré l'appellation « moteur asynchrone » tandis qu'en anglais, la dénomination plus exacte de « induction moteur » a été privilégiée.

1.2.2. Symbole :

Le moteur asynchrone peut être représenté par son symbole normalisé général (figure I.1) ou par deux autres symboles normalisés indiquant s'il s'agit d'un moteur à cage (figure I.2) ou d'un moteur à rotor bobiné. Les six bornes de l'enroulement statorique peuvent être sorties ou le couplage de cet enroulement peut être en étoile ou en triangle. Nous précisons 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 diphasées, beaucoup plus rares.

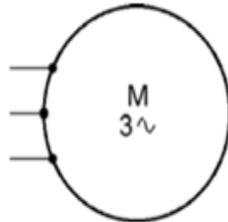


Fig.I.1 Symbole générale d'un moteur Asynchrone triphasé.

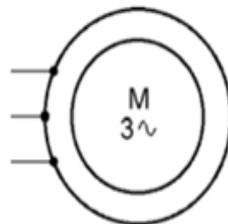


Fig.I.2 symbole générale d'un moteur Asynchrone triphasé à cage.

1.2.3. Constitution :

A. Stator : [6]

Le stator comporte une carcasse en fonte ou en tôle d'acier dans laquelle est inséré un circuit magnétique formé d'un empilage de tôles. Le stator d'un moteur asynchrone triphasé porte un enroulement triphasé réparti dans des encoches du circuit magnétique. Il est généralement couplé en étoile.



Fig.I.3 stator d'un moteur Asynchrone.

b. Rotor : [4]

Deux grandes catégories de moteurs asynchrones apparaissent suivant la structure de leur rotor qui peut être bobiné ou à cage. Pour ces deux variantes, le circuit magnétique du rotor est un assemblage de tôles ferromagnétiques muni d'encoches.

c. Rotor à cage :[4]

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 (figure 1.4). Les barres sont en alliage d'aluminium pour les machines de petite et moyenne puissance, en cuivre pour les moteurs de forte puissance. L'enroulement ainsi obtenu n'est pas accessible de l'extérieur. La cage rotorique forme un enroulement dont le nombre de phases et le nombre de pôles ne sont pas fixés par construction.



Fig.1.4 Rotor a cage d'écureuil d'un moteur asynchrone triphasé.

d. Rotor bobiné : [4]

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 bagues et de balais, ce qui permet soit de le court-circuiter soit de le relier à un circuit permettant d'agir sur les caractéristiques du moteur dans certains fonctionnements.



Fig.1.5 Rotor bobiné d'un moteur asynchrone triphasé.

1.2.4. PRINCIPE : [6]

L'enroulement statorique, parcouru par un système triphasé équilibré de courants de pulsation ω_s crée une tension magnétique tournante d'entrefer à la vitesse synchrone, soit avec p paires de pôles :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

Le flux balayant l'enroulement rotorique en court-circuit y induit des courants. L'action du champ magnétique statorique sur ces courants met en mouvement le rotor. La vitesse Ω du rotor est inférieure à la vitesse synchrone Ω_s . La différence relative est le glissement g .

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

La vitesse du champ tournant par rapport au rotor est $\Omega_s - \Omega$ et la pulsation ω_r des courants rotoriques est alors :

$$\omega_r = p(\Omega_s - \Omega) = g \omega_s \quad (1.3)$$

Les courants rotoriques de pulsation ω_r créent une tension magnétique tournante d'entrefer dont la vitesse par rapport au rotor est $\frac{\omega_r}{p}$, c'est-à-dire $\Omega_s - \Omega$.

Par rapport au stator, la vitesse de cette tension magnétique tournante d'entrefer est $\Omega + (\Omega_s - \Omega)$ c'est-à-dire Ω_s . Les tensions magnétiques tournantes d'entrefer créées par le stator et par le rotor ont donc la même vitesse de rotation Ω_s . La tension magnétique tournante d'entrefer réelle est la résultante de ces deux tensions magnétiques créées par le stator et par le rotor.

1.3. Modélisation :

1.3.1 Hypothèses : [1]

Un moteur asynchrone à rotor bobiné comporte au stator un enroulement dont les trois phases sont nommées a, b et c et, au rotor un enroulement dont les trois phases sont nommées A, B et C (figure 1.8). La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- la machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction.
- l'entrefer est de largeur constante, l'effet des encoches est négligé.
- la répartition spatiale des tensions magnétiques d'entrefer est sinusoïdale.
- le circuit magnétique est linéaire.
- la saturation, l'hystérésis et les pertes ferromagnétiques ne sont pas pris en compte.
- les résistances sont constantes, la variation avec la température et l'effet de peau sont ignorés.

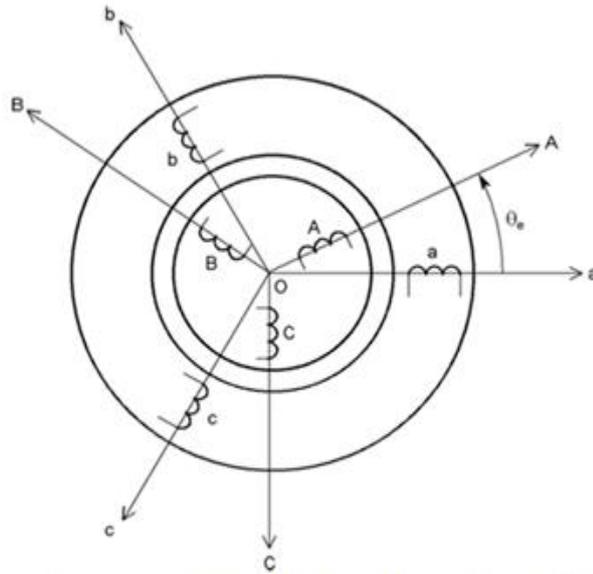


Fig.I.6 Représentation des enroulements d'un moteur asynchrone triphasé.

1.3.2 Équations électriques : [7]

Chaque phase statorique présente une résistance R_s . Les tensions aux bornes des phases a, b et c sont respectivement appelées v_{as} , v_{bs} et v_{cs} , les courants qui les parcourent i_{as} , i_{bs} et i_{cs} et les flux totaux à travers ces bobines ϕ_{as} , ϕ_{bs} et ϕ_{cs} . Les lois des mailles s'écrivent ainsi

$$\begin{aligned} v_{as} &= R_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ v_{bs} &= R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ v_{cs} &= R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Ces relations peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$V_{abcs} = R_s I_{abcs} + \frac{d\phi_{abcs}}{dt} \quad (1.5)$$

Tell que :

$$V_{abcs} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}$$

$$I_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

$$\Phi_{abcs} = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

V_s est la matrice colonne des tensions, I_s la matrice colonne des courants et Φ_s la matrice colonne des flux totaux pour le stator.

Chaque phase rotorique présente une résistance R_r . Les tensions aux bornes des phases A, B et C sont respectivement appelées v_{ar}, v_{br} et v_{cr} , les courants qui les parcourent par i_{ar}, i_{br} et i_{cr} et les flux totaux à travers ces bobine Φ_{ar}, Φ_{br} et Φ_{cr} . Les lois des mailles s'écrivent ainsi :

$$\begin{aligned} v_{ar} &= R_r i_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ v_{br} &= R_r i_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ v_{cr} &= R_r i_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (1.6)$$

Ces relations peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$V_{abcr} = R_r I_{abcr} + \frac{d\Phi_{abcr}}{dt} \quad (1.7)$$

Tell que :

$$V_{abcr} = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$$I_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\Phi_{abcr} = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

V_r est la matrice colonne des tensions, I_r la matrice colonne des courants et Φ_r la matrice colonne des flux totaux.

Dans le fonctionnement normal du moteur, l'enroulement du rotor est court-circuité (c'est le seul cas possible pour un moteur à cage) et l'équation électrique du rotor devient :

$$0 = R_r I_{abcr} + \frac{d\Phi_{abcr}}{dt} \quad (1.8)$$

Où 0 est la matrice colonne nulle d'ordre 3.

1.3.3 Relations entre flux et courants : [2]

Les relations entre flux totaux et les courants peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\Phi_{abcs} = L_s I_{abcs} + M_{sr} I_{abcr} \quad (1.9)$$

$$\Phi_{abcr} = L_r I_{abcr} + (M_{sr})^t I_{abcs}$$

En posant :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$M_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

L_s et L_r sont respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques tandis que M_{sr} est la matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor. θ est l'angle électrique entre la phase A du rotor et la phase a du stator. En remplaçant les expressions des flux dans les formules des tensions, nous obtenons :

$$V_{abcs} = R_s I_{abcs} + L_s \frac{dI_{abcs}}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{sr} I_{abcr}) \quad (1.11)$$

$$V_{abcr} = R_r I_{abcr} + L_r \frac{dI_{abcr}}{dt} + \frac{d}{dt} ((M_{sr})^t I_{abcs})$$

1.3.4. Moment du couple : [2]

Le moment du couple peut être calculé par la formule générale :

$$C_e = \frac{1}{2} [(I_{abcs})^t \quad (I_{abcr})^t] \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ (M_{sr})^t & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abcs} \\ I_{abcr} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Cette formule se simplifie car les coefficients des matrices L_s et L_r sont indépendants de la position, ce qui implique :

$$\frac{dL_s}{d\theta} = \frac{dL_r}{d\theta} = 0 \quad (1.13)$$

De plus, nous tenons compte de l'égalité :

$$(I_{abcs})^t \frac{dM_{sr}}{d\theta} I_{abcr} = (I_{abcr})^t \frac{d(M_{sr})^t}{d\theta} I_{abcs}$$

Cela donne :

$$C_e = (I_{abcs})^t \frac{dM_{sr}}{d\theta} I_{abcr} \quad (1.14)$$

1.4. Application de la transformation de Park : [1]

La transformation de Park permet de transformer les enroulements triphasés statorique et rotorique par des enroulements diphasés tournants solidaires d'un même

repère dq. Les angles de rotation utilisés dans la transformation de Park sont θ_s pour le stator et θ_r pour le rotor (figure 1.7).

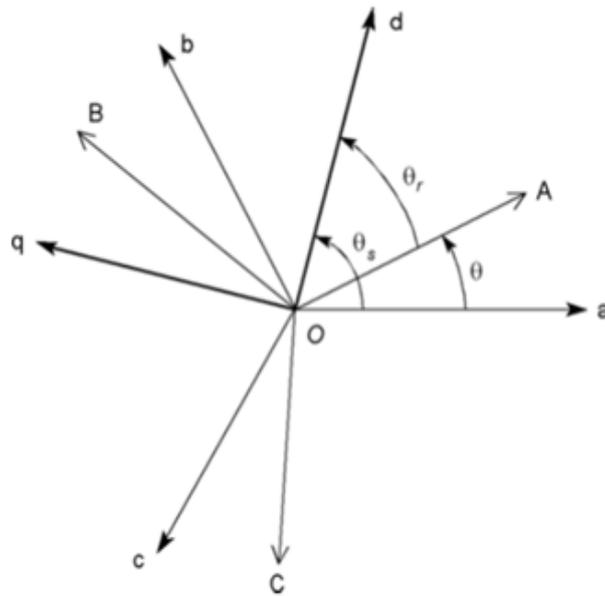


Fig.1.7 Définition des angles dans le plan électrique.

Ces deux angles sont liés à l'angle électrique définissant la position du rotor par:

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (1.15)$$

1.4.1.Équations électriques :[7]

Exprimons les matrices colonnes des grandeurs triphasées (V_{abcs} pour les tensions, I_{abcs} pour les courants et Φ_{abcs} pour les flux totaux) en fonction des matrices colonnes des composantes de Park (V_{dqos} pour les tensions, I_{dqos} pour les courants et Φ_{dqos} pour les flux)

$$V_{dqos} = K_s V_{abcs} \quad (1.16)$$

$$I_{dqos} = K_s I_{abcs} \quad (1.17)$$

$$\Phi_{dqos} = K_s \Phi_{abcs} \quad (1.18)$$

En a la matrice de Park K_s ci-dessous :

$$K_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Et la matrice inverse K_s^{-1} :

$$K_s^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

La dérivée de matrice inverse de Park :

$$\frac{dK_s^{-1}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin \theta_s \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin \theta_s (\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin \theta_s (\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (1.21)$$

Remplaçons ces grandeurs dans l'équation des tensions :

$$V_{dqos} = R_s I_{dqos} + \frac{d\Phi_{dqos}}{dt} + K_s \frac{dK_s^{-1}}{dt} \Phi_{dqos} \quad (1.22)$$

Effectuons le produit matriciel :

$$K_s \frac{dK_s^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (1.23)$$

Nous pouvons en déduire les relations entre les composantes de Park

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (1.24)$$

$$V_{os} = R_s I_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt}$$

Introduisons la vitesse angulaire électrique du repère **dq**, définie par :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

Les expressions des tensions deviennent ainsi :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \omega_s \tag{1.25}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \omega_s$$

La même démarche appliquée au rotor conduit à :

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \tag{1.26}$$

$$0 = R_r I_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt}$$

Tenons compte de la relation entre les angles, en la dérivant, nous obtenons :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta}{dt}$$

Introduisons alors la vitesse angulaire électrique ω_s du repère dq et la vitesse angulaire électrique ω_r du rotor :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$$

Les expressions des tensions deviennent ainsi :

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr}(\omega_s - \omega) \quad (1.27)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr}(\omega_s - \omega)$$

1.4.2. Relations entre flux et courants :[2]

Partons de la relation :

$$\phi_{abcS} = L_S I_{abcS} + M_{Sr} I_{abcr} \quad (1.28)$$

Multiplions à gauche par la matrice de Park relative au stator pour obtenir la matrice colonne des composantes de Park des flux totaux :

$$\phi_{dqos} = K_S \phi_{abcS} = K_S L_S I_{abcS} + K_S M_{Sr} I_{abcr}$$

Pour calculer le premier terme de la somme du second membre, décomposons la matrice des inductances statoriques de la façon suivante :

$$L_S = \begin{bmatrix} L_S - M_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S - M_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S - M_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_S & M_S & M_S \\ M_S & M_S & M_S \\ M_S & M_S & M_S \end{bmatrix}$$

soit :

$$L_S = L_S - M_S \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + M_S \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Effectuons d'abord le produit à droite par la matrice colonne des courants :

$$L_S I_{abcS} = L_S - M_S \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + M_S \begin{bmatrix} I_{as} + I_{bs} + I_{cs} \\ I_{as} + I_{bs} + I_{cs} \\ I_{as} + I_{bs} + I_{cs} \end{bmatrix}$$

Effectuons ensuite le produit à gauche par la matrice de Park, en introduisant la composante homopolaire $I_{os} = \frac{I_{as} + I_{bs} + I_{cs}}{\sqrt{3}}$ du courant statorique :

$$K_S L_S I_{abcs} = (L_S - M_S) K_S I_{abcs} + \sqrt{3} M_S I_{os} K_S \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Nous voyons apparaître la matrice colonne des composantes de Park des courants statoriques :

$$K_S I_{abcs} = I_{dqos}$$

Par ailleurs, effectuons le produit matriciel :

$$K_S \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix}$$

Nous arrivons à :

$$K_S L_S I_{abcs} = \begin{bmatrix} (L_S - M_S) I_{ds} \\ (L_S - M_S) I_{qs} \\ (L_S - 2M_S) I_{os} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Considérons maintenant le second terme de la somme. La matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor est :

$$M_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Effectuons pour commencer le produit de la matrice de Park par la matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor :

$$K_S M_{sr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Enfin, simplifions le résultat en utilisant la relation entre les angles :

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

Nous obtenons ainsi :

$$K_s M_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Il reste à effectuer le produit à droite avec la matrice colonne des courants du rotor. Cela fait apparaître les composantes directe et en quadrature de ces courants :

$$K_s M_{sr} I_{abc r} = \frac{2}{3} M_{sr} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

En définitive, la relation entre les composantes de Park des flux et des courants s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_s - M_s) I_{ds} \\ (L_s - M_s) I_{qs} \\ (L_s - 2M_s) I_{os} \end{bmatrix} + \frac{2}{3} M_{sr} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

1.4.3. Equation mécanique :[7]

L'étude des caractéristiques dynamiques du moteur exige l'introduction de l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r * \Omega \quad (1.32)$$

1.4.4.Équations dans différents référentiels :

a. Référentiel lié au stator :[2]

Dans un référentiel lié au stator, la vitesse ω_s est nulle, ce qui conduit à :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{qr} \omega \end{aligned} \quad (1.33)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \phi_{dr} \omega$$

b. Référentiel lié au rotor :[2]

Dans un référentiel lié au rotor, la vitesse ω_s est égale à la vitesse électrique ω du rotor, ce qui donne :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \omega$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \omega$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \tag{1.34}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt}$$

c. Référentiel lié au champ tournant :[2]

Dans un référentiel lié au champ tournant, la vitesse de repère est égale à ω_s :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \omega_s$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \omega_s$$

(1.35)

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} (\omega_s - \omega)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} (\omega_s - \omega)$$

1.4.5. Moment du couple :[2]

Le moment du couple électromagnétique peut être calculé par :

$$C_e = (I_{abcs})^t \frac{dM_{sr}}{d\theta} I_{abcr} \quad (1.36)$$

Introduisons les matrices colonnes des composantes de Park des courants :

$$I_{dqos} = K_s I_{abcs}$$

$$I_{dqor} = K_r I_{abcr}$$

Cela donne :

$$C_e = (I_{dqos} k_s^{-1})^t \frac{dM_{sr}}{d\theta} I_{dqor} k_s^{-1}$$

Cela donne pour le couple :

$$C_e = p M_s (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (1.37)$$

D'autres formulations peuvent être obtenues en réutilisant les diverses relations établies précédemment :

$$C_e = p (\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr})$$

$$C_e = p (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})$$

1.5. Le modèle d'état :[4]

Dans le cas d'un moteur à cage d'écureuil, les paramètres du rotor R_r et L_r et M_s ne sont pas mesurables directement puisqu'aucune connexion n'est possible sur ce rotor. Il est donc intéressant de réécrire les équations en utilisant des grandeurs accessibles par l'expérimentation. On choisit habituellement comme paramètres le coefficient de dispersion de Blondel σ

$$\sigma = \left(1 - \frac{M_s^2}{L_r L_s}\right) \quad (1.38)$$

Les équations des tensions liées au champ tournant deviennent (repère lié au champ tournant) :

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s I_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\
V_{qs} &= R_s I_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\
0 &= R_r I_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\
0 &= R_r I_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \\
\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} &= C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{p}
\end{aligned} \tag{1.39}$$

Donc on a :

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_s^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M_s R_r}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M_s}{L_r} \right) \omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\
\frac{dI_{qs}}{dt} &= -\omega_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M_s^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M_s}{L_r} \right) \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{M_s}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\
\frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= R_r \frac{M_s}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\
\frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= R_r \frac{M_s}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr} \\
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{p})
\end{aligned} \tag{1.40}$$

1.6. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à établir un modèle mathématique du moteur asynchrone a cage d'écuréuil à travers des équations simples à l'aide de quelque formules et certaines hypothèses simplificatrices qu'on a posé. la transformation de PARK ramène la machine asynchrone triphasé a une machine diphasé équivalente, d'où la facilite de la simulation.

Chapitre 2 Identification des paramètres de la MAS basée sur le schéma équivalent

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 ré pondue dans les milieux industriels pour ces qualités, et en réalité un système électromagnétique non linéaire dont les paramètres évoluent au cours de ses différents fonctionnements, principalement, en fonction de son état magnétique (inductances) et de sa température (résistances);[8] [9]. De ce fait établir un modèle précis basé sur la détermination de ses paramètres est devenu impératif.

L'identification des paramètres d'un modèle de la MAS est l'un des objectifs les plus importants dans beaucoup d'applications industrielles. Or, elle couvre un intérêt capital pour la simulation de son comportement dans des conditions plus variées, comme la mise en œuvre de sa commande et aussi pour la détection des défauts et son diagnostic.

2.2. Schémas équivalents de la MAS :

Le schéma équivalent est un modèle électrique issu de l'approche de modélisation électrique (équations du circuit). C'est le modèle classique d'étude et de conception de la machine asynchrone

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

2.2.1. Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique :

La dynamique électromagnétique de la MAS triphasée, fonctionnant en moteur, est régie par les équations du modèle de Park généralisé établi au chapitre précédent. En introduisant les inductances de fuites statorique l_s et rotorique l_r définies respectivement par[11] :

$$l_s = L_s - M$$

Et

$$(2.1)$$

$$l_r = L_r - M$$

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

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \quad (2.2)$$

Les équations aux tensions (1.25) et aux flux (1.28)) deviennent :

Avec :

$$\bar{V}_s = V_{ds} + jV_{qs}$$

$$\bar{V}_r = V_{dr} + jV_{qr}$$

$$\bar{I}_s = I_{ds} + jI_{qs}$$

$$\bar{I}_r = I_{dr} + jI_{qr}$$

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs}$$

$$\bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} + j\Phi_{qr}$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_s \bar{\Phi}_s$$

$$(2.3)$$

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

$$\bar{\Phi}_s = l_s \bar{I}_s + M \bar{I}_m$$

$$\bar{\Phi}_r = l_r \bar{I}_r + M \bar{I}_m$$

Ce modèle peut être représenté par le schéma de la fig. 2.1.

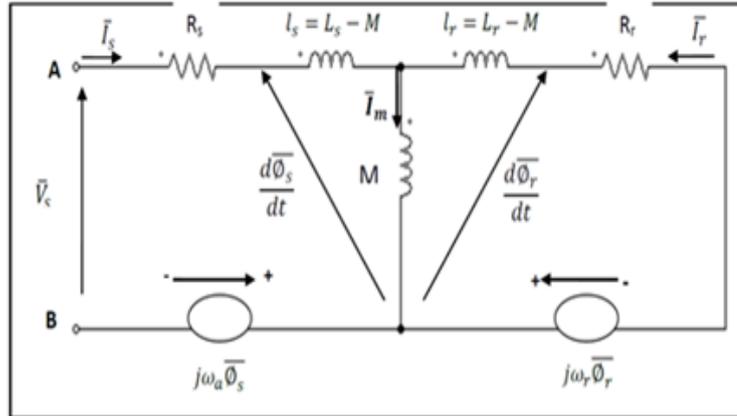


Fig.II.1 Schéma équivalent générale de la MAS en régime dynamique

Ce schéma est caractérisé par la présence des f.e.m de rotation induites respectivement dans le stator $j\omega_a \bar{\Phi}_s$ et dans le rotor $j\omega_r \bar{\Phi}_r$ et qui dépendent des courants \bar{I}_s et \bar{I}_r et de la vitesse de rotation [12].

2.2.2. Schéma équivalent dynamique de la MAS dans le repère fixe du stator :

Le modèle généralement adopté pour représenter la dynamique de la MAS est celui décrit dans le repère fixe du stator. Alors pour $\omega_s = 0$ et $\omega_r = \omega$ ce modèle est caractérisé par les équations suivantes :

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

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

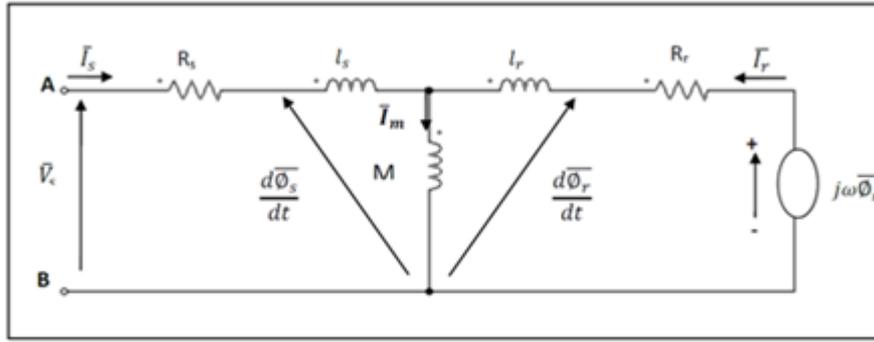


Fig.II.2 Schéma équivalent de la MAS dans le repère (α, β) en régime dynamique

Ce modèle équivalent présente un inconvénient important : il n'est pas possible d'obtenir séparément, par des essais expérimentaux simples, les valeurs des inductances de fuites statorique l_s et l_r (il est à noter que comme l'on ne dispose pas d'informations vues du rotor (MAS à cage), la répartition des fuites est arbitraire). De plus, dans le cas de la MAS, distinguer de manière théorique entre inductances de fuites statorique et rotorique est délicat. Le schéma équivalent adopté consiste à ramener les fuites magnétiques soit au stator, soit au rotor [10].

2.2.3. Schéma équivalent de la MAS en régime permanent :

Dans le repère fixe du stator et en régime quasi-stationnaire, les équations s'écrivent, en tenant compte des équations (1.25) et (1.28) :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \quad (2.4)$$

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

Sachant que $\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega$, si l'on divise l'équation (2.11) par le glissement g , qui n'est jamais nul en pratique, on obtient :

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right)\bar{I}_r + j\omega_s M\bar{I}_s \quad (2.5)$$

En faisant un changement de variable pour ramener le rotor au repère statorique : Ce changement permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation $\omega_r = g\omega_s$ un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nulle, telle que :

$$\bar{I}_r = a\bar{I}_r'$$

Où ;

a est un nombre (arbitraire) fini et non nul.

En portant le changement de variable adopté dans (2.10) et (2.12), ces équations deviennent :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M'\bar{I}_r \quad (2.6)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r'}{g} + j\omega_s L_r'\right)\bar{I}_r' + j\omega_s M'\bar{I}_s \quad (2.7)$$

Avec ;

$$R_r' = a^2 R_r$$

$$L_r' = a^2 L_r \quad (2.8)$$

$$M' = aM$$

Grandeurs 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.

Et

$l_r' = L_r' - M'$: Inductance de flux de fuites rotorique ramenée.

Les équations (2.14) et (2.15) s'écrivent alors comme suit :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s l_s)\bar{I}_s + j\omega_s M'\bar{I}_m \quad (2.9)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r'}{g} + j\omega_s l_r'\right)\bar{I}_r' + j\omega_s M'\bar{I}_m \quad (2.10)$$

Avec :

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r'$$

Ces deux dernières équations permettent d'établir le schéma équivalent de la MAS en régime permanent (fig. 2.3).

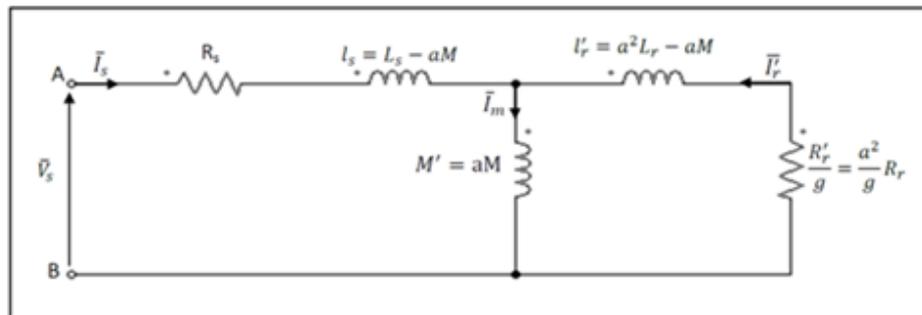


Fig.II.3 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent

Le modèle de la figure (2.3) ainsi obtenu est considéré comme celui du transformateur statique en court-circuit avec une résistance secondaire ramenée au primaire qui vaut $\frac{R_r'}{g}$. C'est le modèle le plus proche de la représentation physique (réelle) d'une machine asynchrone. En négligeant les pertes magnétiques dans le fer, ce schéma (du type transformateur) est caractérisé par cinq paramètres électriques (R_s, L_s, R_r, L_r, M) à identifier par l'une des diverses méthodes existantes. [13].

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 :

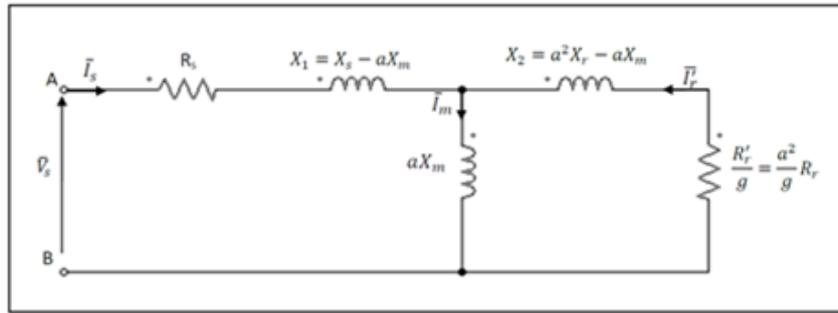


Fig.II.4 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent ramené au stator

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

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s} = R_s + jX_1 + \frac{jaX_m \left[\frac{R'_r}{g} + jX_1 \right]}{\frac{R'_r}{g} + jX_r} \quad (2.11)$$

Après simplification :

$$\bar{Z}_e = R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{\frac{R'_r}{g} + jX_r} \quad (2.12)$$

On pose que :

$$\overline{Z}_e = R_e + jX_e \quad (2.13)$$

Les deux composantes R_e et X_e de l'impédance d'entrée \overline{Z}_e déduites sont données par :

$$R_e = R_s + \frac{X_m^2 R_r}{R_r^2 + X_r^2} = R_s + \frac{(\omega_s M)^2 R_r}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2} \quad (2.14)$$

$$X_e = X_s - \frac{X_m^2 X_r}{R_r^2 + X_r^2} = \omega_s L_s - \frac{(\omega_s M)^2 \omega_s L_r}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2} \quad (2.15)$$

L'expression (2.13) définissant l'impédance d'entrée \overline{Z}_e est indépendante de la constante « a », d'autre part, ses composantes R_e et X_e sont exprimées en fonction des paramètres (R_s, L_s, R_r, L_r, M) qui doivent faire l'objet d'une identification [9].

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

- 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 :

a. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator :

Dans ce modèle, a est choisie telle que :

$$R'_r = 0 \Rightarrow a = \frac{M}{L_r} \quad (2.16)$$

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

$$l_s = L_s - \frac{M^2}{L_r} = \sigma L_s \quad (2.17)$$

Et

$$M' = \frac{M}{L_r} = (1 - \sigma)L_s \quad (2.18)$$

La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

$$R_r' = \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R = \frac{(1-\sigma)L_s}{T_r} \quad (2.19)$$

Avec

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

Le schéma équivalent de la MAS en T de la Fig. 2.3 devient :

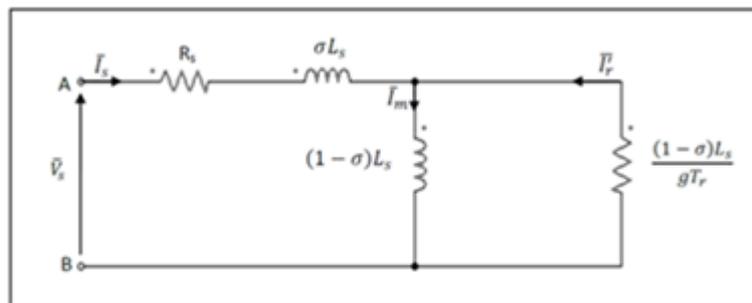


Fig.II.5 Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuite totalisé dans le stator

Cette configuration permet une simplification des expressions théoriques en réduisant le nombre de paramètres. On remarque ainsi qu'indépendamment de la structure de son rotor, la MAS triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques suivants :

$$R_s, L_s, \sigma, T_r$$

Ce modèle est parfaitement adapté à la détermination expérimentale des paramètres par les essais classiques à puissance utile nulle : l'essai à vide et l'essai à

rotor bloqué. D'autre part, il est très utilisé lors du contrôle vectoriel du moteur asynchrone.

b. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor :

Les modèles de la MAS sont souvent exprimés en fonction du flux rotorique, grandeur très utile dans le contrôle dit à flux orienté. L'adaptation du schéma équivalent à cet objectif est obtenue par le choix de $M' = L_s$ cette transformation annule le flux de fuites statorique ($I_s = 0$) et permet d'avoir un schéma plus simple avec les paramètres déduits :

- L'inductance des fuites totalisées dans le rotor :

$$R'_r = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 L_r - L_s = \frac{\sigma L_s}{1-\sigma} \tag{2.20}$$

- L'inductance magnétisante ramenée:

$$M' = \frac{L_s}{M} M = L_s \tag{2.21}$$

- La résistance rotorique ramenée :

$$R'_r = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 R_r = \frac{L_s}{(1-\sigma)T_r} \tag{2.22}$$

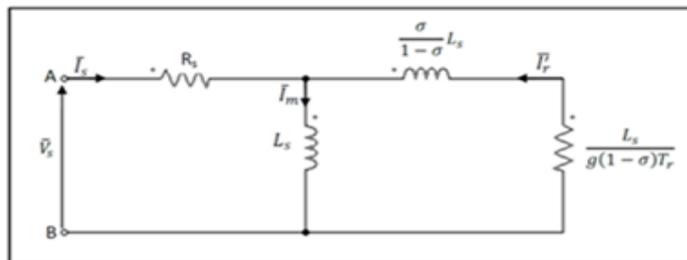


Fig. II.6 Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuite totalisé dans le rotor.

Comme dans le modèle précédemment présenté, le nombre des paramètres électriques à identifier se limite à quatre :

$$R_s, L_s, \sigma, T_r$$

c. Schéma équivalent à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor :

Dans ce cas la constante « a » est choisie telle que :

$$l_s = l'_r \quad (2.23)$$

$$L_s = L'_r = a^2 L_r \quad (2.24)$$

$$a = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} \quad (2.25)$$

- L'inductance magnétisante ramenée : $M' = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} M = L_s \sqrt{1 - \sigma}$
- L'inductance de fuites statorique : $l_s = L_s (1 - \sqrt{1 - \sigma})$
- L'inductance de fuites rotorique ramenée : $l'_r = l_s = L_s (1 - \sqrt{1 - \sigma})$
- La résistance rotorique ramenée : $l'_r = \left(\sqrt{\frac{L_s}{L_r}}\right)^2 R_r = \frac{L_s}{L_r} R_r = \frac{L_s}{T_r}$

Le schéma équivalent défini par les paramètres précités est donnée par la figure 2.7.

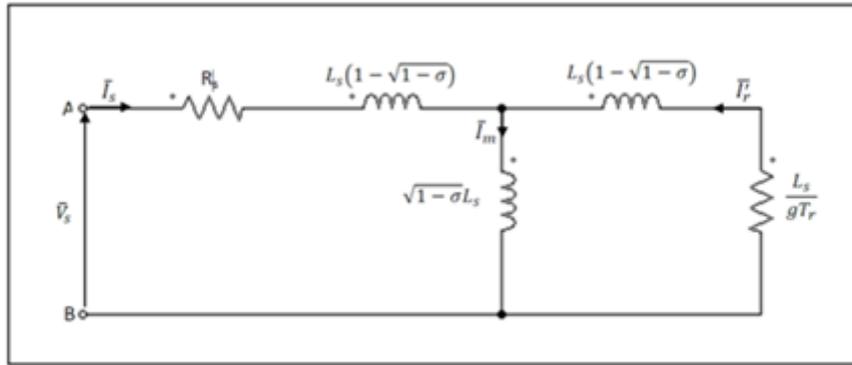


Fig.II.7 Schéma équivalent de la MAS ramené au stator a fuite réparties a égalité entre le stator et le rotor

L'hypothèse ainsi adoptée, permet de calculer séparément les inductances statorique L_s et rotorique L_r et de déterminer également l'inductance magnétisante (mutuelle) M .

Alimentés à tension imposée, les trois modèles exposés ci-dessus, présentent la même impédance totale vue du stator quel que soit la valeur « a » non nulle, et par conséquent ils ont tous les mêmes caractéristiques globales telles que le courant, la puissance absorbée, etc...

Indépendamment de la constante « a », les composantes R_e et X_e et l'impédance Z_e sont respectivement définies par :

$$R_e = R_s + \omega_s L_s \frac{g \omega_s T_r}{1 + (g \omega_s T_r)^2} (1 - \sigma) \quad (2.26)$$

$$X_e = \omega_s L_s \left(1 - \frac{(g \omega_s T_r)^2}{1 + (g \omega_s T_r)^2} (1 - \sigma) \right) \quad (2.27)$$

Avec

$g \omega_s = \omega_r$: Pulsation rotorique (ou de glissement)

Les expressions ainsi obtenues sont en fonction des quatre paramètres électriques, (R_s, L_s, σ, T_r) et de la pulsation rotorique ω_r qui varie avec le couple de charge.

2.2.5. Schéma équivalent avec pertes fer :

Pour tenir compte des pertes dans le fer, une résistance R_F est classiquement insérée en parallèle avec l'inductance magnétisante M dans le modèle généralisé de la MAS en régime permanent illustré sur la Fig. 2.8. Le courant qui traverse cette résistance est défini par :

$$\bar{I}_m + \bar{I}_F = \bar{I}'_r + \bar{I}_s \quad (2.28)$$

Et

$$R_F \bar{I}_F = M \bar{I}_m \quad (2.29)$$

Les équations aux tensions et aux flux, aussi bien pour le stator que pour le rotor restent inchangées.

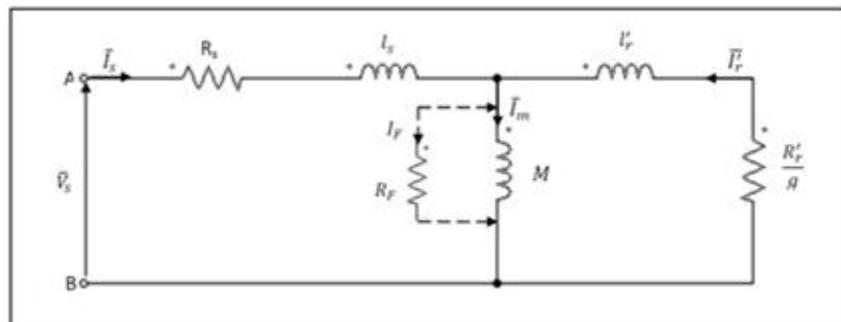


Fig.II.8 Schéma équivalent de la MAS ramené en régime permanent avec pertes fer

La modélisation par un schéma équivalent a permis de présenter la MAS par différentes configurations basées sur le modèle de Park dont l'identification de ses paramètres est nécessaire avant d'envisager tout projet.

L'insuffisance des données fournies par le constructeur pour déterminer ces paramètres et la difficulté de leur mesure directe, font intervenir l'identification paramétrique par plusieurs approches. Dans ce qui suit, on procèdera aux méthodes d'identification conventionnelles pour déterminer les paramètres électriques, et ensuite on passera à l'identification des paramètres mécaniques[12].

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 : $V_s I_s f_s \cos \phi_s$ et 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 :

$$\sigma = \frac{1 - \cos \phi}{1 + \cos \phi} \quad (2.30)$$

$$T_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\sigma}}} \quad (2.31)$$

$$l_s = \frac{V_s \sqrt{\sigma}}{I_s \omega_s} \quad (2.32)$$

$$M = L'_r = l_s \frac{1 - \sigma}{\sigma} \quad (2.33)$$

$$L_s = M + l_s \quad (2.34)$$

$$R'_r = \frac{L'_r}{T_r} \quad (2.35)$$

Avec

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (2.36)$$

$$\omega_s = \omega_s - \omega = \omega_s g_N \quad (2.37)$$

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.

2.3.2. Méthode des essais classiques :

Cette méthode, consiste en la mesure par phase, des puissances actives (P) et réactive (Q) lors des essais effectués en régime permanent à puissance utile nulle : l'essai à vide ($g = 0$) et l'essai à rotor bloqué ($g = 1$)[12].

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

$$R_e = \frac{P}{P^2+Q^2} V_s^2 = \frac{P}{I_s^2} \quad (2.38)$$

$$X_e = \frac{Q}{P^2+Q^2} V_s^2 = \frac{Q}{I_s^2} \quad (2.39)$$

2.3.3. 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. 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 , T_r et par conséquent de déduire M' , L_r' et R_r' . La résistance R_s est aisément déterminée par l'essai à courant continu [12].

a. Essais 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-ampérométrique. 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. Essais 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. Chapitre 2 Schémas équivalents de la MAS et

méthodes d'identification 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 ($g = 0$) :

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

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

Dans le schéma équivalent de la figure 2.5, la branche correspondante au secondaire est ouverte ($\frac{R'_r}{g} \rightarrow \infty$) : Le circuit à vide devient :

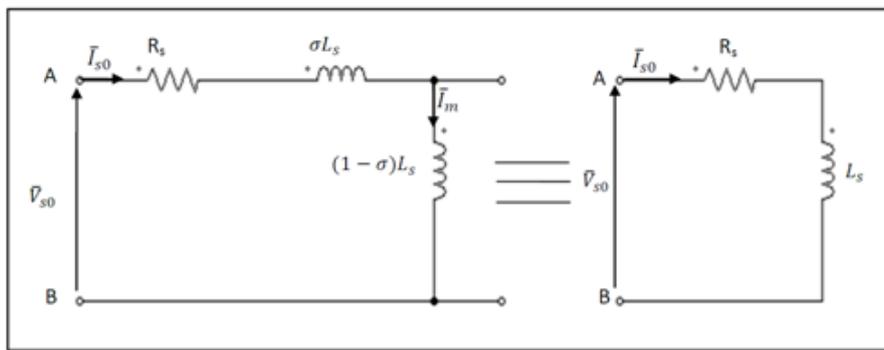


Fig.II.9 Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide

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

$$Z_{e0} = R_{e0} + jX_{e0} \quad (2.40)$$

Donc :

$$R_{e0} = \frac{P_o}{P_o^2 + Q_o^2} V_{s0}^2 = R_s \quad (2.41)$$

$$X_{e0} = \frac{Q_o}{P_o^2 + Q_o^2} V_{s0}^2 = \omega_s L_s \quad (2.42)$$

Avec ;

V_{s0} : Tension statorique à vide

P_o : Puissance active absorbée à vide

Q_o : 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).

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 2.10.

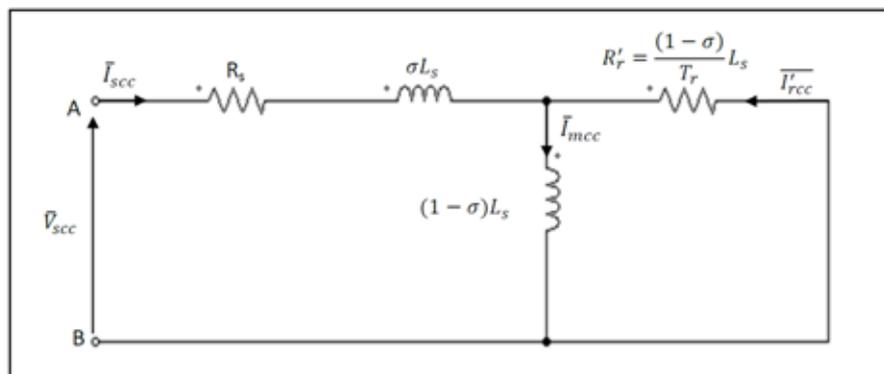


Fig.II.10 Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement a rotor bloqué

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 2.10, sont calculées à partir des mesures de P_{cc} , Q_{cc} et V_{cc} , soient :

$$Z_{ecc} = R_{ecc} + jX_{ecc} \quad (2.43)$$

D'où :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = R_s + \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{\omega_s T_r}{1 + (\omega_s T_r)^2} \quad (2.44)$$

$$X_{ecc} = \frac{Q_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = \omega_s L_s - \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{(\omega_s T_r)^2}{1 + (\omega_s T_r)^2} \quad (2.45)$$

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 (2.29-2.32).

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).

Le schéma simplifié de la figure 2.11 permet de déterminer la résistance rotorique ramenée R'_r et l'inductance des fuites globales σL_s [12].

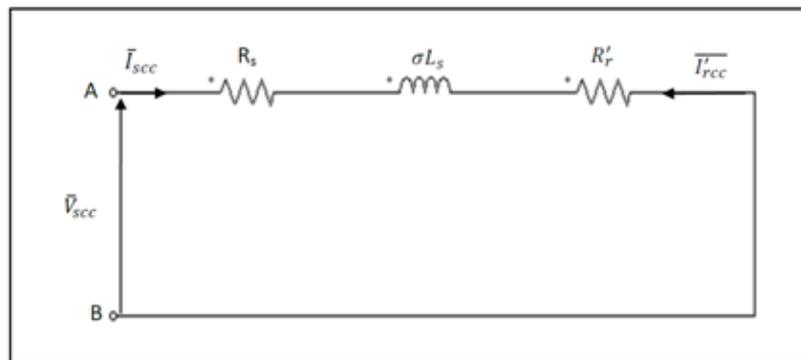


Fig.II.11 Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué

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

$$Z_{ecc} = R_{ecc} + jX_{ecc} \quad (2.46)$$

D'où :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = R_s + R'_r \quad (2.47)$$

Sachant R_s , alors :

$$R'_r = R_{ecc} - R_s \quad (2.48)$$

Et

$$X_{ecc} = \sigma L_s \quad (2.49)$$

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

$$L'_r = (1 - \sigma)L_s = M' \quad (2.50)$$

Et,

$$T_r = \frac{L'_r}{R'_r} \quad (2.51)$$

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 [12].

2.4. Diagramme du cercle et caractéristique de la machine asynchrone :

Pour un moteur à tension constante, l'orque le glissement change l'extrémité du vecteur représentant le courant primaire actuels sous la forme d'un cercle, ce diagramme très utilisé. Il est possible de déterminer les caractéristiques de fonctionnement en charge ; donc, on peut facilement tracé le diagramme en utilisant les essais classiques (l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué) ;[14].

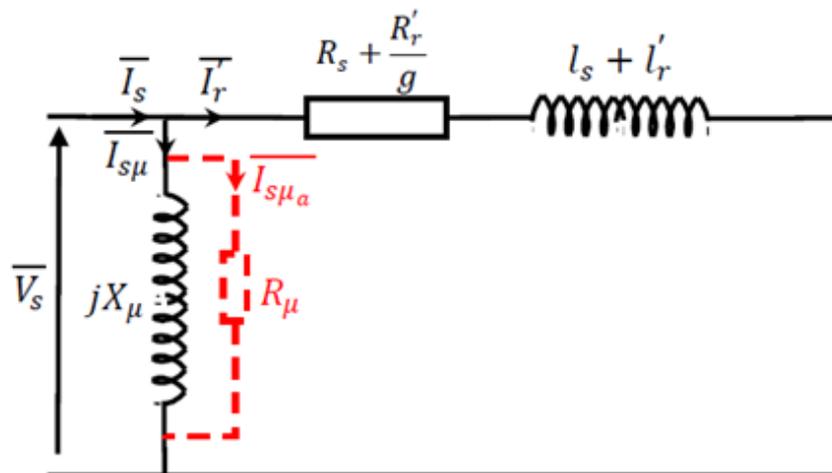


Fig.II.12 Schéma équivalent de la MAS ramené au primaire

2.4.1. Présentation du diagramme du cercle :

Traçons le diagramme vectoriel correspondant à l'équation tirée du schéma équivalent Fig.III.10 :

$$\left(R_s + \frac{R'_r}{g}\right) * I'_r + j l'_s \omega_s * I'_r = V_s \quad (2.52)$$

Avec :

$$l'_s = l_s + l_r$$

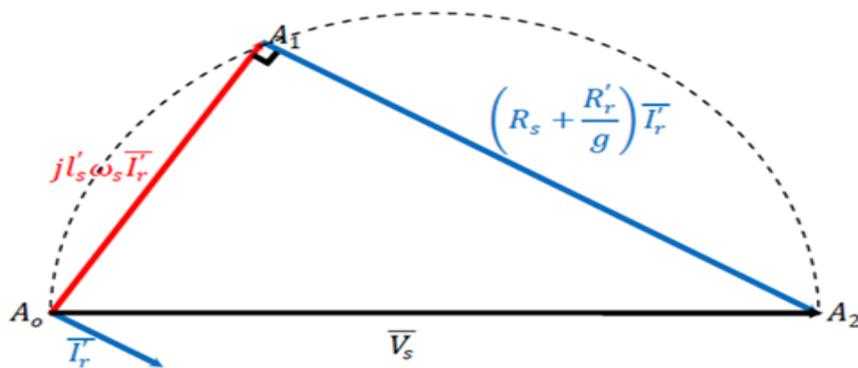


Fig.II.13 Diagramme vectoriel coresspond au schéma équivalent

Pour un moteur asynchrone alimenté sous tension et fréquence constante l'orque le glissement (la vitesse) varie, Le point A_1 coresspondant a l'extremité du vecteur A_0A_1 et caracterisant le courant rotorique se deplace selon un cercle de diametre A_0A_2 car les deux vecteurs A_0A_1 et A_0A_2 sont perpendiculaire quelque soit le glissement. En devise l'equation par $j l'_s \omega_s$, on obtient le nouveau diagramme dont les directions des vecteurs sont choisies indépendamment au premier :

$$I'_r + \frac{\left(R_s + \frac{R'_r}{g}\right)}{j l'_s \omega_s} = \frac{V_s}{j l'_s \omega_s} \quad (2.53)$$

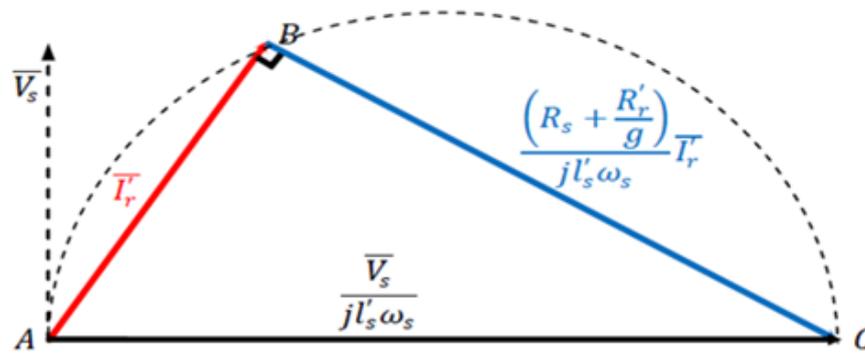


Fig.II.14. Diagramme vectoriel après division

D'autre part le courant $I_{s\mu}$ qui est d'amplitude constante et est déphasé d'un angle proche de $\frac{\pi}{2}$, En trace ensuite la somme vectoriel de ces courant statorique absorbé par le moteur comme le montre l'équation suivante :

$$I_s = I'_{s\mu} + I'_r \quad (2.54)$$

Les direction des vecteurs courants sont tracées relativement à celle de la tension V_s qui est perpendiculaire a AC

$$AC = \frac{V_s}{jl'_s \omega_s} \quad (2.55)$$

Donc le diagramme du cercle devient :

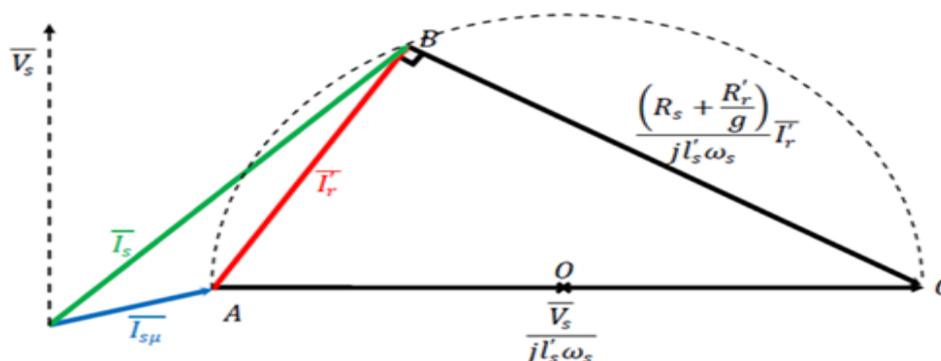


Fig.II.15 Diagramme circulaire des courants

L'orque le glissement est prend la valeur zéro le courant statorique sera égale le courant magnétisant, Le point B sont confondu avec le point A . L'orque le glissement augmente le point B qui représente le point de fonctionnement se déplace selon le cercle de centre O situe au milieu du segment AC.

2.4.2. La représentation des puissances dans le diagramme :

On peut déterminer plusieurs paramètres de la machine asynchrone en utilisant le diagramme du cercle. Parmi ces paramètres les différentes puissances.

a. Puissance absorbées :

La projection du point de fonctionnement M sur l'axe OP porté par le vecteur tension V_s donne le point M1 et sur l'axe perpendiculaire OQ donne le point M2 telque :

$AM_1 = I_s \cos \varphi_s$ et $AM_2 = I_s \sin \varphi_s$ Ces deux grandeurs sont egaux aux puissance active et réactive.

$P_s = 3V_s AM_1$ et $Q_s = 3V_s AM_2$ ces pour cette raison que les axes OP et OQ sont dites axes de puissances active et réactive successivement.

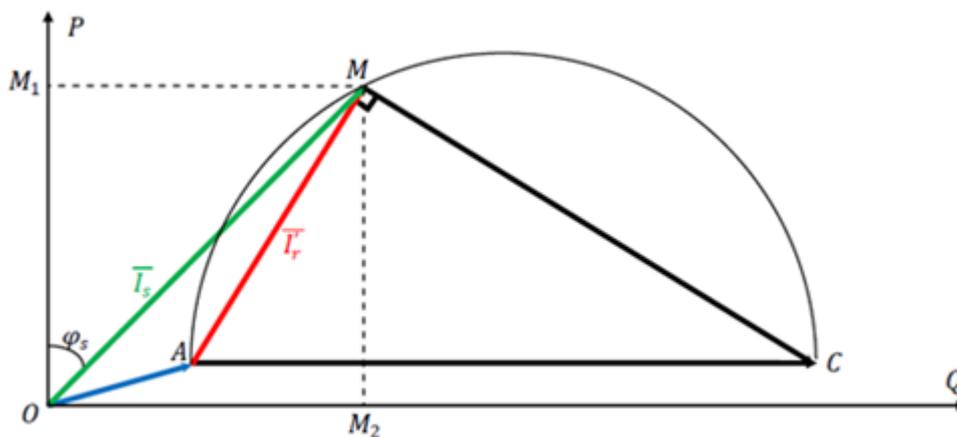


Fig.II.15 Diagramme circulaire des courants

$$AC'_1 = I'_{r1} * \sin \theta_1 \quad (2.57)$$

$$P_{jr} = 3R'_r * AC * AC'_1 \quad (2.58)$$

Donc les pertes joule rotoriques correspond a $3V_s$ près a $D_1 C'_1$ talque :

$$\frac{D_1 C'_1}{AC'_1} = \frac{\frac{P_{jr}}{3V_s}}{\frac{P_{jr}}{3R'_r * AC}} = \frac{R'_r * AC}{V_s} \quad (2.59)$$

Avec :

$$AC = \frac{V_s}{l'_1 \omega_s} \quad (2.60)$$

D'où :

$$\frac{D_1 C'_1}{AC'_1} = \frac{R'_r}{l'_1 \omega_s} \quad (2.61)$$

Ce quotient ne dépend pas du glissement. Il est fonction uniquement des paramètres internes de la machine .le calcul des autres quotients correspondants aux autres points de fonctionnement même au résultat. Ainsi, les points D_1, D_2, D_3 et D_4 sont alignés sur la meme droite qui est dite la droite des pertes joule rotorique

c.Pertes Joule statoriques :

Les points correspondants aux pertes Joule statorique ne forment pas une droite, car le vecteur courant I_s ne depart pas du point A mais du point O. Cependant, on accepte cette approximation car les pertes dues au courant de branche magnétisante $I_{s\mu}$ devant cella du courant I_s sont négligeable.

Similairement aux pertes Joule rotoriques, on donne la pente de la droite des pertes Joule statorique par :

$$\tan \alpha = \frac{R'_r + R_s}{l'_1 \omega_s} \quad \text{et} \quad \tan \beta = \frac{R_s}{l'_1 \omega_s}$$

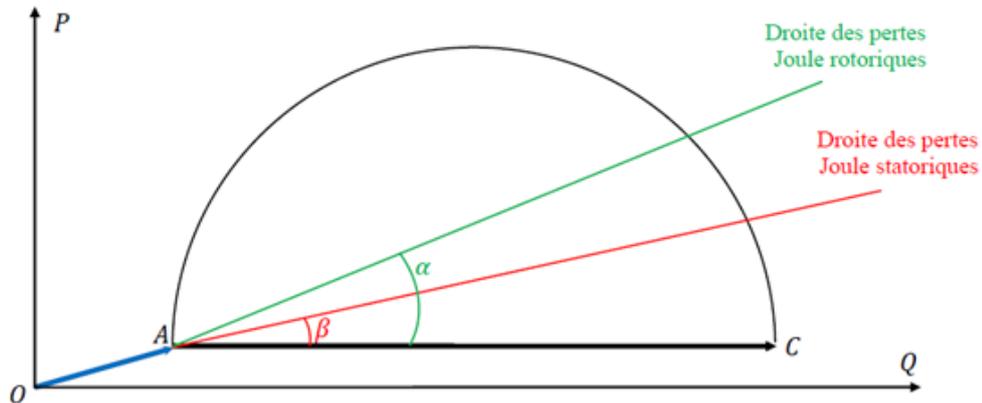


Fig.II.17 Représentation des pertes joules statorique et rotorique

2.4.3. Point particulier du diagramme :

Lorsque le glissement change, le point de fonctionnement se déplace entre A et C selon le cercle avec le centre au milieu de la section AC passé par certains points du diagramme ;[14].

a. Point a glissement nul $M_0 (g = 0)$:

A un glissement nul, le courant absorbé par le moteur asynchrone n'est que le courant de la branche magnétisante, car l'impédance tend vers l'infini :

$$\left(R_s + \frac{R'_r}{g}\right) + j l'_s \omega_s \quad (2.62)$$

En aval de la branche magnétisante est infinie. Le point de fonctionnement M_0 a $g = 0$ est confondu avec le point A talque :

$$I_{s0} = I_{s\mu} \leftrightarrow OA = OM_0 \quad (2.63)$$

On peut déduire la puissance absorbée par la projection sur les axes de puissance active et réactive

La composante active du courant magnétisant donne les pertes fer a $3V_s$ près :

$$OM'_0 = I_{s\mu a} = I_{s\mu} * \cos(\varphi_{s\mu}) = \frac{P_{jr}}{3V_s} \quad (2.64)$$

$$P_{fer} = 3V_s I_{s\mu} \cos(\varphi_{s\mu}) = 3R_\mu (I_{s\mu a})^2 = 3 \frac{V_s^2}{R_\mu} \quad (2.65)$$

La composante réactive du courant magnétisant donne la puissance magnétisante a $3V_s$ près :

$$OM''_0 = I_{s\mu r} = I_{s\mu} * \sin(\varphi_{s\mu}) = \frac{Q_m}{3V_s} \quad (2.65)$$

$$Q_m = 3V_s I_{s\mu} \sin(\varphi_{s\mu}) = 3X_\mu (I_{s\mu r})^2 = 3 \frac{V_s^2}{X_\mu} \quad (2.66)$$

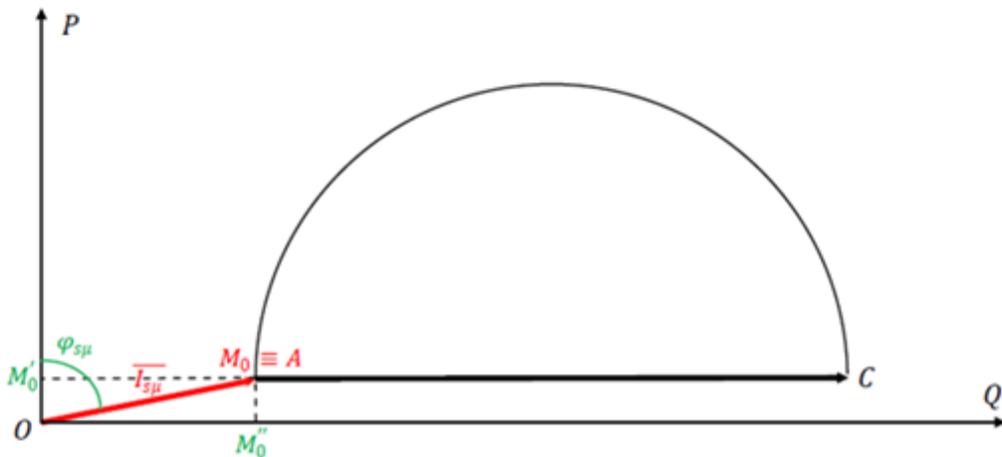


Fig.II.18 représentation du point a glissement nul

b. Point M_{∞} a glissement infinie ($g = \infty$) :

C'est un point purement théorique dont le moteur tourne dans le sens inverse du champ tournant avec une très grande vitesse, A un glissement infini, la puissance absorbée par le moteur asynchrone n'est que les pertes Joule au stator en plus des pertes dans le fer car la résistance $\frac{R'_r}{g}$ qui en aval de la branche magnétisante est nul.

Le point de fonctionnement M_{∞} a $g = \infty$ est un point de l'axe de pertes Joule statoriques. On déduit donc que l'axe (AM_{∞}) est l'axe des pertes Joule statoriques.

$$OM'_{\infty r} = I_{S\infty r} = I_{S\infty} \sin(\varphi_{S\infty}) = OM''_{\infty} \quad (2.67)$$

Avec :

$$M_{\infty}M''_{\infty} = I_{S\infty a} = I_{S\infty} \cos(\varphi_{S\infty}) = \frac{P_{fer} + P_{js}}{3V_s} \quad (2.68)$$

Et

$$P_{js} = 3R_s(I_{S\infty})^2 \quad (2.69)$$

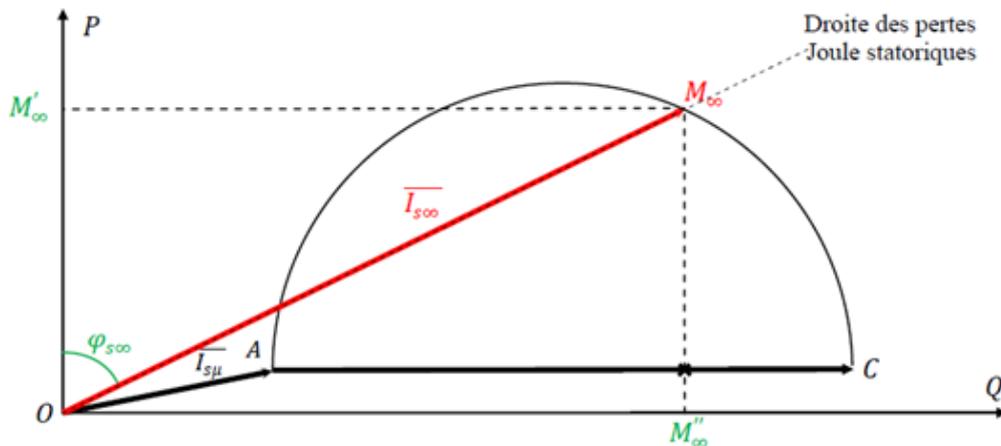


Fig.II.19 représentation du point a glissement infini

2.4.4 Point particulier pratique :

a. Point de fonctionnement à vide M_v :

En marche à vide, le moteur absorbe un courant I_{sv} qui est diffère que très peu du courant de fonctionnement a glissement nul. La composante réactive du courant I_{sv} est supposée la même .seule la composante active qui est relativement plus importante. Outre les pertes dans le fer, le moteur absorbe un courant pour compenser les pertes mécaniques .les pertes Joule statoriques et rotoriques sont pratiquement négligeable.

La composante réactive du courant à vide donne la puissance magnétisante a $3V_s$ près ;[14]

$$OM'_v = I_{sva} = I_{sv} \cos(\varphi_{sv}) = \frac{P_{fer} + P_{mec}}{3V_s} = OM'_0 + M'_0M'_v \quad (2.70)$$

$$M'_0M'_v = \frac{P_{mec}}{3V_s} \quad (2.71)$$

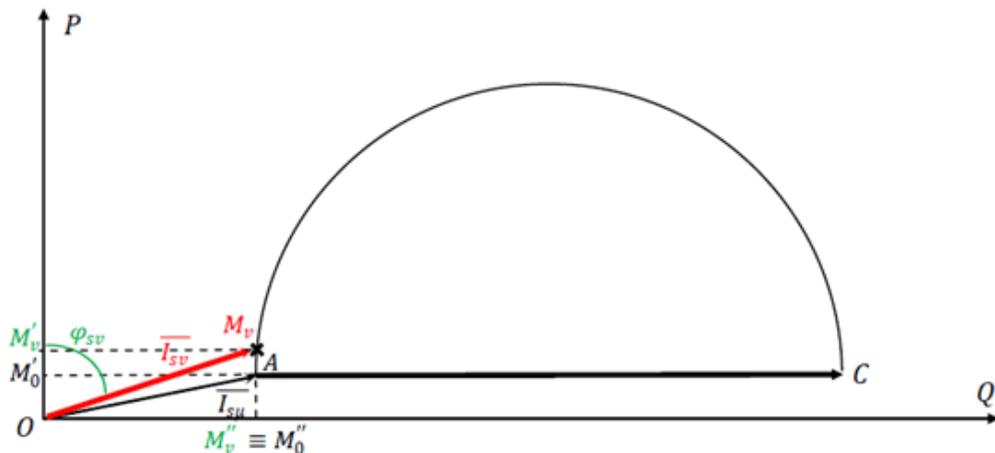


Fig.II.20 représentation du point de fonctionnement a vide

Similairement aux pertes Joule statoriques et rotoriques, On peut faire une approximation en supposons que les pertes mécanique forment aussi une droite qui passe par les points M_v et M_c et dite la droite des pertes mécaniques [14].

2.5. Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre un schéma équivalent généralisé ramené au stator a fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor. Et à partir des essais classiques On a tracé le diagramme du cercle en utilisant différents points de fonctionnement.

Chapitre 3 Titre du troisième chapitre

3.1.Introduction :

L'identification paramétrique basée sur la méthode du modèle de référence consiste à déterminer un vecteur paramètres par minimisation de l'erreur quadratique entre les grandeurs mesurées et celles calculées à partir du modèle adopté. Le problème d'identification devient un problème d'optimisation. Dans ce chapitre, nous présentons les différentes techniques d'optimisation dont le choix dépend en partie de la nature du problème et du degré de familiarisation de l'utilisateur avec les techniques d'optimisation.

L'identification des paramètres de la machine par la méthode du modèle de référence est représentée par la figure suivante :

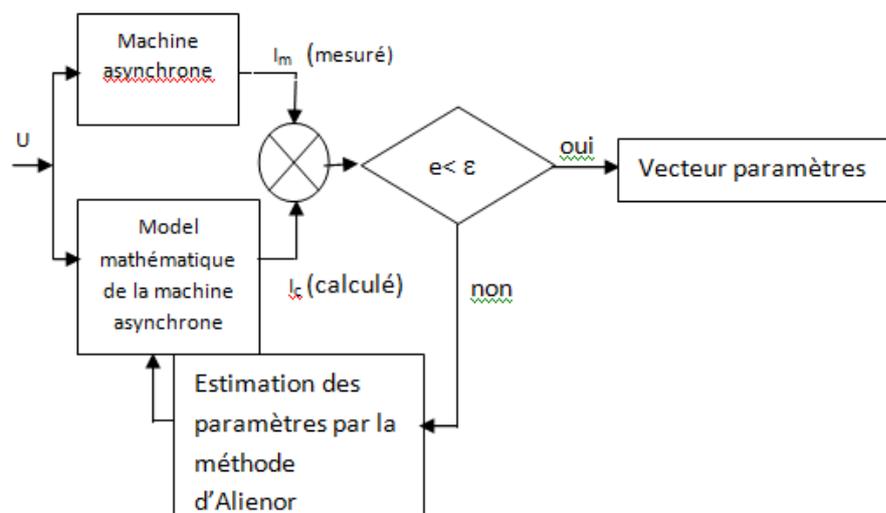


Fig.III.1 Méthode d'identification

Le courant mesuré est le courant obtenu à partir de l'évaluation du diagramme du cercle. Ce dernier est développé à partir des essais classiques (essai à vide, essai à rotor bloqué). L'estimation du vecteur paramètres est ensuite effectuée par minimisation de l'erreur quadratique par la méthode d'Alienor.

La fonction objectif à minimiser est donnée par l'équation suivante :

$$e = \sum_{i=1}^n (I_m(g) - I_c(g))^2 \quad (3.1)$$

Où :

e : erreur quadratique.

I_m : courant mesuré (obtenu à partir du diagramme du cercle).

I_c : courant estimé.

g : le glissement.

n : nombre de points du diagramme du cercle.

3.2. Techniques d'optimisation:[17]

Plusieurs méthodes d'optimisation sont proposées dans la littérature

Nous pouvons les classer comme suit :

- Méthodes déterministes
- Méthodes stochastiques.
- Méthodes hybrides

3.2.1. Méthodes déterministes:[17]

Les méthodes déterministes s'appuient sur la connaissance de la direction de recherche, souvent donnée par le calcul du gradient de la fonction à optimiser, ou par les directions données par le vecteur paramètres à optimiser. Elles peuvent être réparties en deux catégories :

- Méthodes déterministes avec calcul de dérivées. (Newton, gradient conjugué, gradient...)

- Méthodes déterministes sans calcul de dérivées. (Rosenbrock, Nelder Mead...)

3.2.2. Méthodes stochastiques:[17]

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 objectif. 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.

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 simule, Recherche tabou)
- Les méthodes évolutionnaires. (Algorithmes genetiques, PSO,Colonies de fourmis)

3.2.3. Méthodes hybride:[15]

Plusieurs algorithmes hybrides ont été proposés dans la littérature. L'efficacité de la recherche génétique peut être améliorée par l'hybridation avec des méthodes de recherche déterministe ou stochastique. L'emplacement de ces dernières et l'instant de commutation d'une méthode vers l'autre agissent sur les performances de l'hybridation. La complémentarité des méthodes d'optimisation entre elles a permis l'émergence de méthodes hybrides performantes. Plusieurs approches d'hybridation sont envisageables

3.3 .Méthode d'Aliénor :

Contrairement aux méthodes classiques d'optimisation d'une fonction de plusieurs variables, disons " n " variables, nous allons présenter la méthode d'optimisation globale, appelée Alienor. L'invention de cette méthode remonte au début des années 1980 par Yves Cherrault et Arthur Gillez.

Il s'agit de ramener la minimisation d'une fonction multi-variable à celle d'une fonction à une seule variable, en utilisant des transformations réductrices.

3.3.1. La spirale d'Archimède:[17]

La première transformation réductrice proposée par les inventeurs de la méthode d'Alienor utilise la spirale d'Archimède.

Soit $(x, y) \in R^2$, en coordonnées polaires ce point s'écrit :

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

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

$$r = \alpha \theta \quad (3.2)$$

Dont la représentation graphique est donnée par la figure (figIII.2), avec $\theta \geq 0$ et α est un paramètre positif fixé (destiné à tendre vers zéro). Nous obtenons

Alors :

$$x = \alpha \theta \cos(\theta) = h_1(\theta) \quad (3.4)$$

$$y = \alpha \theta \sin(\theta) = h_2(\theta) \quad (3.5)$$

Nous avons donc exprimé $(x, y) \in R^2$ en fonction d'une seule variable $\theta \in R$.

Le paramètre α est destiné à tendre vers zéro afin de permettre d'approcher tout point du plan R^2 par un point de la courbe $h(\theta) = ((h_1(\theta), h_2(\theta)))$

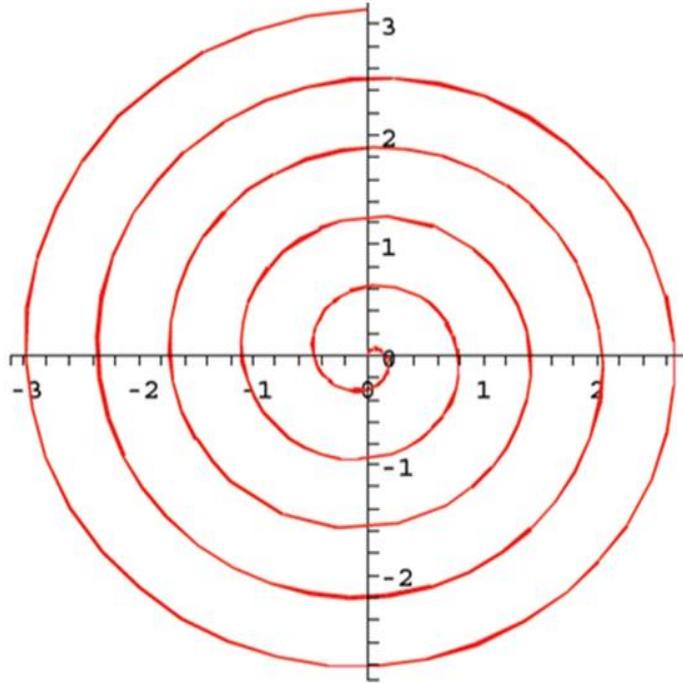


Fig.III.2 la spirale d'archimède

- Pour le cas de 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 :

$$x_1 = \alpha\theta_1 \cos(\theta_1) \text{ et } x_2 = \alpha\theta_1 \sin(\theta_1) \quad (3.6)$$

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

$$\theta_3 = \alpha\theta \cos(\theta) \text{ et } x_3 = \alpha\theta \sin(\theta) \quad (3.7)$$

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

$$h_1(\theta) = \alpha^2 \theta \cos(\theta) \cos(\alpha\theta \cos(\theta)) \quad (3.8)$$

$$h_2(\theta) = \alpha^2 \theta \cos(\theta) \sin(\alpha\theta \cos(\theta)) \quad (3.9)$$

$$h_3(\theta) = \alpha\theta \sin(\theta) \quad (3.10)$$

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 :

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

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 .

3.3.2. La transformation réductrice:

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

$$x_i = h_i(\theta) = \frac{1}{2}[(b_i - a_i)\cos(\omega_i\theta + \varphi_i) + b_i + a_i] \quad (3.11)$$

Le choix des paramètres de cette transformation est donné comme suit :

ω_i et φ_i sont deux suites lentement croissantes.

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

$\theta \in [0, \theta_{\max}]$, où θ_{\max} est la valeur maximale que peut atteindre θ .

$$\theta_{\max} = \max\left(\frac{(b_i - a_i)\theta_{1\max} + (b_i + a_i)}{2}\right) \quad (3.12)$$

$$\theta_{1\max} = \frac{2\pi - \varphi_1}{\omega_1} \quad (3.13)$$

3.4 .Application à l'optimisation globale :

Notre objectif consiste à utiliser une transformation réductrice pour résoudre le problème d'optimisations en se basant sur l'approximation d'une fonction de n variables par une fonction d'une seule variable.

Soit à résoudre le problème :

$$\min_{(x_1, \dots, x_n) \in \prod_{i=1}^n [a_i, b_i]} f(x_1, \dots, x_n) \quad (3.13)$$

Où f est une fonction continue sur R^n .

Les variables x_i sont substitués par la transformation réductrice :

$$x_i = h_i(\theta), \quad i = 1 \dots \dots \dots, n, \quad (3.14)$$

Ceci nous permet de remplacer la fonction $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ par $f^*(\theta)$ qui correspond à :

$$f^*(\theta) = f(h_1(\theta), h_2(\theta), \dots, h_n(\theta)) \quad (3.15)$$

Où $f^*(\theta)$ est une fonction à une seule variable.

Est alors ramené au problème de minimisation à une seule variable :

$$\min_{\theta \in [0, \theta_{max}]} f^*(\theta) \quad (3.16)$$

Donc, on cherche à minimiser une fonction à une seule variable dans l'intervalle $[0, \theta_{max}]$.

3.5 .Application de la méthode d'Aliénor pour la minimisation de l'erreur quadratique :

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 :

$$\min_{(x_1 \dots x_n) \in \prod_{i=1}^n [a_1, b_2]} e(R_s, L_s, M, L_r, R_r) \quad (3.17)$$

Le vecteur paramètres est donné en fonction des transformations réductrices :

$$\begin{aligned} R_s &= h_1(\theta) \\ L_s &= h_2(\theta) \\ M &= h_3(\theta) \\ R_r &= h_4(\theta) \\ L_r &= h_5(\theta) \end{aligned} \quad (3.18)$$

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

$$e^*(\theta) = e(h_1(\theta), h_2(\theta), \dots, h_n(\theta)) \quad (3.19)$$

Où $e^*(\theta)$ est une fonction à une seule variable

Est alors ramené au problème de minimisation à une seule variable :

$$\min_{\theta \in [0, \theta_{max}]} e^*(\theta) \quad (3.20)$$

Pour notre problème on a les données suivantes :

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

$$\varphi_i = 0, 0.05, 0.010, 0.015$$

$$\theta_{max} = 5.0075$$

$$\theta_{min} = 1.20$$

A partir de la valeur de θ_{min} trouvée, nous avons calculé les paramètres du schéma équivalent, en utilisant la transformation donnée par l'équation(3.11) :

Les paramètres	Les résultats par Estimation
R_s	1.8009 Ω
L_s	0.3121 H
M	0.3011 H
R_r	3.2949 Ω
L_r	0.3121 H

Tableau.III.1 résultats des paramètre électriques par estimation

3.6 .Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur les méthodes d'optimisation ainsi que la méthode d'Alienor. Cette dernière a été appliquée pour estimer les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone. L'utilisation de la transformation réductrice de konfé-cherruault a permis d'avoir une très bonne précision tout en réduisant le tempsde calcul pour de grands nombres de variables.

Chapitre 4 Les résultats et discussions

4.1. Introduction:

Dans ce chapitre nous allons présenter et discuter les résultats de simulation concernant l'estimation des paramètres par la méthode d'optimisation Aliénor et la méthode classique à l'aide des essais classiques (essai à courant continu, essai à vide, essai à rotor bloqué).

4.2. Détermination des paramètres électriques par les essais classiques :

Les valeurs nominales indiquées sur la plaque signalétique de la machine asynchrone triphasée a cage, utilisée au cours de ce travail sont les suivantes : Nous avons utilisé le couplage étoile.

- Puissance utile nominale : 2 kW
- Fréquence nominale : 50 Hz
- Tension stator nominale : 220/380V
- Courant stator nominale : 4.6 A
- vitesse nominale : 1460 tr/min
- Facteur de puissance nominale : 0.85

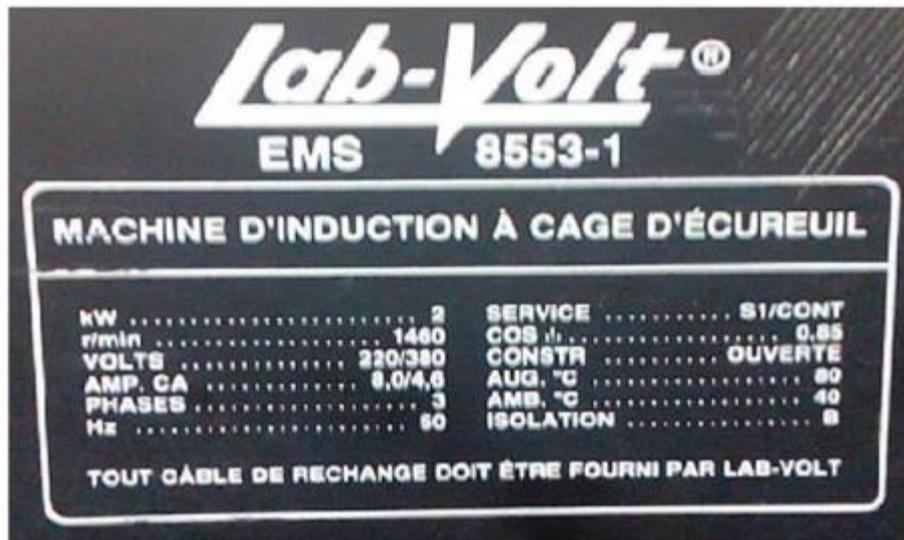


Fig.IV.1 La plaque signalitique de la lachine asynchrone .

4.2.1. Matériel utilisé :

Les essais de cette méthode nécessitent un matériel spécifique avec des compétences pratiques considérables pour obtenir des résultats on utilisele matériel est le suivant :

- Fils de raccordement.
- Bloc d'alimentation.
- Autotransformateur.
- Moteur asynchrone à cage d'écureuil.
- Tachymètre.
- Ampèremètre, Wattmètre, Voltmètre.

4.2.2. Détermination des paramètres électriques :

a. Essai en courant continu:

On a utilisé méthode voltampèremétrie avec alimentation des résistances par phase, la mesure de la résistance statorique est effectuée en alimentant la machine en continue, étant donné son faible ordre de grandeur, le montage aval est

plus approprié et le courant injecté ne doit pas dépasser 10% du courant nominal, ainsi il est préférable d'utiliser le montage étoile et alimenter deux phases en série, La mesure est effectuée à chaud, lorsque le moteur atteint son équilibre thermique.

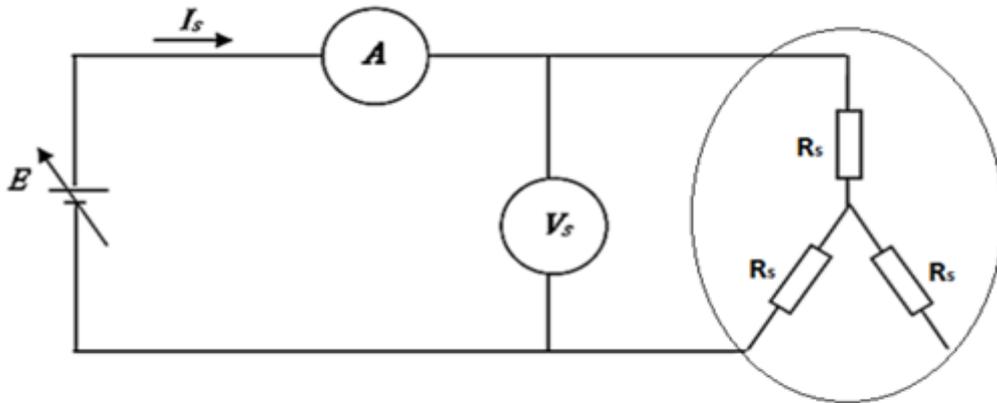


Fig.IV.2 Montage de l'essai en courant continu.

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

On aura :

$$R_s = \frac{V_c}{2I_c}$$

Et on a obtenu la valeur suivante :

$$R_s = 1.8\Omega$$

b. Essais à vide:

Dans cet essai on alimente le stator sous sa tension nominale et fréquence nominale, le moteur 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 la branche rotorique est en circuit-ouvert.

On réalise le montage de la figure 2.10, La machine est alimentée à la tension nominale, et tourne à vide, le rotor est en court-circuit, on relève donc :

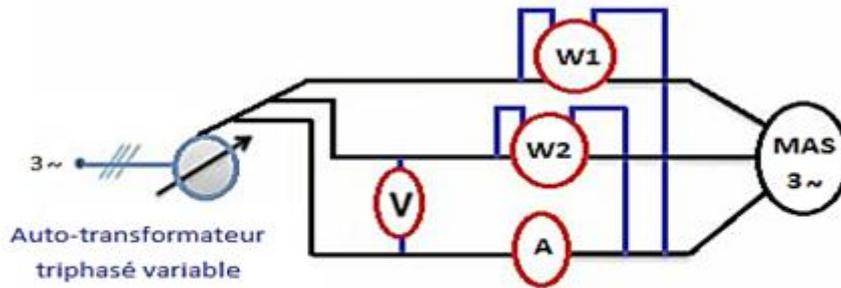


Fig.IV.3 Montage de l'essai a vide.

D'après le montage 2.10 on a mesuré le courant I_0 et nous avons calculé les puissances active P_0 et réactive Q_0 à partir de formules suivantes :

$$P_0 = (P_1 + P_2) \quad \text{Et} \quad Q_0 = |\sqrt{3}(P_1 - P_2)|$$

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

V_{s0} (v)	I_{s0} (A)	P_1 (w)	P_2 (w)	P_0 (w)	Q_0 (var)
380	1.7	500	-320	180	1420
375	1.6	530	-350	180	1524.2
370	1.55	460	-270	190	1264.4
365	1.50	450	-280	170	1264.4
360	1.4	425	-270	155	1203.77
265	1.2	360	-264	96	1080.8

Tableau.IV.1 Essai a vide sous tension variable.

c. Calcule de L_s et L_r :

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

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

$$L_s = L_r = 0.318755H$$

d. Essais à rotor bloqué:

L'intérêt de cet essai est de garder la vitesse rotorique (mécanique) égale à 0. c'est à dire que le glissement de la machine vaut toujours ($g=1$).

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

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

La puissance active et réactive sont donnée par :

$$P_{cc} = (P_1 + P_2)$$

Et

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

$V_{cc}(V)$	$I_{cc}(A)$	$P_1(W)$	$P_2(W)$	$P_{cc}(W)$	$Q_{cc}(VAR)$
67	4.6	275	-20	275	510.95
70	4.6	290	-20	270	536.93
74	4.6	310	-20	290	571.57

Tableau.IV.2 résultats des essais a rotor bloqué.

e. Calcule de M :

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

$$N = \frac{Q_{cc}}{3\omega_s I_{cc}^2}$$

$$M = \frac{-N + \sqrt{N^2 + 4L_s^2}}{2}$$

$$M = 0.30622H$$

f. Calcule de R_r :

D'après l'équation (2.47) on a :

$$R_r' = R_{ecc} - R_s = R_r = 2.1\Omega$$

4.2.3. Les données du moteur :

Les résultats du calcul des paramètres du moteur en utilisant la méthode classique sont présentés dans le tableau suivant :

Les paramètres	Les résultats
R_s	1.8Ω
L_s	$0.318755H$
M	$0.30622H$
R_r	2.1Ω
L_r	$0.318755H$

Tableau.IV.3 Les paramètres électriques par la méthode classique.

4.3. Résultats et interprétation

La figure 4.1 représente le diagramme du cercle qui est basé sur les deux essais classiques (essai à vide et essai à rotor bloqué).

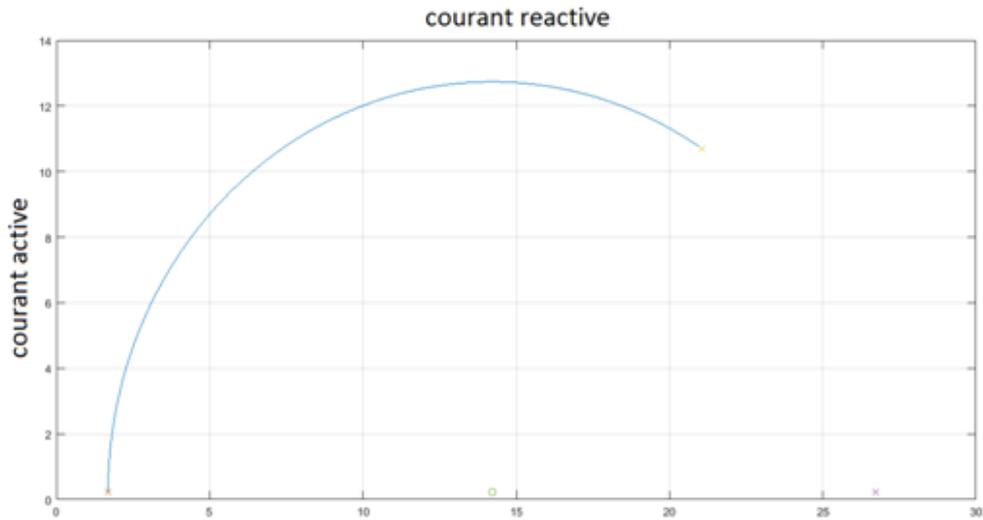


Fig.IV.4 diagramme du cercle.

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 mesuré (obtenu à partir du diagramme du cercle) et le courant calculé (Aliénor)

La figure montre la superposition entre le courant mesuré et le courant calculé.

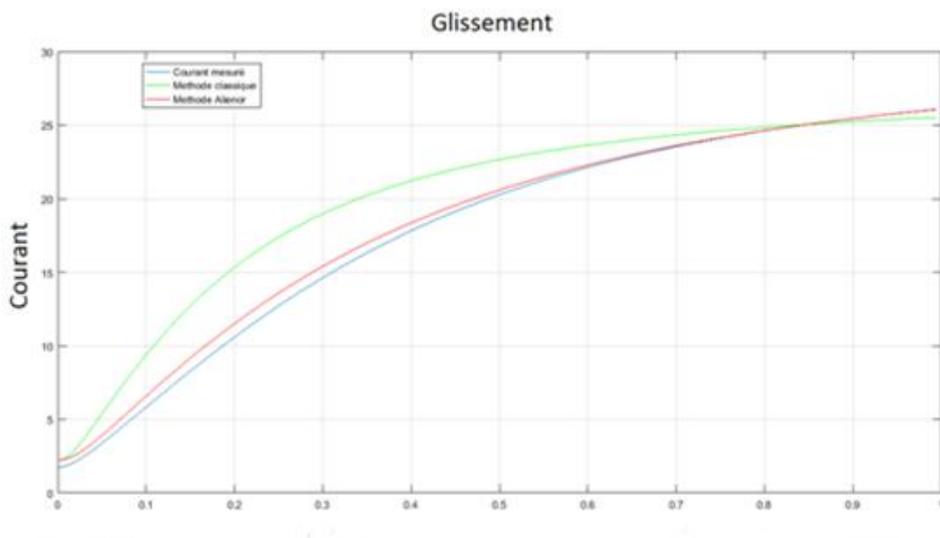


Fig.IV.5 Estimation des paramètres avec la fonction objectif.

La figure montre la superposition entre le courant mesuré et courant estimé et le courant calculé.

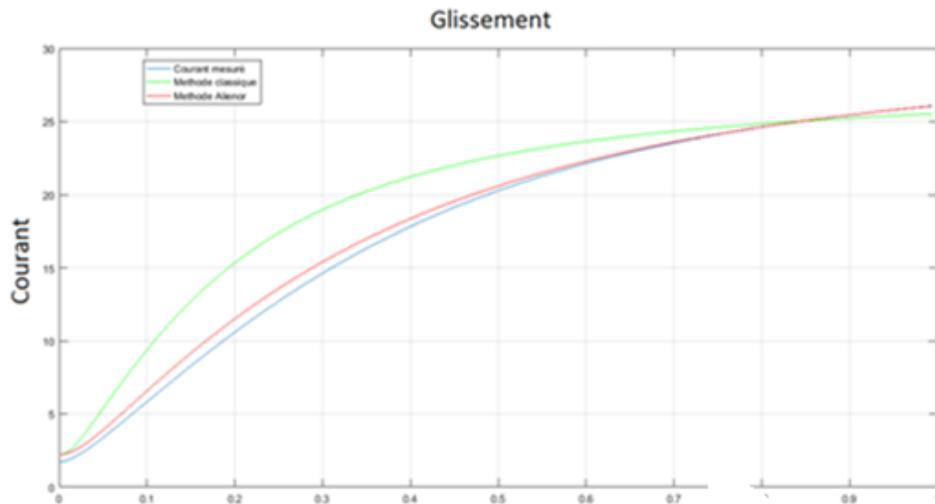


Fig.IV.5 Estimation des paramètres électriques avec la fonction objectif

4.3.1. Récapitulatif des résultats :

Le tableau récapitulatif 4.2 suivant représente les différentes valeurs des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage obtenues par la méthode classique et par estimation (méthode Aliénor).

Les paramètres	Les résultats par méthode classique	Les résultats par Estimation
R_s	1.8Ω	1.8009Ω
L_s	$0.318755 H$	$0.3121 H$
M	$0.30622 H$	$0.3011 H$
R_r	2.1Ω	3.2949Ω
L_r	$0.318755 H$	$0.3121 H$

Tableau.IV.4 les résultats des paramètres électriques par la méthode classique et l'estimation.

4.3.2. Interprétation :

La figure qui représente l'estimation des paramètres par la fonction objectif, montrent la superposition du courant estimé et le courant obtenu par le diagramme de cercle après la minimisation de l'écart.

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

Les paramètres représentés dans le tableau sont proche avec certaine incertitude à cause des erreurs dues aux essais classique

4.4. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons identifié les paramètres de la machine asynchrone en se basant sur le diagramme de cercle et la méthode d'optimisation Aliénor. 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

Le travail présenté dans ce mémoire s'intéresse à l'estimation des paramètres de la machine asynchrone à cage par la méthode d'optimisation Aliénor.

L'identification paramétrique des machines asynchrone à cage constitue un axe de recherche 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.

Pour arriver au but qu'on a posé en besoin d'un modèle d'une machine asynchrone fiable et suffisamment précis par la connaissance de ses paramètres.

En commençant dans le premier chapitre par la description de la machine asynchrone. Par la suite, En se basant sur quelques hypothèses simplificatrices pour établi un modèle mathématique dont la complexité a été réduit. On a utilisé la transformation de Park pour arriver aux équations différentielles d'un modèle de la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre on a présenté des schémas équivalents monophasés de la machine asynchrone dans plusieurs configurations à nombre des paramètres réduits qui sont facilement identifiables. L'utilisation du diagramme de cercle permet d'obtenir le courant mesuré qui est le repère pour le comparer avec le courant calculé par la méthode d'Aliénor.

Au troisième chapitre nous avons donné un aperçu sur la méthode d'Aliénor qu'on a utilisé pour l'estimation des paramètres de notre machine asynchrone à cage. Notre fonction objectif est basée sur la minimisation de l'écart (l'erreur quadratique) entre le courant mesuré et le courant calculé.

Finalemnt à l'aide d'un schémaéivalent nous avons calculé les paramètres dela machine asynchrone on utilisant la méthodeclassique,d'autrespart on a développé un programme sur logiciel MATLAB pour l'obtention des valeurs des paramètres estimés. Cela nous a mené à vérifiées notre modèle et comparer les résultats

Comme perspectives à ce travail nous proposons l'utilisation d'autres transformations réductrices pour bien étudier l'efficacité de la méthode d'Alienor.

Bibliographie

[1] Auteur1, Auteur2 et Auteur3 : 'Titre du livre', éditeur, année de l'édition.

[2] Auteur1 et Auteur2 : 'Titre de l'article', Thème de la conférence, Pays, numéros de page, année.

[3] Auteur1 et Auteur2 : 'Titre de l'article', 'Titre de la revue', éditeur, numéros de volume et de page, année.