

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البلدية  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité

Machines électriques

présenté par

AHMED SERIER REDHA

&

BOUHRIS BILLEL

---

Thème

---

# ESTIMATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

---

Proposé par : M<sup>me</sup> LATIFA KHEMICI

Année Universitaire 2016-2017

## REMERCIEMENTS

---

Les travaux de ce mémoire ont été effectués au sein du Laboratoire du département d'aéronautique, Université Saad Dahlab de Blida.

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.

Un grand merci à nos parents qui nous ont encouragés sans cesse tout au long de nos études, à nos frères pour leur soutien moral et leurs encouragements quotidiens.

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 promotrice M<sup>me</sup> KHEMICI LATIFA. Nous tenons à remercier également les jurys Mr M'HAMED BOUNEKHLA, M<sup>me</sup> BOUDISSA El-ghalia.

---

**Résumé :**

Dans ce mémoire on présente une technique d'optimisation pour estimer les paramètres du schéma équivalent d'une machine asynchrone à cage, à partir des données du constructeur (la plaque signalétique par exemple). La méthode du gradient a été utilisée comme technique d'optimisation.

Les paramètres du schéma équivalent sont obtenus à partir de la minimisation de l'erreur entre les données du constructeur et les valeurs estimées. La méthode proposée a été testée sur deux moteurs, en utilisant deux fonctions objectifs différentes (courant et couple). Et elle a 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 ; plaque signalétique ; schéma équivalent ; estimation ; méthode du gradient.

---

**Abstract:**

In this paper, an optimization technique is presented to estimate the parameters of the equivalent scheme of a cage asynchronous machine, based on the manufacturer's data (the nameplate for example). The gradient method was used as an optimization technique. The parameters of the equivalent scheme are obtained from the minimization of the error between the manufacturer's data and the estimated values. The suggested method was tested using two motors, by applying two different function objectives (current and couple). 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 asynchronous machine; estimation; gradient method; equivalent scheme; nameplate.

---

**ملخص:**

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

**كلمات المفاتيح:** أسلوب التدرج؛ النموذج المكافئ؛ الألة لا متزامنة؛ لوحة المحرك؛ التقدير.

---

## Introduction générale

Le travail proposé s'attarde sur l'estimation des paramètres des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la trouvons maintenant dans tout les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de point comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires.

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'estimation des paramètres des machines électriques par différentes méthodes en guise de réaliser les meilleures approches possibles du modèle de la machine. L'estimation paramétrique de la machine asynchrone est l'un des objectifs les plus importants en vue de sa simulation, sa commande et son diagnostic.

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

Le mémoire comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous rappelons la constitution de la machine asynchrone. Ce chapitre est en fait un prétexte à la définition de terme et de notions importantes utilisées pour expliquer le modèle de simulation. Après avoir défini le modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite, moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformée de Park, nous avons développé un modèle d'état de la machine.

Dans le deuxième chapitre de ce document, une présentation des schémas équivalents, au sens étendue, sera donnée dans les perspectives de mettre en œuvre les procédures possibles d'identification des paramètres du modèle de Park de la machine asynchrone, suivie de détermination des paramètres de la machine asynchrone cage basée sur les essais classique.

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

Dans le quatrième chapitre nous avons présenté les différents résultats de simulation de la machine asynchrone et la simulation d'estimation des paramètres électriques en utilisant la méthode de gradient par comparaison. Pour montrer l'efficacité de cette technique, une superposition des caractéristiques du courant de phase statorique ou bien le couple obtenu par simulation sera effectuée, en se servant de la simulation sous MATLAB.

Au terme de ce travail, une conclusion générale sera donnée pour résumer les résultats obtenus ainsi que les perspectives à envisager pour la continuité de ce travail.

## 1.1 INTRODUCTION

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale dans son développement. Les progrès de génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes, ce qui contribue à améliorer les performances des machines électriques.

Ce chapitre sera l'objectif d'une étude de modélisation de la machine asynchrone, commençant par la description de la machine asynchrone, puis on passe au développement du modèle de la machine asynchrone (MAS) à partir des équations générales suivit par la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés d, pour directe, et q, pour quadrature et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation du modèle d'état. La simulation de ce modèle est réalisée par le logiciel **MATLAB**. Enfin une interprétation des résultats sera présentée.

## 1.2 Description de la machine asynchrone

### 1.2.1 Constitution :

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la figure 1.1.

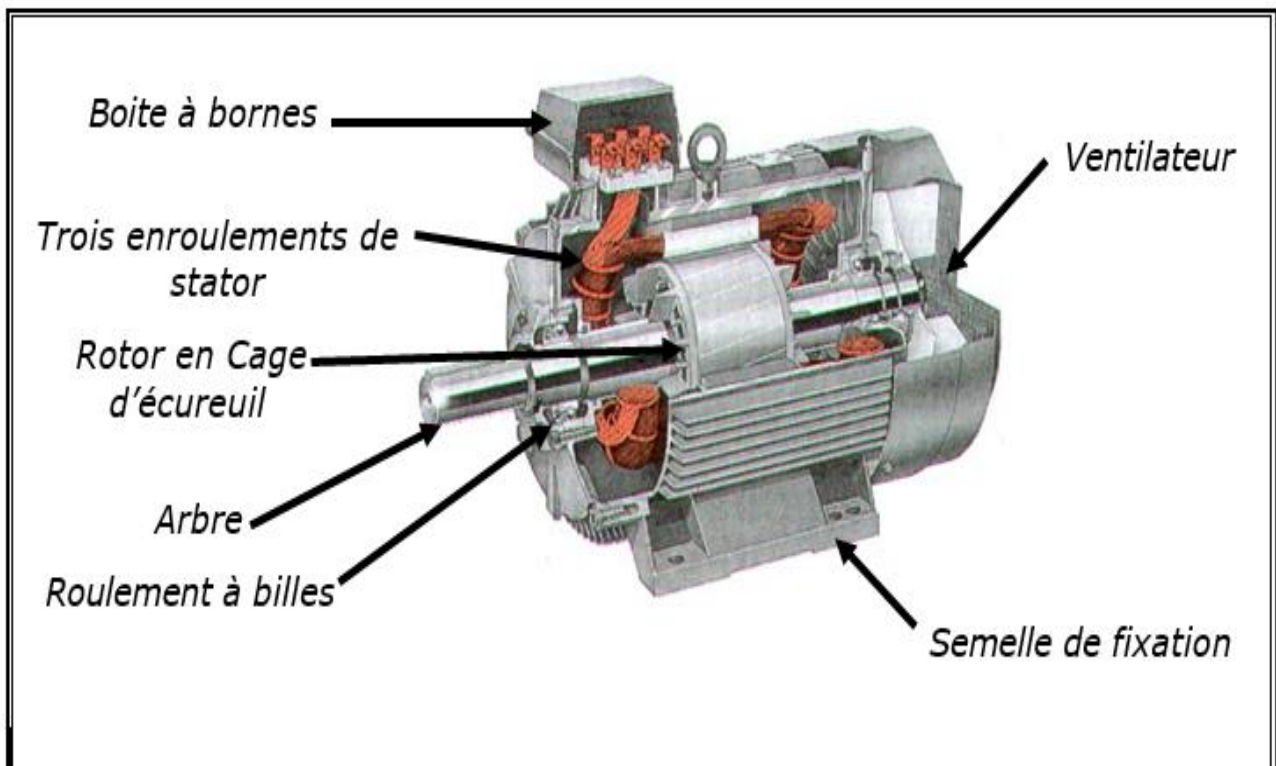
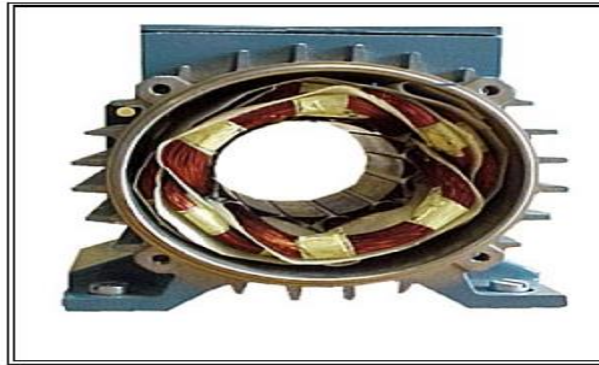


Figure 1.1 : Moteur asynchrone triphasé

Elle est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie tournante (rotor) magnétiquement couplées.

**a. Le stator :** anneau de tôles encoche à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire.



**Figure1.2 :** stator

**b. Le rotor :** anneau de tôles rainurée à l'extérieur, concentrique à la première et séparé de lui par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de Structures de rotors :

- **Un rotor bobiné :** portant un enroulement du même type que celui du stator permet en reliant les trois bornes (si le bobinage est triphasé) à trois bagues sur lesquelles appuyant trois balais d'avoir accès aux phases rotoriques pour en modifier par exemple les caractéristiques.
- **rotor à cage (d'écureuil) :** Chaque encoche contient une barre ; le courant qui y passe revient par la barre située à une distance polaire. On a confondu en deux anneaux d'extrémité l'ensemble des connexions reliant deux à deux les barres. C'est la structure la plus robuste ; [1] [4].

Il sera admis que la deuxième structure (rotor a cage) est électriquement équivalente à la première.

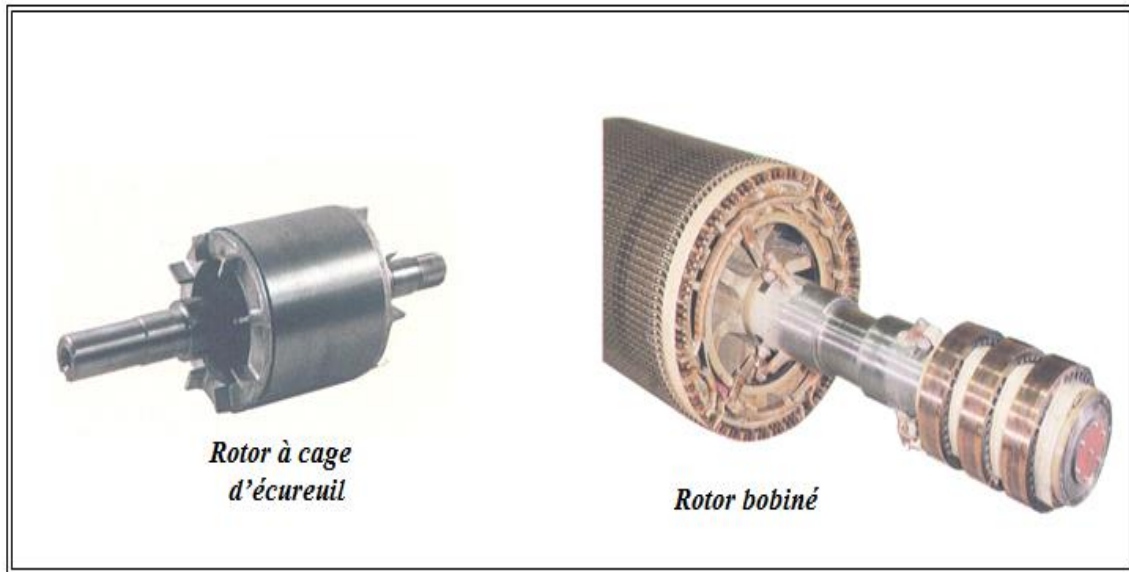


Figure1.3 : différent type de rotor

## 1.3 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons le commander, La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de Park permet d'apporter certaines simplifications. Un choix judicieux du repère de Park permet d'obtenir un modèle de la machine asynchrone proche de la machine à courant continu. Le courant direct règle le flux et le courant en quadrature règle le couple électromagnétique.

### 1.3.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [1] [4] :



- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétométriques d'entrefer.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

## 1.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone

### 1.4.1 Equations électriques et magnétique de la machine asynchrone

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de  $120^\circ$ , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines.

Figure 1.4 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques :

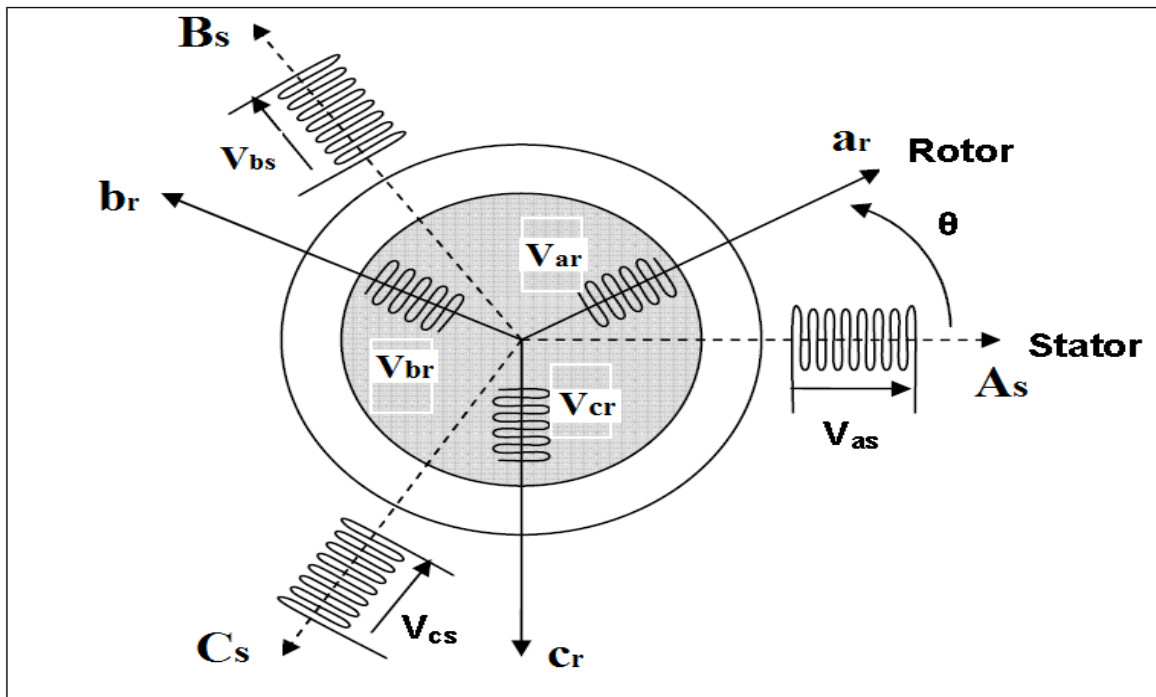


Figure 1.4 : Représentation spatiale des enroulements de la machine asynchrone

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

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

En applique la loi de faraday sur l'ensemble des phases :

$$\left. \begin{aligned} \blacktriangleright \text{Au stator : } [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ \blacktriangleright \text{Au rotor : } [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

Les flux sont donnés par :

$$\left. \begin{aligned} \blacktriangleright \text{Au stator : } [\Phi_s] &= [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ \blacktriangleright \text{Au rotor : } [\Phi_r] &= [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

Avec :

Les vecteurs de dimension 3x1 pour les tensions et les courants :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

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

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

Les vecteurs de dimension 3x1 pour les flux :

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix}$$

Matrice des inductances propres statoriques et rotoriques :

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

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) est donnée par :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Tel que :

$l_s$  : Inductance propre des phases statoriques.

$l_r$  : Inductance propre des phases rotoriques.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : Ecart angulaire entre stator et rotor.

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre les deux phases (stator / rotor).

En remplaçant le système d'équation (1.2) dans (1.1), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Ce sont les équations de fonctionnement de la machine asynchrone.

## 1.4.2 Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \quad (1.5)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \Omega \quad (1.6)$$

Tel que :

$J$  : Moment d'inertie du moteur asynchrone.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_r$  : Couple résistant.

**Remarque :** La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de (angle de rotation). L'application d'une transformation dite de Park nous permet la réduction d'un tel système.

## 1.5 Transformation de Park

Afin d'aboutir à un modèle mathématique plus simple que le modèle réel du système, nous utiliserons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de Park. La figure (1.5) représente clairement cette transformation des axes réels «  $A, B, C$  » aux axes «  $d$  et  $q$  » : [2] [1]

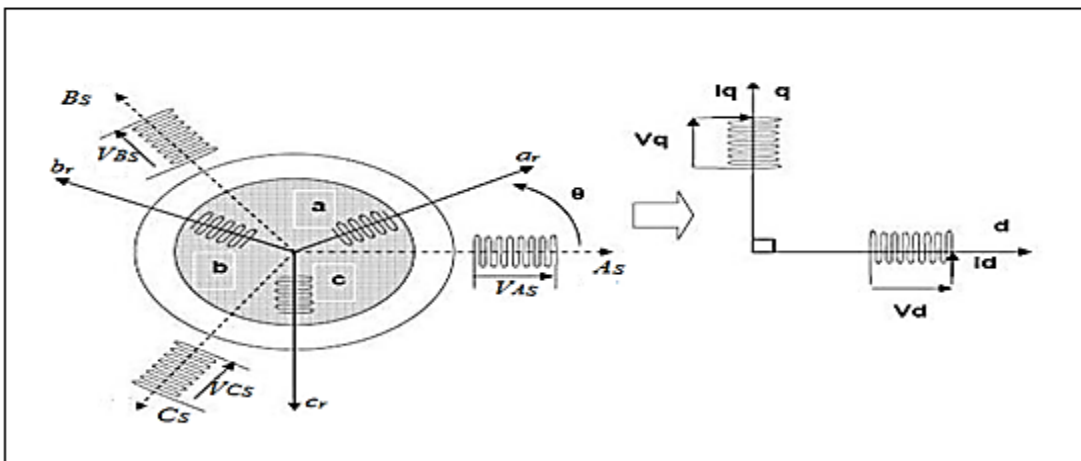


Figure1. 5 : transformation des axes réels aux axes (d-q)

Cette transformation est définie par sa matrice  $[P(\theta)]$  telle que :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

La matrice de Park écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères. De ce fait, la conservation de la puissance pour ce changement de repère est vérifiée.

L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

**Remarque :**

Le long de cette modélisation, cette transformation modifiée sera utilisée afin de conserver l'équivalence énergétique.

$$[X_d, X_q, X_o]^t = [P(\theta)] [X_A, X_B, X_C]^t$$

X : Peut-être la tension, le courant ou le Flux statorique ou rotorique.

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [I_{dq}] = [P(\theta)] [I] \\ [V_{dq}] = [P(\theta)] [V] \\ [\Phi_{dq}] = [P(\theta)] [\Phi] \end{cases} \quad (1.9)$$

## 1.6 Equations de la machine dans le modèle de Park

Les trois phases statoriques  $A_s, B_s, C_s$  et rotoriques  $a_r, b_r, c_r$  sont représentées dans la figure 1.6.

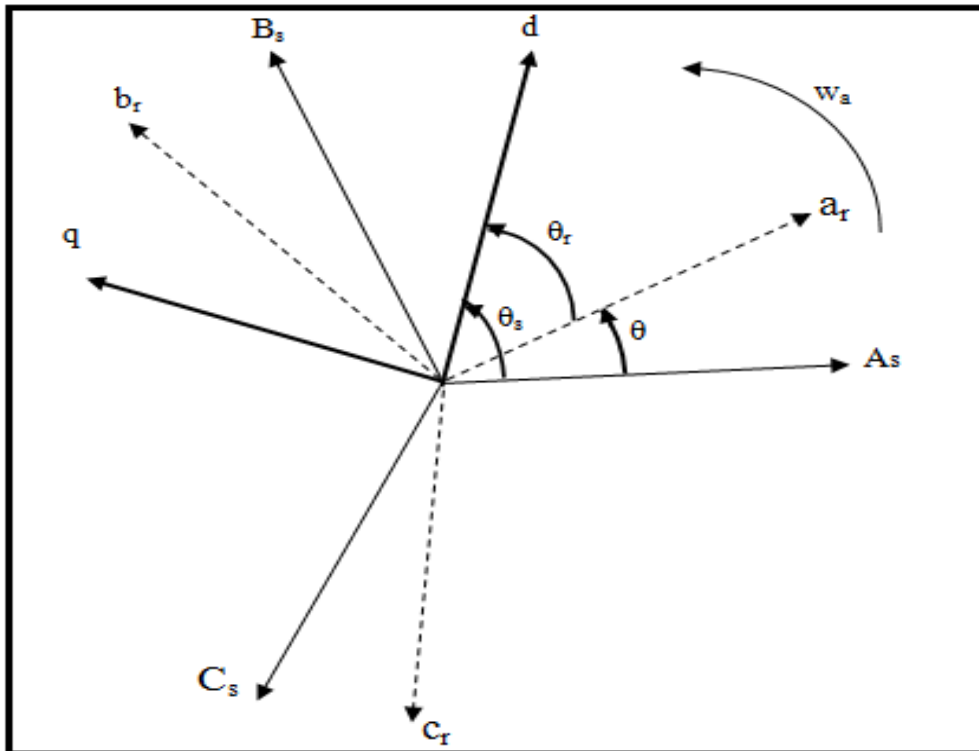


Figure 1.6 : Représentation des axes de la machine

Ou :

$\theta_s$  : Angle entre l'axe de phase a du stator et l'axe d.

$\theta_r$  : Angle entre l'axe de phase a du rotor et l'axe d.

$\theta$  : Angle entre l'axe du stator et du rotor.

Nous avons :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  : Pulsation statorique (d-q lié au champ tournant).

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : Pulsation rotorique.

### 1.6.1 Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park aux équations (1.1) à (1.9), sachant que le repère d-q tourne à la vitesse  $\omega_a$  par rapport au stator, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_a \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_a \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.10)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.11)$$

## 1.6.2 Equations des flux

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (1.12)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1.13)$$

Et :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

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

## 1.6.3 Equation du couple :

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

$$C_{em} = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (1.14)$$

P : Nombre de paires de pôles de la machine

## 1.7 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes « d q » qui dépendent des objectifs de l'application : [2]

- ▶ Référentiel lié au stator ( $\omega_a = 0$ ) : étude des grandeurs rotoriques.
- ▶ Référentiel lié au rotor ( $\omega_a = \omega$ ) : étude des grandeurs statoriques.
- ▶ Référentiel lié au champ tournant ( $\omega_a = \omega_s$ ) : étude de la commande.

## 1.7.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Il se traduit par la condition :

$$\omega_a = 0$$

$$\text{Alors : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

$$\text{Donc : } \omega_r = -\omega$$

Les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (1.15)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega\Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega\Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.16)$$

## 1.7.2 Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

Ce référentiel est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega$$

$$\text{D'où : } \theta_r = 0$$

$$\text{Alors : } \omega_r = 0$$

Les équations électriques deviennent alors :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega\Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega\Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.17)$$



$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (1.18)$$

### 1.7.3 Référentiel lié au champ tournant

La vitesse est égale à  $\omega_s$  (vitesse de synchronisme) : Dans ce cas, les grandeurs statiques sont continuées en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone.

Cette référence est caractérisée par les relations :

$$\omega_a = \omega_s, \text{ Avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

$$\text{D'où : } \theta_r = \theta_s - \theta$$

$$\text{Donc : } \omega_r = \omega_s - \omega$$

Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.19)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.20)$$

## 1.8 Modèle à un axe de la machine asynchrone

Dans le régime de fonctionnement équilibré, on peut réécrire tout le système d'équation en introduisant la notation complexe :

$$\bar{X} = X_{ds} + jX_{qs}$$

Le complexe  $\bar{X}$  peut être une tension  $\bar{V}$ , un courant  $\bar{I}$ , ou un  $\bar{\Phi}$  flux pour chacune des armatures de la machine (stator et rotor)

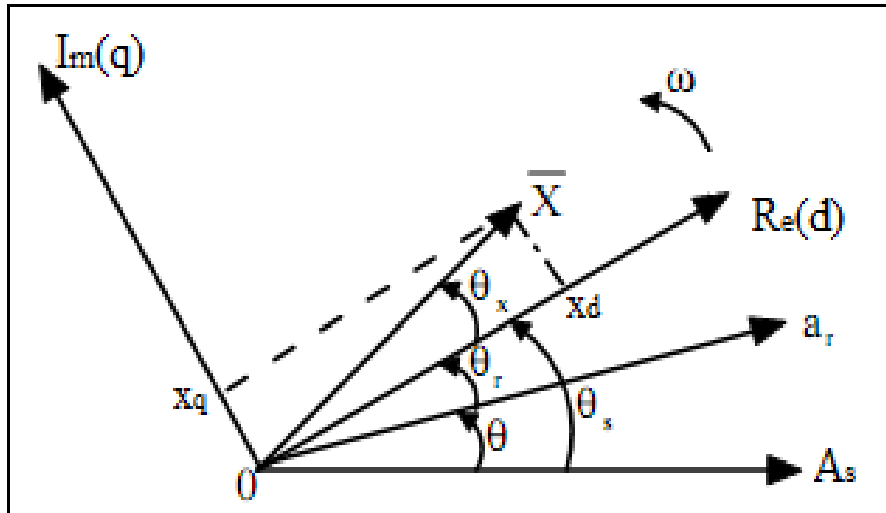


Figure 1.7 : représentations de  $\bar{X}$  dans le plan complexe (dq)

Re (d) : Axe des réels.

Im(q) : Axe des imaginaires.

En applique la transformation sur le système d'équation de la machine asynchrone, on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} \\ \bar{V}_r = V_{dr} + jV_{qr} \end{cases} \begin{cases} \bar{I}_s = I_{ds} + jI_{qs} \\ \bar{I}_r = I_{dr} + jI_{qr} \end{cases} \begin{cases} \bar{\Phi}_s = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs} \\ \bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} + j\Phi_{qr} \end{cases}$$

### 1.8.1 Les équations électriques et magnétiques sous forme complexe

Le système d'équations de tension et de flux (1.10) - (1.13) définissant le modèle de Park généralisé, se deviennent deux séries d'équations complexes.

Les équations de tension :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (1.21)$$

Les équations de flux :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (1.22)$$

## 1.9 Représentation d'état du modèle de machine asynchrone

Le modèle mathématique de la machine asynchrone sous les hypothèses citées et avec une alimentation en tension, en fonction des variables d'état, avec référentiel lié au champ tournant est donné par le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} \omega + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= \frac{M R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= \frac{M R_r}{L_r} i_{qs} - \omega_r \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} (C_{em} - C_r - f_v \frac{\omega}{p})
 \end{aligned} \right. \quad (1.23)$$

Où  $\sigma$  est le coefficient de dispersion donné par :

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

### 1.9.1 Mise en équation d'état

On a :

#### a. Equations électriques

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.24)$$

$$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T ; \text{Vecteur d'état.}$$

$[U] = [V_{ds} \ V_{qs}]$ ; Vecteur de commande.

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$  : Matrice de système de commande.

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (1.27)$$

$$\begin{cases} T_s = \frac{L_s}{R_s} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{cases} \quad (1.28)$$

## b. Equations mécaniques

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f_v = C_{em} - C_r \end{cases} \quad (1.29)$$

## 1.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on s'est intéressé à l'établissement des modèles d'action de la machine asynchrone à cage d'écurueil, en l'occurrence le modèle triphasé, le modèle biphasé, et le modèle à un axe. Et on basée sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui reposent essentiellement sur la constance de certains paramètres de la machine, La transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente, ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Cette modélisation peuvent constituer en général une approche globale acceptable dans la plus part des fonctionnements normaux de la machine asynchrone et particulièrement pour élaborer les lois de commande.

### 2.1 Introduction

On a procédé au chapitre précédent une modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé vers le repère biphasé et nous avons obtenu un modèle avec un nombre important de paramètres qui sont difficile à identifier. Pour identifier ces paramètres nous allons utiliser la méthode classique après la présentation des différents schémas équivalents de la machine asynchrone pour la simplification du vecteur paramètre que nous voulons identifier.

La méthode classique est plus électrotechnicienne c'est à dire plus physique, et se rapportant au modèle mathématique de Park définit avec des paramètres inductifs et résistifs que l'on doit identifier au préalable par des essais expérimentaux. Ces paramètres peuvent être classés en deux catégories, ceux directement accessibles par la mesure et ceux qui sont obtenus indirectement, d'où la nécessité de certaines approximations où d'hypothèses simplificatrices conduisant à des modèles approximatifs acceptables pour certaines applications.

Parmi les méthodes de détermination des paramètres de la machine asynchrone nous citons la méthode des essais classiques, autrement dit, les essais à vide et les essais à rotor bloqué que nous exposons dans ce chapitre.

## 2.2 Schémas équivalents de la machine asynchrone

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 ; Ce schéma est basé sur les équations électriques du moteur.

### 2.2.1 Schéma équivalent généralisé de la machine asynchrone en régime dynamique

La dynamique électromagnétique de la machine asynchrone triphasée, fonctionnant en moteur, est régie par les équations (2.1) -(2.2) du modèle de Park générale (d, q) :

Les équations des tensions :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} + j\omega_a \overline{\Phi}_s \\ \overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} + j\omega_r \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.1)$$

Les équations des flux :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad (2.2)$$

D'après l'équation des inductances cycliques statorique et rotorique, En introduisant les inductances de fuites statorique que et rotorique données par les relations :

$$\begin{cases} l_s = L_s - M \\ l_r = L_r - M \end{cases} \quad (2.3)$$

On a le courant magnétisant :

$$\overline{I}_m = \overline{I}_s + \overline{I}_r \quad (2.4)$$

En remplaçant (2.3) et (2.4) dans (2.2) les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = l_s \overline{I}_s + M \overline{I}_m \\ \overline{\Phi}_r = l_r \overline{I}_r + M \overline{I}_m \end{cases} \quad (2.5)$$

Maintenant on remplace les équations des flux (2.5) dans (2.1), on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.6)$$

On peut représenter les équations (2.5), (2.6) par le schéma de la figure 2.1 :

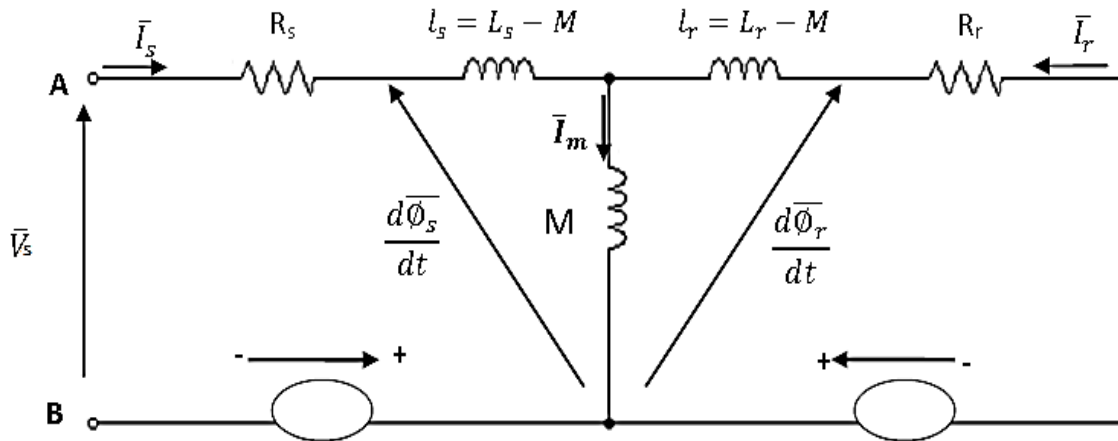


Figure 2.1 : Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique

Ce schéma représente la MAS en régime dynamique basé sur deux sources de F.é.m. de rotation induites dans le stator ( $j\omega_a \bar{\Phi}_s$ ) et dans le rotor ( $j\omega_r \bar{\Phi}_r$ ) et qui dépendent des courants rotorique et statorique et de la vitesse de rotation.

### 2.2.2 Schéma équivalent dynamique de la machine asynchrone dans le repère fixe du stator

La machine asynchrone est généralement représentée en régime dynamique par un modèle dans le repère fixe (d, q), tel que la pulsation :

$$\omega_a = 0 \text{ Et } \omega_r = -\omega$$

On peut représenter ce modèle :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} - j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.7)$$



Dans cette seconde équation apparaît une tension nulle au rotor correspondant au court-circuit des enroulements.

Ce modèle peut être représenté par le schéma suivant :

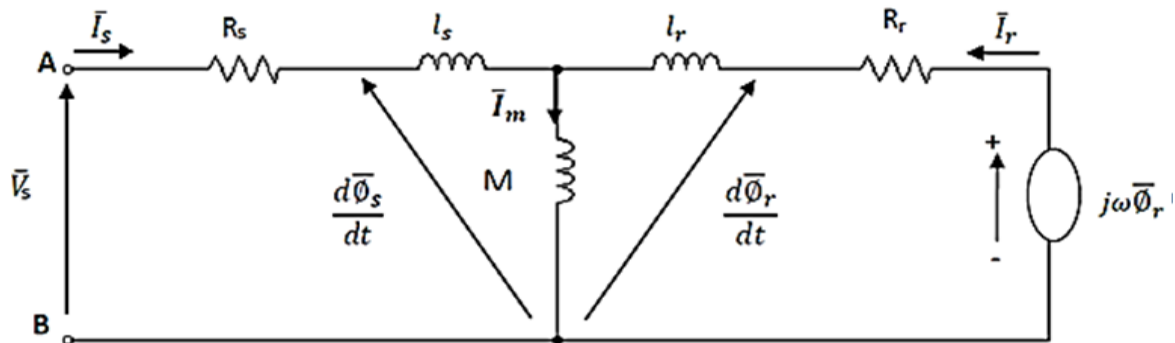


Figure 2.2 : Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère (d, q) en régime dynamique

Avec ce modèle, on ne peut pas identifier les paramètres de la machine asynchrone par les essais expérimentaux simple, il faut ramener les grandeurs électriques soit au rotor, soit au stator. [1][7]

### 2.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent

Dans le repère fixe du stator ( $\omega_a = 0$ ), et en régime quasi-stationnaire ( $\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega_s$ ), les équations des tensions (statorique et rotorique) deviennent comme suit : [1] [3]

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \\ \bar{V}_r = \bar{0} = (R_r + j\omega_r L_r)\bar{I}_r + j\omega_r M\bar{I}_s \end{cases} \quad (2.8)$$

Dans la machine asynchrone, la valeur de tension rotorique est égale à 0, donc on peut diviser l'équation par des deux côtés, qui n'est jamais nul en pratique. Le but est de supprimer la variables  $\omega_r$ . Voici le résultat :

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right)\bar{I}_r + j\omega_s M\bar{I}_s \quad (2.9)$$

Sachant que :  $\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega_s$

Pour ramener au stator les grandeurs rotorique, on doit faire un changement devariable : Ce Changement permet de remplacer le courant rotorique réel de pulsation  $\omega_r = g\omega_s$  au courant

fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nulle. [6][9]

Telle que :

$$\bar{I}_r = a\bar{I}'_r \quad (2.10)$$

Avec :

$a$  : est un nombre arbitraire fini et non nul.

En remplaçant (2.10) dans les équations de tension statorique (2.8) et rotorique (2.9), on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M'\bar{I}'_r \\ \bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_r\right)\bar{I}'_r + j\omega_s M'\bar{I}_s \end{cases} \quad (2.11)$$

Ainsi :

$$R'_r = a^2 R_r$$

$$L'_r = a^2 L_r$$

$$M' = aM$$

Grandeurs ramenées au stator.

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

$$l_s = L_s - M' : \text{Inductance de flux de fuites statorique.}$$

$$l'_r = L'_r - M' : \text{Inductance de flux de fuites rotorique ramenée.}$$

Les équations (2.13) s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s l_s)\bar{I}_s + j\omega_s M'\bar{I}'_m \\ \bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s l'_r\right)\bar{I}'_r + j\omega_s M'\bar{I}_m \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec :

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

On peut donc établir le schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent à celui de la figure 2.3 :

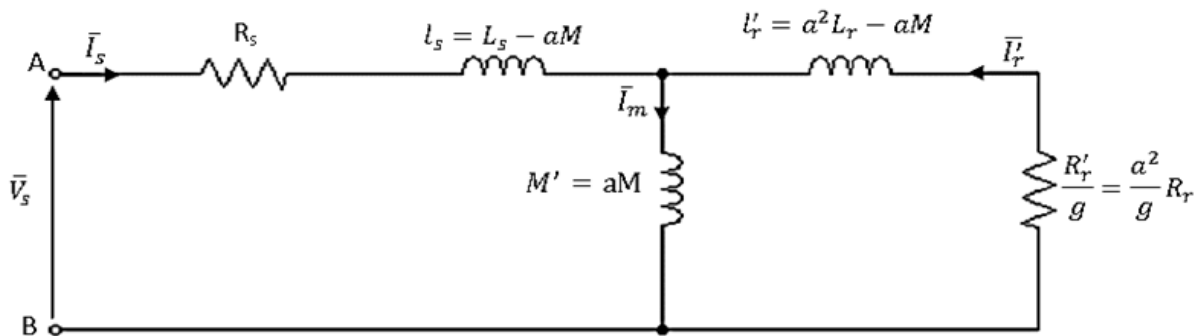


Figure 2.3 : Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent

Avec ce modèle, on considère la machine asynchrone comme une machine statique (transformateur) dans laquelle le secondaire est 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 d'une machine asynchrone. En négligeant les pertes magnétiques dans le fer, ce modèle est caractérisé par les paramètres électriques ( $R_s, L_s, R_r, L_r, M$ ), à identifier par la méthode classique. [2]

### 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 représenter le schéma équivalent de la figure 2.4 ou bien 2.3 comme suit :

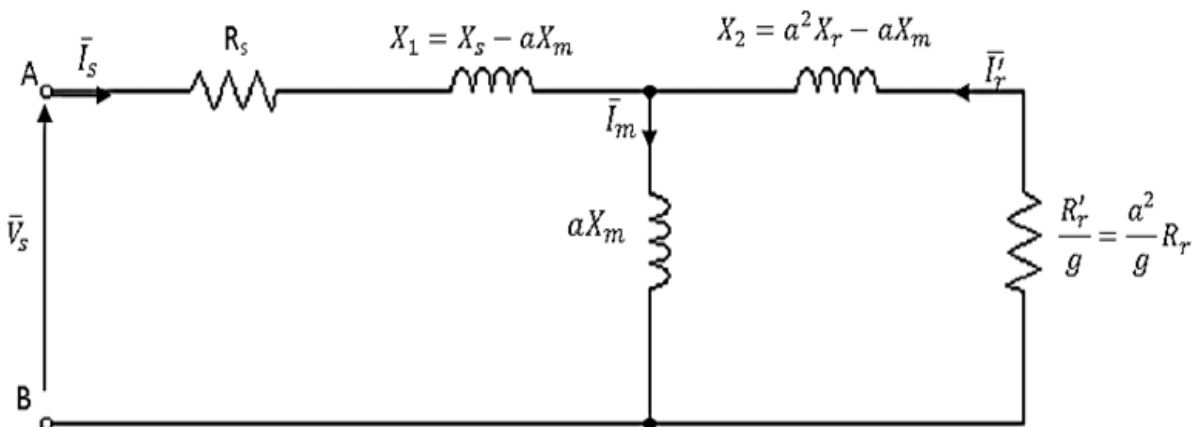


Figure 2.4 : Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent ramené au stator

Les paramètres constituant ce modèle sont définis comme suit :

$$R'_r = a^2 R_r: \text{ Résistance rotorique ramenée au stator}$$

$$X_s = \omega_s L_s: \text{ Réactance propre du stator}$$

$$X_r = \omega_s L_r: \text{ Réactance propre du rotor}$$

$$X_m = \omega_s M: \text{ Réactance de magnétisation}$$

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

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

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

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

On pose :

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

Les deux composantes  $R_e$  et  $X_e$  de l'impédance d'entrée  $Z_e$  déduites sont données par :

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

$$X_e = X_s + \frac{X_m X_r}{R_r^2 + X_r^2} = \omega_s L_s - \frac{\omega_s^3 M^2 L_r}{R_r^2 + \omega_s^2 L_r^2} \quad (2.15)$$

D'où :

$$\overline{Z}_e = \frac{\overline{V}_s}{\overline{I}_s} = R_s + jX_1 + \frac{j a X_m \left( \frac{R'_r}{g} + j X_2 \right)}{\frac{R'_r}{g} + j R'_r} \quad (2.16)$$

En simplifiant les calculs :

$$\overline{Z}_e = R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{R_r + jX_r} \quad (2.17)$$

Finalement l'impédance totale par phase vue du stator

$$\overline{Z}_e = R_s + jX_s + \frac{\omega_s^2 M^2}{R_r + j\omega_s L_r} \quad (2.18)$$

On a remarqué que l'expression de l'impédance d'entrée  $Z_e$  est indépendante de la constante « a », et exprimées en fonction des paramètres ( $R_s, L_s, R_r, L_r, M$ ) qui doivent faire l'objet de l'identification.

Un choix judicieux de « a » permet d'avoir différents schémas équivalents qui peuvent être : [4]

- ✓ 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 cas particuliers du choix de « a » :

- Les fuites magnétiques totalisées dans le rotor : Dans ce cas  $a = \frac{L_s}{M}$ .
- Les fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor : Dans ce cas  $a = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}}$ .
- Les fuites magnétiques totalisées dans le stator : Dans ce cas  $a = \frac{M}{L_r}$ .

Permet ces cas on va utiliser le deuxième cas :

### a. Cas des fuites magnétiques réparties à égalité entre le stator et le rotor

Ce modèle est utilisé dans l'identification des paramètres par les essais classiques (l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué) et dans la commande vectorielle du moteur asynchrone

Dans ce cas la constante « a » est choisie telle que :  $l_s = l'_r$

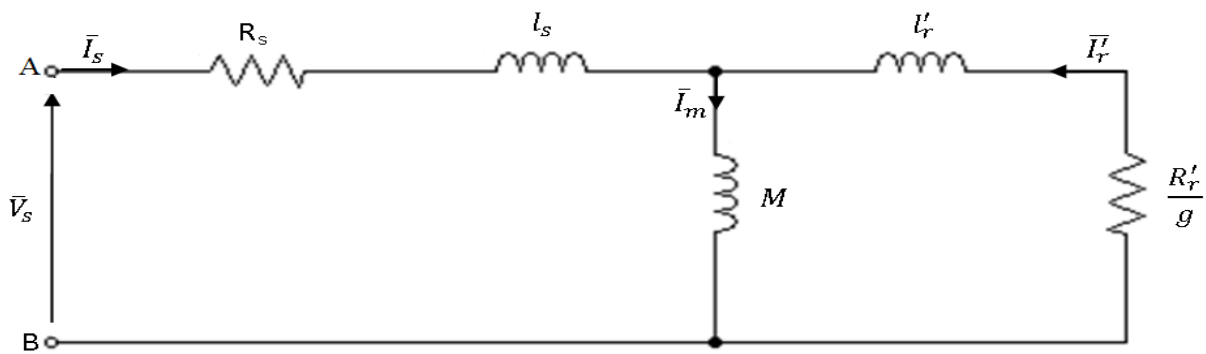
Il vient donc :  $L_s = L_r = a^2 L_r$

- ❖ L'inductance magnétisante ramenée :  $M' = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} M = \sqrt{1-\sigma} L_s$
- ❖ 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 :  $R'_r = \left( \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} \right)^2 R_r = \frac{L_s}{L_r} R_r = \frac{L_s}{T_r}$

Avec :

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

Le schéma équivalent défini par les paramètres précités est donnée par la figure 2.5.



**Figure 2 .5 :** Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

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

**2.2.5 Schéma équivalent avec pertes fer**

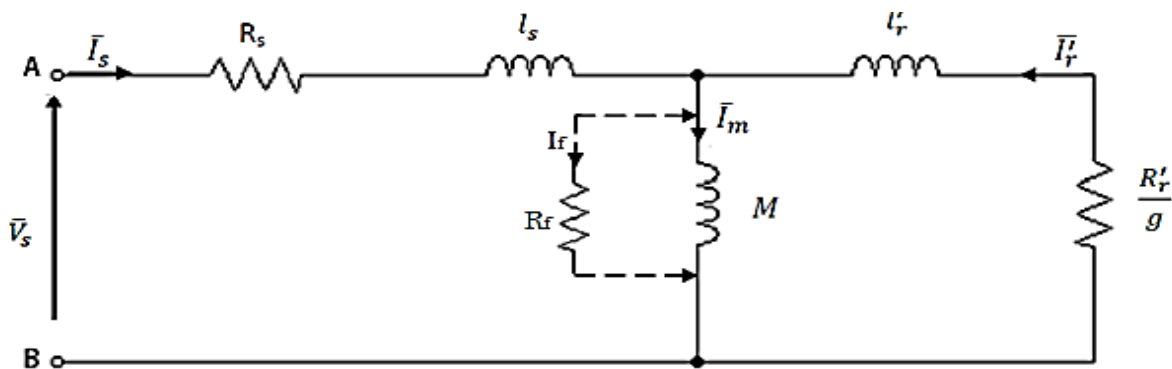
La figure 2.6 montre le schéma équivalent en régime permanent de la machine avec pertes fer, qui sont présentées par une résistance  $R_f$  insérée en parallèle avec l’inductance magnétisante  $M$  cette résistance peut être ajoutée aux modèles à fuites totalisées au stator, au rotor et sur les modèles faisant la distinction entre fuites stator et rotor. Les équations aux tensions et aux flux (statorique et rotorique) restent inchangées. [2]

On définit le courant qui traverse cette résistance par :

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

On peut déduire que :

$$R_f \bar{I}_f = M \bar{I}_m$$



**Figure 2.6** Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené en régime permanent avec pertes fer.

### 2.3 Détermination des paramètres électriques par les essais classiques

De par sa construction le rotor de la machine asynchrone à cage n'est pas accessible directement à l'expérimentation, et il est impossible de mesurer séparément les vrais paramètres  $R_r$ ,  $L_r$  et  $M$ , Les essais classiques envisagés permettent de déterminer tous les paramètres électriques du schéma équivalent ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor comme on a présenté dans la figure 2.5 [1] [6].

Les valeurs nominales indiquées sur la plaque signalétique de la machine asynchrone triphasée à 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

La plaque signalétique de la machine asynchrone sur laquelle on a travaillé, est représentée dans la figure 2.7 suivante :

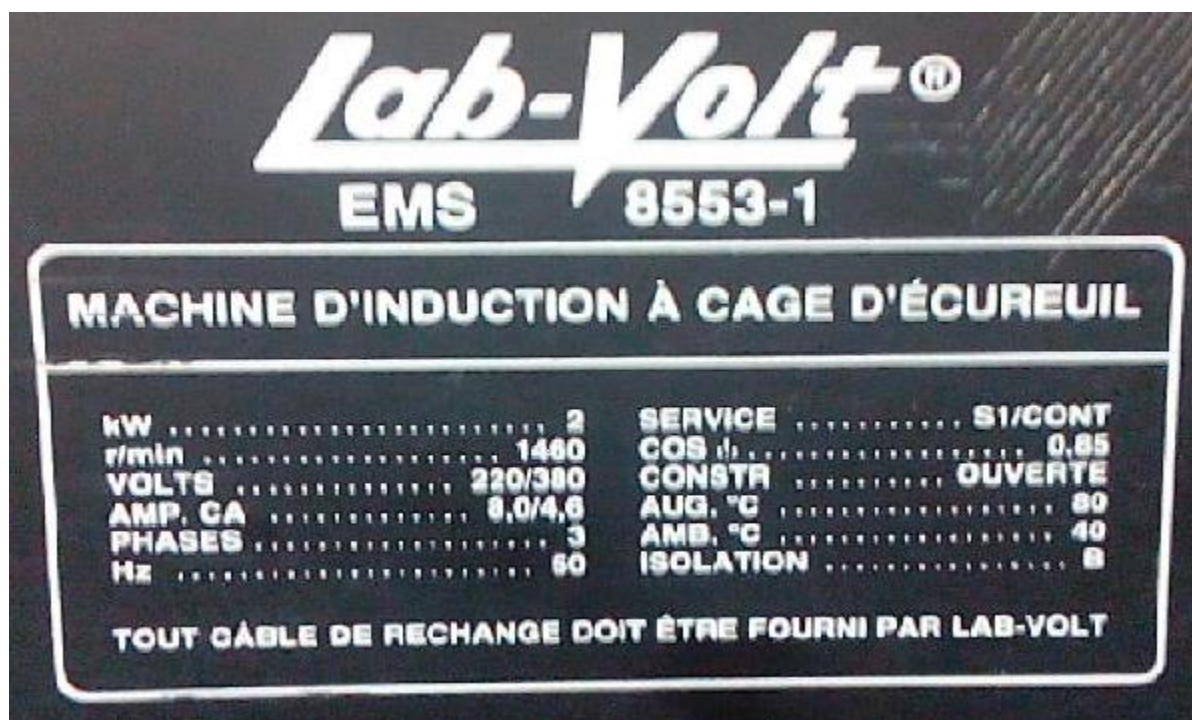


Figure 2.7 : La plaque signalétique de la machine asynchrone

### Matériel utilisé :

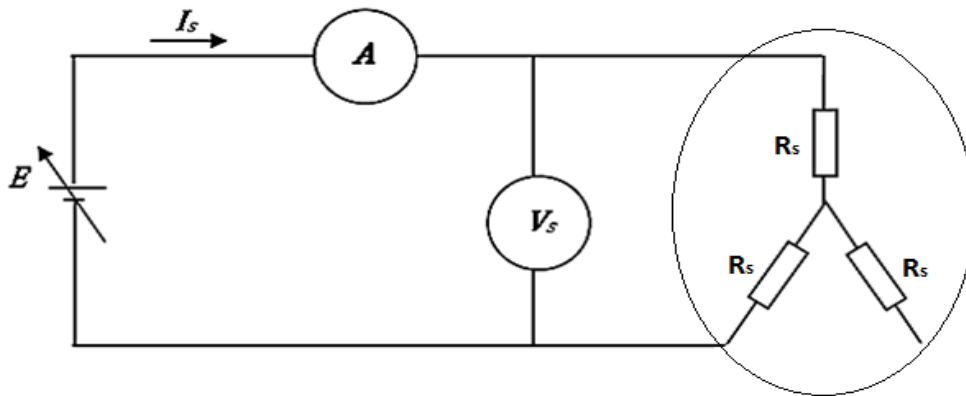
Les essais de cette méthode nécessitent un matériel spécifique avec des compétences pratiques considérables pour obtenir des résultats on utilise le matériel est le suivant :

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

### 2.3.1 Détermination des paramètres électriques :

#### a. Mesure des résistances statorique :

En utilisant la méthode Mesure statique 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.



**Figure 2.8 :** Montage de l'essai en courant contenu

La résistance du stator est obtenue par mesure de courant  $I_s$  et tension  $V_s$

On aura :

$$R_s = \frac{V_s}{2I_s}$$

Et on a obtenu la valeur suivante :

$$R_s = 1.8 \Omega$$



Les valeurs obtenues sont souvent entachées d'erreurs dues essentiellement à la température des enroulements, aux chutes de tension dans les connexions et les fils de liaison ainsi qu'aux instruments de mesure utilisés.

**b. Essai 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'infini et on peut considérer que la branche rotorique est en circuit-ouvert.

Le circuit à vide devient :

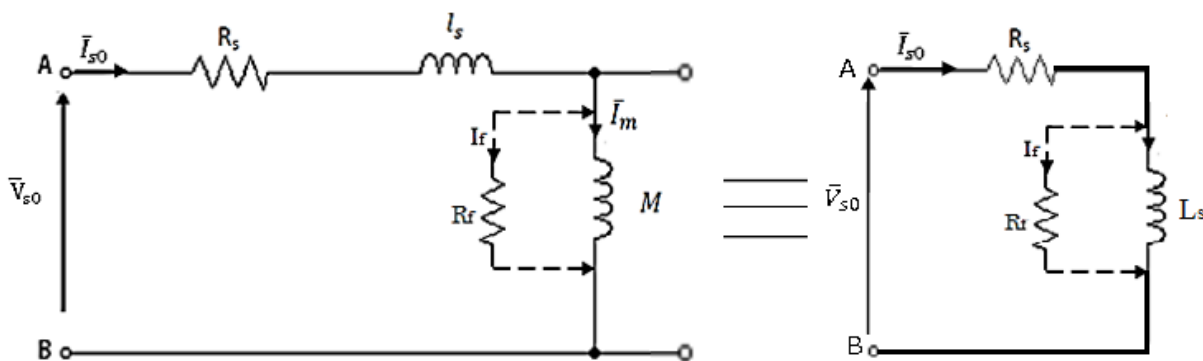


Figure 2.9 : Le modèle de la machine asynchrone à vide.

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 :

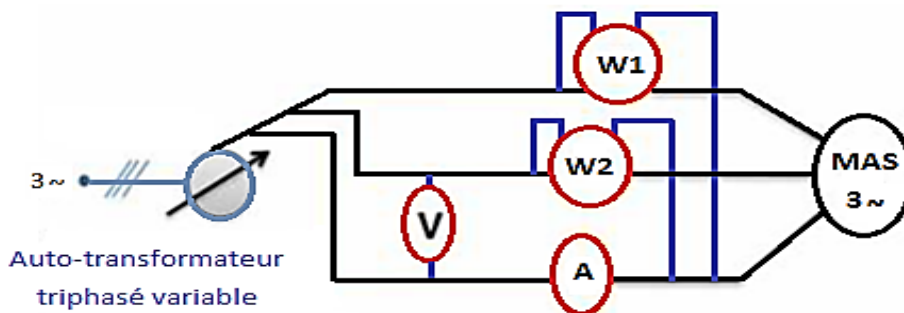


Figure 2.10 : Montage de l'essai à vide

- ✓ Le premier wattmètre  $W_1$  indique une grandeur  $P_1$ .
- ✓ Le second wattmètre  $W_2$  indique une grandeur  $P_2$ .

**La puissance active :**

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

$$P = P_1 + P_2 \quad (2.19)$$

$P_1$  et  $P_2$  sont les lectures des deux wattmètres, elles sont soit positives soit négatives, sachant que la puissance absorbée  $P$  est une puissance active, elle est nécessairement positive.

Il est donc indispensable de donner à  $P_1$  la valeur positive correspondant à la plus grande des deux indications en valeurs absolues, la valeur prise par  $P_2$  sera l'indication de l'autre wattmètre, du signe « plus » si les deux grandeurs étaient de même signe et du signe « moins » dans le cas contraire.

**La puissance réactive :**

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

$$Q = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (2.20)$$

Dans un fonctionnement à vide, le moteur asynchrone absorbe une puissance  $P_0$  qui correspond à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques ( $P_{fe}$ ) et Joules au stator.

$$P_0 = P_{js} + P_{fe} + P_{méc} \quad (2.21)$$

On peut déterminer la somme des pertes fer et des pertes par frottement :

$$P_{fe} + P_{méc} = P_0 - P_{js} \quad (2.22)$$

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 :

$$P_0 = P_1 + P_2$$

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

Les pertes joules statoriques s'expriment par la relation suivante :

$$P_{js} = 3 R_s I_s^2 \tag{2.23}$$

Les résultats obtenus sont mentionnés dans le tableau suivant :

$V_{s0}$ (v)	$I_{s0}$ (A)	$P_1$ (w)	$P_2$ (w)	$P_0$ (w)	$Q_0$ (var)	$P_{js0}$ (w)	$P_{\text{fe}} + P_{\text{mec}}$ (w)	$V_{s0}^2$ (v)
380	1.7	500	-320	180	1420	10.58	169.42	144400
375	1.6	530	-350	180	1524.2	9.37	170.63	140625
370	1.55	460	-270	190	1264.4	8.79	181.21	136900
365	1.50	450	-280	170	1264.4	8.24	161.76	133225
360	1.4	425	-270	155	1203.77	7.17	147.83	129600
265	1.2	360	-264	96	1080.8	5.27	90.42	70000

**Tableau 2.1** : Essai à vide sous tension variable

On utilise la technique de séparation des pertes pour déterminer les pertes mécaniques, cette technique consiste à alimenter le moteur à vide sous tension variable et mesurer le courant statorique et la puissance active. On fait varier la tension sur une plage où la vitesse doit demeurer constante afin de conserver la constance des pertes mécaniques qui sont tributaires de la vitesse.

A fréquence statorique constante, les pertes fer varient proportionnellement au carré de la tension d'alimentation ; En traçant la variation de  $P_0 - P_{js}$  en fonction du carré de la tension qui est pratiquement une droite qu'on extrapole jusqu'à  $U = 0$ , ainsi on obtient les  $P_{\text{mec}}$  qui sont indépendantes de la tension.

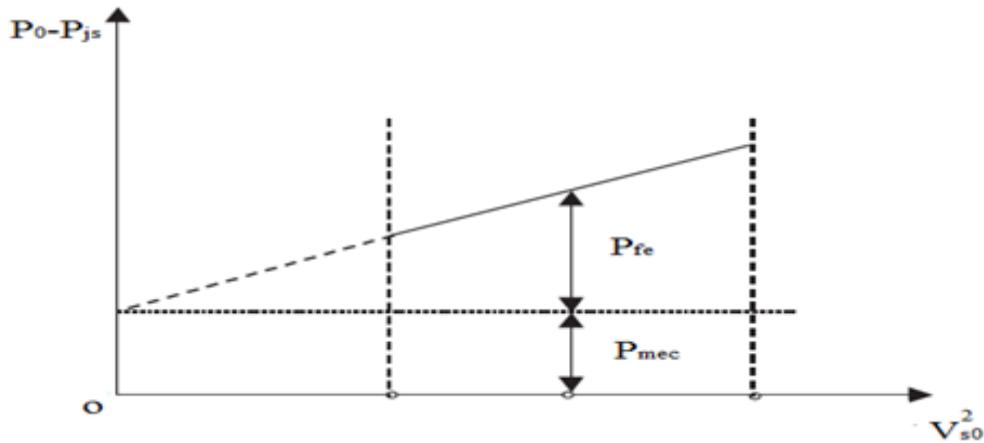


Figure 2.11 : La méthode de séparation des pertes

D'après l'équation (2.22) nous avons :

$$P_{fe} = P_0 - P_{js0} - P_{mec} \tag{2.23}$$

Pour :

$$P_0 = 131.8 \text{ W}, P_{js0} = 8.24 \text{ W et } P_{mec} = 17 \text{ W}$$

D'où :

$$P_{fe} = 106.56 \text{ W}$$

En négligeant la chute de tension à la borne de  $R_s$ , les pertes fer peuvent s'exprimer sous la forme :

$$P_{fe} = \frac{3V_{s0}^2}{R_f} \tag{2.24}$$

Donc :

$$R_f = \frac{3V_{s0}^2}{P_{fe}} \tag{2.25}$$

Application numérique :

$$R_f = 3.49 \Omega$$

Cet essai permet de déterminer l'inductance cyclique  $L_s$  par la mesure en triphasé de  $P_0$  et  $Q_0$

Tel que :

$$L_s = \frac{3V_{s0}^2}{\omega_s Q_0} \tag{2.26}$$

Et :

$$\omega_s = 2\pi f$$

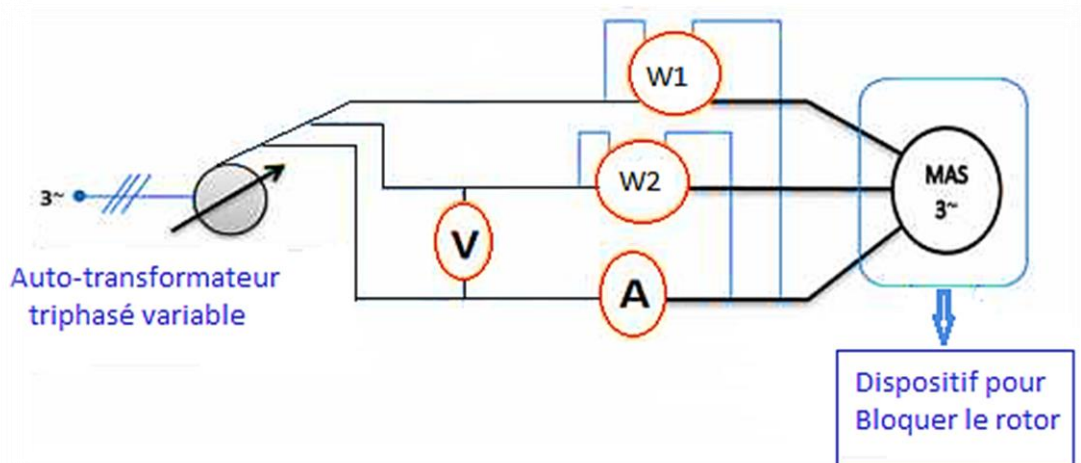
Application numérique :

$$L_s = L_r = 0.329H$$

### c. Essai 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 figure 2.12, l'essai est effectué a tension réduite (pour ne pas endommager le moteur) permettant d'avoir le courant nominal de la machine.



**Figure 2.12** : Le montage de l'essai à rotor bloqué

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 :

$$P_{cc} = P_1 + P_2 \quad \text{Et} \quad Q_{cc} = |\sqrt{3}(P_1 - P_2)|$$

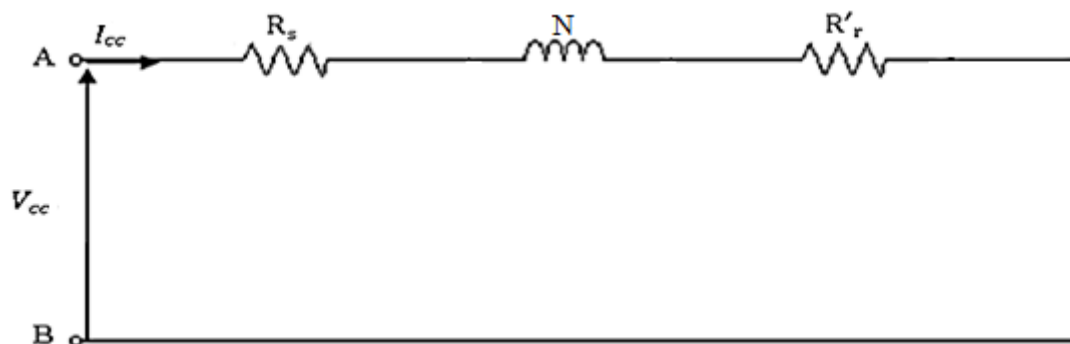
Tableau des mesures :

$V_{cc}(V)$	$I_{cc}(A)$	$P_1(W)$	$P_2(W)$	$P_{cc}(W)$	$Q_{cc}(VAR)$
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 2.2** : résultat des essais à rotor bloqué

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

Le circuit à rotor bloqué devient :



**Figure 2.13** : Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué

D'où :

$$P_{cc} = 3(R_s + R'_r)I_{cc}^2 \tag{2.27}$$

$$Q_{cc} = 3(NW_s)I_{cc}^2 \tag{2.28}$$

D'après la relation (2.27) en déduit :

$$R'_r = \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} - R_s \tag{2.29}$$

De même façon

$$N = \frac{Q_{cc}}{3w_s I_{cc}^2} \tag{2.30}$$

Le calcul de l'inductance mutuelle  $M$  par la relation suivante [8] :

$$M = \frac{-N + \sqrt{N^2 + 4L_s^2}}{2} \tag{2.31}$$

Application numérique :

$$R_r' = R_r = 2.59\Omega$$

$$M = 0.315 \text{ H}$$

**d. Récapitulatif des résultats :**

Les paramètres identifiés par les essais classiques sont représentés dans le tableau suivant :

Les paramètres identifiés	Les valeurs
$R_s$	<b>1.8Ω</b>
$L_s$	<b>0.329H</b>
$R_r$	<b>2.59Ω</b>
$L_r$	<b>0.329H</b>
$M$	<b>0.315H</b>

**Tableau 2.3** : les résultats des paramètres électriques

**2.3.2 Détermination des paramètres mécaniques**

Les équations électriques sont liées à l'équation mécanique par la position angulaire du rotor qui intervient dans l'expression des inductances mutuelles stator-rotor.

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega + C_r \tag{2.32}$$

Ces paramètres mécaniques sont identifiés par la méthode de l'essai de ralentissement.

**a. Essai de ralentissement**

Cet essai nous permet de déterminer les paramètres mécaniques du moteur asynchrone. C'est une méthode qui est applicable pour tous les types des machines tournantes. On alimente la machine par sa tension nominale et on la laisse tourner à vide. Ensuite on coupe l'alimentation et l'évolution de la vitesse en fonction du temps.

Le couple électromagnétique du moteur est donné par l'équation :

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega + C_r$$

Le moteur tourne à vide à la vitesse  $\Omega_0$  avec  $C_{r0}$  est son couple résistant à vide.

A l'instant  $t = t_1$ , l'alimentation est coupée, le couple électromagnétique du moteur est réduit à zéro ( $C_e = 0$ ) et l'équation du couple s'écrit comme suit :

$$0 = \frac{J}{f_v} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{C_{r0}}{f_v} + \Omega \quad (2.33)$$

On pose :

$$\tau_m = \frac{J}{f_v} \text{ Et } \Omega_f = -\frac{C_{r0}}{f_v}, \text{ sa résolution donne : } \Omega(t) = k e^{-t/\tau_m}$$

La constante  $k$  est déterminée à partir des conditions initiales.

A l'instant  $t = t_1$ ,  $\Omega(t_1) = \Omega_0$  et on peut écrire :

$$\Omega(t_1) = (\Omega_0 - \Omega_f) e^{-t_1/\tau_m} + \Omega_f \quad (2.34)$$

Après la coupure de l'alimentation, la machine continue à tourner pendant un temps  $t_f$  pour

qu'elle puisse s'arrêter et  $\Omega(t_f) = 0 \Leftrightarrow 0 = (\Omega_0 - \Omega_f) e^{-t_f/\tau_m} + \Omega_f$

On obtient :

$$\frac{t_f}{\tau_m} = \text{Ln} \left( \frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f} \right) \quad (2.35)$$

La constante du temps mécanique :

$$\tau_m = \frac{t_f}{\text{Ln} \left( \frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f} \right)} \quad (2.36)$$

Etant donné que :

$$\text{Ln} \left( \frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f} \right) = \text{Ln} \left( 1 - \frac{\Omega_0}{\Omega_f} \right) = \text{Ln} \left( 1 - f_v \frac{\Omega_0}{C_{r0}} \right) \quad (2.37)$$

Le coefficient de frottement  $f_v$  est généralement faible d'où :

$$\text{Ln} \left( 1 - \frac{\Omega_0}{\Omega_f} \right) \approx f_v \frac{\Omega_0}{C_{r0}} \quad (2.38)$$



Par remplacement dans l'équation (2.36) on trouve :

$$t_f = \tau_m f_v \frac{\Omega_0}{C_{r0}} \tag{2.39}$$

On substitue  $\tau_m = \frac{J}{f_v}$  dans l'équation précédente, on obtient :

$$t_f = \frac{J}{f_v} f_v \frac{\Omega_0}{C_{r0}} = J \frac{\Omega_0}{C_{r0}} \tag{2.40}$$

D'où :

$$J = t_f \frac{C_{r0}}{\Omega_0}$$

Donc, pour déterminer le moment d'inertie, il suffit de connaître le couple résistant à vide  $C_{r0}$  qui est donnée par :

$$C_{r0} = \frac{P_{mec}}{\Omega_0}$$

La constante mécanique  $\tau_m$  peut-être calculée à partir de la courbe de ralentissement, comme il est indiqué sur la figure suivante et le coefficient de frottement  $f_v$  est calculé à partir de l'équation  $f_v = \frac{J}{\tau_m}$ .

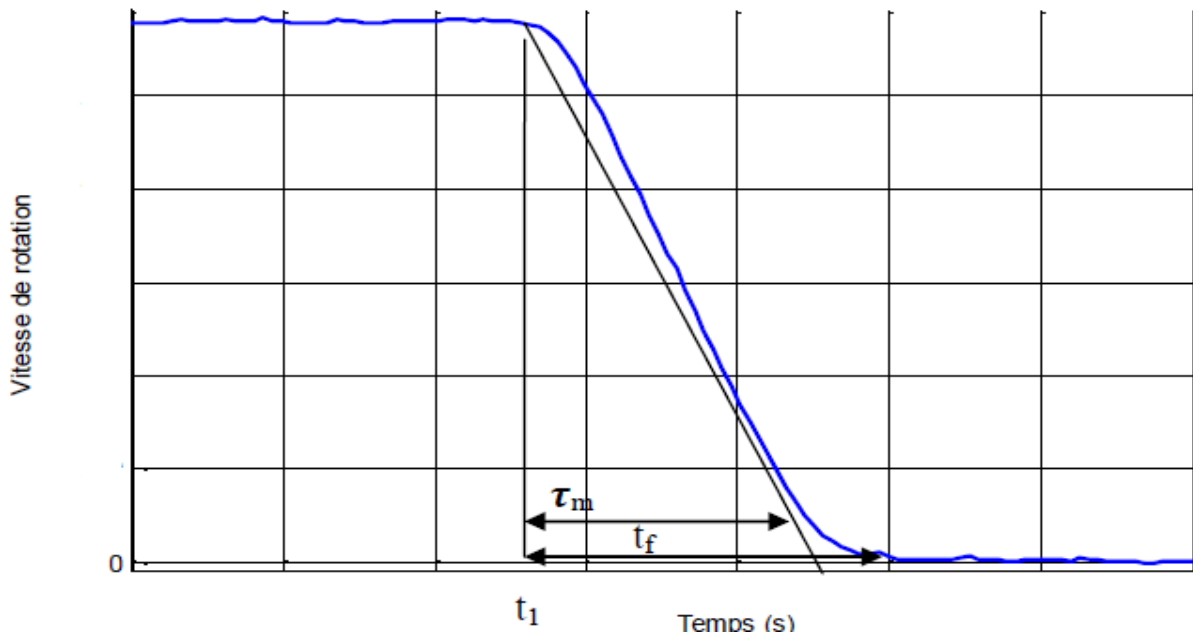


Figure 2.14 : Essai de ralentissement effectué sur un moteur

Le relevé expérimental de la courbe ci – dessus donne :

$\tau_m$ (s)	$t_f$ (s)	$C_{r0}$ (N.m)	J(Kg.m <sup>2</sup> )	$f_v$ (Nm.rad <sup>-1</sup> )
37.5	45	0.012	0.0212	0.0005653

**Tableau 2.4** : les résultats des paramètres mécaniques

## 2.4 Conclusion

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

Dans le chapitre suivant nous utiliseront l’algorithme du gradient avec la méthode de modèle directe pour améliorer ces paramètres électriques de la machine asynchrone.

### 3.1 Introduction

Etant donné que les différentes méthodes d'estimation paramétrique que nous avons connues conduisaient systématiquement à un problème d'optimisation, souvent non linéaire. Nous présentons dans ce chapitre quelques généralités sur les techniques d'optimisation.

Dans notre étude nous basons sur l'identification par la méthode déterministe avec calcul de dérivée (la méthode du gradient).

### 3.2 Techniques d'optimisation

Pour les méthodes d'optimisation on trouve plusieurs méthodes proposées par littérature. On peut appliquer différentes méthodes de résolution pour identifier la solution.

Ces méthodes d'optimisation sont classées comme suit [17] :

- 1) Les méthodes stochastiques.
- 2) Les méthodes déterministes.
- 3) Les méthodes hybrides.

#### 3.2.1 Méthodes stochastiques : (métaheuristiques)

Les "métaheuristiques" d'optimisation sont des algorithmes généraux d'optimisation applicables à une grande variété de problèmes. Elles sont apparues à partir des années 80, dans le but de résoudre au mieux des problèmes d'optimisation. Les métaheuristiques s'efforcent de résoudre tout type de problème d'optimisation (combinatoires, continus, mixtes). S'appuient sur des mécanismes de transition probabilistes et aléatoires. Elles ne nécessitent ni des notions analytiques (dérivé) ni la définition d'un point départ. Elles ont une capacité pour trouver l'optimum globale de problème par ailleurs, elles peuvent traiter un problème de grand taille mais nécessite un volume calculatoire important pour trouver la solution (Un nombre important d'évaluations). Elles sont inspirées par des analogies avec la physique (Recuit simulé), avec la Biologie (Algorithmes génétiques (AG)), ou encore l'éthologie (Essaims particuliers (PSO), Colonies de fourmis) : [14]

##### a. Recuit simulé

Cette méthode est inspirée de l'évolution d'un solide vers une position d'équilibre lors de son refroidissement. Lorsque l'on refroidit un corps lentement, les atomes se mettent eux-mêmes dans la position d'équilibre qui correspond au minimum global de l'énergie.

C'est une Algorithme stochastique par excellence, ils sont statistiquement capables de déterminer le minimum global d'une fonction quelles que soient ses caractéristiques. Par contre, le temps de calcul nécessaire à l'obtention du minimum est long. [13]

La distribution de probabilité de Gibbs Boltzmann donné par la loi canonique suivant [20] :

$$P(X) = \alpha(T) \exp\left(-\frac{E(X)}{kT}\right)$$

Avec :

$T$  : est la température.

$k$  : La constante de Boltzmann.

$E(X)$  : L'énergie interne de la configuration  $X$  .

$\alpha(T)$  : Un terme dépendant de  $T$  qui permet de normaliser les probabilités.

La figure 3.2 montre l'organigramme de la méthode du recuit simulé :

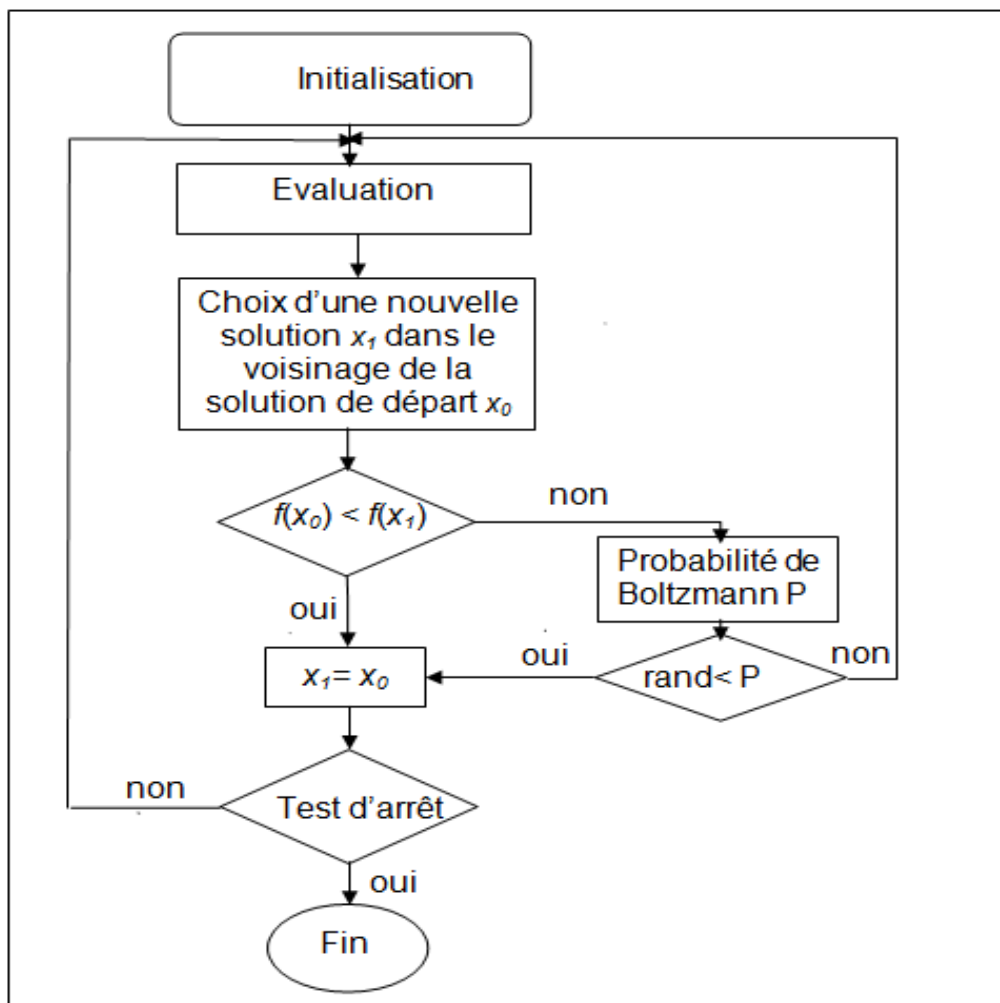
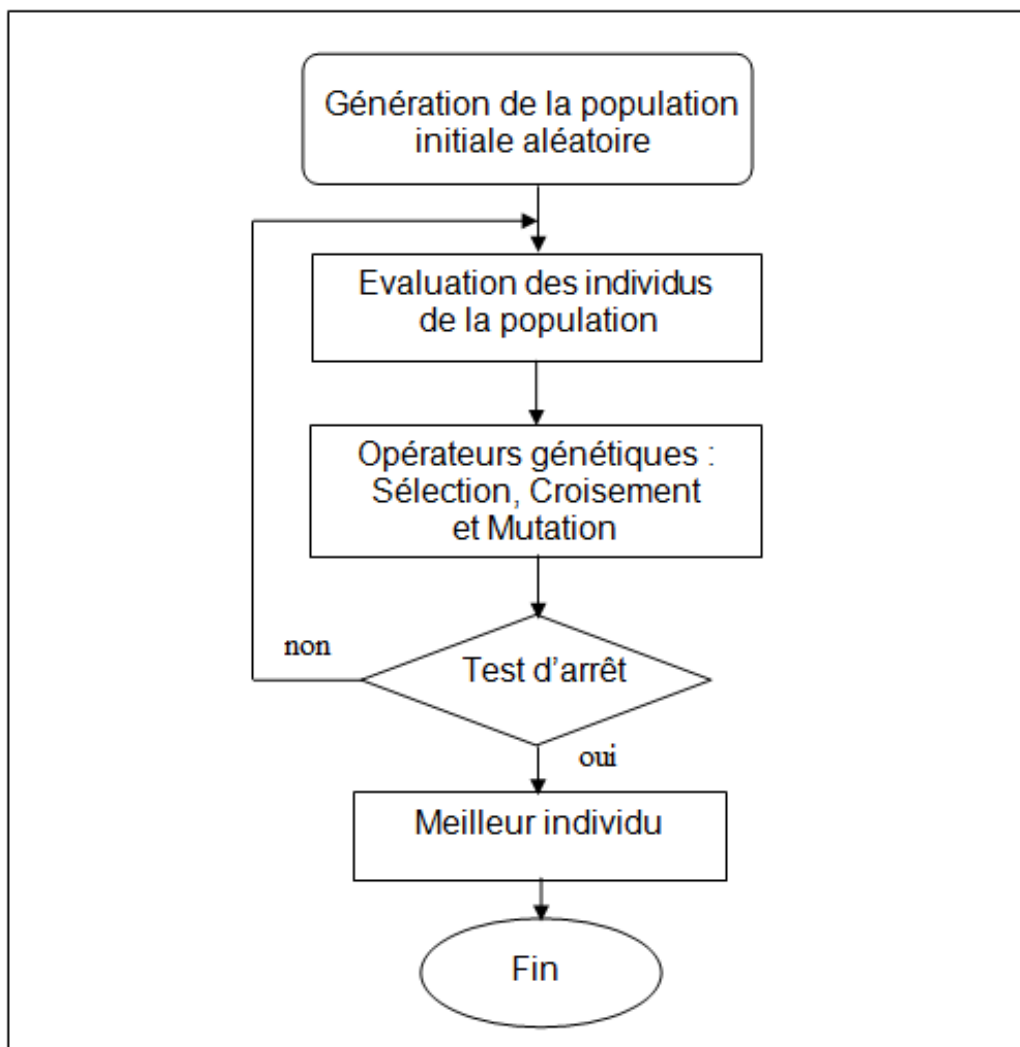


Figure 3.1 : Organigramme de la méthode du recuit simulé

**b. Algorithmes génétiques**

Les algorithmes génétiques appartiennent à la famille des algorithmes métaheuristiques. Leur but est d'obtenir une solution approchée à un problème d'optimisation. Les algorithmes génétiques utilisent la notion de sélection naturelle et l'appliquent à une population de solutions potentielles au problème donné. Il y a trois opérateurs qui caractérisent les algorithmes génétiques et rappellent l'origine de ces méthodes : la sélection pour la reproduction d'une nouvelle génération, la reproduction se fait par croisement des gènes des individus et s'accompagne de mutation. Leur mérite est qu'ils n'ont pas besoin de connaissances particulières sur la fonction objectif. [19] [20]

L'organigramme de la figure 3.3 représente les différentes phases d'un algorithme génétique.



**Figure 3.2 :** Organigramme de l'algorithme génétique

Plusieurs critères (testes) d'arrêt de l'algorithme peuvent être choisis :

- \_ Le nombre de générations que l'on souhaite exécuter peut être fixe a priori.
- \_ L'algorithme peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus.
- \_ L'algorithme peut être arrêté lorsqu'on obtient une valeur acceptable de l'erreur.
- \_ Etc.

### 3.2.2 Méthodes déterministes :

Lorsque l'évolution de la méthode de résolution est prévisible et ne laisse aucune place au hasard, celle-ci est qualifiée de déterministe. Le principe des méthodes déterministes la connaissance de la direction de recherche qu'on peut trouver par le calcul du gradient de la fonction objectif ou bien par les directions données par le vecteur paramètres à optimiser.

Ces méthodes sont tributaire des conditions initiales c'est-à-dire quelle converge vers l'optimum le plus proche du point de départ, ou on distingue (solution locale ou globale). Elles se divisent en deux groupes :

#### a. Méthodes déterministes sans calcul de dérivées :

Ces méthodes basées sur la figure géométrique d'un simplex. Elles ne nécessitent pas des connaissances particulières sur la fonction objective on peut citer (Rosenbrock, Nelder et Mead...).

#### b. Méthodes déterministes avec calcul de dérivées :(méthodes analytiques ou de descente)

Elles sont basées sur le calcul de la dérivée dans chaque itération et le gradient que nous donne La direction de descente (plus profonde descente). Elles sont très rapides lorsque la fonction est continue, dérivable et convexe. On peut citer (Newton, gradient conjugué, gradient...)

**b.1 La méthode de Newton**

C'est une méthode itérative de direction de descente d'ordre 2. Cette méthode nécessite un point initial, à partir de ce point on peut calculer la première direction de descente  $d_0$  (recherche dans la direction opposée du gradient) :

$$d_0 = -\nabla F(P_0)$$

Le déplacement pas à pas se fait avec une quantité  $\lambda_n$  vers le minimum de la fonction objectif dont la direction de descente est donnée par :

$$d_n = -[\nabla^2 F(P_n)]^{-1} \cdot \nabla F(P_n)$$

Le point de calcul suivant sera calculé par :

$$P_{n+1} = P_n + \lambda_n \cdot d_n$$

Les complexités rencontrées avec l'utilisation de la méthode de Newton sont liées au calcul de l'inversion de la matrice hessien et à la capacité de mémoire des calculateurs à stocker la matrice hessien (dérivées secondes) à chaque pas de calcul donc le coût de chaque itération est important.

Par contre, elle se caractérise par une convergence très rapide pour les problèmes d'optimisation non linéaires.

**b.2 Méthode du gradient**

c'est une méthode du premier ordre nécessite le calcul de la fonction à minimiser et le calcul du vecteur gradient (la dérivée première de la fonction d'erreur par rapport aux paramètres à estimer) qui va nous donner la meilleure recherche de la direction d'évolution du vecteur paramètres dans une région local de l'espace des paramètres .La procédure itérative à la recherche du minimum est présentée par l'équation récurrente suivante [16]:

$$P_{n+1} = P_n + \alpha_n \cdot d_n$$

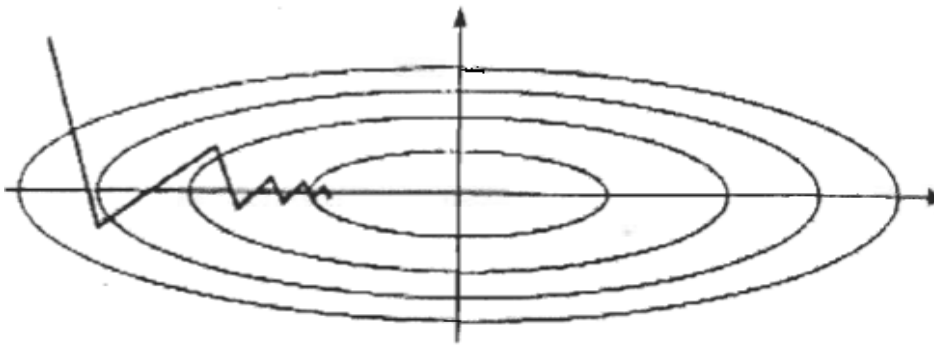
$P_n$  : Vecteur de paramètre estimé à l'itération n.

$\alpha_n$  : Le pas de déplacement positif (coefficient correcteur du pas de descente).

On a le vecteur de descente :

$$d_n = -grad(p_n)$$

La direction de recherche de l'optimum de la fonction objectif (erreur) se fait à l'opposé de la direction du gradient de sorte que la fonction d'erreur diminue à chaque itération. Dans chaque itération, le minimum cherché dans la direction opposée de celle du gradient est orthogonal à la direction précédente .voir la figure suivante [18] :



**Figure 3.3** : Comportement typique de la descente

### Le choix du pas :

Le choix de  $\alpha_n$  donne lieu à de nombreuses variantes de l'algorithme.

- \_ Si  $\alpha_n$  est trop petit, l'algorithme converge lentement.
- \_ Si  $\alpha_n$  est trop grand, l'algorithme n'atteint pas le minimum.

En pratique on choisit  $\alpha_n$  variable au cours de l'optimisation, la plus connue est le line recherche. Une méthode simple consiste à faire varier  $\alpha_n$  suivant [17] :

- \_ Si  $f(P_{n+1}) < f(P_n)$  alors augmenter  $\alpha_n$  (on est dans la bonne direction, on va voir plus loin).
- \_ Si  $f(P_{n+1}) = f(P_n)$  alors augmenter  $\alpha_n$  (on est sur un plateau, on va voir plus loin).
- \_ Si  $f(P_{n+1}) > f(P_n)$  alors diminuer  $\alpha_n$  et abandonner  $f(P_{n+1})$  (on remonte, le minimum est plus près de  $P_n$ ).

Cette méthode est caractérisée par une facilité d'emploi, une complexité linéaire et surtout par la non exigence de la dérivée de second ordre. Mais, elle est de convergence lente, sensible



à la variation des paramètres à estimer et requiert généralement un nombre très élevé d'itérations pour la résolution des problèmes d'optimisation.

### 3.2.3 Méthodes hybrides :

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

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

[13]

## 3.3 Choix d'une méthode d'optimisation

On peut se demander à quoi sert une classification des types de problèmes et de méthodes. A notre avis quand un utilisateur est confronté à un problème d'optimisation, la première chose à faire est de bien cerner le problème, à savoir :

- Hypothèses sur  $f$  (différentiable, convexité...).
- hypothèses sur le domaine de recherche.
- existence ou non de contraintes, quels types de contraintes.
- coût d'évaluation de la fonction (temps CPU, nombre de sous programmes nécessaire),
- facilitation de l'évaluation (accès, formule explicite de  $f$ ).
- précision dont on dispose sur les calculs.
- type de matériel utilisé.
- temps dont on dispose pour résoudre le problème.

## 3.4 Méthode d'estimation paramétrique

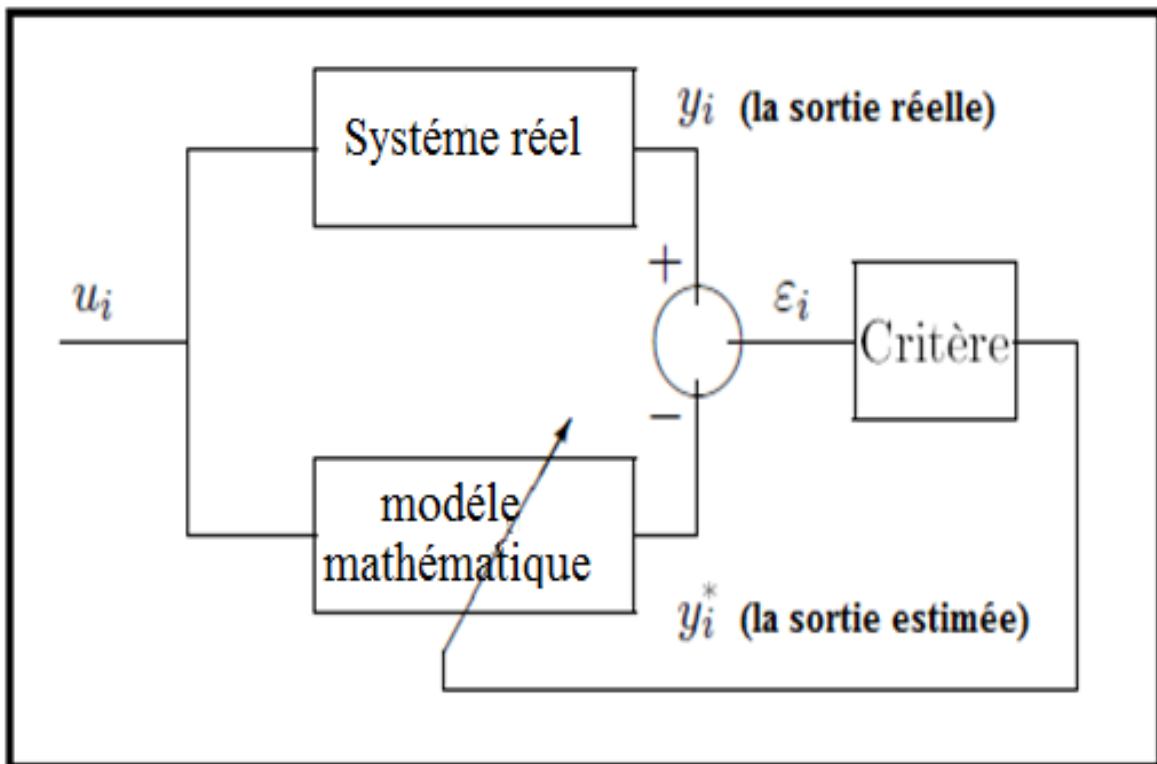
L'estimation paramétrique d'un modèle est basée sur la minimisation d'un critère de performance  $J$  afin d'approcher la sortie du modèle  $y_i^*$  à celle du système  $y_i$  et que le modèle puisse décrire le plus réellement possible le comportement des systèmes pour un type de fonctionnement avec mêmes entrées  $U_i$ . Plusieurs méthodes itératives ou algorithmes d'optimisation peuvent être utilisées. [17]

Le critère  $J$  à minimiser représente l'écart quadratique entre les deux sorties indiquées précédemment ou :

$$J = \sum_{i=1}^i \varepsilon^2$$

Avec  $\varepsilon$  est l'erreur de prédiction ou résidu tel que :

$$\varepsilon = y_i - y_i^*$$



**Figure 3.4** : principe d'optimisation paramétrique

Pour les modèles non linéaires, l'estimation paramétrique se fait par une méthode itérative d'optimisation non linéaire, Ces algorithmes sont nombreux, à titre d'exemple voici les plus utilisés : gradient, Newton, algorithmes génétiques, recuit simulé...

Nous allons utiliser la méthode du gradient pour estimer les grandeurs de notre moteur asynchrone.

### 3.5 Application de l'algorithme Gradient à l'estimation des paramètres d'un moteur asynchrone

Contrairement à la modélisation mathématique, l'estimation est une approche expérimentale, lors de laquelle un modèle issu de connaissances a priori est optimisé à partir des données mesurées afin d'approcher le plus fidèlement possible le comportement du moteur du système réel. L'estimation repose sur la comparaison entre les sorties de modèle numérique représentant le moteur asynchrone et celles données par la plaque signalétique. Cette partie est consacrée à l'estimation par la technique Gradient, des paramètres électriques du moteur asynchrone. Le problème d'estimation paramétrique de la machine asynchrone est formulé sur la base d'une comparaison entre les sorties d'un modèle numérique représentant la dynamique de la machine asynchrone et celles données par constructeur. Les paramètres du modèle sont ajustés à l'aide d'un algorithme d'optimisation Gradient de manière à minimiser l'erreur quadratique de sortie comme est illustré sur la figure 3.5.

La machine réelle et son modèle sont excités par les mêmes entrées  $U$  (tension d'entrer), les sorties réelles (courant et couple) et calculer (courant et couple) sont comparées pour créer le vecteur d'erreur de sortie. Ensuite, un algorithme d'optimisation Gradient, ajuste les paramètres regroupés dans le vecteur des paramètres afin de minimiser un indice de performance (fonction objectif) qui est fonction de l'erreur.

Généralement, on choisit un critère d'arrêt tel que l'erreur quadratique inférieure de ce critère. Une fois cette fonction objectif est minimisée. Nous pouvons dire que le vecteur des paramètres estimés est le meilleur au sens du critère choisi pour l'estimation.

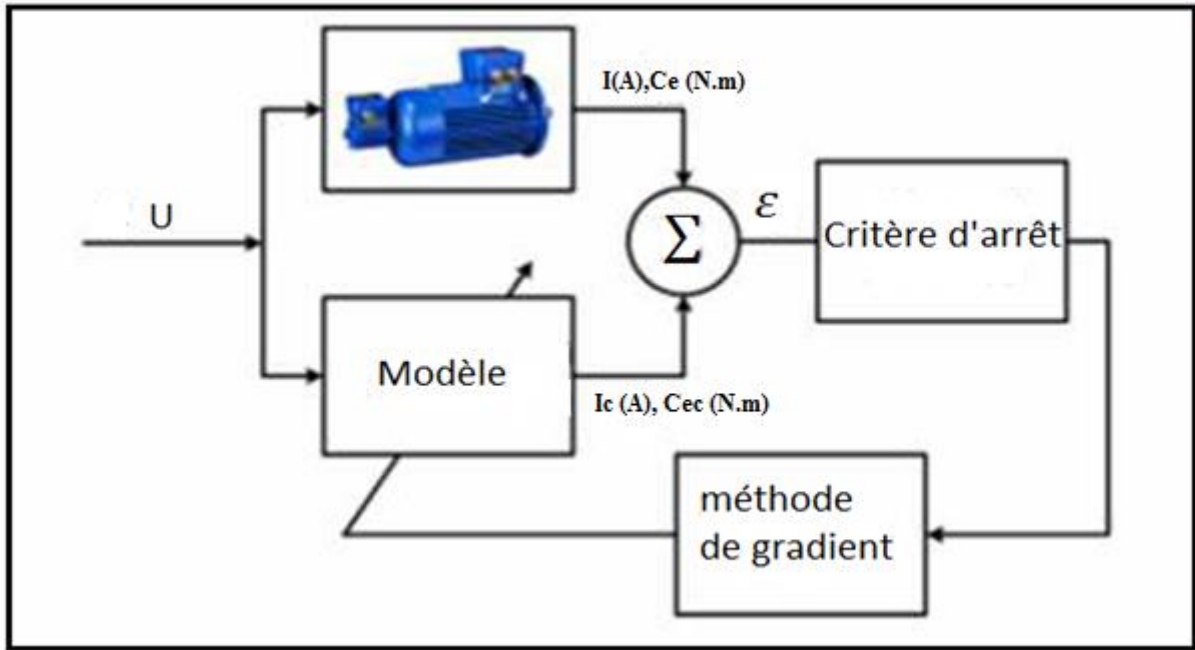


Figure 3.5 : principe d'estimation par modèle de référence

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

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

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

$$X_M = M \omega_s$$

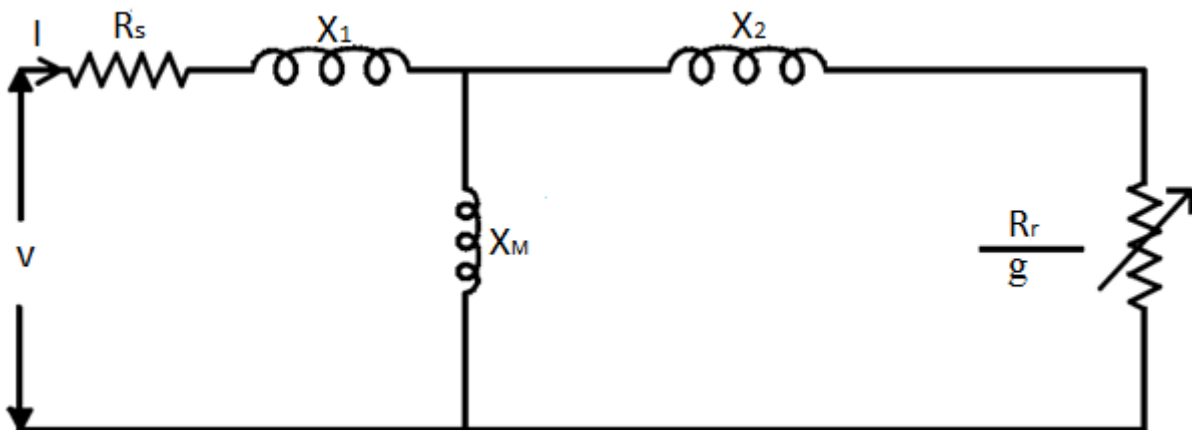


Figure 3.6 : schéma équivalent ramené au stator

### 3.5.1 Critères d'arrêts

Pour l'algorithme d'optimisation sortir de sa boucle de recherche il faut que le critère d'arrêt est satisfait. La minimisation jusqu'à une valeur nulle est pratiquement impossible à cause des mesures expérimentales.

La convergence de la fonction objectif vers une valeur non nulle nécessite que nous définissions un critère d'arrêt avec la fonction objectif. La convergence de cette fonction se fait rapidement dans les premières itérations. L'écart de la fonction objectif entre deux itérations est grand dans les premières itérations. Nous pouvons supposer que la convergence est plus lente près de la solution optimale.

L'écart de la fonction objectif devient plus petit avec les itérations. Un critère d'arrêt est défini. L'algorithme d'optimisation s'arrête lorsque l'écart est plus petit que le critère d'arrêt.

La figure 3.7 représente l'organigramme de la méthode du gradient :

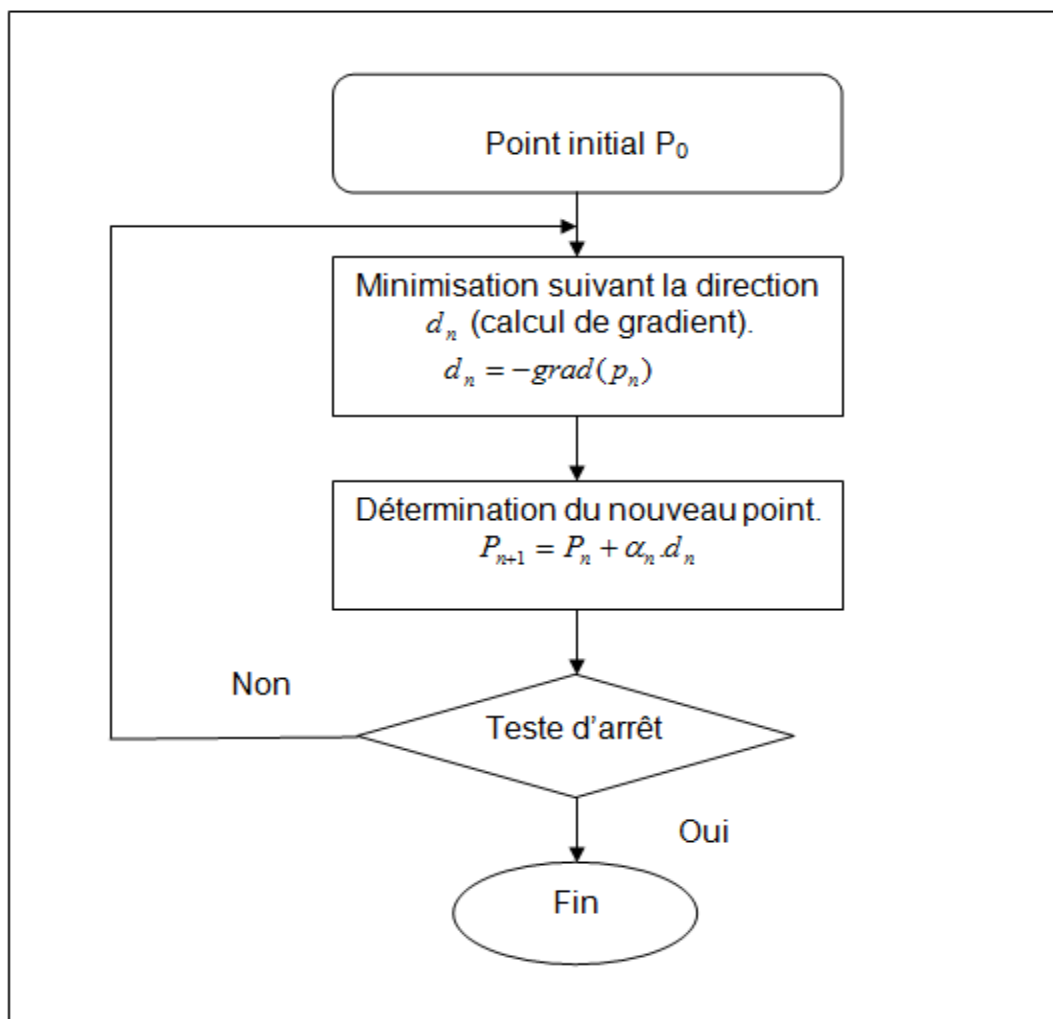


Figure 3.7 : Organigramme de la méthode du gradient

### **3.6 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons donné d'abord un bref aperçu sur les techniques d'optimisations. Puis nous avons présenté quelques méthodes d'optimisation, en se focalisant sur la méthode de gradient, méthode que nous allons utiliser pour l'estimation de la machine asynchrone proposée à l'étude.

## 4.1 Introduction

La simulation numérique est un moyen efficace, économique et bien connu aujourd’hui dans le domaine des machines électriques. Elle nous permet de modéliser, d’analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours il existe toute une panoplie de logiciels pour les machines électriques, parmi ces logiciels on a le logiciel MATLAB qui est utilisé dans l’industrie et le milieu universitaire.

Dans ce chapitre nous allons présenter et discuter les résultats de simulation concernant l’estimation des paramètres par la méthode du gradient et les résultats de modélisation à l’aide des paramètres de deux différentes méthodes d’estimation (classique, gradient).

## 4.2 Les données des moteurs

La méthode du gradient a été testée sur deux différents moteurs (2kw et 1.5kw), en utilisant deux fonctions objectifs différentes.

Le tableau suivant présente les paramètres électriques et mécaniques pour les deux moteurs :

Les paramètres	1 <sup>er</sup> moteur	2 <sup>ème</sup> moteur
<b>Rs (<math>\Omega</math>)</b>	<b>1.8</b>	<b>5.21</b>
<b>Ls (H)</b>	<b>0.329</b>	<b>0.3312</b>
<b>M (H)</b>	<b>0.315</b>	<b>0.31829</b>
<b>Lr (H)</b>	<b>0.329</b>	<b>0.3112</b>
<b>Rr (<math>\Omega</math>)</b>	<b>2.59</b>	<b>3.31</b>
<b>J (Kg.m<sup>2</sup>)</b>	<b>0.0212</b>	<b>0.0096813</b>
<b>fv (Nm.rad<sup>-1</sup>)</b>	<b>0.0005653</b>	<b>0.00054085</b>

**Tableau 4.1** : les paramètres électriques et mécaniques pour les deux moteurs

Les données de la plaque signalétique du deuxième moteur :

- Puissance utile nominale : 1.5 kW
- Fréquence nominale : 50 Hz
- Tension stator nominale : 220/380V
- Courant stator nominal : 3.4 A
- vitesse nominale : 1425 tr/min
- Facteur de puissance nominal : 0.86

Les données du 1<sup>er</sup> moteur ont été présentées au 2<sup>ème</sup> chapitre.

Le courant de démarrage et le couple de démarrage sont déterminés par les formules suivantes [22] :

$$I \text{ démarrage} = I \text{ nominal} \times 5.1405 \times P^{0.1033}$$

$$C \text{ démarrage} = C \text{ nominal} \times 2.6587 \times P^{0.0583}$$

Application numérique :

1<sup>er</sup> moteur : I démarrage =51.09 (A) ; C démarrage =54.16 (N.m) ;

2<sup>ème</sup> moteur : I démarrage =37.2(A) ; C démarrage =40.09 (N.m) ;

### 4.3 Résultats et interprétation

#### 4.3.1 Moteur1

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

1<sup>er</sup> cas : La figure 4.1 montre l'estimation des paramètres pour un seul point de courant (courant nominal) :

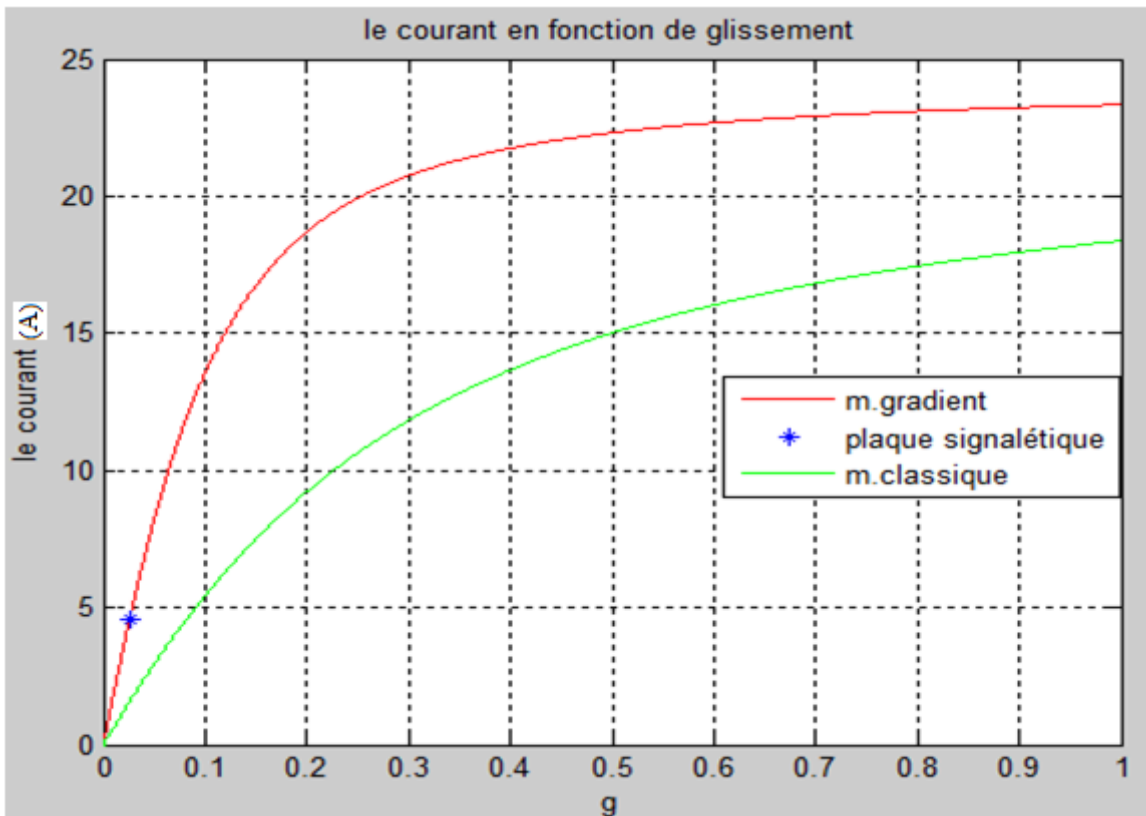


Figure 4.1 :l'estimation avec la fonction objectif courant pour un seul point (1<sup>er</sup> moteur)



2<sup>er</sup> cas : La figure 4.2 montre l'estimation des paramètres pour deux points de courant (courant nominal, courant de démarrage) :

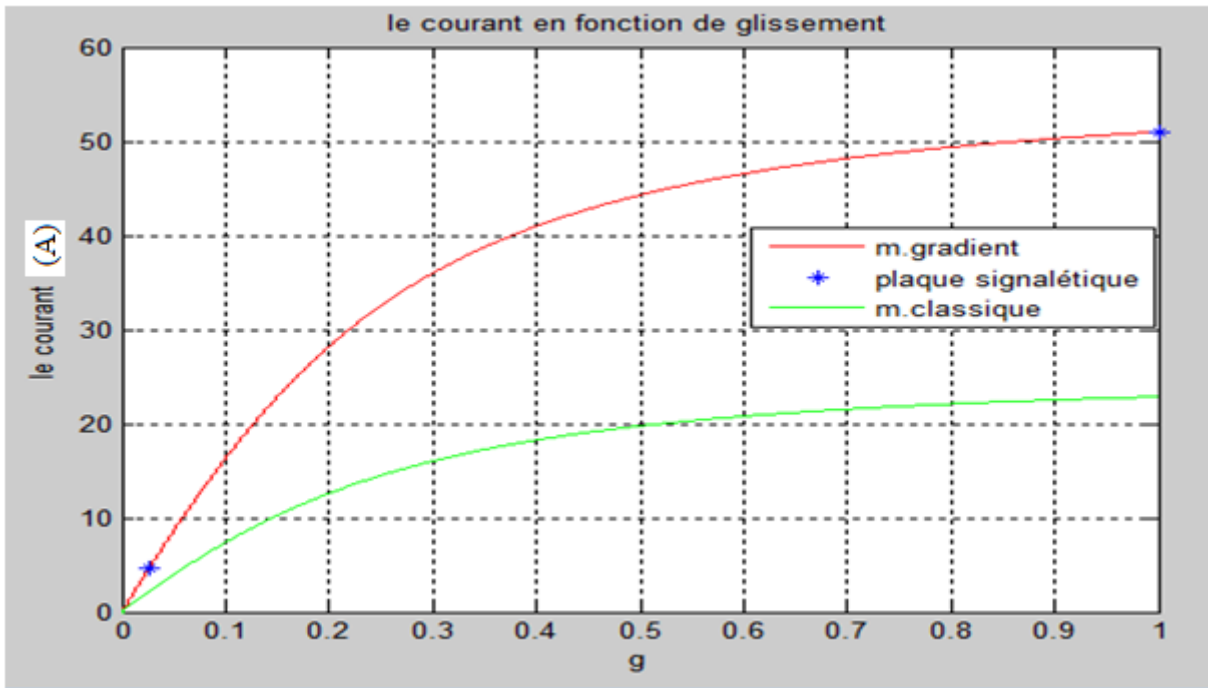


Figure 4.2 : l'estimation avec la fonction objectif courant pour deux points (1<sup>er</sup> moteur)

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

1<sup>er</sup> cas : La figure 4.3 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif couple pour un point de couple (Couple nominal) :

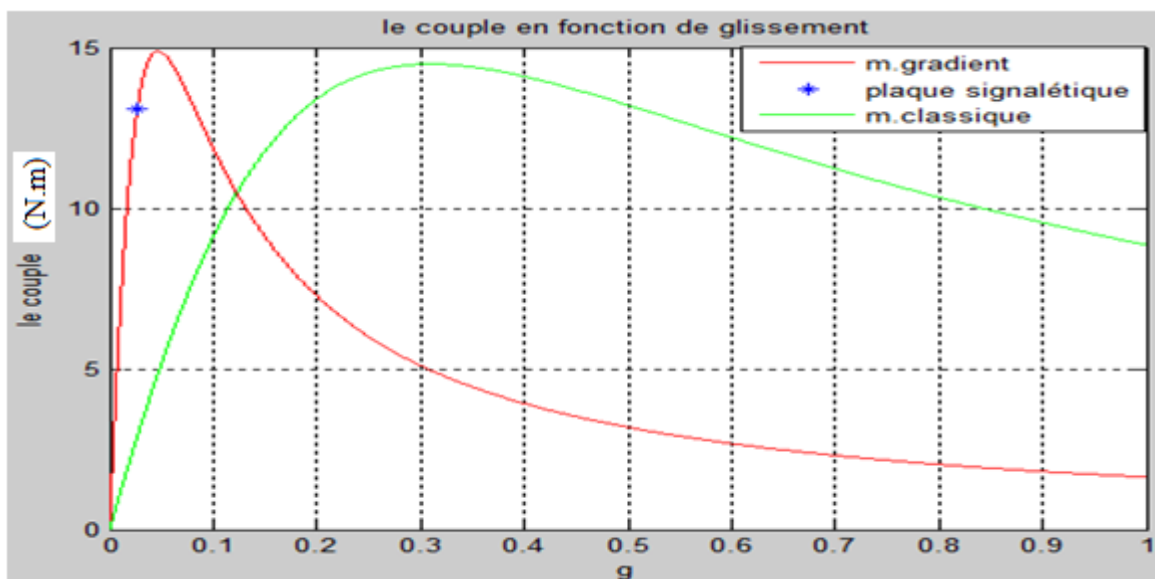


Figure 4.3 : l'estimation avec la fonction objective couple par un seul point (1<sup>er</sup> moteur)

2<sup>er</sup> cas : La figure 4.4 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif couple pour deux points de couple (couple nominal, couple de démarrage) :

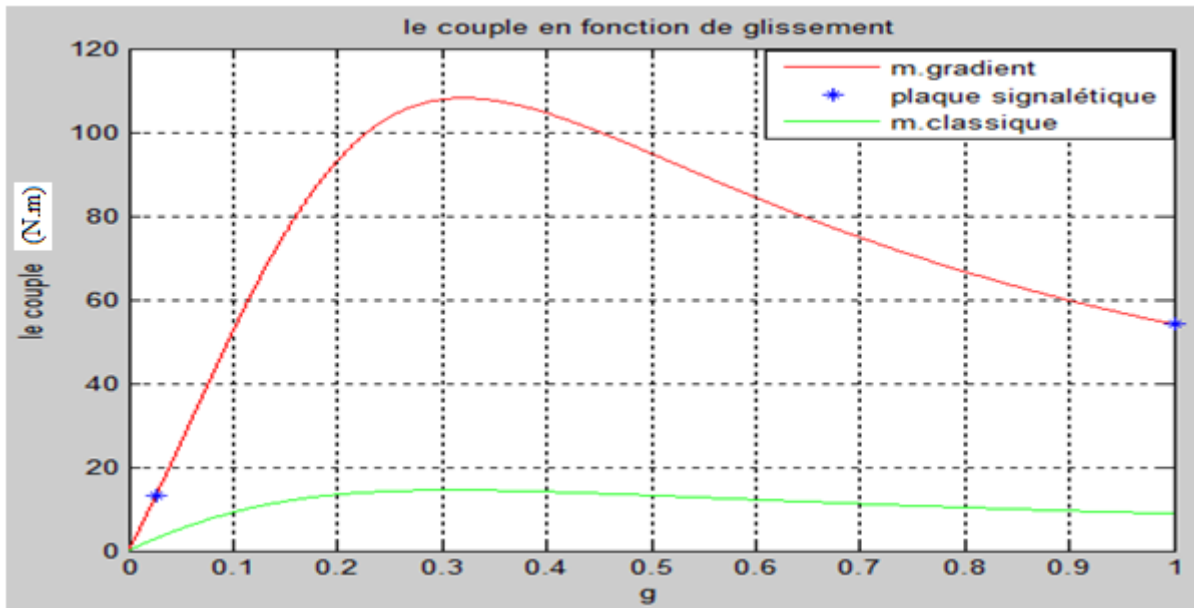


Figure 4.4 : l'estimation avec la fonction objectif couple pour deux points (1<sup>er</sup> moteur)

4.3.2 Moteur2

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

1<sup>er</sup> cas : La figure 4.5 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif courant pour un seul point de courant (courant nominal) :

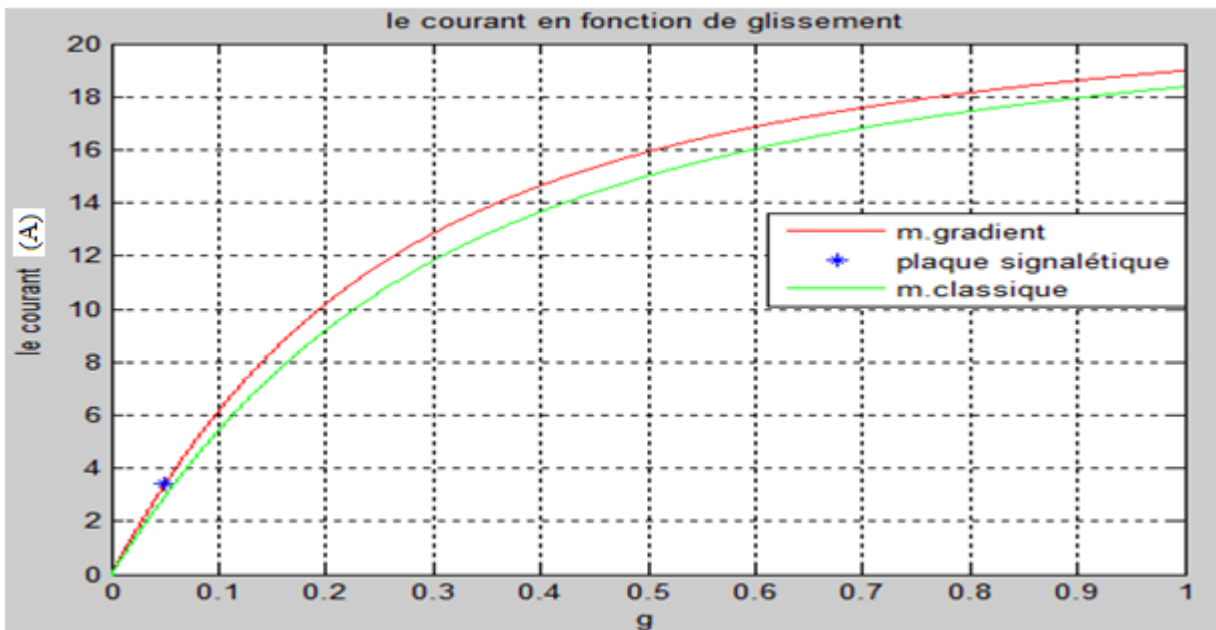


Figure 4.5 : l'estimation avec la fonction objectif courant pour un seul point (2<sup>ème</sup> moteur)

2<sup>er</sup> cas : La figure 4.6 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif courant pour deux points de courant (courant nominal, courant de démarrage) :

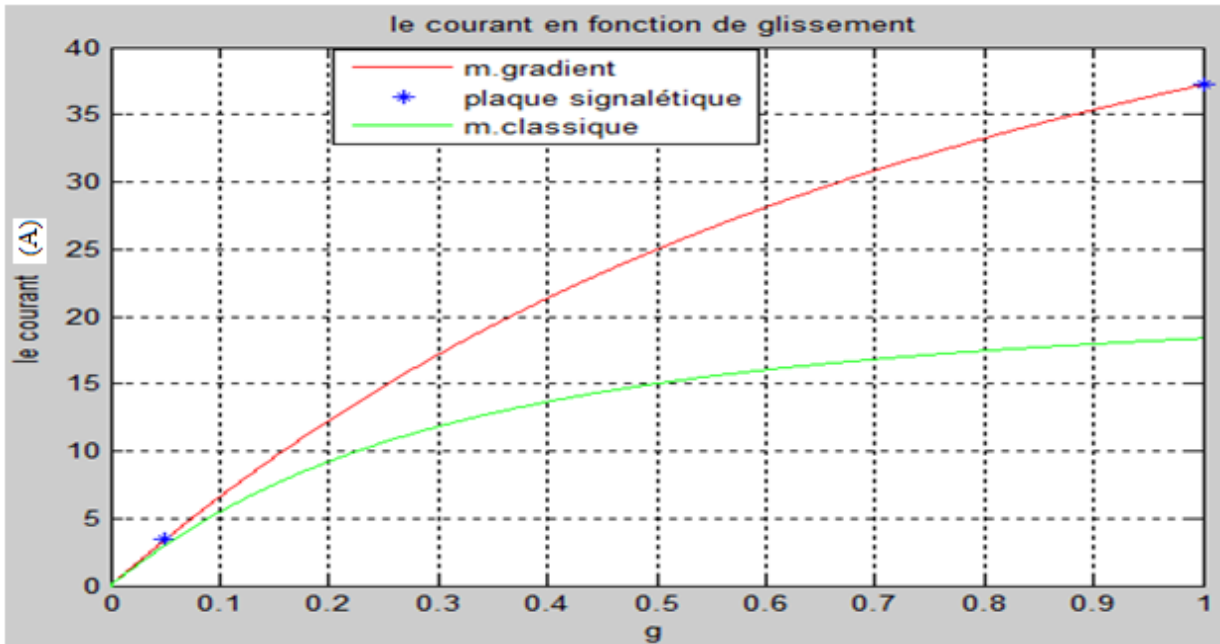


Figure 4.6 : l'estimation avec la fonction objectif courant pour deux points (2<sup>ème</sup> moteur)

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

1<sup>er</sup> cas : La figure 4.7 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif couple pour un point de couple (Couple nominal) :

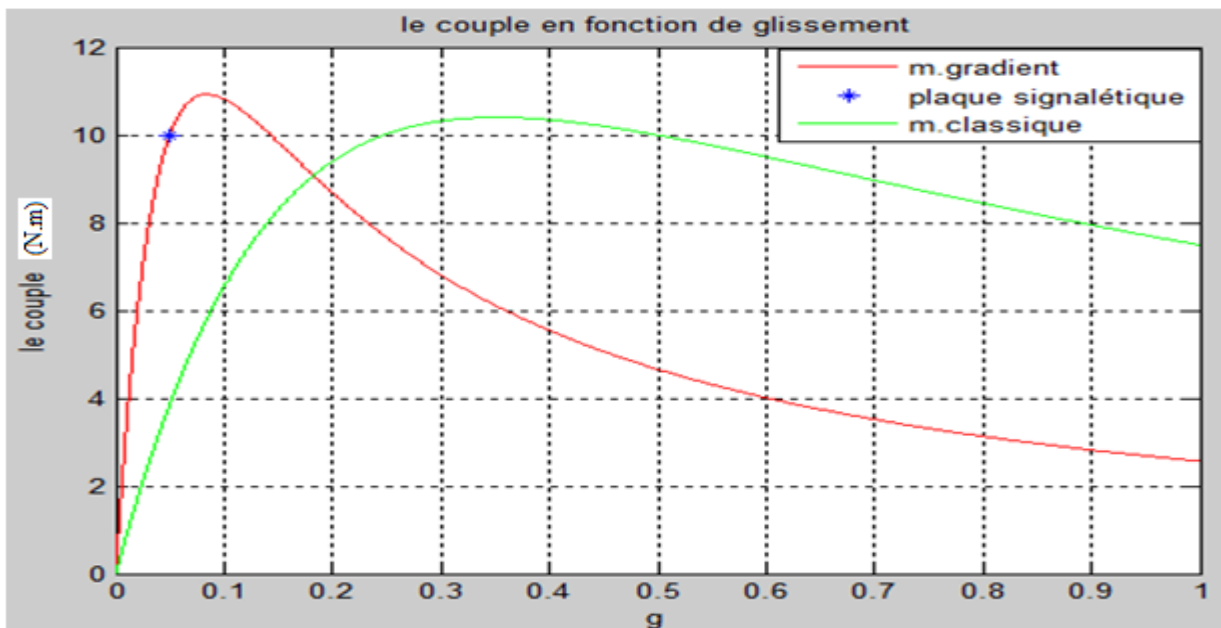


Figure 4.7 : l'estimation avec la fonction objectif couple pour un seul point (2<sup>ème</sup> moteur)

2<sup>er</sup> cas : La figure 4.8 montre l'estimation des paramètres avec la fonction objectif couple pour deux point de courant (couple nominal, couple de démarrage) :

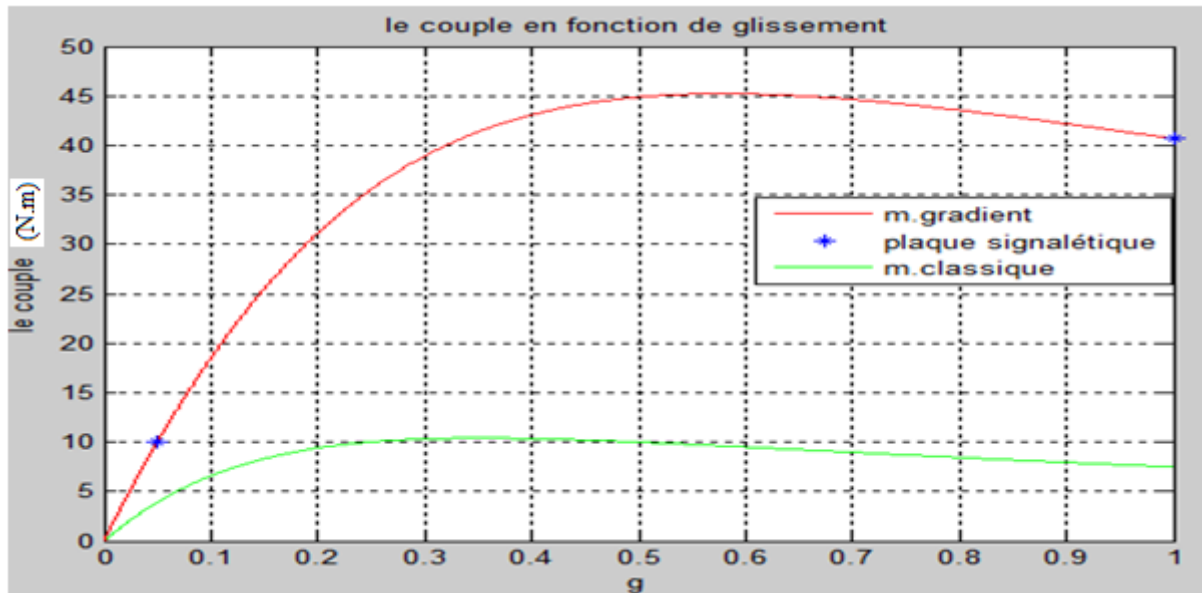


Figure 4.8 : l'estimation avec la fonction objectif couple pour deux points (2<sup>ème</sup> moteur)

### Récapitulatif des résultats :

Les tableaux récapitulatifs 4.2 et 4.3 suivants représentent les différentes valeurs des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage obtenues par la méthode classique et par estimation (méthode du gradient), et cela pour deux fonctions objectif

Moteur 1		Estimation par fonction objectif courant		Estimation par fonction objectif couple	
Les paramètres	classique	1 pt	2 pts	1 pt	2 pts
$R_s(\Omega)$	1.8	1.7635	0.6556	1.6763	0.5693
$L_s(H)$	0.329	0.3287	0.32166	0.3285	0.31828
$M(H)$	0.315	0.3156	0.315587	0.3258	0.31559
$R_r(\Omega)$	2.59	1.1588	1.1998	0.3847	0.6442
$L_r(H)$	0.329	0.3288	0.32174	0.3288	0.319035

Tableau 4.2 : les résultats de l'estimation du 1<sup>er</sup> moteur

Moteur 2		Estimation par fonction objectif courant		Estimation par fonction objectif couple	
		1 pt	2 pts	1 pt	2 pts
Les paramètres	classique				
$R_s(\Omega)$	5.21	5.1872	2.1741	4.9049	0.9665
$L_s(H)$	0.3312	0.33098	0.3222	0.330469	0.32139
$M(H)$	0.3183	0.31813	0.3181	0.3181439	0.318155
$R_r(\Omega)$	3.3124	4.0509	3.0822	0.7792	1.4941
$L_r(H)$	0.3312	0.33102	0.3223	0.330849	0.32252

**Tableau 4.3** : les résultats de l'estimation du 2<sup>ème</sup> moteur

**Interprétation :**

Les quatre figures 4.1 au 4.8 qui représentent l'estimation des paramètres par deux fonctions objectif, montrent la superposition du courant et couple estimé sur les valeurs de la plaque signalétique après la minimisation de l'écart entre les courants et les couples calculer par rapport au valeurs de la plaque signalétique et la méthode du gradient.

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

Les tableaux 4.2 et 4.3 représentent les valeurs estimées par un point proches des valeurs initiales par contre les valeurs estimées par deux points reste acceptable.

Cela représente l'efficacité et la capacité de la technique proposée sur le Processus de la recherche.

**4.4 Résultats de simulation de la modélisation de la machine**

On injecte dans le programme sur logiciel MATLAB les valeurs obtenues par les deux méthodes on a simulé pour trois types de fonctionnement :

- La machine à vide [0 1].
- La machine en charge [1 1.6].
- La machine surcharge [1 1.9].

Nous avons obtenu les résultats suivants :

### 4.4.1 Résultats de simulation de la modélisation pour moteur 1

On représente les courbes de la modélisation du moteur 1 par deux méthodes dans les figures suivantes :

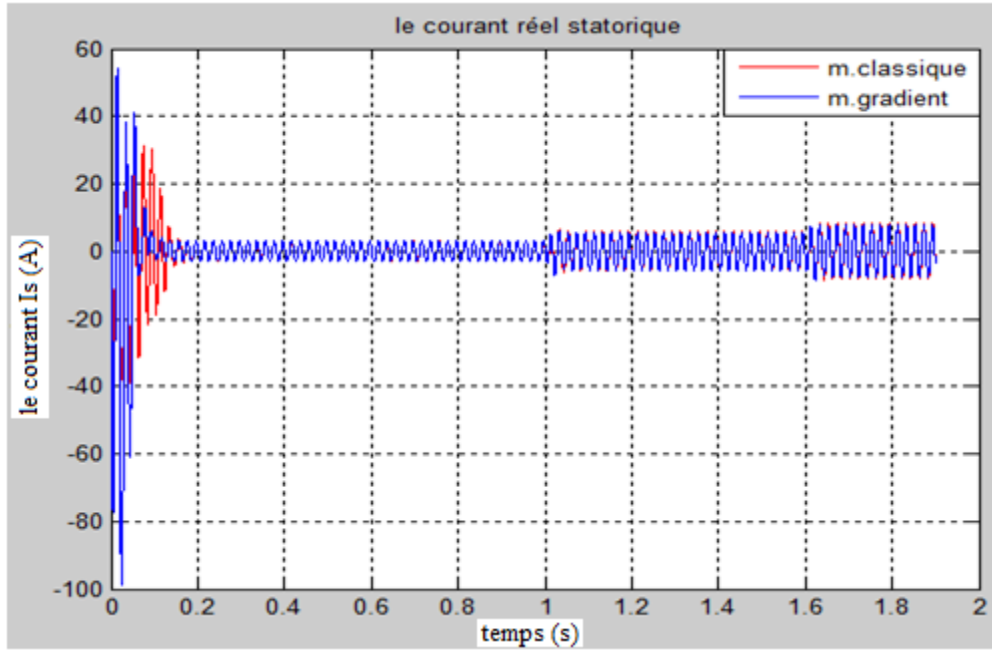


Figure 4.9 : le courant statorique réel (moteur1)

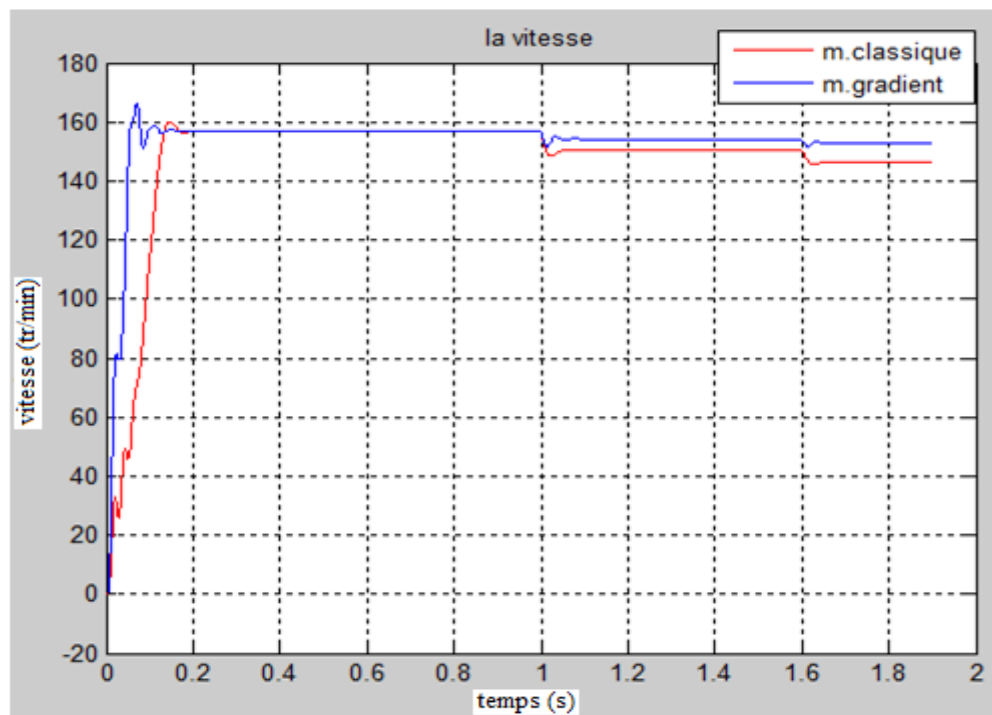


Figure 4.10 : la vitesse (moteur1)

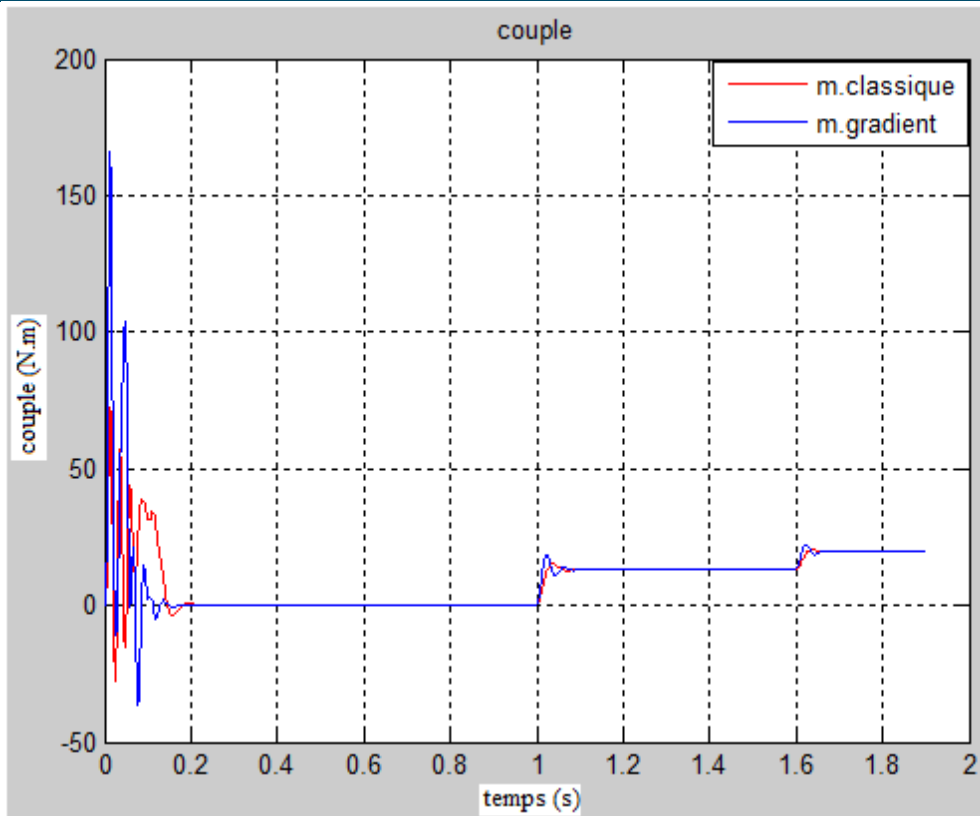


Figure 4.11 : le couple (moteur1)

4.4.2 Résultats de simulation de la modélisation pour moteur 2

On représente les courbes de la modélisation de moteur 2 par deux méthodes dans les figures suivantes :

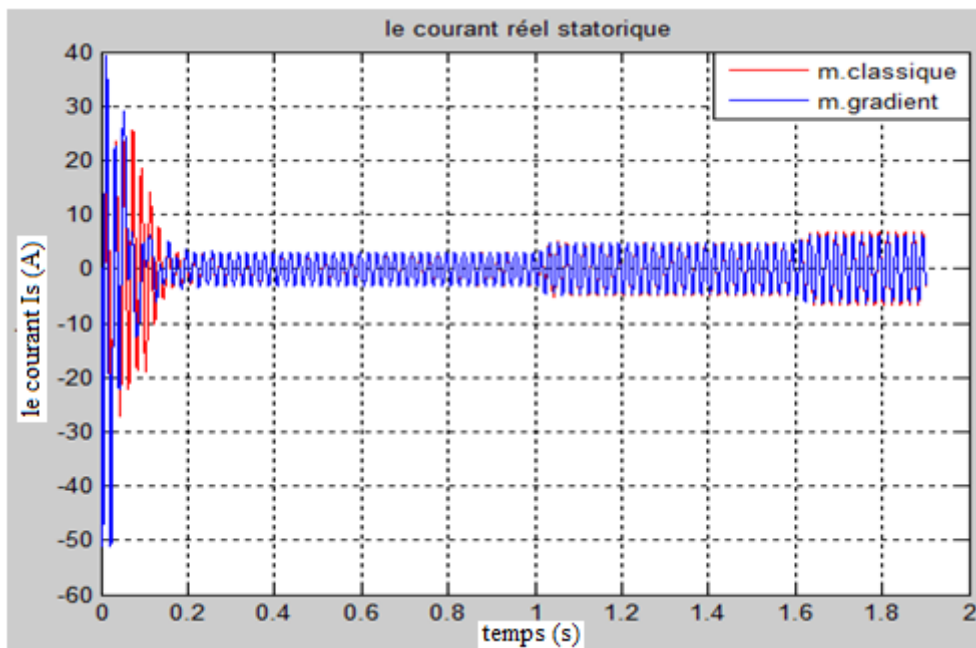


Figure 4.12 : le courant statorique réel (moteur2)

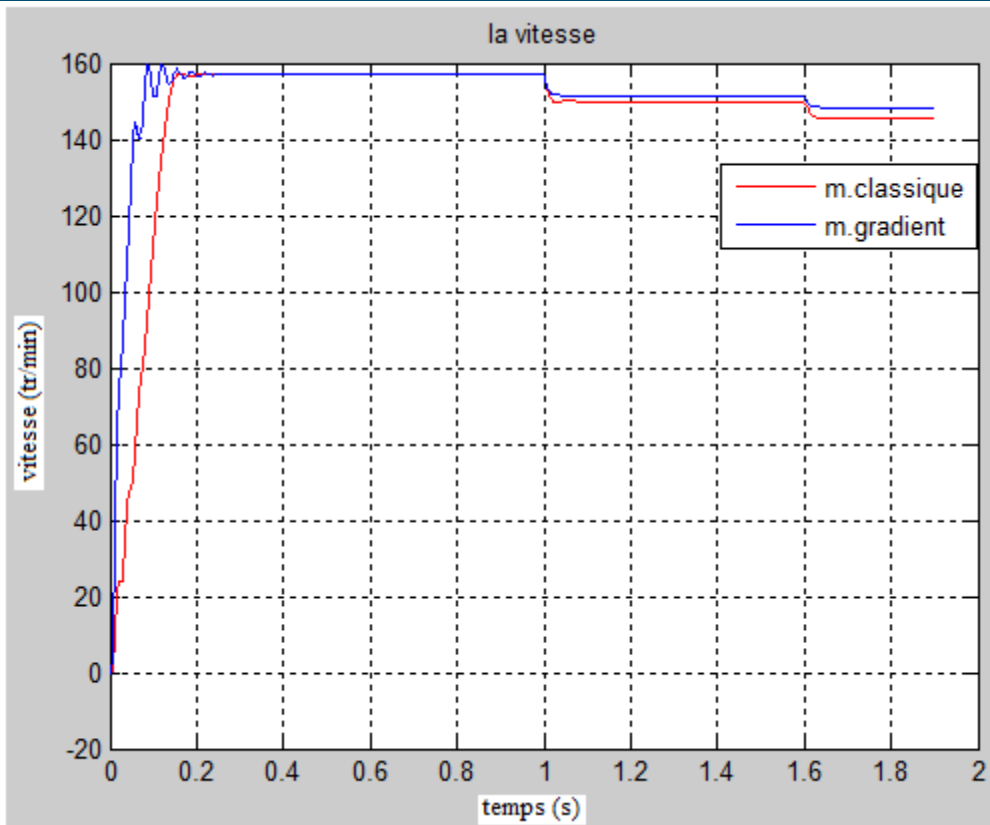


Figure 4.13 : la vitesse (moteur2)

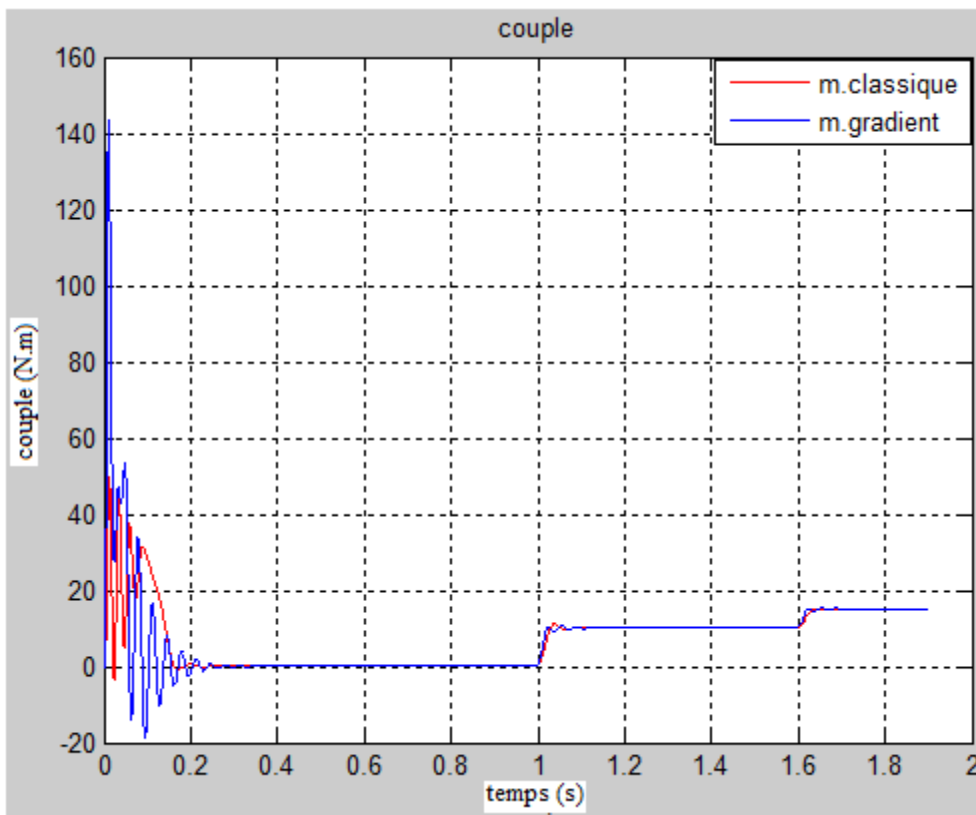


Figure 4.14 : le couple (moteur2)



### 4.4.3 Interprétation des résultats de modélisation pour les deux moteurs

#### a. La machine à vide :

- Lors du démarrage, les courants statoriques réels présentent des pics importants qui s'atténuent au bout de quelques alternances.
- La vitesse atteint, pour les deux cas, sa valeur établie proche du synchronisme (157rad/s) au bout de régime transitoire, avec différentes dynamiques présentant des oscillations au début de démarrage et des faibles dépassements avant de s'établir.
- Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des pulsations importantes et atteint des valeurs maximales différentes suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

#### b. La machine en charge :

- On remarque qu'à l'application du couple résistant ( $C_r = C_e$ ), le couple électromagnétique augmente afin de compenser le couple de résistant, cela induit une légère diminution de vitesse (la vitesse nominale) qui traduit un glissement supplémentaire correspondant au glissement nominal de la machine, et une augmentation du courant statorique réel et on a remarqué que la courbe de la vitesse qui obtenus à l'aide des valeurs estimées est presque égale la vitesse nominale.

#### c. La machine surcharge :

- D'après l'augmentation de couple résistant jusqu'à ( $C_r = 1.5C_e$ ), On remarque que le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple de résistant, dans ce cas le moteur asynchrone ne s'arrête pas mais il ralentit et le courant absorbé par le moteur augmente par rapport au courant nominal.

### 4.4.4 Etude comparative

Dans cette partie une phase de simulation est nécessaire afin de vérifier la validité du modèle par la comparaison entre les résultats de l'estimation avec méthode du gradient et la méthode classique.

L'examen des différents paramètres des tableaux 4.2 et 4.3 montrent que les deux méthodes donnent une modélisation clairement efficace, en démarrage on a des pics différents avant de passer au régime permanent. Nous constatons que les courbes simulées à l'aide des paramètres estimés par la méthode du gradient présentent bien le fonctionnement de la machine asynchrone par rapport aux courbes simulées en utilisant les valeurs de la méthode classique.

### 4.5 Conclusion

Le but principal de ce chapitre, consiste à la simulation et la validation des paramètres électriques obtenus par les deux méthodes avec plus de précision de la méthode du gradient. L'application avec succès et les résultats de simulation ont démontré clairement l'efficacité de cette technique pour l'estimation paramétrique.

La validation de la précision des paramètres identifiés par cette méthode a été effectuée à travers la superposition du relevé de courant statorique estimé et celui mesuré, ce qui a montré un accouplement convenable entre les deux caractéristiques.

# **Introduction général**

# **Chapitre 1**

## **Modélisation de la Machine asynchrone**

# **Chapitre 2**

## **Schéma équivalent et les essais classiques**

# **Chapitre 3**

## **Techniques d'optimisation**

# **Chapitre 4**

## **Simulation et validation**

# **Conclusion général**



## Conclusion générale

Dans le cadre du mémoire de master machines électriques, nous nous sommes intéressés dans ce travail à l'estimation paramétrique des paramètres de la machine asynchrone à cage par la méthode du gradient.

Avant de discuter des principaux résultats obtenus à travers cette étude, il convient de rappeler que l'identification paramétrique des machines électriques, particulièrement la machine asynchrone à cage, constitue un axe de recherche fructueuse et très important en vue de leur simulation.

L'identification, bien qu'elle apparaisse simple à faire, nécessite autant de connaissances physiques sur le processus que de connaissance mathématiques pour mettre en œuvre une méthode d'estimation. En effet, avant de passer à l'étape quantitative qui est la détermination des valeurs numériques des paramètres, il faut d'abord faire une modélisation aussi complète que possible, en tenant compte de la globalité des phénomènes physiques au sein du processus.

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

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation des schémas équivalents de la machine asynchrone en monophasé dans plusieurs configuration à nombre des paramètres réduites qui sont facilement identifiables. Puis nous avons appliqué les essais classiques (à vides, court-circuit, ralentissement) pour déterminer les paramètres de notre machine. Dans ce cas, le but est de délimiter la plage de variation des paramètres, permettant une estimation plus précise par des méthodes d'optimisation.

Au cours du troisième chapitre, nous avons présenté une classification des techniques d'optimisation d'après la littérature, en deuxième temps la définition de quelques techniques, parmi ces derniers, nous avons basé sur la méthode du gradient pour l'estimation des paramètres de notre machine asynchrone à cage, cette dernière est basée sur la minimisation de l'écart (l'erreur quadratique) entre le courant et le couple donné par constructeur le courant et le couple calculer successivement qui a été choisi comme critère d'arrêt de la méthode du gradient.

Par simulation à l'aide du logiciel MATLAB, on a appliqué la méthode du gradient en introduisant le modèle de la machine asynchrone qui été présenté dans le premier chapitre ainsi les valeurs des paramètres en régime permanent obtenus par les essais classiques en été utilisé comme vecteur initial, afin d'obtenir les valeurs des paramètres estimés. Cela nous a amenés à vérifiées notre modèle et comparer les résultats.

En vue de se rapprocher du modèle réel, on propose comme suite à ce travail, d'exploiter et d'améliorer cette étude en tenant compte des pertes fer et de la saturation, pour établir des schémas équivalents à paramètres variables et en introduisant diverses techniques d'estimation.

# Liste des figures et des Tableaux

## Chapitre 1

Figure 1.1	Moteur asynchrone triphasé	3
Figure 1.2	stator	4
Figure 1.3	différent type de rotor	5
Figure 1.4	Représentation spatial des enroulements de la machine asynchrone	6
Figure 1.5	transformation des axes réels aux axes (d-q)	9
Figure 1.6	Représentation des axes de la machine	11
Figure 1.7	représentations de $\overline{X}$ dans le plan complexe (dq)	15

## Chapitre 2

Figure 2.1	Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique	21
Figure 2.2	Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère (d, q) en régime dynamique	22
Figure 2.3	Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent	24
Figure 2.4	Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent ramené au stator	24
Figure 2.5	Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené au stator à fuites totalisées dans le stator	27
Figure 2.6	Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené en régime permanent avec pertes fer	27
Figure 2.7	La plaque signalétique de la machine asynchrone	28
Figure 2.8	Montage de l'essai en courant contenu	29
Figure 2.9	Le modelé de la machine asynchrone à vide	30
Figure 2.10	Montage de l'essai à vide	30
Figure 2.11	La méthode de séparation des pertes	33
Figure 2.12	Le montage de l'essai à rotor bloqué	34
Figure 2.13	Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué	35
Figure 2.14	Essai de ralentissement effectué sur un moteur	38

### Chapitre 3

Figure 3.1	Organigramme de la méthode du recuit simulé	41
Figure 3.2	Organigramme de l'algorithme génétique	42
Figure 3.3	Comportement typique de la descente	45
Figure 3.4	principe d'optimisation paramétrique	47
Figure 3.5	principe d'estimation par modèle de référence	49
Figure 3.6	schéma équivalent ramené au stator	49
Figure 3.7	Organigramme de la méthode du gradient	50

### Chapitre 4

Figure 4.1	l'estimation avec la fonction objectif courant pour un seul point (1 <sup>er</sup> moteur)	53
Figure 4.2	l'estimation avec la fonction objectif courant pour deux points (1 <sup>er</sup> moteur)	54
Figure 4.3	l'estimation avec la fonction objectif couple par un seul point (1 <sup>er</sup> moteur)	54
Figure 4.4	l'estimation avec la fonction objectif couple pour deux points (1 <sup>er</sup> moteur)	55
Figure 4.5	l'estimation avec la fonction objectif courant pour un seul point (2 <sup>ème</sup> moteur)	55
Figure 4.6	l'estimation avec la fonction objectif courant pour deux points (2 <sup>ème</sup> moteur)	56
Figure 4.7	l'estimation avec la fonction objectif couple pour un seul point (2 <sup>ème</sup> moteur)	56
Figure 4.8	l'estimation avec la fonction objectif couple pour deux points (2 <sup>ème</sup> moteur)	57
Figure 4.9	le courant staorique réel (moteur1)	59
Figure 4.10	la vitesse (moteur1)	59
Figure 4.11	le couple (moteur1)	60
Figure 4.12	le courant staorique réel (moteur2)	60
Figure 4.13	la vitesse (moteur2)	61
Figure 4.14	le couple (moteur2)	61

## Chapitre 2

Tableau 2.1	Essai à vide sous tension variable	32
Tableau 2.2	résultat des essais à rotor bloqué	35
Tableau 2.3	les résultats des paramètres électriques	36
Tableau 2.4	les résultats des paramètres mécaniques	39

## Chapitre 4

Tableau 4.1	Les paramètres électriques et mécaniques pour les deux moteurs	52
Tableau 4.2	Les résultats de l'estimation du 1 <sup>er</sup> moteur	57
Tableau 4.3	Les résultats de l'estimation du 2 <sup>ème</sup> moteur	58

## Liste des symboles

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

$a, b, c$  : Indices correspondants aux trois phases a, b, c.

$V_s, I_s$  : Tension et courant statorique.

$V_r, I_r$  : Tension et Courant rotoriques.

$\Phi_s$  : Flux statorique.

$\Phi_r$  : Flux rotorique.

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

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

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

$l_s, l_r$  : Inductance de fuites statorique et rotorique.

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

$\theta$  : Angle électrique stator/référentiel.

$\theta_s, \theta_r$  : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

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

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

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation.

$f_v$  : Coefficient de frottement.

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

$N$  : Les fuites magnétiques.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion total.

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

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

$g$  : glissement.

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

# Table des matières

## REMERCIEMENTS

Dédicaces

## RESUME

## TABLE DES MATIERES

## Liste des SYMBOLES

Liste des figures et des Tableaux

Introduction générale 1

### Chapitre 1 : Modélisation de machine asynchrone

1.1 INTRODUCTION.....	3
1.2 Description de la machine asynchrone.....	3
1.2.1 Constitution.....	3
1.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	5
1.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	5
1.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone.....	6
1.4.1 Equation électriques et magnétique de la machine asynchrone.....	6
1.4.2 Equation mécanique.....	9
1.5 Transformation de Park.....	9
1.6 Equations de la machine dans le modèle de Park.....	11
1.6.1 Equations des tensions.....	11
1.6.2 Equations des flux.....	12
1.6.3 Equations du couple.....	12
1.7 Choix du référentiel.....	12
1.7.1 Référentiel lié au stator.....	13
1.7.2 Référentiel lié au rotor.....	13
1.7.3 Référentiel lié au champ tournant.....	14
1.8 Modèle à un axe de la machine asynchrone.....	14
1.8.1 Les équations électriques et magnétiques sous forme complexe.....	15
1.9 Représentation d'état du modèle de machine asynchrone.....	16
1.9.1 Mise en équation d'état.....	16
1.10 Conclusion.....	18

### Chapitre 2 : schéma équivalent et les essais classiques

2.1 Introduction.....	19
2.2 Schémas équivalents de la machine asynchrone.....	20
2.2.1 Schéma équivalent généralisé de la machine asynchrone en régime dynamique.....	20
2.2.2 Schéma équivalent dynamique de la machine asynchrone dans le repère fixe du stator.....	21
2.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent.....	22
2.2.4 Calcul de l'impédance totale vue du stator.....	24
2.2.5 Schéma équivalent avec pertes fer.....	27
2.3 Détermination des paramètres électriques par les essais classiques.....	28
2.3.1 Détermination des paramètres électriques.....	29
2.3.2 Détermination des paramètres mécaniques.....	36

2.4 Conclusion .....	39
<b>Chapitre 3 : Techniques d'optimisation</b>	
3.1 Introduction.....	40
3.2 Techniques d'optimisation.....	40
3.2.1 Méthodes stochastiques.....	40
3.2.2 Méthodes déterministes.....	43
3.2.3 Méthodes hybrides.....	46
3.3 Choix d'une méthode d'optimisation.....	46
3.4 Méthode d'estimation paramétrique.....	46
3.5 Application de l'algorithme Gradient à l'estimation des paramètres d'un moteur asynchrone.....	48
3.5.1 Critères d'arrêts.....	50
3.6 Conclusion.....	51
<b>Chapitre 4 : simulation et validation</b>	
4.1 Introduction.....	52
4.2 Les données des moteurs.....	52
4.3 Résultat et interprétation.....	53
4.3.1 Moteur1.....	53
4.3.2 Moteur2.....	55
4.4 Résultats de simulation de la modélisation de la machine.....	58
4.4.1 Résultats de simulation de la modélisation pour moteur 1.....	59
4.4.2 Résultats de simulation de la modélisation pour moteur 2.....	60
4.4.3 Interprétation des résultats de modélisation pour les deux moteurs.....	62
4.4.4 Etude comparative.....	62
4.5 Conclusion.....	63
Conclusion générale.....	64
Annexe	
Bibliographie	



- [1] J.P. Caron, J.P. Hautier: *“Modélisation et Commande de la machine asynchrone”*, Edition Technip, France 1995.
- [2] Jean. Paul Louis : *“Modélisation des machines électriques en vue de leur commande ”*, Lavoisier, Paris 2004.
- [3] J.Chatelain: *“Machines électriques”*, Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, Presse polytechnique romande – Éd. Georgi, 1983 ; réédité par Dunod, 1993.
- [4] M<sup>r</sup> RABIA LAKHDAR : *“Identification des paramètres d'un moteur asynchrone a cage*, Université Kasdi Merbah Ouargla 2015.
- [5] Dominique Jacob : *“électrotechnique « moteur a courant alternatif » ”*, Ellipses Édition marketing S.A, paris 2005.
- [6] Edouard LAROCHE : *“ Identification et Commande Robuste de Systèmes Electromécaniques”*, Université Louis Pasteur de Strasbourg 2007.
- [7] Adel Merabet : *“Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone”*, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, mai 2007.
- [8] F.MEHAZZEM : *“Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique”*, thèse de doctorat. Université de Mantouri Constantine 2010.
- [9] Say, M. G: *“Alternating Current Machines”*, New York: John Wiley and Sons/Pitman, 1983.
- [10] Nait, M, S : *“Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage d'écuruil : Robustesse Contre les Dérives Paramétrique, Amélioration des Performances énergétiques”*, Thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.
- [11] Saïd DRID : *“Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation”*, Thèse de doctorat d'état, université de Batna 2005.
- [12] BOUDISSA El-Ghalia : *“Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone par les algorithmes génétiques statiques, dynamiques et hybride”*, Université Saad Dahlab de Blida 2013.

- [13]Hanaâ HACHIMI : *“Hybridation d’algorithmes métaheuristiques en optimisation globale et leurs applications”*, Ecole Mohammedia d’Ingénieurs (Maroc).
- [14]Tidjani Abd el Jaouad, Al Amoudi Badreddine : *“ Identification paramétrique d’un moteur asynchrone à cage d’écureuil par la technique «optimisation d’essaim de particules”*, Université Kasdi Merbah Ouargla 2016.
- [15] Bentalha Abir, Mouchou Karima : *“ Identification des paramètres d’un machine asynchrone a double alimentation ”*, Université Houari Boumediene 2016.
- [16] Gonzalo Cabodevila : *“ Identification des systèmes”*, École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques, France.
- [17]NADIA ELKHATTABI : *“ Identification des paramètres du moteur a induction pour mesure in situ du rendement”*, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES 2009.
- [18]BENCHAREF Hamza, CHEBLI Mohamed: *“ Identification d’une machine asynchrone triphasée par l’application des algorithmes génétiques”*, UNIVERSITE DE BLIDA 2014.
- [19]Irène Charon, Anne Germa, Olivier Hudry:*“ Méthodes d’optimisation combinatoire ”*, Masson, paris, 1996.
- [20]Raymond Hanus:*“techniques d’identification et d’estimation”*, Automatique avancée 1, Lavoisier, 2007.
- [20]Raymond Hanus:*“techniques d’identification et d’estimation”*, Automatique avancée 1, Lavoisier, 2007.
- [21]V. P. Sakthivel, R. Bhuvaneswari, S. Subramanian: *“Bacterial Foraging Technique Based Parameter Estimation of Induction Motor from Manufacturer Data”*, Electric Power Components and Systems, April 2010.
- [22]Silvia CarreñoPeña: *“Estudio de los datosdelcatálogo en motoresde induccióntrifásicos”*, universitat politécnica de catalunya, Spain.

## Transformation de Park

On a :

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcs}] \\ [V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcr}] \end{cases}$$

Après transformation on aura :

$$\begin{cases} [V_{dqos}] = [R_s][I_{dqos}] + [P_s] \frac{d}{dt} [P_s]^{-1} [\Phi_{dqos}] \\ [V_{dqor}] = [R_r][I_{dqor}] + [P_r] \frac{d}{dt} [P_r]^{-1} [\Phi_{dqor}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [V_{dqos}] = [R_s][I_{dqos}] + \left( [P_s] \frac{d}{dt} [P_s]^{-1} \right) [\Phi_{dqos}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqos}] \\ [V_{dqor}] = [R_r][I_{dqor}] + \left( [P_r] \frac{d}{dt} [P_r]^{-1} \right) [\Phi_{dqor}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqor}] \end{cases}$$

On peut démontrer que :

$$[P_s] \frac{d}{dt} [P_s]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \omega_s \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

De même :

$$[P_r] \frac{d}{dt} [P_r]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \omega_s - \omega \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d}{dt} \Phi_{os} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \\ V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d}{dt} \Phi_{or} \end{cases}$$

Pour les flux on a :

$$\begin{cases} [\Phi_{abcs}] = [L_s][I_{abcs}] + [M_{sr}][I_{abcr}] \\ [\Phi_{abcr}] = [M_{sr}]^t [I_{abcs}] + [L_r][I_{abcr}] \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [P_s][L_s][P_s]^{-1}[I_{dqos}] + [P_s][M_{sr}][P_s]^{-1}[I_{dqor}] \\ [\Phi_{dqor}] = [P_r][M_{sr}][P_s]^{-1}[I_{dqos}] + [P_r][L_r][P_r]^{-1}[I_{dqor}] \end{cases}$$

On peut vérifier que :

$$[P_s][L_s][P_s]^{-1} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 1 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{pmatrix}$$

$$[P_r][L_r][P_r]^{-1} = \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 1 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{pmatrix}$$

$$[P_s][M_{sr}][P_s]^{-1} = [P_r][M_{sr}]^t [P_r]^{-1} \begin{pmatrix} M & 0 & 0 \\ 1 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{os} = l_s i_{os} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \Phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \\ \Phi_{or} = l_r i_{or} \end{cases}$$