

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

Filière Électrotechnique  
Spécialité Machines Électriques

présenté par

**BOUKHALFA Moussa**

**&**

**SEMRANI Adel**

---

# Estimation des paramètres d'une machine asynchrone à cage

---

Proposé par : **Mme KHMISSE Latifa**

Année Universitaire 2018-2019

## Remerciements

---

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ وَالْحَمْدُ لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ

*Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé, et la patience, qu'il nous a données durant toutes ces années d'étude.*

*Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré. Et ne pas oublier de remercier mes sœurs et frères pour leur soutien.*

*Ainsi, Nous tenons à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidés, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés, de près ou de loin, à accomplir ce travail surtout nos encadreur **Mme KHMISSE Latifa**. Je tiens à remercier également les jurys.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues.*

*Merci à tous*

---

**ملخص:** هذا العمل المقدم مبني على تقنية تقدير قيم عناصر النموذج للألة لا متزامنة انطلاق من معطيات مخطط الدائرة من أجل هذا نستعمل طريقة تقدير أليينور. لقد تحصلنا على قيم عناصر النموذج المكافئ بتخفيض الفارق بين مخط دائرة والقيم المقدر. تم اختبار الطريقة المقترحة على المحرك باستخدام دالة 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, الألة المتزامنة, مخطط الدائرة, طريقة التقدير أليينور.

---

**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 Alienor'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; Alienor's method; equivalent scheme; circle diagram.

---

## Listes des acronymes et abréviations

$\omega_s$  : Pulsation statorique.

$\omega_r$  : Pulsation rotorique.

$p$  : Nombre de paire de pôles.

$\Omega$  : vitesse angulaire de rotation.

$g$  : Glissement.

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

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

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

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

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

$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  : Courants 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.

$M$  : Inductance mutuelle cylindrique entre stator et rotor.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$\theta$  : Angle électrique stator / rotor.

$\theta_s$  : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator.

$\theta_r$  : 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.

$\Phi_{dqos}$  : Flux statorique après transformation de Park.

$\Phi_{dqor}$  : 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.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de Blondel.

$d, q$  : indice d'axes directe et quadrature .

$l_s$  : Inductance de fuites statorique [H].

$l_r$  ; Inductance de fuites rotorique [H].

MAS : Machine asynchrone

D'autres notations spécifiques peuvent être définies dans les chapitres

# Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

## CHAPITRE I : MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE EU VUE SON IDENTIFICATION PARAMETRIQUE

1.1. INTRODUCTION.....	3
1.2. DEFINITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	3
1.3. CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	3
<i>1.3.1. LA CARCASSE.....</i>	<i>4</i>
<i>1.3.2. LE STATOR.....</i>	<i>4</i>
<i>1.3.3. LE ROTOR (INDUIT) .....</i>	<i>5</i>
1.3.3.1. Le rotor à cage.....	6
1.3.3.2. Le rotor bobiné .....	7
<i>1.3.4. L'ARBRE.....</i>	<i>7</i>
<i>1.3.5. LES VENTILATEURS .....</i>	<i>8</i>
<i>1.3.6. LE CIRCUIT MAGNETIQUE.....</i>	<i>8</i>
<i>1.3.7 LES ENROULEMENTS.....</i>	<i>8</i>
1.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR A CAGE.....	8
1.5. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE .....	9
<i>1.5.1. REPRESENTATION DU MAS A CAGE DANS LE SYSTEME TRIPHASE ET DIPHASE.....</i>	<i>9</i>
<i>1.5.2 ÉQUATIONS EN DIPHASEE .....</i>	<i>12</i>
<i>1.5.3 TRANSFORMATION DE PARK.....</i>	<i>13</i>
<i>1.5.4. CHOIX DU REPERE DQ .....</i>	<i>13</i>
1.6 EXPRESSION DE LA PUISSANCE.....	16
1.7 CONCLUSION.....	17

## CHAPITRE II : SCHEMAS EQUIVALENT ET DIAGRAMME DE CERCLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

2.1. INTRODUCTION.....	18
2.2. SCHEMAS EQUIVALENTS DU MAS .....	18
2.2.1. SCHEMA EQUIVALENT GENERALISE DU MAS EN REGIME DYNAMIQUE.....	18
2.2.2. SCHEMA EQUIVALENT DU MAS DANS LE REPERE FIXE AU STATOR.....	20
2.3. SCHEMA EQUIVALENT DU MAS EN REGIME PERMANENT .....	20
2.3.1. GRANDEUR RAMENEES AU STATOR.....	21
2.3.2. SCHEMA EQUIVALENT A FUITES TOTALISEES DANS LE STATOR.....	22
2.3.3. SCHEMA EQUIVALENT A FUITES TOTALISEES DANS LE ROTOR .....	23
2.4. METHODE CLASSIQUE D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MOTEUR BASE SUR LE SCHEMA EQUIVALENT EN REGIME PERMANANT TOTALISEE AU STATOR: .....	25
2.5. DIAGRAMME DE CERCLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE .....	25
2.5.1. INTERET DU DIAGRAMME DU CERCLE .....	25
2.5.2. PRESENTATION DU DIAGRAMME DU CERCLE.....	25
2.5.3. REPRESENTATION DES PUISSANCES .....	28
2.5.3.1. Puissances absorbées.....	28
2.6. ESSAIS PERMETTANT LA TRACE DE DIAGRAMME DE CERCLE .....	28
2.7. POINTS PARTICULIERS DU DIAGRAMME.....	31
2.7.1. POINT A GLISSEMENT NUL $M_0$ .....	31
2.7.2. POINT A GLISSEMENT INFINI $M_\infty$ .....	32
2.8. POINTS DE FONCTIONNEMENT QUELCONQUES .....	33
2.9. CONCLUSION.....	34

## CHAPITRE III : ESTIMATION DES PARAMETRES DE MAS PAR LA METHODE D'ALIENOR

3.1. INTRODUCTION.....	35
3.2. TECHNIQUE D'OPTIMISATION.....	35
3.2.1. METHODES STOCHASTIQUES.....	35
3.2.2. METHODES HYBRIDE.....	36
3.2.3. METHODES DETERMINISTES.....	36
3.3. METHODE D'ALIENOR.....	36
3.3.1 LA SPIRALE D'ARCHIMEDE.....	37
3.3.2. LA TRANSFORMATION REDUCTRICE.....	39
3.4. APPLICATION A L'OPTIMISATION GLOBALE.....	39
3.5. FONCTION OBJECTIVE.....	40
3.6. APPLICATION DE LA METHODE D'ALIENOR POUR LA MINIMISATION DE L'ERREUR QUADRATIQUE.....	41
3.7. CONCLUSION.....	43

## CHAPITRE IV : RESULTATS ET DISCUSSIONS

4.1. INTRODUCTION.....	44
4.2. CARACTERISTIQUES NOMINALES DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE.....	44
4.2.1. MATERIEL UTILISE.....	44
4.2.2. ESSAI VOLT-AMPEROMETRIQUE EN COURANT CONTINU.....	45
4.2.3. ESSAI A VIDE.....	46
4.2.4. ESSAI EN COURT-CIRCUIT (A ROTOR BLOQUE).....	48
4.3. RESULTATS ET INTERPRETATION.....	51
4.4. CONCLUSION.....	53
CONCLUSION GENERALE.....	54
Bibliographie.....	55



## Liste des Figures

Figure 1. 1. Eléments de constitution d'une machine asynchrone à Cage d'écureuil.....	4
Figure 1. 2. Stator d'une machine asynchrone .....	5
Figure 1. 3. Rotor de la machine asynchrone.....	6
Figure 1. 4. Rotor à cage (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux (bagues) de court-circuit).....	7
Figure 1. 5. Constitution du rotor bobiné.....	7
Figure 1. 6. Représentation spatial des enroulements de la MAS.....	7
Figure 1. 7. Position des axes dq par rapport aux axes de la machine .....	12
Figure 2. 1. Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique.....	19
Figure 2. 2. Schéma équivalent de la MAS dans le repère $(\alpha, \beta)$ en régime dynamique .....	20
Figure 2. 3. Schéma équivalent du MAS en régime permanent.....	22
Figure 2. 4. Schéma équivalent de la MAS fuites totalisées dans le stator.....	23
Figure 2. 5. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor.....	24
Figure 2. 6. Schéma équivalent de la MAS ramené au primaire.....	26
Figure 2. 7. Diagramme vectoriel correspondant à l'équation 2-29 .....	26
Figure 2. 8. Diagramme vectoriel correspondant à l'équation 2-27.....	27
Figure 2. 9. Diagramme circulaire des courants.....	27
Figure 2. 10. Diagramme circulaire des courants.....	28
Figure 2. 11. Représentation du point de fonctionnement à vide.....	29
Figure 2. 12. Représentation du point de fonctionnement à rotor calé .....	30
Figure 2. 13. Représentation du point à glissement nul .....	32
Figure 2. 14. Représentation du point à glissement infini.....	33
Figure 2. 15. Représentation du point de fonctionnement quelconque .....	33
Figure 3. 1. La spire d'archimède .....	38
Figure 3. 2. Méthode d'identification.....	40
Figure 3. 3. Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	41
Figure 4. 1. La plaque signalétique de machine asynchrone.....	45

Figure 4. 2. Schéma de l'essai volt-ampérométrique. ....	45
Figure 4. 3. Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide. ....	47
Figure 4. 4. Schéma de l'essai à vide. ....	47
Figure 4. 5. Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué.....	49
Figure 4. 6. Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué. ....	49
Figure 4. 7. Schéma de l'essai en court-circuit .....	49
Figure 4. 8. Diagramme de cercle de Mas (courant réactif _ courant actif).....	51
Figure 4. 9. Diagramme de cercle de Mas (Puissance réactive _ Puissance avtive).....	52
Figure 4. 10. Estimation des paramètres avec la fonction objectif.....	52
Figure 4. 11. Facteur de puissance en fonction de glissement. ....	53

## Liste des Tableaux

Tableau 3. 1. Les paramètres obtenir par estimation.....	43
Tableau 4. 1. Les essais à vide .....	46
Tableau 4. 2. Les essais a rotor bloqué .....	48
Tableau 4. 3. Les paramètres estimées et classiques.....	51

# Introduction générale

---

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques dans plusieurs domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable.

Plusieurs axes de recherches sont destinés à l'étude de cette machine : sa modélisation et sa commande. Ainsi, il est exigé dans l'élaboration des lois de commande performantes, un modèle fiable et suffisamment précis par la connaissance de ses paramètres. De nos jours, un afflux des travaux de recherche consistent en l'identification des paramètres des machines électriques par différentes méthodes en guise de réaliser les meilleures approches possibles du modèle de la machine. L'identification paramétrique de la machine asynchrone est l'un des objectifs les plus importants en vue de sa simulation, sa commande et son diagnostic.

Le présent travail traite la modélisation et l'estimation 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.

Le quatrième chapitre est contient les résultants d'estimation entre les paramètres classique et paramètre calculé, et les graphes de courant mesuré et le facteur de puissance obtient par le diagramme de cercle et la méthode classique.



---

**CHAPITRE I**

**MODELISATION DU MOTEUR**  
**ASYNCHRONE EU VUE SON**  
**IDENTIFICATION**  
**PARAMETRIQUE**

---



## 1.1. Introduction

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écurueil sont les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur bas cout.

Pour caractériser, commander, surveiller et diagnostiquer une machine asynchrone l'élaboration d'un modèle mathématique et son identification s'avèrent indispensables.

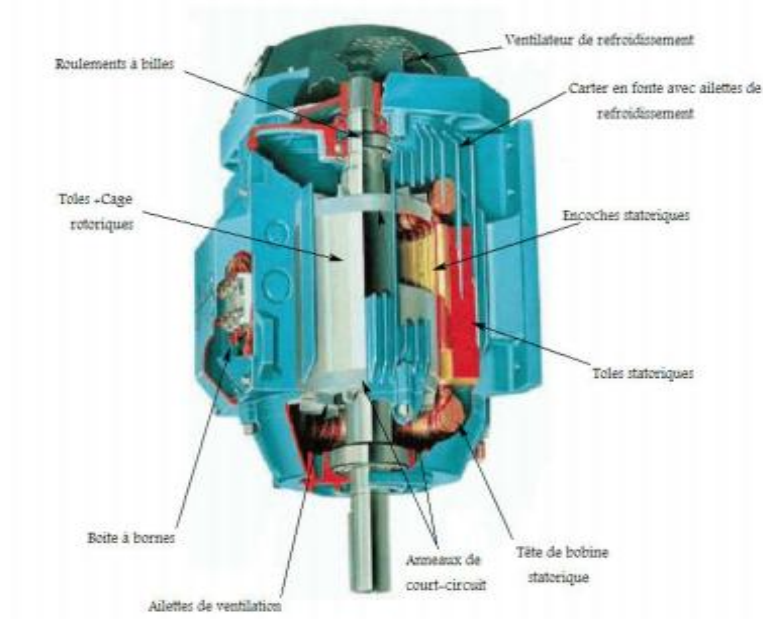
L'élaboration d'un modèle mathématique précis et qui reflète le comportement réel de MAS, est difficile à obtenir vu les problèmes de non linéarité dont souffrent les machines électriques. Pour pouvoir reproduire ces modes de fonctionnement dans une machine réelle on devra connaître la liaison existante entre les paramètres du modèle et les grandeurs physiques mesurables dans la machine. Ce modèle peut être obtenu par l'application de la transformation de Park sur le modèle triphasé réel, ou bien par l'utilisation de la notion complexe (modélisation vectorielle).

## 1.2. Définition de la machine asynchrone

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de champ tournant. La machine qui nous intéresse dans ce chapitre est plus précisément une machine à induction. Une machine à induction dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux circuits électrique se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique. Cependant, la seule machine asynchrone qui ait une importance pratique est la machine à induction. [1]

## 1.3. Constitution de la machine asynchrone

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitutions des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en deux parties distinctes Figure (1.1) :



**Figure 1. 1.** Eléments de constitution d'une machine asynchrone à Cage d'écureuil

### 1.3.1. La carcasse

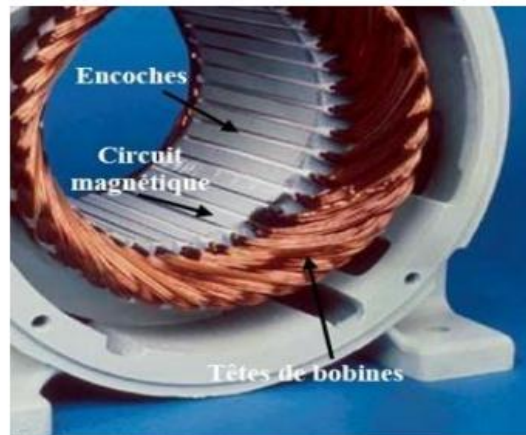
Qui sert de support, elle joue le rôle d'une enveloppe, elle assure la protection contre les agents extérieurs et guide l'aire de ventilation.

### 1.3.2. Le stator

Le circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre (0.35 et 0.5) mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statorique est constitué de deux parties (Figure 1.2) : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique. Physiquement, on peut effectuer les bobinages statoriques de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements : l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. Pour les petits



moteurs, et particulièrement lorsque la réalisation du bobinage est mécanisée, on utilise généralement l'enroulement concentrique [2].

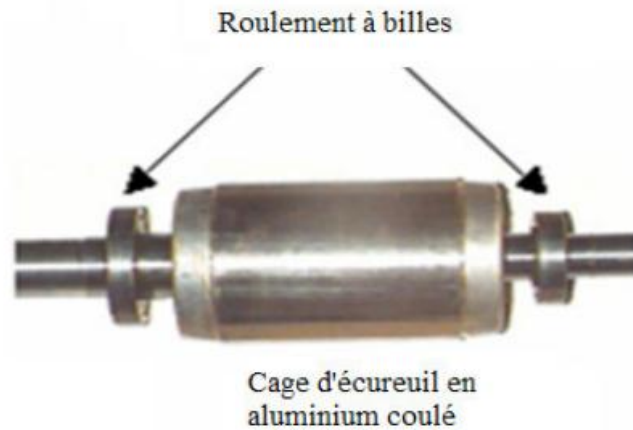


**Figure 1. 2.** Stator d'une machine asynchrone

### 1.3.3. Le rotor (induit)

Le rotor est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par couplage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laiton préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétique. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [2].



**Figure 1. 3.** Rotor de la machine asynchrone.

### 1.3.3.1. Le rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barres rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor Figure (1.3), Cette cage est insérée à l'intérieur de circuit magnétique.

Dans le cas de rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor.

Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre.

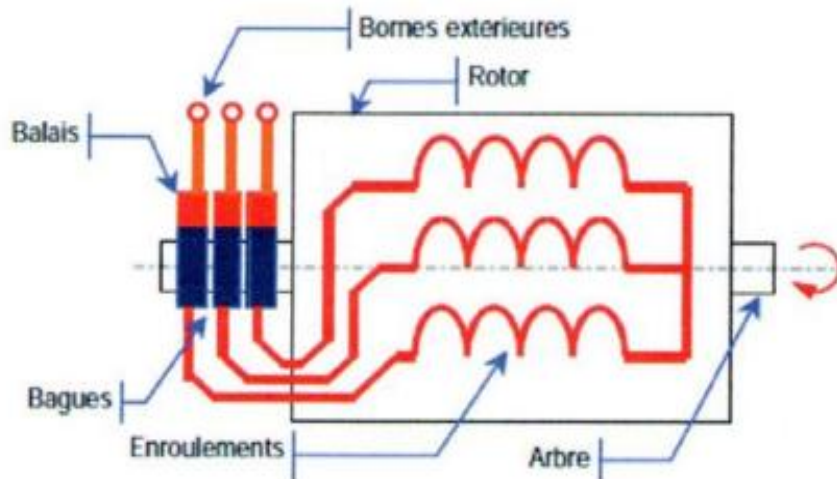
Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. [3]



**Figure 1. 4.** Rotor à cage (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux (bagues) de court-circuit)

### 1.3.3.2. Le rotor bobiné

Le rotor d'une machine bobiné est constitué de trois bobines (on parle aussi de rotor à bague). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor. Le rotor est mis en court-circuit par l'extérieur au travers de trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues réalisées en laiton sur lesquelles s'appliquent des balais de graphite Figure (1.5). Les trois enroulements rotoriques sont couplés en étoile à l'intérieur de la machine. [3]



**Figure 1. 5.** Constitution du rotor bobiné.

### 1.3.4. L'arbre

L'arbre de la machine électrique est un organe de transmission du mouvement de rotation. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor, au circuit magnétique et aux enroulements tournants. L'arbre est lui-même supporté par un ou plusieurs paliers suivant la configuration de l'ensemble de la ligne d'arbre. [2]

### **1.3.5. Les ventilateurs**

La transformation de l'énergie électrique, ou inversement, ne peut s'effectuer sans pertes, l'énergie ainsi perdue étant transformé en chaleur. La ventilation à pour but d'extraire les pertes internes de leurs différentes sources et d'assurer un refroidissement aussi homogène que possible des bobinages.

### **1.3.6. Le circuit magnétique**

Il a pour fonction la canalisation des lignes d'induction magnétique, le maintien des conducteurs, la conduction thermique des conducteurs vers les zones de refroidissement (Canaux de ventilation, entrefer). Donc il doit présenter à la fois des propriétés magnétiques, des caractéristiques mécaniques déterminées et une bonne conductivité thermique.

En régime établi, l'induction en chaque point du circuit est variable. L'origine de cette variation est électrique (ondes magnétiques créés par un circuit électrique pour un stator ou un rotor).

Les pertes fer, hystérésis et par courants de Foucault sont relativement importantes. Dans ce type de circuit on utilise des tôles de faible épaisseur, à grande perméabilité et à pertes magnétiques réduites. [4]

### **1.3.7 Les enroulements**

Les enroulements servent à véhiculer les courants électriques à l'intérieur de la machine. On distingue principalement les enroulements statoriques et rotoriques.

Ces enroulements sont, dans le cas général du type polyphasé, chaque encoche contient un certain nombre de conducteurs.

## **1.4. Principe de fonctionnement du moteur à cage**

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant (Loi de Lenz). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, le

fonctionnement du moteur asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant ; [5]. Dans le moteur asynchrone, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer du moteur avec la vitesse angulaire synchrone  $\Omega_s$  liée à la fréquence d'alimentation  $f_s$  par l'expression :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \dots\dots\dots 1.1$$

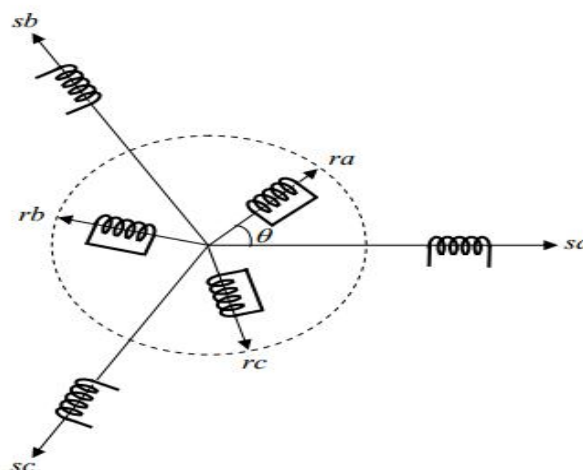
L'induction du courant rotorique est conditionnée par le glissement  $g$  qui est une caractéristique particulière de MAS sous l'effet des charges du couple résistant. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse synchrone  $\Omega_s$  et la vitesse du rotor  $\Omega$  rapportée à la vitesse synchrone. Le glissement  $g$  est alors donné par :

$$g = (\Omega_s - \Omega) / \Omega_s \dots\dots\dots 1.2$$

## 1.5. Modélisation du moteur asynchrone à cage

### 1.5.1. Représentation du MAS à cage dans le système triphasé et diphasé

Le moteur asynchrone à cage est formé d'un stator fixe, et d'un rotor cylindrique mobile. Le stator à trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et qui alimenté par un système triphasé de tensions, il en résulte alors la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer du moteur. La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est  $\Omega_s = \omega_s / p$  , où  $\omega_s$  désigne la pulsation de réseau d'alimentation statorique triphasée.



**Figure 1. 6.** Représentation spatial des enroulements de la MAS

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs  $s_a$ ,  $s_b$ ,  $s_c$ , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe sa est souvent considéré comme référence, et l'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator.

Leur comportement se traduit par les trois types d'équations :

- équations électriques
- équations magnétiques
- équations mécaniques
- Équations électriques :

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure (Fig. 1.6) donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit :

Au stator :

$$[V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d[\phi_{abcs}]}{dt} \dots\dots\dots 1.3$$

Au rotor :

$$[V_{abcr}] = 0 = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d[\phi_{abcr}]}{dt} \dots\dots\dots 1.4$$

Les grandeurs  $[V_{abcs}]$ ,  $[\phi_{abcs}]$ ,  $[I_{abcs}]$  sont des vecteurs de dimension 3x1 définis comme suit:

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_{abcs}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [\phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.5$$

Celles du rotor sont:

$$[V_{abcr}] = \begin{bmatrix} V_{ar} = 0 \\ V_{br} = 0 \\ V_{cr} = 0 \end{bmatrix}; [I_{abcr}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.6$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit:

$$[R_s]=R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [R_r]=R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.7$$

- Équations magnétiques :

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}$$

Sous forme condensé :

$$[\phi_{abcs}] = [L_{ss}][I_{abcs}] + [L_{msr}][I_{abcr}] \dots\dots\dots 1.8$$

$$[\phi_{abcr}] = [L_{rr}][I_{abcr}] + [L_{msr}][I_{abcs}] \dots\dots\dots 1.9$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.10$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.11$$

$$[Lmsr]=lm \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.12$$

[Lss] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

[Lrr] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

[Lmsr]: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

lms: Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

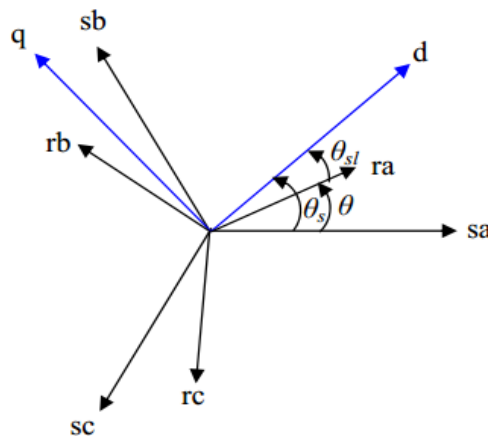
lmr: Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

lm: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques;  $[Lmrs] = [Lmsr]^t$

### 1.5.2 Équations en biphasée

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park(1929) [6]. La figure (1.7) met en relief l'axe direct d du référentiel de Park, et l'axe en quadrature d'indice q.



**Figure 1. 7.** Position des axes dq par rapport aux axes de la machine



Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante:

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \dots\dots\dots 1.13$$

### 1.5.3 Transformation de PARK

La transformation de Park, appelée souvent transformation des deux axes, constitue actuellement un outil puissant et pratique pour la modélisation des machines électriques en vue de leur identification paramétrique et leur commande. [7]

La transformation de Park permet d'associer à tout système triphasé un système biphasé équivalent tournant dans un référentiel D'observation donné sans altérer, évidemment, les caractéristiques principales de la machine telle que la f.m.m (champ), la puissance, le couple et la vitesse réelle. [8]

La matrice de transformation de Park  $[p]$  est défini comme suit:

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.14$$

D'autre part :

$$[p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots 1.15$$

### 1.5.4. Choix du repère dq

Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère dq peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [9] [10]:

Repère d'axes dq fixe lié au stator ou repère stationnaire ( $\theta_s = 0$ ). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.

Repère d'axes dq lié au rotor ( $\theta_{sl} = 0$ ). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_{sl}$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

Repère d'axes dq lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuës. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande. [11]

- Référentiel lié au champ tournant :

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère dq au champ tournant alors on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\Omega \dots\dots\dots 1.16$$

où :

$\omega_s$  : est la pulsation statorique

$\omega$  : est la pulsation rotorique

$\omega_{sl}$  : est la pulsation du glissement

$\Omega$  : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par :  $\Omega = p \omega$

- Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

Les équations électriques de la MAS dans un repère de Park lié au champ tournant sont: au stator:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \dots\dots\dots 1.17$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} \end{cases} \dots\dots\dots 1.18$$

- Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

Ceux des flux totaux ayant pour valeur:

Pour le stator:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \dots\dots\dots 1.19$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \dots\dots\dots 1.20$$

$L_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$L_m$ : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

- Equations mécaniques :

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique  $C_e$  peut se mettre sous plusieurs formes:

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2}p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2}p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \dots\dots\dots 1.21 \\ C_e = \frac{3}{2}pL_m(idr I_{qs} - ids I_{qr}) \end{cases}$$

- Equation du mouvement :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \dots\dots\dots 1.22$$

où:

$J$ : est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

$C_r$ : le couple de charge.

$f_v$ : Coefficient du frottement visqueux.

## 1.6. Expression de la puissance

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes(d-q)est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \dots\dots\dots 1.23$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \dots\dots\dots 1.24$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} \dots\dots\dots 1.25$$

- Puissance mécanique:

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \dots\dots\dots 1.26$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{\omega} \dots\dots\dots 1.27$$

Tel que :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \dots\dots\dots 1.28$$

$\Omega$  : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

$\omega$  : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

## **1.7 Conclusion**

Dans ce premier chapitre, on s'est intéressé à l'établissement des modèles du moteur asynchrone triphasé, en l'occurrence le modèle triphasé et le modèle biphasé. La modélisation ainsi présentée, est basée sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui reposent essentiellement sur la constance de certains paramètres (résistances, inductances), ce qui permet de dire que ces modèles restent insuffisants pour décrire le comportement réel de la machine, mais ils peuvent constituer en général une approche globale acceptable dans la plus part des fonctionnements normaux du MAS.



---

**CHAPITRE II**

**SCHEMAS EQUIVALENT ET  
DIAGRAMME DE CERCLE D'UNE  
MACHINE ASYNCHRONE**

---



## 2.1. Introduction

Comme il a été procédé au premier chapitre, un modèle idéalisé de la Mas a été présenté aussi bien dans le repère triphasé biphasé (modèle de park). Cette machine, très répandue dans les milieux industriels pour ces qualités, et en réalité un système électromagnétique, principalement, en fonction de son état magnétique (inductances) et de température (résistance) [12].

L'identification paramétrique du MAS à cage d'écureuil est l'un des objectifs les plus importants dans beaucoup d'application industrielle. Or, elles couvrent intérêt 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 [3].

L'identification paramétrique du MAS à cage d'écureuil consiste à estimer les paramètres du modèle mathématique représentant le comportement dynamique du moteur asynchrone. Le modèle obtenu peut être utilisé dans le but de surveillance et de diagnostic ou pour une meilleure commande. En fonction du but affecté, la précision et la qualité du modèle peuvent différer [3].

## 2.2. Schémas équivalents du MAS

Le schéma équivalent est un modèle électrique issu de l'approche de modélisation électrique. C'est le modèle classique d'étude et de conception du moteur asynchrone ; [13].

L'établissement du schéma équivalent à partir des équations électromagnétiques peut être accompli de différentes manières. [14]

### 2.2.1. Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique

La dynamique électromagnétique du MAS triphasé, est régie par les équations du modèle de Park généralisé établi au premier chapitre.

Les équations aux tensions statorique et rotorique :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_s] + j\omega_s \bar{\Phi}_s \dots\dots\dots 2.1$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_r] + j\omega_r \bar{\Phi}_r \dots\dots\dots 2.2$$

$$\bar{\Phi}_s = l_s \bar{I}_s + Lm \bar{I}_m \dots\dots\dots 2.3$$

$$\bar{\Phi}_r = l_r \bar{I}_r + Lm \bar{I}_m \dots\dots\dots 2.4$$

En introduisant les inductances de fuites statorique et rotorique définies respectivement par :

$$l_s = L_s - Lm \dots\dots\dots 2.5$$

$$l_r = L_r - Lm \dots\dots\dots 2.6$$

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

$$\bar{I} = \bar{I}_s + \bar{I}_r \dots\dots\dots 2.7$$

Les équations aux tensions et aux flux sont :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + Lm \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \dots\dots\dots 2.8$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + Lm \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \dots\dots\dots 2.9$$

$$\bar{\Phi}_s = l_s \bar{I}_s + Lm \bar{I}_m \dots\dots\dots 2.10$$

$$\bar{\Phi}_r = l_r \bar{I}_r + Lm \bar{I}_m \dots\dots\dots 2.11$$

Le modèle de Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique représenté par la fig suivante :

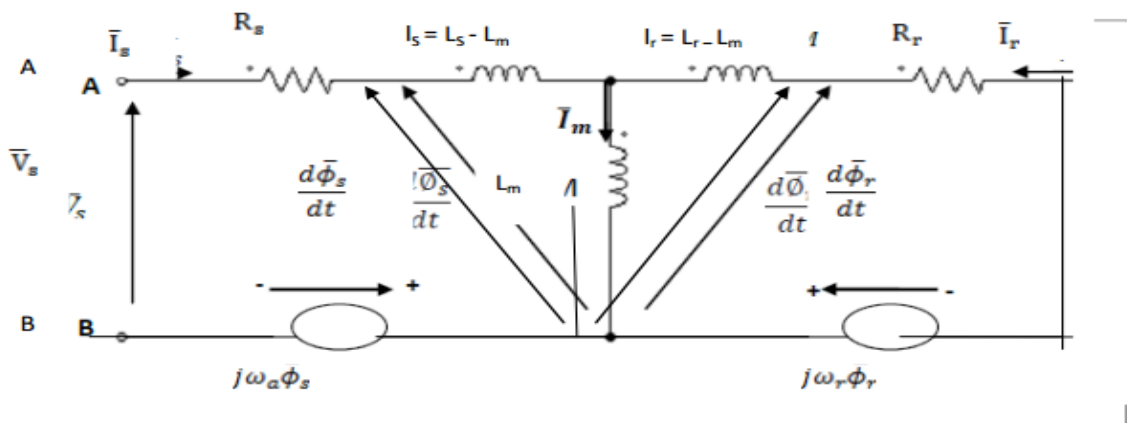


Figure 2. 1. Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique



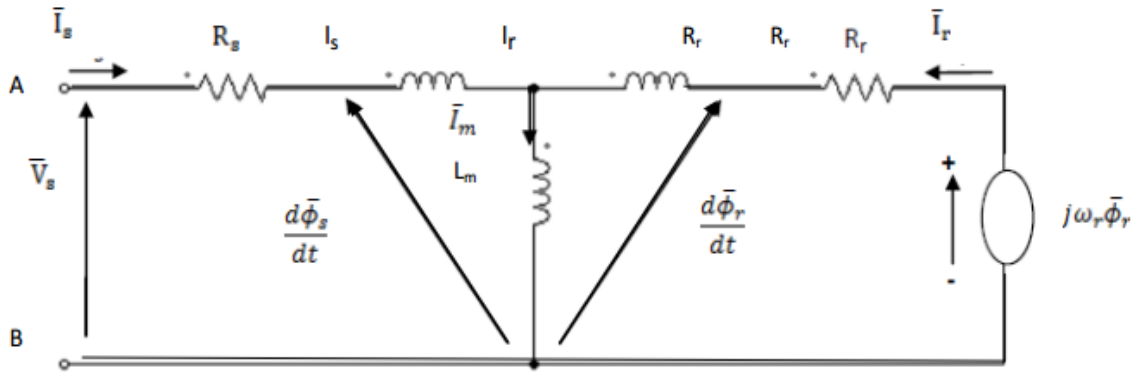
Ce modèle est caractérisé par des F.é.m de rotation induites respectivement dans le stator  $j\omega_s\bar{\Phi}_s$  et dans le rotor  $j\omega_r\bar{\Phi}_r$  et qui dépendent des courants du stator et rotor et de la vitesse de rotation.

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

Le moteur asynchrone est généralement représenté en régime dynamique par un modèle dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$ , (la pulsation  $\omega_a = 0$ ) qui est caractérisé par les équations suivantes :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + Lm \frac{d\bar{I}_m}{dt} \dots\dots\dots 2.12$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r\bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + Lm \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_r\bar{\Phi}_r \dots\dots\dots 2.13$$



**Figure 2. 2.** Schéma équivalent de la MAS dans le repère  $(\alpha, \beta)$  en régime dynamique

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

Ce problème est un inconvénient important. Pour remédier ce problème, le schéma équivalent adopté consiste à ramener les fuites magnétiques soit au stator, soit au rotor [5]

### 2.3. Schéma équivalent du MAS en régime permanent

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

On obtient :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \dots\dots\dots 2.14$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = (R_r + j\omega_r L_r)\bar{I}_r + j\omega_r M\bar{I}_s \dots\dots\dots 2.15$$

Notons que :  $wr = ws - w = gws$  , si on divise l'équation (2.15) par le glissement qui n'est jamais nul en pratique, on obtient :

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right)\bar{I}_r + j\omega_s M\bar{I}_s \dots\dots\dots 2.16$$

Pour ramener le rotor au repère statorique, on doit faire un changement qui permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation  $wr = gws$  , un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nul, [5]

Telle que :

$$\bar{I}_r = k\bar{I}_r' \dots\dots\dots 2.17$$

Où :

k : est un nombre arbitraire fini et non nul.

En remplaçant  $\vec{I}_r$  par  $k\vec{I}_r'$  dans (2-7) et (2-8), on obtient :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s L'sr'\bar{I}_r' \dots\dots\dots 2.18$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r'}{g} + j\omega_s L_s'\right)\bar{I}_r' + j\omega_s L'sr\bar{I}_s \dots\dots\dots 2.19$$

Avec:

$$R_r' = k^2 R_r$$

$$L_r' = k^2 L_r$$

$$L'sr = kLm$$

### 2.3.1. Grandeur ramenées au stator

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

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

Les équations (2.11) et (2.12) s'écrivent alors comme suit :

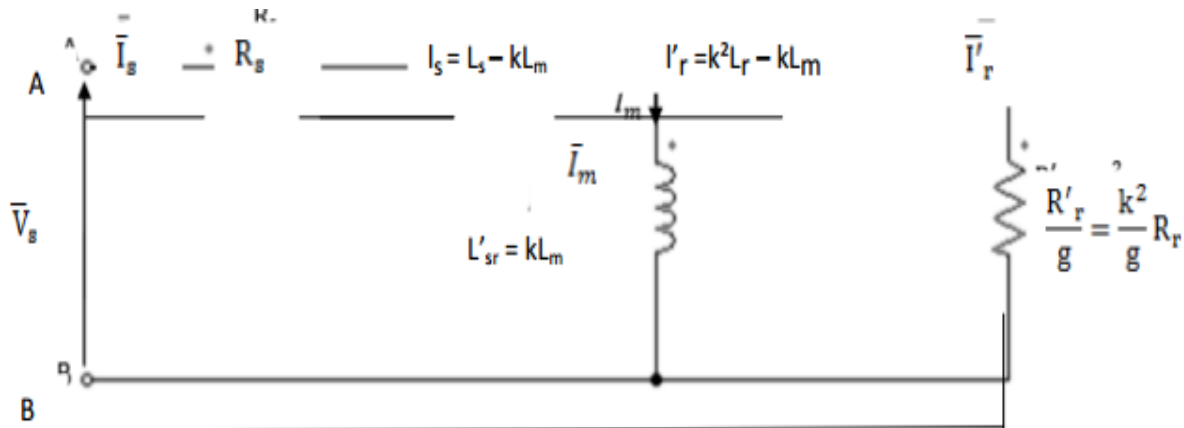
$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s l_s)\bar{I}_s + j\omega_s M' \bar{I}_m \dots\dots\dots 2.20$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s l'_r\right)\bar{I}'_r + j\omega_s M' \bar{I}_m \dots\dots\dots 2.21$$

Avec :

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

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



**Figure 2. 3.** Schéma équivalent du MAS en régime permanent

Avec ce modèle, on considère le MAS comme un transformateur statique en court-circuit avec une résistance secondaire ramenée au primaire égale  $R_r'/g$ . C'est le modèle le plus proche de la représentation réelle de moteur asynchrone. En négligeant les pertes magnétiques dans le fer, ce modèle est caractérisé par les paramètres électriques ( $R_s, L_s, R_r, L_r, M$ ), [15].

### 2.3.2. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator

Ce modèle, est choisie telle que :

$$l'_r = 0 \Rightarrow K = \frac{Lm}{L_r} \dots\dots\dots 2.22$$

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

$$l_s = L_s - \frac{M^2}{L_r} = \sigma L_s \dots\dots\dots 2.23$$

$$M' = \frac{M^2}{L_r} = (1 - \sigma)L_s \dots\dots\dots 2.24$$

La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

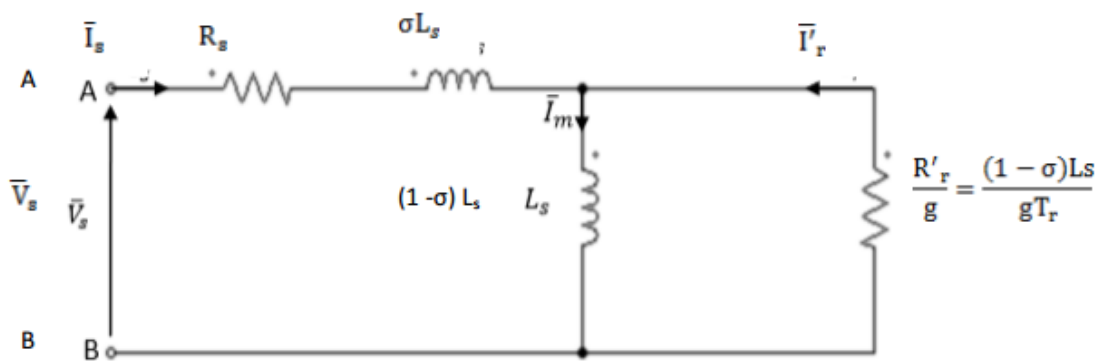
$$R'_r = \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r = \frac{(1 - \sigma)L_s}{T_r} \dots\dots\dots 2.25$$

Avec :

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

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

Le schéma équivalent du MAS de la Figure. 2.3 devient :



**Figure 2. 4.** Schéma équivalent de la MAS fuites totalisées dans le stator.

On constate que le MAS est caractérisé par les quatre paramètres électriques suivants :

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

Ce modèle est convenablement utilisable pour la détermination expérimentale de ces paramètres par les essais classiques : l'essai volt-ampérométrique, l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué.

### 2.3.3. Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

Le flux rotorique est un grandeur très utile dans le contrôle à flux orienté, cause pour le quelle les modèles de la de la MAS sont sauvant exprimés en fonction du flux rotorique. L'adaptation du schéma équivalent à cet objectif est obtenue par le

choix de  $k = \frac{L_s}{M}$ , cette transformation annule le flux de fuites statorique  $l_s=0$  et permet d'avoir un schéma plus simple avec les paramètres déduits :

L'inductance des fuites totalisées dans le rotor:

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

L'inductance magnétisante ramenée :

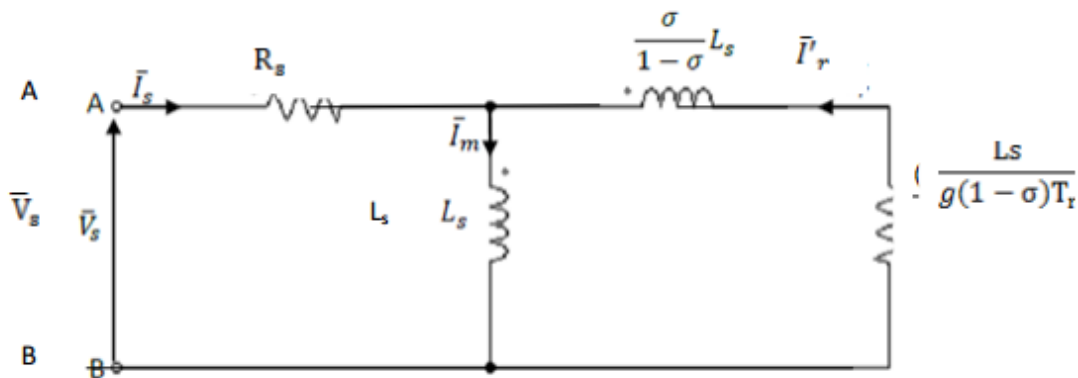
$$M' = \frac{L_s}{M} M = L_s$$

La résistance rotorique ramenée :

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

Avec :

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



**Figure 2. 5.** Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor.

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

## **2.4. Méthode classique d'identification des paramètres du moteur basé sur le schéma équivalent en régime permanent totalisée au stator:**

Les paramètres de schéma équivalent sont identifiés par les essais pratiques ci-dessous :

- 1- Essai volt-ampérométrique en courant continu (mesure de résistance d'une phase statorique)
- 2- Essai à vide (sans charge)
- 3- Essai à rotor bloqué (essai en court-circuit)

## **2.5. Diagramme de cercle d'une machine asynchrone**

Pour un moteur à tension constante, lorsque le glissement change l'extrémité du vecteur représentant le courant primaire actuels sous forme d'un cercle, ce diagramme très utilisé. Il est possible de déterminer les caractéristiques de fonctionnement en charge ; donc on peut facilement tracer le diagramme en utilisant les essais classiques (à vide et rotor bloqué) [16]

### **2.5.1. Intérêt du diagramme du cercle**

Pour les moteurs de grande puissance, les essais en charge ne sont pas toujours possibles, grâce au diagramme de cercle normalisé on peut déduire:

La puissance utile.

Les intensités des courants primaires et secondaires.

Le rendement.

Le glissement.

Le couple transmis.

Le facteur de puissance.

### **2.5.2. Présentation du diagramme du cercle**

Traçons le diagramme vectoriel correspondant à l'équation tirée du schéma équivalent figure (2.12)

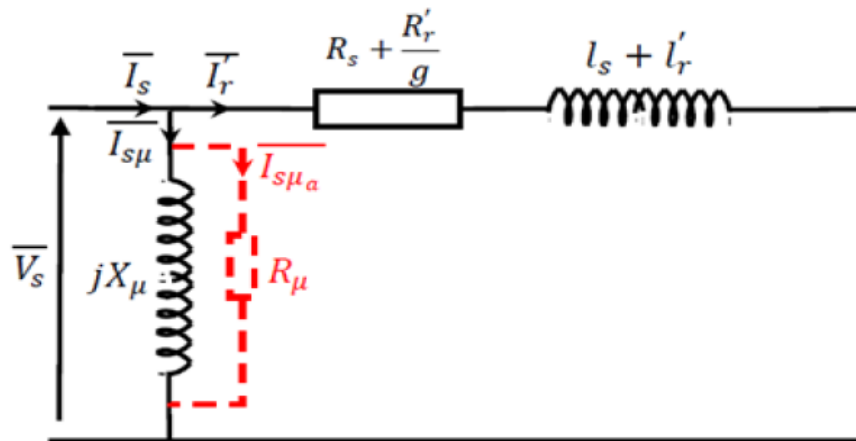


Figure 2. 6. Schéma équivalent de la MAS ramené au primaire

$$(R_s + R_r'/g) * I_r' + j l_s' \omega_s * I_r' = V_s \dots\dots\dots 2.26$$

Avec :

$$l_s' = l_s + l_r$$

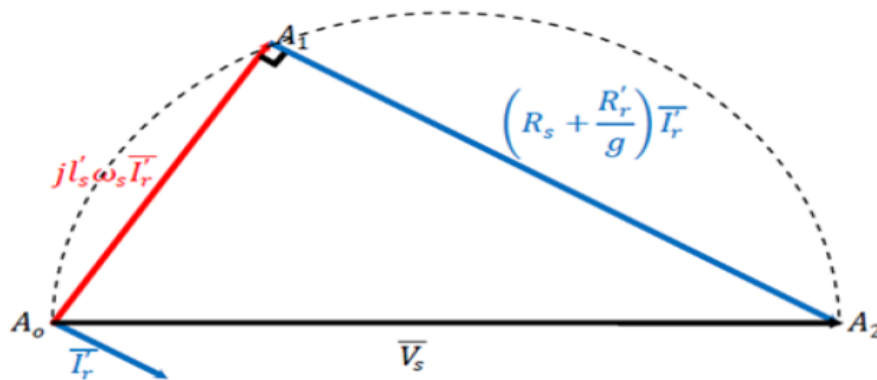
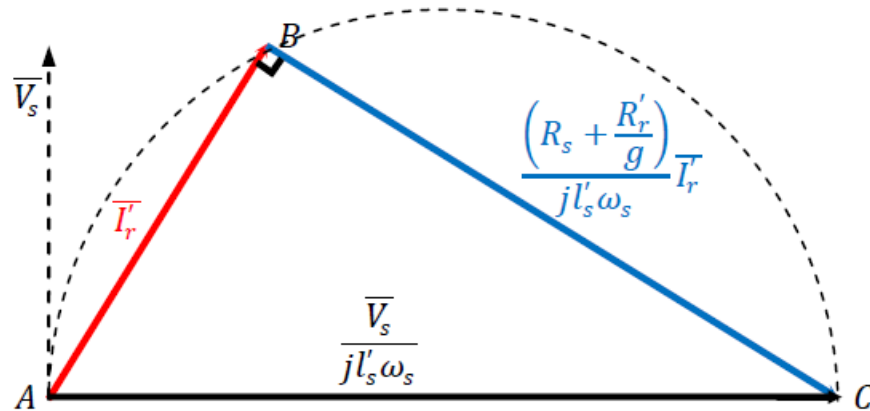


Figure 2. 7. Diagramme vectoriel correspondant à l'équation 2-26

Pour un moteur asynchrone alimenté sous tension et fréquence constante lorsque le glissement (la vitesse) varie, Le point A1 correspondant à l'extrémité du vecteur  $\overrightarrow{A_0 A_1}$  et caractérisant le courant rotorique se déplace selon un cercle de diamètre  $\overrightarrow{A_0 A_2}$  car les deux vecteurs  $A_0 A_1$  et  $\overrightarrow{A_0 A_2}$  sont perpendiculaire quel que soit le glissement. En devise l'équation par  $j l_s'$  , on obtient le nouveau diagramme dont les directions des vecteurs sont choisies indépendamment au premier :

$$\overrightarrow{I_r'} + \frac{R_s + \frac{R_r'}{g}}{j l_s' \omega_s} \overrightarrow{I_r'} = \frac{V_s}{j l_s' \omega_s} \dots\dots\dots 2.27$$



**Figure 2. 8.** Diagramme vectoriel correspondant à l'équation 2-27.

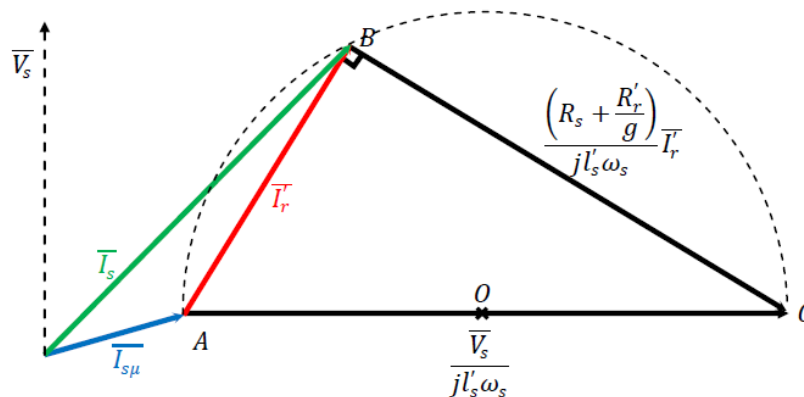
D'autre part, on a le courant magnétisant  $\overline{I_s\mu}$  qui est d'amplitude constante (d'après le schéma équivalent simplifié) et est déphasé d'un angle proche de  $\frac{\pi}{2}$ . On trace ensuite la somme vectorielle de ces deux courants donnant le courant statorique absorbé par le moteur comme le montre l'équation suivante :

$$\overline{I_s} = \overline{I_s\mu} + \overline{I_r} \dots\dots\dots 2.28$$

Les directions des vecteurs courant sont tracées relativement à celle de la tension  $\overline{V_s}$  qui est perpendiculaire à  $\overline{AC}$ .

$$\overline{AC} = \frac{\overline{V_s}}{j l'_s \omega_s} \dots\dots\dots 2.29$$

D'où le diagramme de cercle donné par la figure 2.15 :



**Figure 2. 9.** Diagramme circulaire des courants



Lorsque le glissement est nul, le courant statorique sera égale au courant magnétisant. Le point "B" est confondu avec le point "A". Lorsque le glissement augmente, le point "B" qui caractérise le point de fonctionnement se déplace selon le cercle de centre "O" situé au milieu du segment AC.

### 2.5.3. Représentation des puissances

#### 2.5.3.1. Puissances absorbées

La projection du point de fonctionnement "M" sur l'axe "OP" porté par le vecteur tension  $\vec{V}_s$  donne le point "M1" et sur l'axe perpendiculaire "OQ" donne le point "M2" (figure 2-15) tel que :

$$OM1 = I_s \cos \varphi_s \text{ et } OM2 = I_s \sin \varphi_s \dots\dots\dots 2.30$$

Ces deux grandeurs sont égales aux puissances active et réactive à  $3V_s$  près comme suit :

$$P_s = 3V_s OM1 \text{ et } Q_s = 3V_s OM2 \dots\dots\dots 2.31$$

C'est pour cette raison que les axes "OP" et "OQ" sont dits axes de puissances active et réactive successivement.

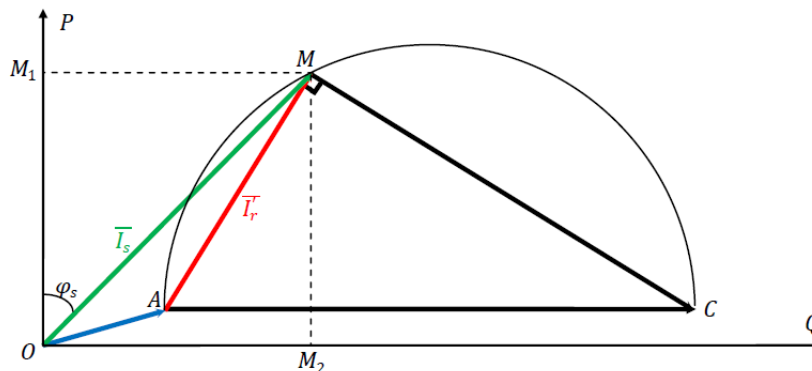


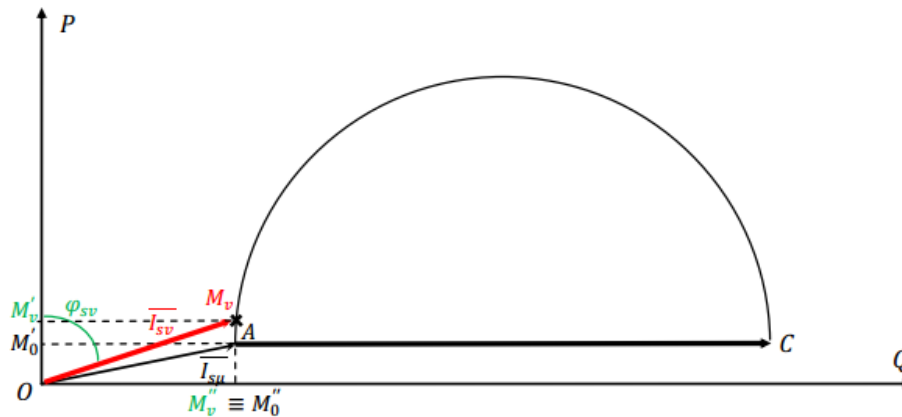
Figure 2. 10. Diagramme circulaire des courants.

### 2.6. Essais permettant la trace de diagramme de cercle

- Essai à vide :

En marche à vide, le moteur absorbe un courant  $I_{sv}$  qui diffère que très peu du courant de fonctionnement à 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 négligeables. [16]



**Figure 2. 11.** Représentation du point de fonctionnement à vide.

La composante réactive du courant à vide donne la puissance magnétisante à  $3V_s$  près

$$OMv'' = OM_0'' = I_{sv}r = I_{sv} si n \varphi_{sv} = \frac{Q_m}{3v_s} \dots\dots\dots 2.32$$

$$M_0'Mv' = \frac{p_{em}}{3V_s}$$

La composante active du courant à vide donne les pertes dans le fer plus les pertes mécaniques à  $3v_s$  près.

$$OMv' = I_{sv}a = (v) = \frac{(p_{fer} + p_{mec})}{3V_s} = OM_0' + M_0'Mv'$$

$$M_0'Mv' = \frac{p_{em}}{3V_s} \dots\dots\dots 2.33$$

Le point A représenté le glissement =0.

- **Essai à rotor bloqué (calé) :**

En marche à rotor calé (bloqué), le moteur asynchrone se comporte exactement comme un transformateur à secondaire en court-circuit. Le moteur absorbe en plus des pertes totales au stator (les pertes dans le fer et les pertes Joule au stator), une puissance qui se transforme totalement en pertes Joule au rotor ( $P_s' = p_j r$ ). La composante active du courant  $I_{sc}$  représente la somme de ces pertes à  $3V_s$  près. La composante active du courant statorique à rotor calé est [16]:

$$OM'_c = I_{sca} = I_{sc} \cos(\varphi_{sc}) = \frac{p_{fer} + p_{js} + p_{jr}}{3V_s} = OM'_0 + M'_0 M''_c + M''_c M'_c$$

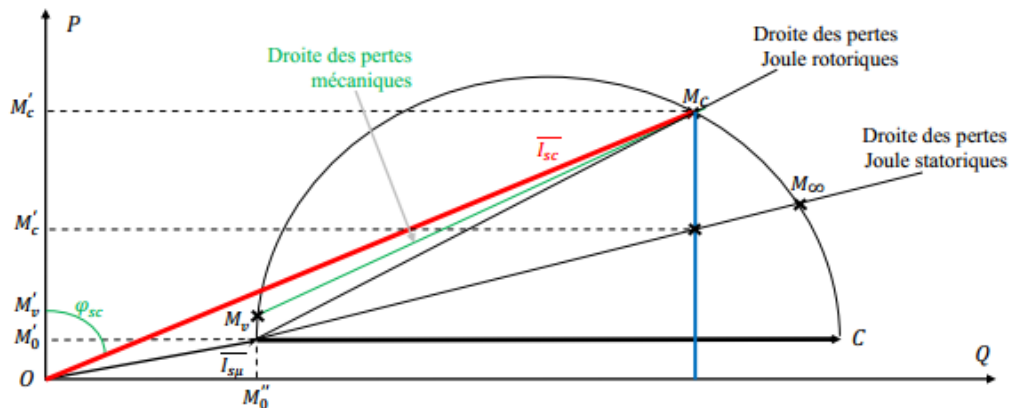
Avec :

$$OM'_0 = \frac{p_{fer}}{3V_s}, \quad M'_0 M''_c = \frac{p_{js}}{3V_s}, \quad M''_c M'_c = \frac{p_{jr}}{3V_s} \dots\dots\dots 2-34$$

Puisque le point  $M_c$  du cercle caractérise les pertes Joule au rotor, la droite  $(OM_c)$  est la droite des pertes Joule rotorique.

Le couple de démarrage est déduit directement du diagramme de cercle comme suit :

$$\Gamma_d = \frac{p_{jr}}{\Omega_s} = \frac{3V_s M''_c M'_c}{\Omega_s} \dots\dots\dots 2-35$$



**Figure 2. 12.** Représentation du point de fonctionnement à rotor calé .

Similairement aux pertes Joule statoriques et rotoriques, on peut faire une approximation en supposant que les pertes mécaniques forment aussi une droite qui passe par les points  $M_v$  et  $M_c$  et est dite la droite des pertes mécaniques [16] (figure2- .13).

$\vec{I}_s$  Représenté le courant statorique.

$\vec{I}_{s\mu}$  Représenté le courant magnétisant

$\vec{I}_r'$  Représenté le courant rotorique

$$\vec{I}_s = \vec{I}_{s\mu} + \vec{I}_r' \dots\dots\dots 2-36$$

## 2.7. Points particuliers du diagramme

Lorsque le glissement varie, le point de fonctionnement se déplace entre les points "A" et "C" selon le cercle ayant le centre au milieu du segment "AC" passant par des points particuliers du diagramme.

### 2.7.1. Point à glissement nul **M0**

A un glissement nul, le courant absorbé par le moteur asynchrone n'est que le courant de la branche magnétisante, car l'impédance  $(R_s + \frac{R_r'}{g} + jls'\omega s)$  en aval de la branche magnétisante est infinie. Le point de fonctionnement "M0" à  $g = 0$  est confondu avec le point "A" tel que [16]:

$$Iso = Is\mu \Leftrightarrow OA = OM0$$

Les puissances absorbées pour ce point de fonctionnement peuvent être déduites par la projection sur les axes de puissances active et réactive. La composante active du courant magnétisant donne les pertes dans le fer à  $3Vs$  près [16].

$$OM0' = Is\mu a = Is\mu \cos \varphi s\mu = \frac{pfer}{3Vs} \dots\dots\dots(2-37)$$

$$pfer = 3Vs Is\mu \cos \varphi s\mu = 3R\mu (Is\mu a)^2 = \frac{3Vs^2}{R\mu} \dots\dots\dots(2-38)$$

La composante réactive du courant magnétisant donne la puissance magnétisante à  $3Vs$  près.

$$OM0'' = Is\mu r = Is\mu \sin \varphi s\mu = \frac{Qm}{3Vs} \dots\dots\dots(2-39)$$

$$Qm = 3Vs Is\mu (\ ) = 3X\mu Is\mu r^2 = 3Vs 2X\mu \frac{3Vs^2}{x\mu} \dots\dots\dots(2-40)$$

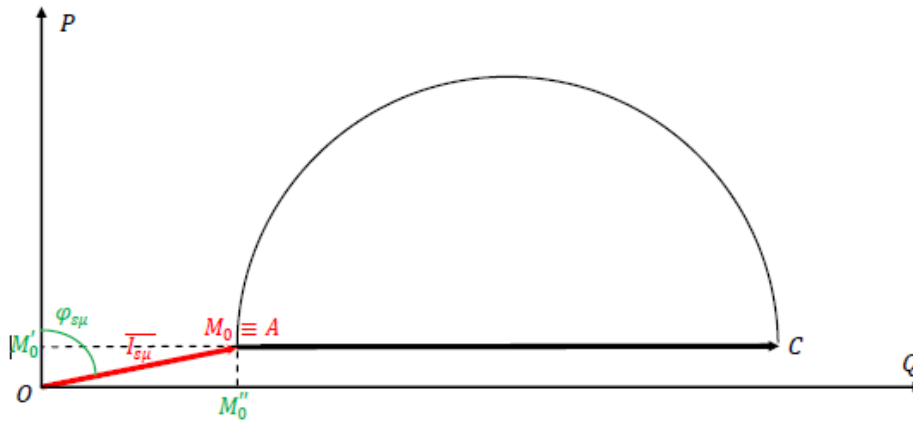


Figure 2. 13. Représentation du point à glissement nul

### 2.7.2. Point à glissement infini $M_{\infty}$

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 " $\frac{Rr'}{g}$ " qui est en aval de la branche magnétisante est nulle.

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

La composante active du courant en ce point de fonctionnement doit donner la somme des pertes dans le fer et les pertes Joule au stator à  $3V_s$  près [16].

$$OM_{\infty}r' = I_{S\infty}r = I_{S\infty} \sin \varphi_{S\infty} = OM_{\infty}'' \dots \dots \dots (2-41)$$

Avec

$$M_{\infty}M_{\infty}'' = I_{S\infty}a = I_{S\infty} \cos \varphi_{S\infty} = \frac{(pfer + pjs)}{3V_s} \dots \dots \dots (2-42)$$

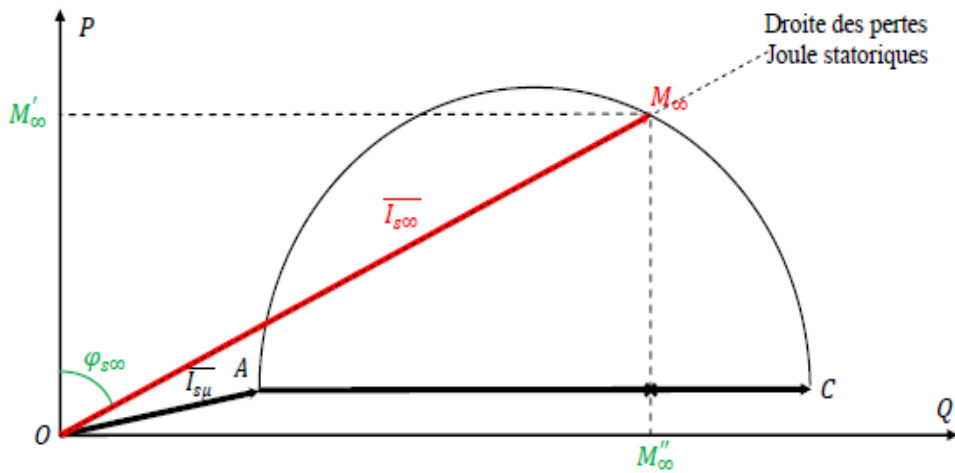


Figure 2. 14. Représentation du point à glissement infini

### 2.8. Points de fonctionnement quelconques

Le diagramme de cercle permet d'établir à partir de mesures géométriques, les valeurs des puissances utile et dissipée dans le moteur, ainsi que le glissement  $g$ , et la valeur du courant efficace absorbé et le facteur de puissance ...etc. pour tout point de fonctionnement compris entre A ou M0 (correspondant au fonctionnement à vide) et Mcc (correspondant au fonctionnement à rotor bloqué).[17]

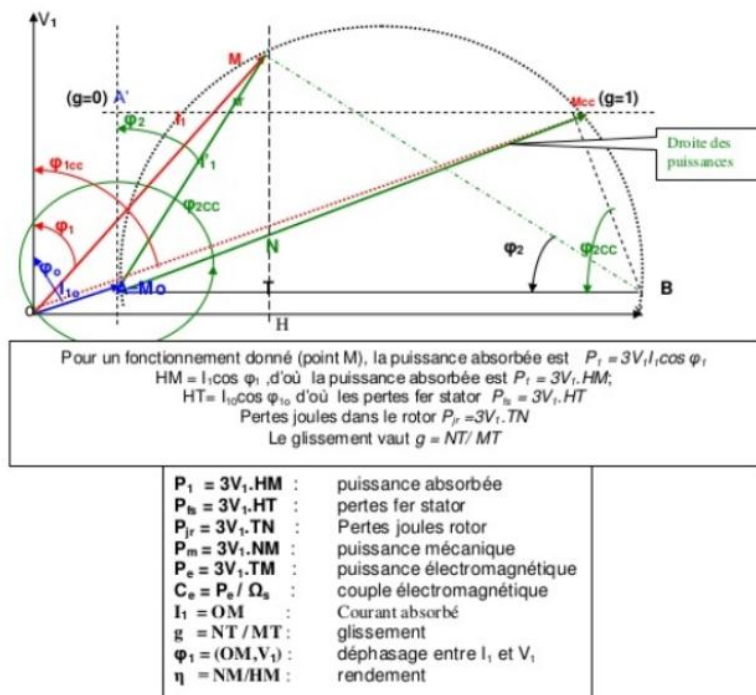


Figure 2. 15. Représentation du point de fonctionnement quelconque

## 2.9. Conclusion

Au cours de ce chapitre, le schéma équivalent généralisé a été établi en vue d'une identification paramétrique du MAS. Ceci a permis de présenter plusieurs modèles simples à nombre de paramètres réduit et aisément identifiables et qui présentent tous la même impédance totale vue du stator.

Deux approches approximatives devant permettre la localisation des paramètres électrique du MAS triphasé à cage d'écureuil basée sur les essais classique et les données de diagramme de cercle. Le but est pour aboutir à une identification plus précise en se basant sur les deux méthodes d'identification.



---

**CHAPITRE III**  
**ESTIMATION DES**  
**PARAMETRES DE MAS**  
**PAR LA METHODE**  
**D'ALIENOR**

---





# Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

---

## 3.1. Introduction

De nombreux problèmes issus de la physique, de la mécanique, de la biomathématique ou du monde industriel conduisent à des problèmes d'optimisation globale.

Les méthodes permettant de résoudre cette classe de problèmes se divisent en deux catégories :

Les méthodes stochastiques et les méthodes déterministes qui convergent soit vers un optimum local soit vers un optimum global [20].

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'utilisation avec les techniques d'optimisation [21].

## 3.2. Technique d'optimisation

Plusieurs méthodes d'optimisation sont proposées dans le littérature [18]

Nous pouvons les classer comme suit :

- Méthodes stochastiques
- Méthodes déterministes
- Méthodes hybrides

### 3.2.1. Méthodes stochastiques

Les Méthodes stochastiques s'appuient sur des mécanismes de transition Aléatoire. Ces méthodes ont une capacité à trouver l'optimum global du problème. Contrairement à la plupart des méthodes déterministes, elles ne nécessitent aucune connaissance particulière sur la fonction objective. Par ailleurs, elles constituent une alternative pour traiter les problèmes d'optimisation de grande taille. Cependant, elles nécessitent un volume calculatoire important pour atteindre la solution du problème. [18]

## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

---

Ces méthodes stochastiques sont connues aussi par le terme de méta heuristique et qui s'inspirent des phénomènes biologiques, physiques et éthologiques.

On distingue des méthodes utilisant une population de solutions et celles qui ne manipulent qu'une seule solution à la fois. Ces méthodes peuvent être réparties en deux classes :

- Les méthodes de voisinage (Recuit simulé, Recherche tabou)
- Les méthodes évolutionnaires (Algorithmes génétique, PSO, Colonies de fourmis)

### 3.2.2. Méthodes hybride

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 agissant 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. [19]

### 3.2.3. Méthodes déterministes

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 [18] :

- Méthodes déterministes avec calcul de dérivées (newton, gradient conjugué, gradient....)
- Méthodes déterministes sans calcul de dérivées. (Rosenbrock, Nelder Mead....)

## 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 Aliénor. L'invention de cette méthode remonte au début des années 1980 par Yves Cherrault et Arthur Gillez.

## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

---

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. [20]

### 3.3.1 La spirale d'Archimède

La première transformation réductrice proposée par les inventeurs de la méthode d'Aliénor utilise la spirale d'Archimède. [20]

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

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

On peut alors relier  $r$  et  $\theta$  grâce à la spirale d'Archimède d'équation :

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

Dont la représentation graphique est donnée par la figure (3.2), avec :  $\theta \geq 0$  et  $\alpha$  est un paramètre positif fixé (destiné à tendre vers zéro). Nous obtenons

Alors :

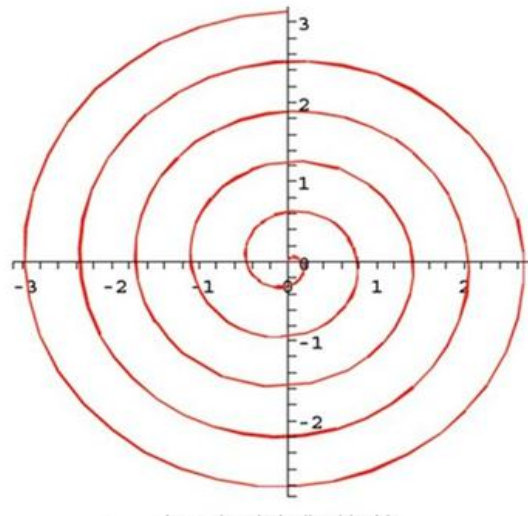
$$x = \alpha \theta \cos(\theta) = h_1(\theta) \dots \dots \dots (3.3)$$

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

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

## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

---



**Figure 3. 1.** La spire 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  $\theta_1$  ce qui donne :

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

Puis on relie  $\theta_1$  et  $x_3$  à l'aide d'une spirale d'angle  $\theta$  en posant :

$$\theta_3 = \alpha\theta \cos(\theta) \text{ et } x_3 = \alpha\theta \sin(\theta) \dots\dots\dots(3.6)$$

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

$$h_1(\theta) = \alpha^2 \theta \cos(\theta) \cos(\alpha\theta \cos(\theta)) \dots\dots\dots(3.7)$$

$$h_2(\theta) = \alpha^2 \theta \cos(\theta) \sin(\alpha\theta \cos(\theta)) \dots\dots\dots(3.8)$$

$$h_3(\theta) = \alpha\theta \sin(\theta) \dots\dots\dots(3.9)$$

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  $\theta_i$ . A la fin du processus on obtient la variable  $\theta$  qui permet d'exprimer tous les  $x_i$  :

$$x_i = h_i(\theta), \quad i = 1, 2, \dots, n$$

## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

---

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 deKonfé-cherruault suivante :

$$x_i = h_i(\theta) = \frac{1}{2} [(b_i - a_i)\cos(w_i\theta + \varphi_i) + b_i + a_i] \dots \dots \dots (3.10)$$

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

$w_i$  et  $\varphi_i$  sont deux suites lentement croissantes.

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

$\theta \in [0, \theta_{max}]$ , avec  $\theta_{max}$  est la valeur maximale que peut prendre  $\theta$ .

$$\theta_{max} = \max\left(\frac{(b_i - a_i)\theta_{max} + (b_i + a_i)}{2}\right) \dots \dots \dots (3.11)$$

$$\theta_{1max} = \frac{2\pi - \varphi_1}{w_1} \dots \dots \dots (3.12)$$

### 3.4. Application à l'optimisation globale

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

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

Avec  $f$  est une fonction d'une continue sur  $R^n$ .

Les variables  $x_i$  sont substitués par la transformation réductrice :

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

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

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

## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

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

Est ramené au problème de minimisation à une seule variable :

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

Donc, on cherche à minimiser une fonction à une seule variable dans

l'intervalle  $[0, \theta_{max}]$ .

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

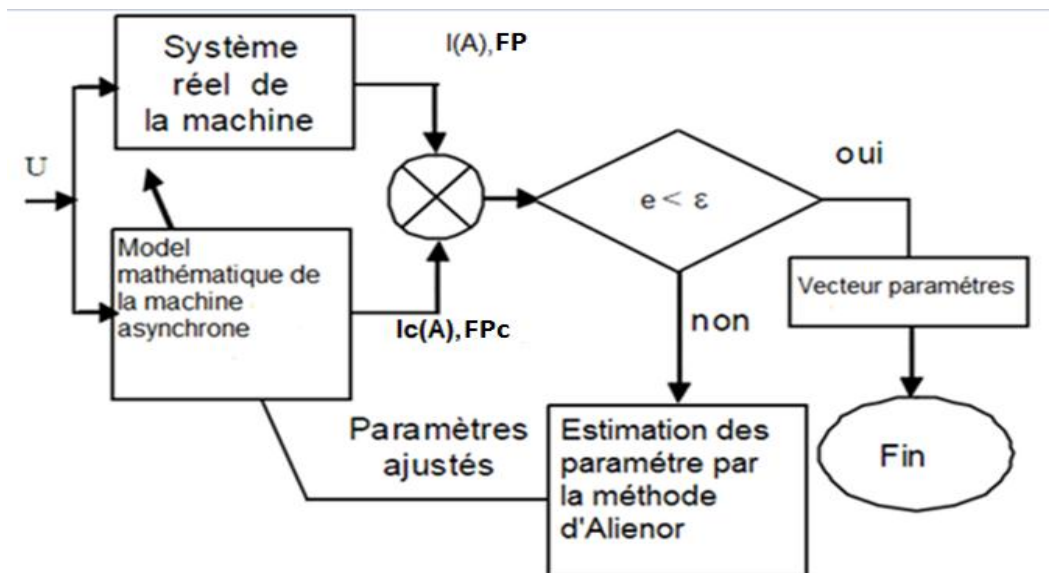


Figure 3. 2. Méthode d'identification.

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'Aliénor.

### 3.5. Fonction objective

L'objectif du problème de l'estimation des paramètres est de trouver un ensemble des paramètres de circuit équivalents qui minimisent l'erreur (écart entre les données estimées et

## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

les données classiques) tout en satisfaisant les contraintes. Sa fonction objective est donnée par :

$$e = \sum_{i=1}^n (I_m(g) - I_c(g))^2 + (F_{pm}(g) - F_{pc}(g))^2 \dots\dots\dots (3.17)$$

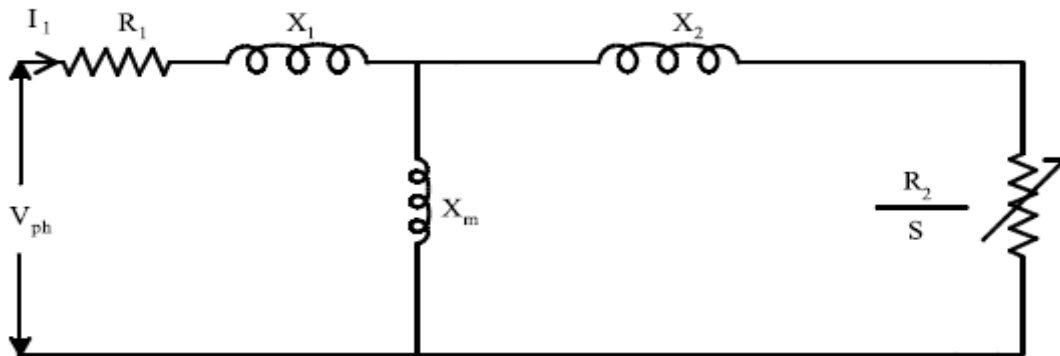
Où :  $e$  : erreur quadratique.

$I_m$  : courant mesuré  $F_{pm}$ : facteur de puissance mesuré (obtenu par le diagramme de cercle)

$I_c$  : courant estimé , $F_{pc}$ : facteur de puissance estimé

$g$  : le glissement.

$n$  : nombre de points du diagramme du cercle.



**Figure 3. 3.** Schéma équivalent de la machine asynchrone.

$$V_{th} = (V_{ph} * X_m) / (X_1 + X_m + R_1) \dots\dots\dots (3.18)$$

$$R_{th} = (R_1 * X_m) / (X_1 + X_m + R_1) \dots\dots\dots (3.19)$$

$$X_{th} = (X_1 * X_m) / (X_1 + X_m + R_1) \dots\dots\dots (3.20)$$

$$I_c(g) = \frac{V_{th}}{\sqrt{\left(R_{th} + \frac{R_2}{g}\right)^2 + (X_{th} + X_2)^2}} \dots\dots\dots (3.21)$$

$$Z_{eq} = \frac{R_1 * \frac{R_2}{g} - X_2 * X_m + j * \left(\frac{R_2}{g} + X_1 * \frac{R_2}{g} + X_2 + X_m\right)}{\frac{R_2}{g} + j * (X_2 + X_m)} \dots\dots\dots (3.22)$$

$$F_{pc}(g) = \frac{R(Z_{eq})}{\sqrt{R(Z_{eq})^2 + Im(Z_{eq})^2}} \dots\dots\dots (3.23)$$

## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

---

### 3.6. 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 :

$$\min_{(x_1, \dots, x_n) \in \prod_{i=1}^n [a_i, b_i]} e(R_s, L_s, M, R_r, L_r) \dots \dots \dots (3.23)$$

Le vecteur paramètres est donné en fonction de la transformation réductrice :

$$R_s = h_1(\theta)$$

$$L_s = h_2(\theta)$$

$$M = h_3(\theta)$$

$$R_r = h_4(\theta)$$

$$L_r = h_5(\theta)$$

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

$$e^*(\theta) = e(h_1(\theta), h_2(\theta), \dots, h_n(\theta)) \dots \dots \dots (3.24)$$

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

$$\min_{\theta \in [0, \theta_{max}]} e^*(\theta) \dots \dots \dots (3.25)$$

Pour notre problème on a les données suivantes :

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

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

$$\theta_{max} = 5.0921$$

$$\theta_{min} = 1.50$$



## Chapitre 3 : Estimation des paramètres de MAS par la méthode d'Aliénor

---

A partir de la valeur de  $\theta_{\min}$  trouvée, nous avons calculé les paramètres du schéma équivalent, en utilisant la transformation donnée par l'équation (3.10)

Les paramètres	Les résultats
Rs	2.2453 $\Omega$
Ls	0.2122H
M	0.2005H
Lr	0.2122H
Rr	1.7574 $\Omega$

**Tableau 3. 1.** Les paramètres obtenir par estimation.

### 3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur les méthodes d'optimisation ainsi que la méthode d'Aliénor. Cette dernière a été appliquée pour estimer les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone. L'utilisation de la transformation réductrice de Konfècherruaut a permet d'avoir une bonne précision tout en réduisantle temps de calcul pour des grands nombres de variables.



---

**CHAPITRE IV**  
**RESULTATS 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 classique (essai à courant continu, essai à vide, essai à rotor bloqué)

### 4.2. Caractéristiques nominales du moteur asynchrone triphasé

Les valeurs nominales indiquées sur la plaque signalétique du mas triphasé à cage, coupler en étoile :

Puissance nominale 3 kw,

La facteur de puissance :  $\cos\varphi= 0.79$

La tension nominale :  $V= 380V$

Fréquence : 50 HZ

Courant nominal= 6.6 A

Vitesse de rotation 1420 tr / min

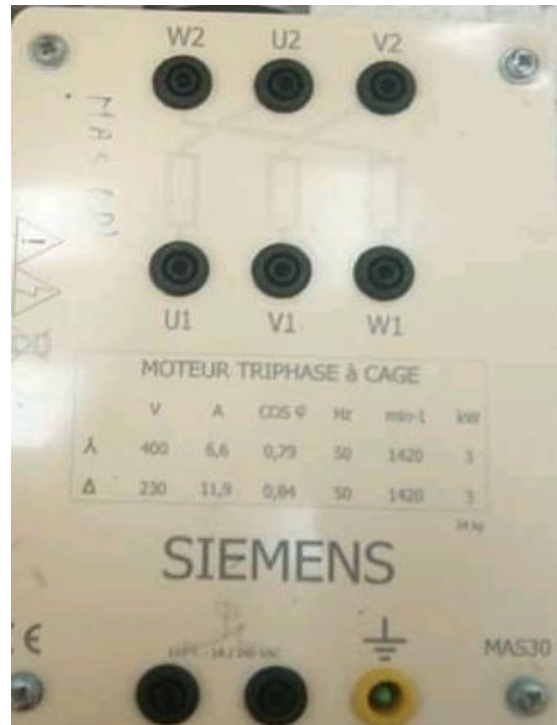
Nombre de pair de pole:  $P=2$

#### 4.2.1. Matériel utilisé

Les essais de cette méthode nécessitent un matériel spécifique avec des compétences pratiques considérables pour obtenir les résultats.

On utilise :

- Machine asynchrone.
- Fils de raccordement.
- Autotransformateur.
- Ampèremètre.
- Wattmètre.
- Voltmètre.

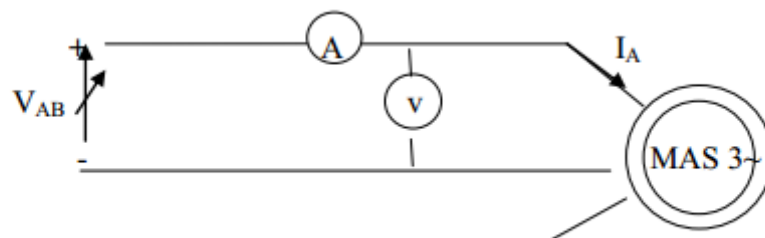


**Figure 4. 1.** La plaque signalétique de machine asynchrone

#### 4.2.2. Essai volt-ampérométrique en courant continu

Cet essai nous permet de calculer la résistance d'un enroulement statorique  $R_s$ . La mesure en courant continu (méthode voltampère métrique) réalisée à chaud (après l'essai en charge).

On alimente une phase du moteur (après un fonctionnement en charge) par une tension continue variable afin de prendre plusieurs valeurs de tension et de courant comme indique le schéma ci-dessus



**Figure 4. 2.** Schéma de l'essai volt-ampérométrique.

Résultats de mesures :

$$V_{AB} = 2.9V$$

$$I_A = 0.16A$$

La valeur de la résistance est donnée par la loi d'Ohm:  $E_{AB} = R_S \cdot I_A$  d'où  $R_S = V_{AB} / 2I_A$

Avec  $R_S$  est la résistance d'une phase statorique.

Après calcul de la valeur moyenne de la résistance, on trouve  $R_S = 2.26\Omega$

### 4.2.3. Essai à vide

Dans ce cas, le moteur est alimenté à sa tension et à sa fréquence nominale, et tourne à vide. Il existe cependant un couple résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation.

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

Lorsque ( $g=0$ ).

$$P_0 = P_1 + P_2$$

$$Q_0 = \sqrt{3}(P_1 - P_2)$$

$V_0(v)$	$I_0(A)$	$P_1(w)$	$P_2(w)$	$P_0(w)$	$Q_0(var)$
380	3.4	750	-470	280	211301
275	3	640	-390	250	1784
370	2.8	580	-350	230	1610.8
365	2.6	520	-310	210	1437.6
360	2.4	460	-270	190	1264.4
265	1.6	240	-120	120	623.5

**Tableau 4. 1.** Les essais à vide

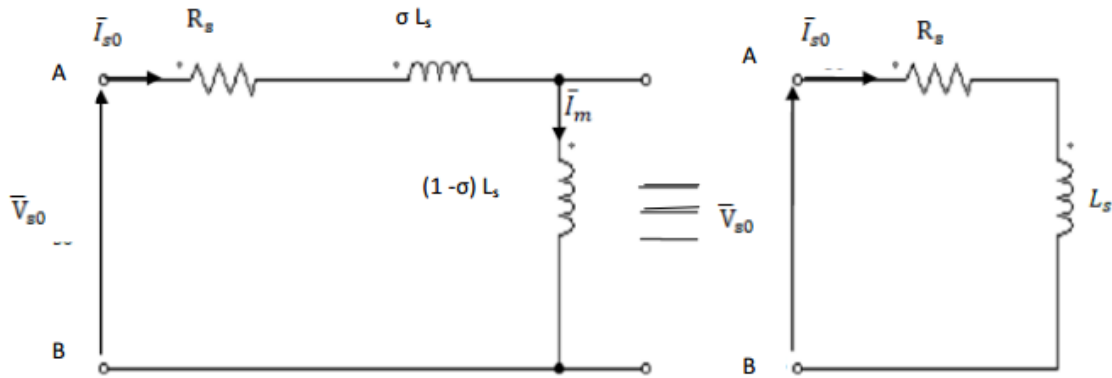
$$\overline{v_s} = \overline{v_{s0}}$$

$$\overline{I'_r} \approx 0 \text{ et } \overline{I_s} = \overline{I_{s0}} \approx \overline{I_m}$$

Dans le schéma équivalent de la figure 2.5, la branche correspondante au secondaire est ouverte.

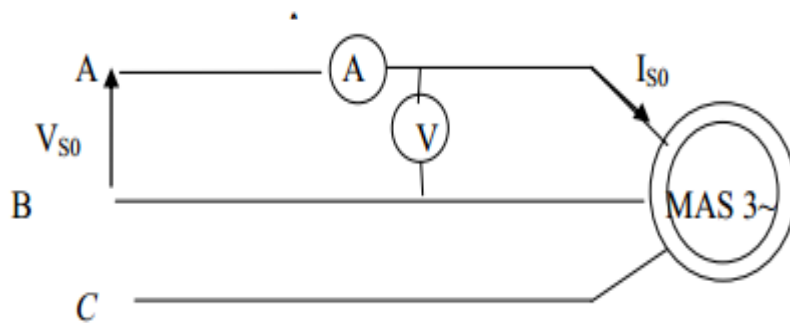
Donc :  $\frac{R'r}{g} \rightarrow \infty$

Le circuit à vide devient :



**Figure 4. 3.** Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide.

Montage :



**Figure 4. 4.** Schéma de l'essai à vide.

Dans cet essai, on applique la tension nominale au moteur, et on le laisse tourner à vide, le branchement des enroulements statorique étant en triangle.

Cet essai à vide permet de déterminer  $L_s$  par la mesure de  $V_{s0}$  et  $I_{s0}$

Les indications des appareils des mesures sont :  $V_{s0}=380$  V et  $I_{s0} = 3.4$  A.

Pour calculer l'inductance statorique :

On applique la loi des mailles dans la Figure.2.5 :

$$X_{eo} = \frac{Q_o}{P_o^2 + Q_o^2} V_{s0}^2 = L_s \omega s \dots\dots\dots(4.1)$$

A.N  $L_r=L_s=0.24949H$

Avec :

$$\omega_s=2\pi f=314 \text{ rd/s.}$$

Iso : courant de phase à vide

VS0: Tension statorique entre deux phases à vide.

IS0: courant de ligne à vide

On va déterminer Reo et Xeo :

$$Reo=R_s$$

$$Xeo= \omega_s L_s$$

Au couplage étoile :  $I_o = J_o$

#### 4.2.4. Essai en court-circuit (à rotor bloqué)

Dans cet essai, aussi appelé « essai à rotor bloqué », On bloque le rotor avec une charge. La vitesse de rotation étant nulle, 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.

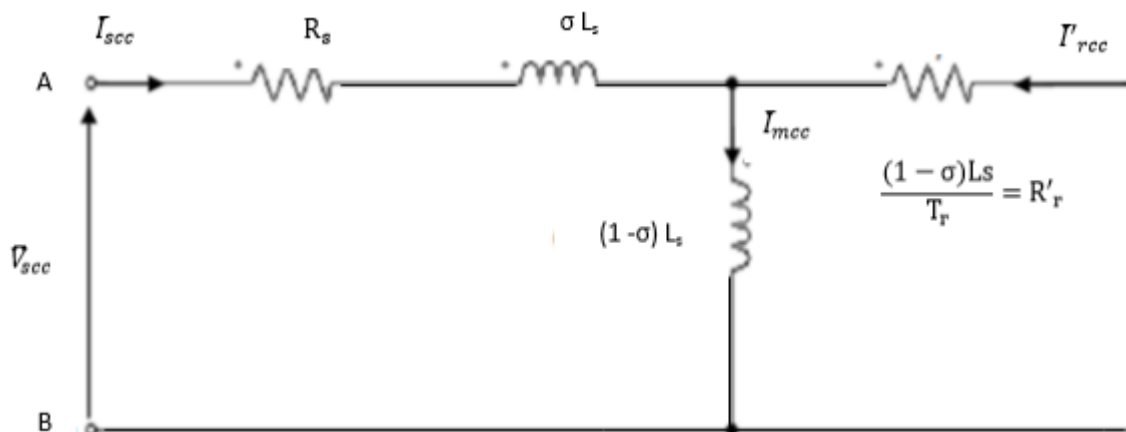
$$P_{cc}=P_1+P_2$$

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

V <sub>cc</sub> (v)	I <sub>cc</sub> (A)	P <sub>1cc</sub> (w)	P <sub>2cc</sub> (w)	P <sub>cc</sub> (w)	Q <sub>cc</sub> (var)
92	6.6	550	-25	525	995.9

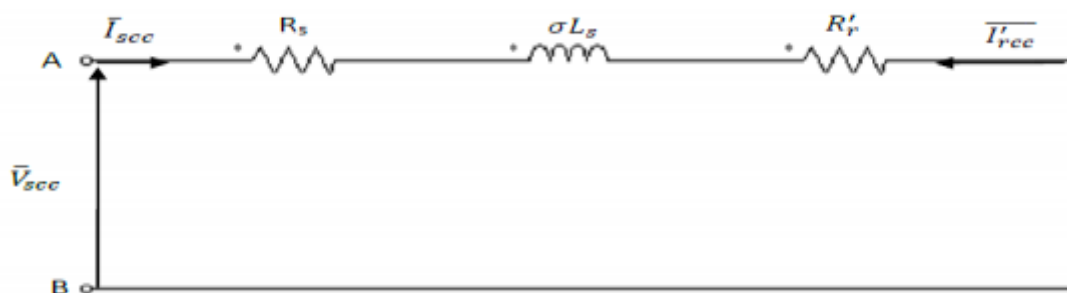
**Tableau 4. 2.** Les essais à rotor bloqué

A l'arrêt (g=1), Le schéma équivalent déduit de cet essai est celui de la figure 2.9.



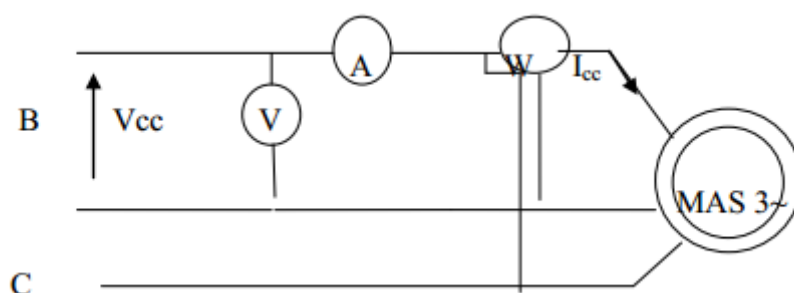
**Figure 4. 5.** Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué.

Le schéma simplifié de la figure 4.5 permet de déterminer la résistance rotorique  $R'_r$  avec  $\sigma L_s$  :  $L$  l'inductance des fuites globales.



**Figure 4. 6.** Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué.

Le montage utiliser pour l'essai en court-circuit :



**Figure 4. 7.** Schéma de l'essai en court-circuit

Dans cet essai, l'arbre du moteur est bloqué par un dispositif de blocage et le stator est alimenté sous une tension réduite, tension qui correspond à un courant absorbé égale au courant nominal.



Calcul de  $X_m$  et  $R_r$

$$N = \frac{Q_{cc}}{3W_s.I_{cc}^2} \dots\dots\dots (4.2)$$

$$X_m = \frac{-N + \sqrt{N^2 + 4L_s^2}}{2} \dots\dots\dots (4.3)$$

Application numérique :

$$X_m = 0.23766H.$$

Calcul de  $R_r$  :

$$R_r = R_{ecc} - R_s$$

On a :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} \cdot V_{scc}$$

Application numérique :

$$R_{ecc} = 3.5059598.$$

$$R_r = R_{ecc} - R_s = 1.25\Omega$$

Donc les paramètres finals du mas par la méthode classique :

$$R_s = 2.26\Omega$$

$$L_s = 0.24949H$$

$$X_m = 0.23766H$$

$$R_r = 1.25\Omega$$

$$L_r = 0.24949H$$

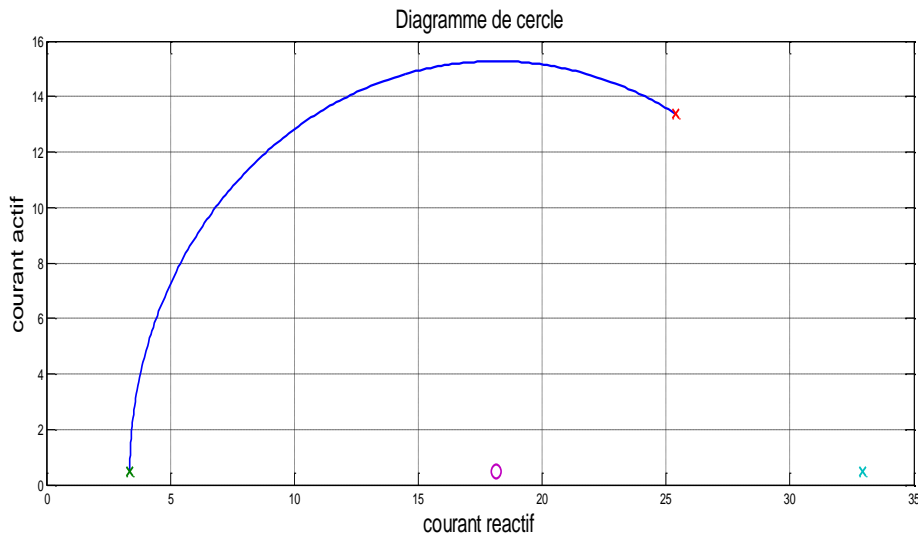
### 4.3. Résultats et interprétation

Paramètres classiques	Paramètres estimé
$R_s=2.26\Omega$	$R_s=2.2453\Omega$
$L_s=0.24949H$	$L_s=0.2122H$
$X_m=0.23766H$	$X_m=0.2005H$
$R_r=1.25\Omega$	$R_r=1.7574\Omega$
$L_r=0.24949H$	$L_r=0.2122H$

**Tableau 4. 3.** Les paramètres estimées et classiques

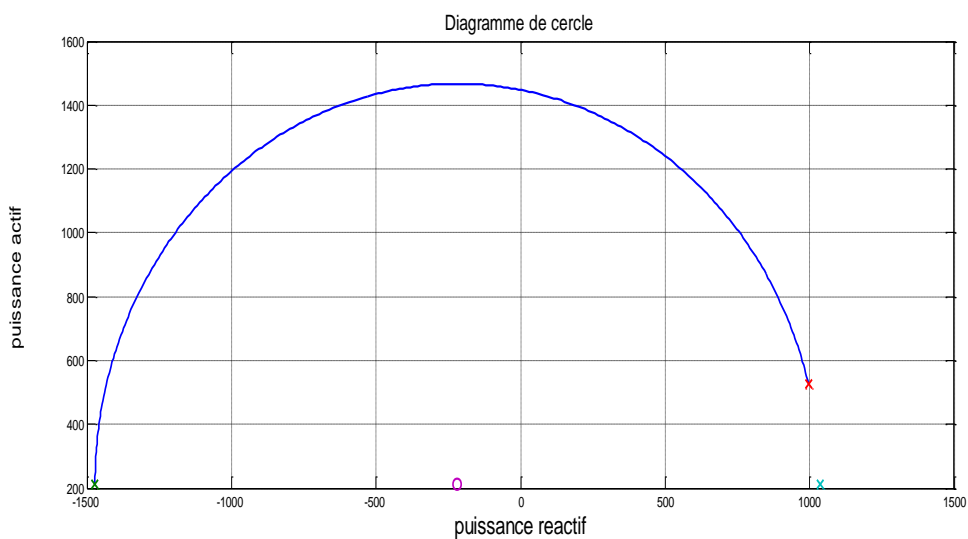
Les figures 4.7 et 4.8 représentant les diagrammes de cercle qui sont basés sur les deux essais classiques (essai à vide, essai à rotor bloqué).

- **Courant de cercle :**



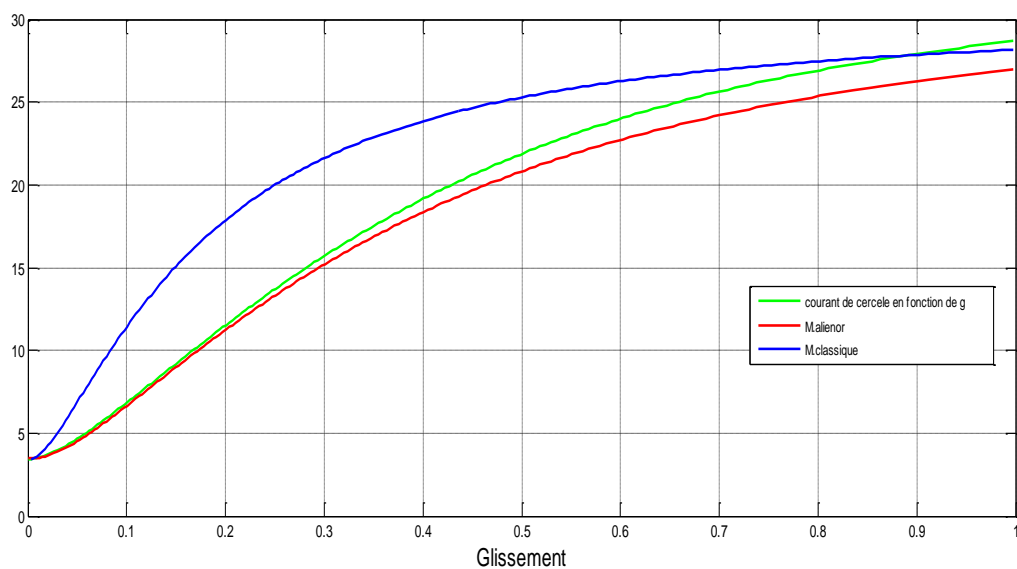
**Figure 4. 8.** Diagramme de cercle de Mas (courant réactif \_ courant actif)

- **Courbe de puissance :**



**Figure 4. 9.** Diagramme de cercle de Mas (Puissance réactive \_ Puissance active)

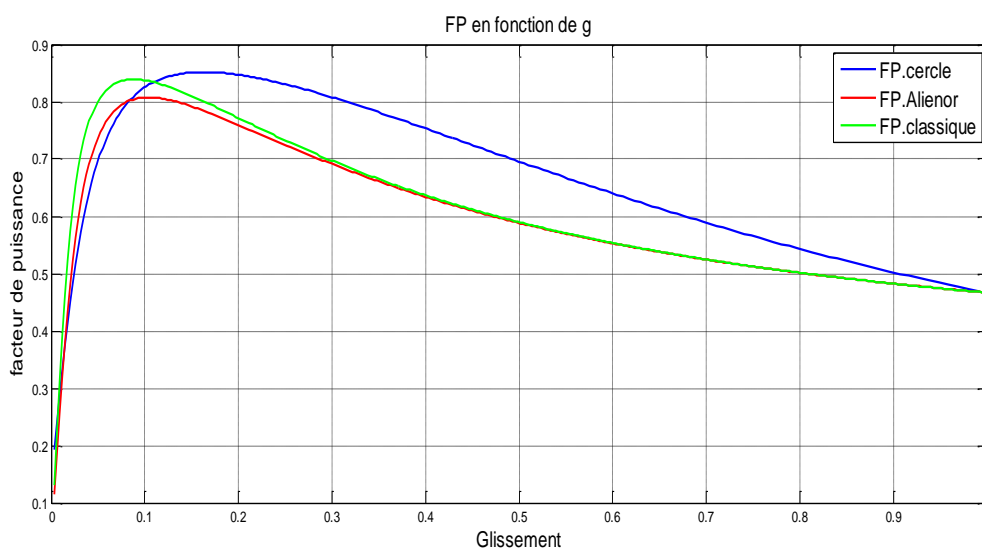
- **La superposition entre le courant mesuré et le courant calculé :**



**Figure 4. 10.** Estimation des paramètres avec la fonction objectif

La méthode d'Aliénor est appliquée pour estimer les paramètres électriques de la machine asynchrone. Le diagramme développé a permis de minimiser l'erreur entre le courant mesuré (obtenu par le diagramme du cercle) et le courant calculé (Aliénor)

### - Facteur de puissance en fonction de glissement :



**Figure 4. 11.** Facteur de puissance en fonction de glissement.

## 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

---

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

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.

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 ainsi que le facteur de puissance .

Finalement à l'aide d'un schéma équivalent nous avons calculé les paramètres de la machine asynchrone on utilisant la méthode classique, d'autres part 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]** PIERRE MAYé aide-mémoire électrotechnique

**[2]** Smaïl BACHIR « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique » ; Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de Poitiers ; Présentée et soutenue le 17 décembre 2002

**[3]** Tidjani Abd el jaouad {Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique « optimisation d'essaim de particules » }

**[4]** Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique, option Réseau Electrique, Thème : « Surveillance et diagnostic des défauts dans la machine asynchrone », diriger par: Dr Medoued Ammar, présenter par : SAAD Aissous Souad ; BOUDOUKHANA Chahrazed

**[5]** Silvia CarreñoPeña. Estudio de los datos del catálogo en motores de inducción trifásicos, PROYECTO FI DE CARRERA, Spain.

**[6]** J. P. Caron, J. P. Hautier “Modélisation et commande de la Machine Asynchrone”, Edition Technip 1995 ISBN 2-7108-0683-5.

**[7]** BACHANI Mohamed, „Identification paramétrique de la machine asynchrone“, mémoire de magistère, université d'Oran, 2013

**[8]** BERREHAIL Belkacem, “Identification des paramètres d'un moteur asynchrone a cage”, mémoire de magistère, université de Batna, 2013

**[9]** J. Chatelain “Machine électriques”, tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8

**[10]** Rosendo Peña Eguiluz “Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, These Doctorat De l'INPT Toulouse 2002

**[11]** MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE Option: Modélisation Et Commande Des Machines Electriques Présenté par : REZGUI SALAH EDDINE THÈME : COMMANDE DE MACHINE

ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS

**[12]** Caussat , pilotage vectoriel autonome d'une machine alimentée par convertisseur statique, thèse de doctorat, inp de toulouse 1995.

**[13]** Y.BEKAKRA, «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation», thèse de doctorat, Université de Biskra, 21/10/ 2014.

**[14]** REBAIA Chergui, Identification des paramètres d'une machine asynchrone triphasée, mémoire de magistère, université de Batna, 2014

**[15]** ADRIÁN SOLÍSbadilla, obtention de los parametros de motores de induccion con los datosdeplacapor medio de un programacomputacional, Universiade de Costa Rica, 2013

**[16]** G. Séguier, F. Notelet, **''Electrotechnique industrielle''**, Téché et Doc, 1987.

**[18]** BOUDISSA El-Gallia Thèse de doctorat, contribution a l'identification paramétrique de la machine asynchrone par les algorithmes génétiques, dynamique et hybrides Blida mars 2013

**[19]** Sarra Boullagui << techniques d'optimisation déterministe et stochastique pour la résolution des problèmes difficiles >> 2010, France.

**[20]** Balira Ousmane thème Nouvelles méthodes mathématique Aliénor et Adomaine pour la biomédecine 10/12/2005 Ouagadougou.