

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب 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

TOUARI NOUFEL
&

KHIARI NESREDDINE

Thème

**APPLICATION DE LA METHODE DU GRADIENT POUR
L'ESTIMATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE A CAGE**

Proposé par : M^{me} LATIFA KHEMICI

Année Universitaire 2019-2020

Dédicaces

Chère maman

Et Cher père

Mes très chères sœurs, Yasmine, Hanine.

Chère grand-mère

Et mes amis proche (Hani, Abdel Salam, Nabil, rachid, sido...)

*Toute la famille **TOUARI, MERADI***

NOUFEL

Chère maman

Et Cher père (Que Dieu bénisse son âme)

Mes très chères sœurs, fatma, faiza, saliha, nadjma.

Chère grand-mère

Et mes amis proche (hatem, abdo, raidh, hamza, ikram, mimi.....)

Et mes neveux (kawther, malak, chorouk, sarah, batoul, hadjer, rima, mohamed, isha9, sido)

*Toute la famille **khiari***

Tous nos amis (es) et Toute notre promotion

MERCI

NESREDDINE

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

Nous tenons à remercier :

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.

*Notre encadreur Mme. **Khemici pour** le temps qu'elle a consacré, pour les précieuses informations et pour son suivi continu ainsi que sa bonne orientation du travail.*

Nos remerciements vont également à tous les enseignants dans le département

Nous remercions également les membres de jury pour l'intérêt qu'il ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions

*En fin nous remercions tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin afin d'achever ce travail en particulier **nos collègues** du département électrotechnique.*

MAS machine asynchrone

S, R indice correspondants au stator et au rotor

A, B, C indice correspondants aux trois phases du stator

a, b, c indice correspondants aux trois phases du rotor

d, q Axe correspondants aux référentiel lié au champs tournant

θ Angle électrique

$i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ courant statorique dans le référentiel (α, β)

i_{sd} i_{sq} courant statorique dans le référentiel (d, q)

i_S courant statorique

i_R courant rotorique

$V_{s\alpha}$ $V_{s\beta}$ Tension statorique dans le référentiel (α, β)

V_{sd} V_{sq} Tension statorique dans le référentiel (d, q)

V_S Tension statorique

f_s fréquence statorique

$\Phi_{R\alpha}$ $\Phi_{R\beta}$ Flux rotorique dans le référentiel (α, β)

Φ_{Rd} Φ_{Rq} Flux rotorique dans le référentiel (d, q)

Φ_R flux rotorique

Φ_S flux statorique

ω_s Vitesse électrique du Stator

ω_R Vitesse électrique du rotor

ω_g Vitesse de glissement

Ω Vitesse mécanique du rotor

P Nombre de paires de pôles

C_e couple électromagnétique

C_r couple résistant imposé à l'arbre de la machine

C_{vof} commande vectorielle par orientation du flux

J Moment d'inertie de la partie tournante

M inductance cyclique mutuelle stator – rotor

$L_S L_R$ inductance cyclique propre statorique et rotorique par phase

$R_S R_R$ Résistance par phase du stator et rotor

T_s constante de temps statorique

σ coefficient de dispersion total

$[P(\theta_{\text{abs}})]$ Matrice de park

Résumé :

Ce travail présente une technique d'optimisation pour estimer les paramètres du schéma équivalent d'une machine asynchrone à cage, à partir des données du diagramme du cercle. La méthode du gradient est utilisée comme technique d'optimisation.

Les paramètres du schéma équivalent sont obtenus à partir de la minimisation de l'erreur quadratique entre les données du diagramme du cercle et ceux estimés (courant mesuré et courant calculé). La méthode proposée est testée sur un moteur de 3kw. La validation de la méthode est assurée par la méthode classique, qui nécessite un essai à vide et un essai à rotor bloqué.

Mots clés : Machine asynchrone ; schéma équivalent ; diagramme du cercle ; estimation ; méthode du gradient.

Abstract:

This work presents an optimization technique to estimate the parameters of the equivalent diagram of an asynchronous cage machine, from the data of the circle diagram. The gradient method is used as an optimization technique.

The parameters of the equivalent diagram are obtained from the minimization of the squared error between the data of the circle diagram and those estimated (measured current and calculated current). The proposed method is tested on a 3kw motor. The method is validated by the classical method, which requires a no-load test and a locked rotor test.

Keywords: Asynchronous machine; equivalent scheme; circle diagram; estimate; gradient method.

ملخص:

يقدم هذا العمل تقنية تحسين لتقدير معالم الرسم التخطيطي المكافئ لآلة غير المتزامن، من بيانات مخطط الدائرة. يتم استخدام طريقة التدرج كأسلوب تحسين.

يتم الحصول على معالم الرسم البياني المكافئ من تصغير الخطأ التربيعي بين بيانات مخطط الدائرة وتلك المقدر (التيار المقاس والتيار المحسوب). الطريقة المقترحة تم اختبارها على محرك 3 كيلو وات. يتم التحقق من صحة الطريقة بالطريقة التقليدية والتي تتطلب اختبار عدم التحميل واختبار الدوار المغلق.

الكلمات الرئيسية: آلة غير متزامنة. مخطط مكافئ مخطط دائرة تقدير؛ طريقة التدرج

LISTE DE LA FIGURE

CHAPITRE1

Figure1-1:Constitution de La machine asynchrone	1
Figure1-2 :Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	3
Figure 1- 3 3Référentiel tournant d'axes	8
Figure 1 -4Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.	10

CHAPITRE2

figure2- 1: Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique	15
figure2- 2:Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère (d, q) En régime dynamique.....	16
figure2- 3:Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent.....	17
figure2 -4:Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent ramené au stator	18
figure2- 5 :Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor	20
figure2- 6:Schéma équivalent de la MAS à fuites totalisées dans le stator	21
figure2- 7:Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor	22
figure2 -8:Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené en régime permanent avec pertes fer.....	23

CHAPITRE3

figure 3 2: Montage de l'essai à vide	27
figure 3 1: Le modelé de la machine asynchrone à vide.....	27
figure 3 3 :La courbe de courant à vide du moteur en fonction de la tension.....	28
Figure 3 4 :courbe des pertes mécanique et des pertes fer	28
figure 3 5: le diagramme vectoriel	29

figure 3 6 : Le montage de l'essai à rotor bloqué	29
figure 3-7:second point M_{CC} du cercle	30
figure 3 8: le diagramme de cercle simplifié	32
figure 3 9: Idée générale sur le diagramme du cercle	36
figure 3 10:la plaque signalétique du moteur	37
figure 3 11: Montage d'Essai en courant continu.	38
figure 3 12: Montage d'Essai à vide.	38
figure 3 13:Montage d'Essai à rotor bloqué.....	40
figure 3 14: Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué ...	40
figure 3 15 diagramme du cercle (courant actif et courant réactif).....	42
figure 3 16 :le courant I_m en fonction du glissement g	42

CHAPITRE4

figure 4- 1: Comportement typique de la descente	47
figure 4- 2: principe d'optimisation paramétrique	49
figure 4 -3: principe d'estimation par modèle de référence	51
figure 4- 4: schéma équivalent ramené au stator	51
figure 4 -5: Organigramme de la méthode du gradient	52
figure 4- 6:la superposition du courant mesuré et le courant estimé	53

Liste du tableau

Tableau 3. 1 : Essai à vide sous tension variable

Tableau 3. 2 : Résultats des essais à rotor bloqués

Tableau 3. 3 : les paramètres électriques du moteur obtenus par la méthode classique.

Tableau 4. 1 : les paramètres électriques du moteur obtenus par la méthode classique et l'estimatio

Sommaire

Liste de la figure.....	7
Liste du tableau	8
Introduction générale.....	12

chapitre 1: Modélisation de la Machine Asynchrone

1.1 Introduction:	1
1.2 Définition de la machine asynchrone :	1
1.3 Description de la machine asynchrone triphasée :	1
1-4 Modélisation de la machine asynchrone:	2
1-4-1 Hypothèse simplificatrices :	2
1.4.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :	3
1.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée :	3
a- Equations électriques :	3
b- Equation magnétiques :	5
c- Equations mécaniques :	6
1-5 Transformation de Park :	7
1-5.1 Différents repères :	7
1-5.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq:	7
1-5.3 Equation électrique:	9
a- Equations des tensions :	9
b- Equations magnétique :	9
c- Equation mécanique :	10
1-6 la machine asynchrone alimentée en tension	10
I-7 Représentation d'état du modèle de la MAS	10
I-8 Conclusion :	12

chapitre 2: Généralités sur les schémas équivalents d'une Machine Asynchrone

2-1 Introduction :	14
2-2.1 Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique	14
2.2.2 Schéma équivalent dynamique de la machine asynchrone dans le repère fixe du stator	15
2-3 Schéma équivalent du MAS en régime permanent	16
2.3.1 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent ramené au stator	18
2-3-2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator :	21
2.3.3 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor	22
2.3.4 Schéma équivalent avec pertes fer	22
2-4 Conclusion :	23

chapitre 3: Le diagramme du cercle

3. Introduction	25
3.1 régime de fonctionnement d'une machine asynchrone	25
A- Fonctionnement en moteur :	25
B- fonctionnement génératrice :	25
C-fonctionnement en frein électrique	25
3.2 Intérêt du diagramme du cercle:	26
3.3 Essais permettant le tracé du diagramme de cercle :	26
3.3.1. Essais à vide :	26
3.3.2 Essai en court-circuit à rotor bloqué :	30
3.3.3 Machine à l'arrêt	30
3.4. Tracé du diagramme du cercle :	32
3.4.1 Généralités sur le diagramme simplifié :	32
3.5 Diagramme de cercle simplifié	34
3.6 Détermination des paramètres de la machine par les essais classiques :	36
3.6.1 Matériel utilisé :	37
3.6.2 Détermination des paramètres électriques :	37
a. Essai en courant continu :	37
b. essai a vide:	38
c. Calcule de L_s et L_r	39
d. Essai a rotor bloqué	40
e. Calcule de M	41
f. Calcule de R_r :	41
3.7. Les paramètres de la machine asynchrone obtenus par la méthode classique :	41
3.8 Diagramme du cercle de la machine étudiée	42
Conclusion	43

chapitre 4: Identification paramétrique de la MAS

4.1 Introduction	45
4.2 Techniques d'optimisation	45
4.2.1 Méthodes stochastiques : (métaheuristiques)	45
4.2.2 Méthodes déterministes :	46
4.2.3 Méthodes hybrides :	48
4.3 Choix d'une méthode d'optimisation	48
4.5 Application de l'algorithme Gradient à l'estimation des paramètres d'un moteur asynchrone	50
4.5.1 Critères d'arrêts	52

4.6 Résultats et discussion :	53
4.7 Conclusion :	54
Conclusion générale :	55

Annexe 56

A.1.transformation inverse de Park :	56
A.2 Choix du référentiel :	56
A.2.1 Référentiel immobile par rapport au stator :	56
A.2.2 Référentiel immobile par rapport au rotor :	57
A.2.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant :	58
Bibliographie	59

Introduction générale

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques dans plusieurs domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable, l'aéronautique, 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 consiste en l'identification des paramètres des machines électriques par différentes méthodes en guise de réaliser les meilleures approches possibles du modèle de la machine. L'identification paramétrique de la machine asynchrone est l'un des objectifs les plus importants en vue de sa simulation, sa commande et son diagnostic.

Le travail présenté dans ce mémoire traite des problématiques de l'identification des paramètres de la machine asynchrone triphasée en utilisant les données du diagramme du cercle et une simulation par MATLAB. Les paramètres électriques de la machine sont déterminés par minimisation de l'erreur quadratique entre le courant obtenu du diagramme du cercle et celui calculé à partir du modèle du schéma équivalent de la machine.

Le présent mémoire est structuré de la manière suivante :

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 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, aux sens étendus, sera donnée dans les perspectives de mettre en œuvre les procédures possibles d'identification des paramètres du modèle de Park de la machine asynchrone.

Le troisième chapitre sera basé sur les essais classiques de la machine asynchrone pour déterminer le diagramme du cercle dans les deux cas des essais et l'utilisation de cette méthode pour apparaître les différents paramètres de la machine asynchrone.

Le quatrième chapitre est consacré à l'identification paramétrique de la machine asynchrone. 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. Notre travail sera clôturé par une conclusion générale.

Chapitre 1

Modélisation de la Machine Asynchrone

1.1 Introduction:

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. [3] Dans ce contexte, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS. [2]

1.2 Définition de la machine asynchrone :

Une machine asynchrone est machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types: [5]

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s . [6]

1.3 Description de la machine asynchrone triphasée :

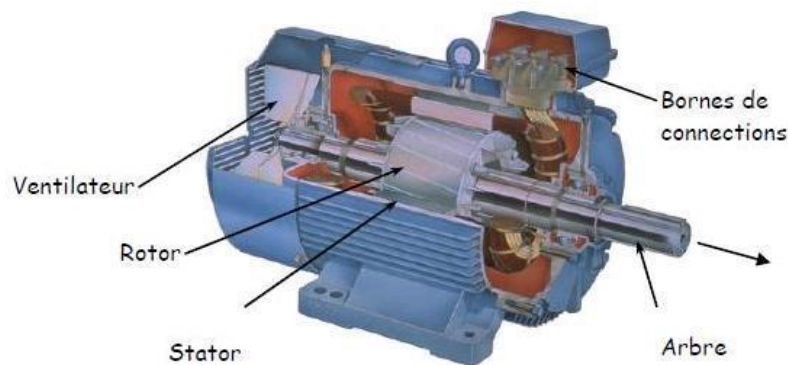


Figure1-1: Constitution de La machine asynchrone

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier. [7]

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant. [8]

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_r exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statorique tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \omega_s / p \quad (I-1)$$

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note : [9]

g : Glissement de la vitesse de rotation par apport à celle du champ tournant statorique

$$g = (\Omega_s - \Omega_r) / \Omega_s \quad (I-2)$$

1-4 Modélisation de la machine asynchrone:

1-4-1 Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont:

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
 - L'effet de l'encochage est négligeable
 - L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

1.4.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure I.2 et dont les phases sont repérées respectivement par S_A , S_B , S_C . L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases S_A et R_a choisis comme axe de référence [7].

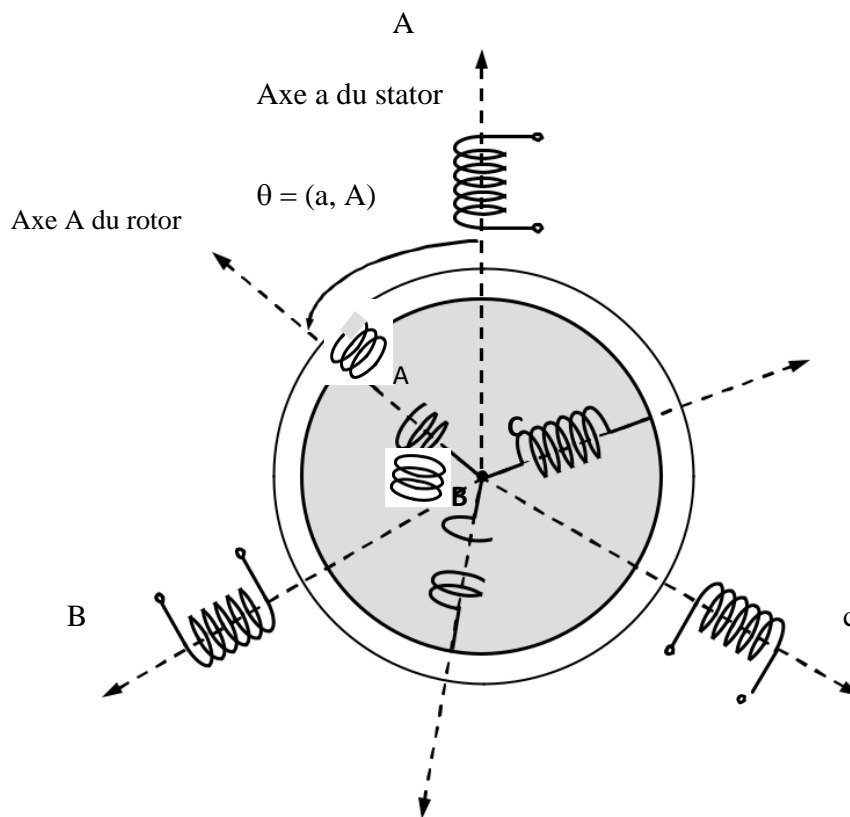


Figure1-2 :Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

1.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée :

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont : [11]

a-Equations électriques :

Les équations de tension des trois phases statorique et des trois phases rotoriques Sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_S i_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_S i_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_S i_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} V_{ra} &= R_S i_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} &= R_S i_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} &= R_S i_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{aligned}$$

En désignant par:

$V_{sa} V_{sb} V_{sc}$: Tensions appliquées aux trois phases statique.

$i_{sa} i_{sb} i_{sc}$: Courants qui traversent les trois phases statiques.

$\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}$: Flux totaux à travers ces enroulements.

$V_{sa} V_{sb} V_{sc}$: Tensions statique

$i_{ra} i_{rb} i_{rc}$: Courants rotoriques

$\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}$: Flux rotoriques

R_S : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotoriques

Les équations (I-3) et (I-4) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_S(abc)] = [R_S][I_S(abc)] + \frac{d}{dt} [\Phi_S(abc)] \quad (I-6)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_r(abc)] = [R_r][I_r(abc)] + \frac{d}{dt} [\Phi_r(abc)] \quad (I-8)$$

b-Equation magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent comme suit :

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [Ls] \begin{bmatrix} isa \\ isb \\ isc \end{bmatrix} + [Msr] \begin{bmatrix} ira \\ irb \\ irc \end{bmatrix}$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [Lr] \begin{bmatrix} isa \\ isb \\ isc \end{bmatrix} + [Msr] \begin{bmatrix} ira \\ irb \\ irc \end{bmatrix}$$

Tel que :

$$[Msr] = [Mrs]^t$$

On désigne par :

$[Ls]$: matrice des inductances statorique.

$[Lr]$: matrice des inductances rotoriques.

$[Msr]$: matrice des inductances mutuelles statorique.

$[Mrs]$: matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Ou :

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Ls & Ms & Ms \\ Ms & Ls & Ms \\ Ms & Ms & Ls \end{bmatrix} \quad (I_{11})$$

$$[Lr] = \begin{bmatrix} Lr & Mr & Mr \\ Mr & Lr & Mr \\ Mr & Mr & Lr \end{bmatrix} \quad (I_{12})$$

Ainsi :

$$M_{Sr} = M_{rS^T} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I_{13})$$

Avec :

l_r : Inductance propre d'une phase statorique.

l_s : Inductance propre d'une phase rotoriques.

M_s : Inductance mutuelle entre phase statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre phase rotoriques.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statorique et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondent du rotor

c-Equations mécaniques :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse)

[13]

$$C_e = P[is(abc)]^t \frac{d}{dt} [Msr][ir(abc)] \quad (I_{15})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (I-15)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω_r : Vitesse rotoriques.

C_e : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.4) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.3). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

1-5 Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondre aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [14].

1-5.1 Différents repères :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux[10]:

- 1) Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta)$ $\rightarrow \omega_{obs} = 0$.
- 2) Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y)$ $\rightarrow \omega_{obs} = \omega_R$.
- 3) Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q)$ $\rightarrow \omega_{obs} = \omega_S$.

Où :

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I-5.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq:

Du fait de l'existence des termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles [Msr], les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq selon la transformation de PARK. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure (I-3) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q [11].

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o)

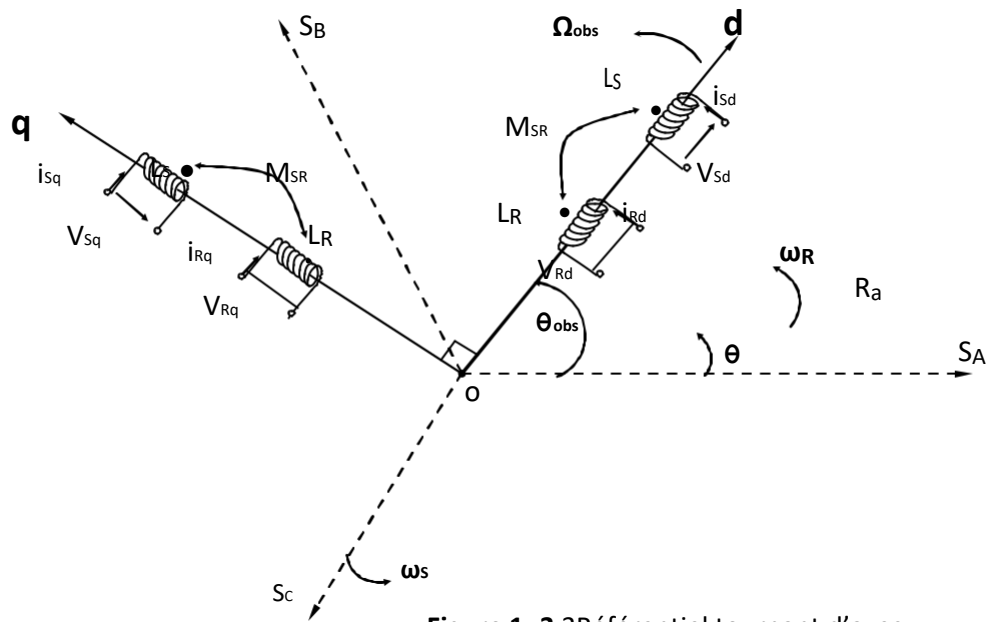


Figure 1- 3 3Référentiel tournant d'axes

Où :

θ_{obs} : est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

L'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trios bobine (statorique et rotorique) à deux bobine équivalente reprenant les mêmes considération ou aspects en terme, de flux, de couple, de courant ou du mois une image qui leur sera parfaitement Proportionnelle [1]

- L'équivalent de tension : $[V_{dqo}] = [P(\theta_{obs})] [V_{abc}]$
- L'équivalent de courant : $[i_{dqo}] = [P(\theta_{obs})] [i_{abc}]$ (I-16)
- L'équivalent de flux : $[\Phi_{dqo}] = [P(\theta_{obs})] [\Phi_{abc}]$

Ou :

$P [(\theta_{obs})]$: est la matrice de Park

Donne le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [V_{dqo}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [i_{dqo}] \\ [\Phi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\Phi_{dqo}] \end{cases} \quad (I_{14})$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrive alors :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I_{18})$$

Le facteur $(\sqrt{2/3})$: est la pour conserver la puissance électrique instantanée [14]

$$[P(\theta_{obs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I_{19})$$

Lorsque l'angle θ_{obs} est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite Transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit:

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & (\sqrt{3})/2 & -(\sqrt{3})/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (I_{20})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I-3)et (I-4), et magnétiques, (I-5), (I-6), permet d'obtenir les équations suivantes:

1-5.3Equation électrique [15] :

a-Equations des tensions :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W_s \\ W_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{ds} \end{bmatrix} \quad (I_{21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W_s - W_r \\ (W_s - W_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (I_{22})$$

b-Equations magnétique :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I - 23)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (I - 24)$$

Avec:

$L_s = l_s - M$, $L_r = l_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = 3/2 M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

c-Equation mécanique : Tapez une équation ici.

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-9) devient :

$$C_{em} = p * \frac{M}{L_r} * (\phi_{rd} i_{ds} - \phi_{qr} i_{qs})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I-10).

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_r$$

1-6 la machine asynchrone alimentée en tension: [16]

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique et le flux rotoriques Φ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd} , V_{sq} comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, « Fig. I-4 ».

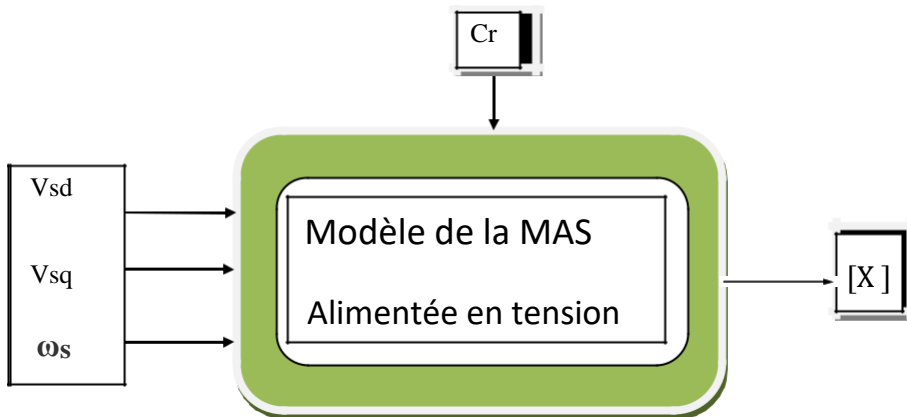


Figure 1 -4 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

I-7 Représentation d'état du modèle de la MAS [16]:

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (I-25)$$

Avec :

$$[X] = [i_{sa} \ i_{sb} \ \Phi_{sa} \ \Phi_{sb}]^T : \text{vecteur d'état}$$

$$[U] = [V_{sa} \ V_{sb}] : \text{vecteur de commande}$$

$[A]$: matrice évaluation d'état du système

$[B]$: matrice du système de commande

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_S i_{qs} + \frac{MR_r}{\sigma L_S L_r^2} \phi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_S L_r} \omega \phi_{qr} + \frac{1}{L_S \sigma} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_S i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_S} \left(R_S + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_S L_r} \omega \phi_{dr} + \frac{MR_r}{\sigma L_S L_r^2} \phi_{qr} + \frac{1}{L_S \sigma} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{l_r} \phi_{dr} + \omega_r \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{l_r} \phi_{qr} - \omega_r \phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_{em} - C_r - f_v \frac{\omega}{p} \right) \end{array} \right.$$

(I-26)

Avec

$T_S = \frac{L_S}{R_S}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constant de temps statorique et rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S L_r}$: coefficient de dispersion

$$[A] = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-28)$$

Pour le référentielle lié au champs tournant (d ,q)la matrice [A]devient

Avec

$$\lambda = \frac{1}{T_S \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}$$

$$\Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \quad (I-29)$$

$$\delta = \frac{1}{\sigma L_S}$$

$T_S = \frac{L_S}{R_S}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constantes de temps statorique et rotorique

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone est donné par la relation suivante :

$$C_e = \frac{p \cdot M}{L_r} * (\phi_{ra} i_{sb} - \phi_{rb} i_{sa}) \quad (I-30)$$

I-8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description succincte de la machine asynchrone. Puis on a pu établir une modélisation de la machine asynchrone, cette modélisation est basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le modèle triphasé en un modèle biphasé.

.

Chapitre 2 :

Généralités sur les schémas équivalents d'une machine asynchrone

2-1 Introduction :

Comme nous avons vu au premier chapitre, un modèle idéalisé de la MAS a été présenté aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère biphasé (modèle de Park). Nous avons obtenu un modèle avec un nombre important de paramètres qui sont difficile à identifier. Dans ce chapitre nous nous intéressons à la présentation des différents schémas équivalents de la MAS avec un nombre de paramètres réduits.

2-2 Schéma équivalente d'une 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

2-2.1 Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique

La dynamique électromagnétique du MAS triphasé, est régie par les équation du modèle de Park généralisé (U, V)[18]

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} + j\omega_a \overline{\phi}_s \\ \overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\phi}_r}{dt} + j\omega_r \overline{\phi}_r \end{array} \right\}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{\phi}_s = L_s \overline{I}_s + l_m \overline{I}_r \\ \overline{\phi}_r = L_r \overline{I}_r + l_m \overline{I}_s \end{array} \right\}$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} l_s = L_s - M & \text{induction cyclique de fuite au stator} \\ l_r = L_r - M & \text{induction cyclique de fuite au rotor} \end{array} \right\} \quad \text{II- 3}$$

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

$$\overline{I}_m = \overline{I}_s + \overline{I}_r \quad \text{: II-4}$$

Les équations aux tensions et aux flux sont :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + l_s \frac{d\overline{I}_s}{dt} + M \frac{d\overline{I}_m}{dt} + j\omega_a \overline{\phi}_s \quad \text{II-5}$$

$$\overline{V}_r = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + l_r \frac{d\overline{I}_r}{dt} + M \frac{d\overline{I}_m}{dt} + j\omega_r \overline{\phi}_r \quad \text{II-6}$$

Aux flux :

$$\overline{\phi}_s = l_s \overline{I}_s + M \overline{I}_m \quad \text{II-7}$$

$$\overline{\phi}_r = l_r \overline{I}_r + M \overline{I}_m \quad \text{II-8}$$

Ce modèle peut être représenté par le schéma de la Fig. 2-1

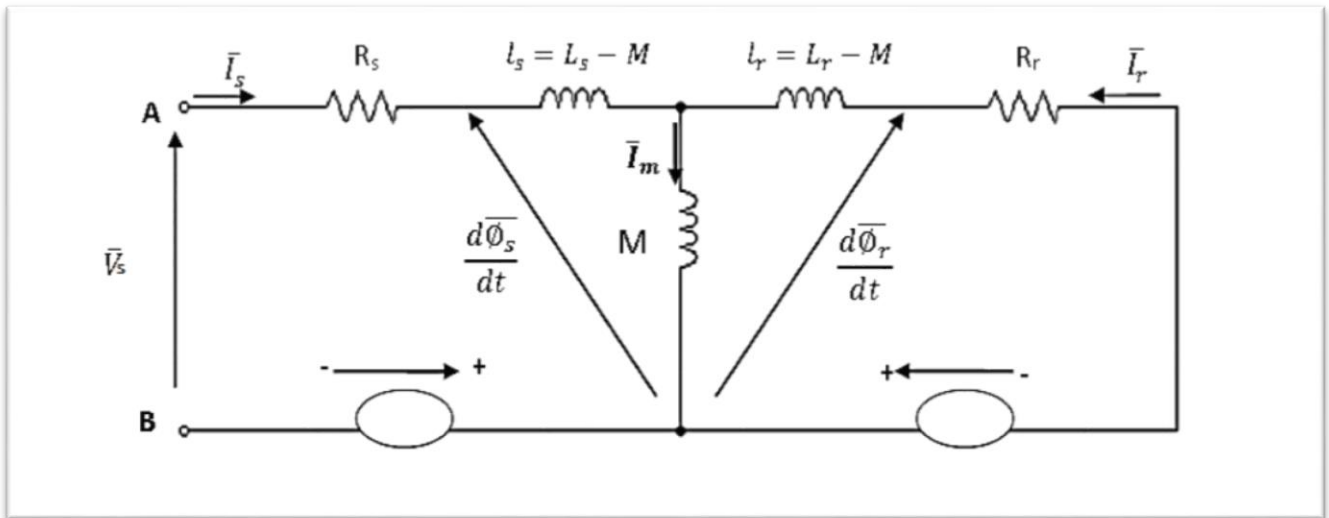


figure2- 1: Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique

Ce modèle est caractérisé par des F.é.m. de rotation induites respectivement dans le stator et dans le rotor et qui dépendent des courants du stator et rotor et de la vitesse de rotation [18]

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 : [20]

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

En peut représenter ce modèle :

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

II-9

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} - J W r \bar{\phi}_r$$

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 :

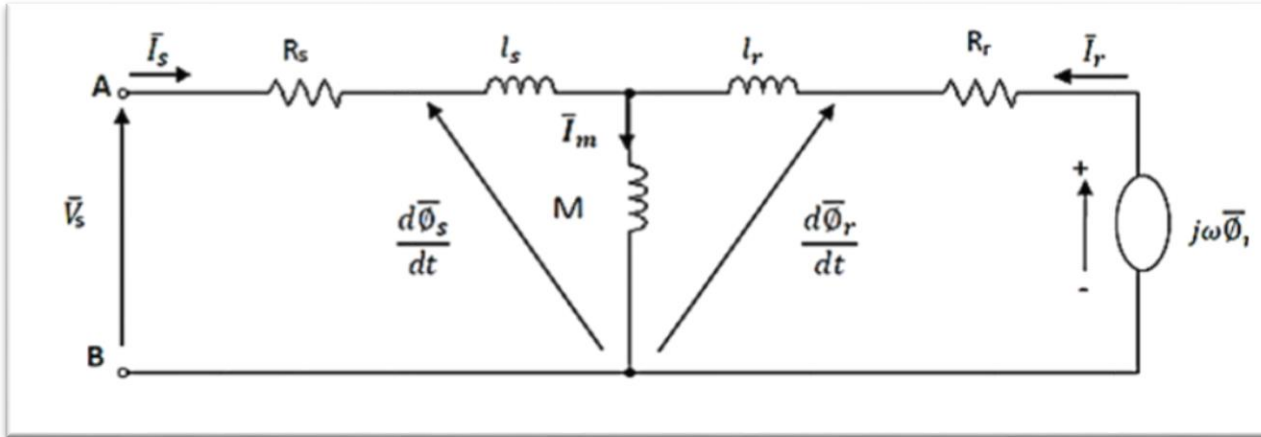


figure2- 2:Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère (d, q) En régime dynamique

Avec 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 [22][21]

2-3 Schéma équivalent du MAS en régime permanent.

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

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s L_m \bar{I}_r \quad \text{II-9}$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = (R_r + j\omega_r)\bar{I}_r + j\omega_r L_m \bar{I}_s \quad \text{II-10}$$

Notons que : $\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega_s$, si l'on divise l'équation (II-10) par le

Glissement(g) qui N'est jamais nul en pratique, on obtient

$$\bar{v}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right)\bar{I}_r + j\omega_s L_m \bar{I}_s \quad \text{II-11}$$

Pour ramener le rotor au repère statorique on doit faire un changement qui permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation, un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à un constant arbitraire non nul,[20]

Tell que

$$\bar{I}'_r = a\bar{I}'_r \quad a \text{ est un nombre arbitraire fini et non nul.} \quad \text{II-12}$$

En remplaçant (II-12) dans les équations de tension statorique (II-9) et rotorique (II-11)

On obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M' I_r \\ \bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_r\right)\bar{I}'_r + j\omega_s M'\bar{I}_s \end{cases} \quad \text{II-13}$$

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 (II-14) s'écrivent alors comme suit :

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

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

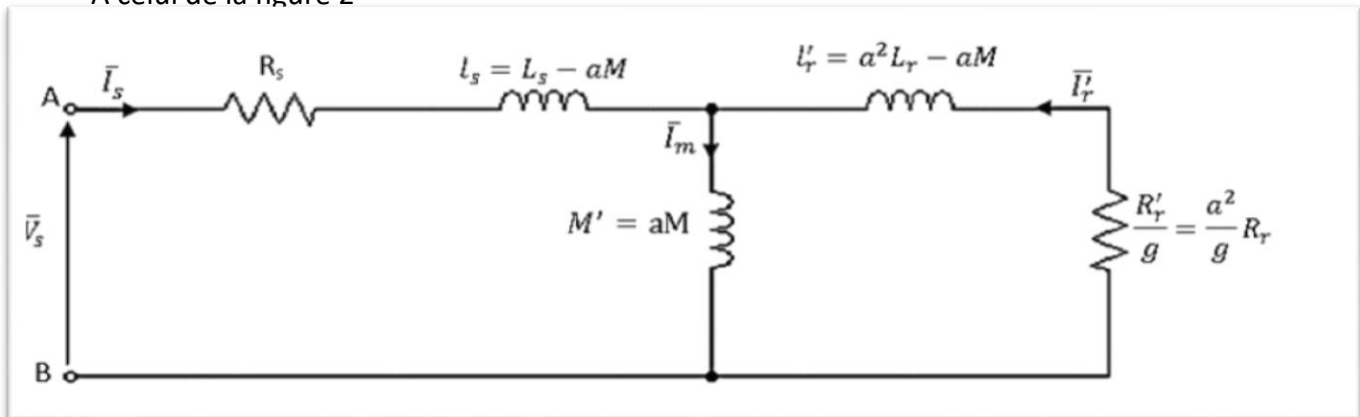


figure2- 3:Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent

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 $\left(\frac{R_r}{g}\right)$. 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

2.3.1 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent ramené au stator

Ce schéma sert à représenter la machine par un circuit équivalent varié de stator il fait intervenir des grandeurs ramenées au stator et roulement mesurable, l'intérêt pratique de schéma et de simplifier l'étude de l'identification de la machine.[19]

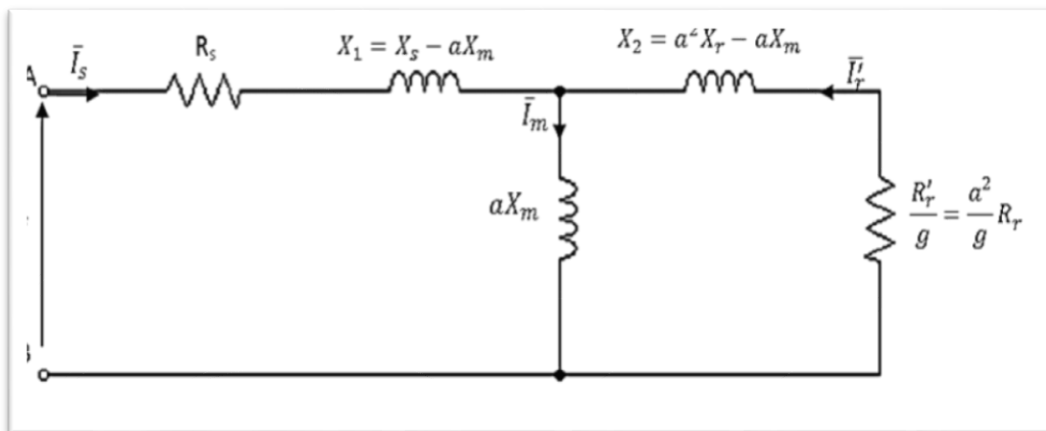


figure2 -4:Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent ramené au stator

Les paramètres constituant ce modèle sont définis comme suit :

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

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

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

$X_m = \omega M$: Réactance de magnétisation

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

$X_2 = \omega (L_r' - aM)$: Réactance de fuite du rotor ramenée au stator

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

On pose

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

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

$$R_e = R_s + \frac{X_m^2 \frac{R_r}{g}}{\frac{R_r^2}{g^2} + X_r^2} = R_s + \frac{w_s^2 M^2 \frac{R_r}{g}}{\frac{R_r^2}{g^2} + w_s^2 L_r^2}$$

$$X_e = X_s + \frac{X_m^2 X_r}{\frac{R_r^2}{g^2} + X_r^2} = w_s L_s + \frac{w_s^3 M^2 L_r}{\frac{R_r^2}{g^2} + w_s^2 L_r^2}$$

D'où :

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s} = R_s + jX_s + \frac{jaX_m \left(\frac{R_r}{g} + jX_r \right)}{\frac{R_r}{g} + jR'_r}$$

Finalement l'impédance totale par phase vue du stator [18]

$$\bar{Z}_e = R_s + jX_s + \frac{w_s^2 M^2}{\frac{R_r}{g} + jw_s L_r}$$

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 [20]

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 ramené : $M' = \sqrt{\frac{LS}{Lr}} M = \sqrt{1 - \sigma} LS$

➤ L'inductance de fuites statorique : $l_s = LS(1 - \sqrt{1 - \sigma})$

➤ L'inductance de fuites rotorique ramenée : $l_r = l_s = LS(1 - \sqrt{1 - \sigma})$

➤ La résistance rotorique ramenée : $R'_r = \left(\sqrt{\frac{LS}{Lr}}\right)^2 R_r = \frac{LS}{Lr} R_r = \frac{Lr}{Tr}$

Avec

$Tr = \frac{Lr}{Rr}$: constant de temps rotorique

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

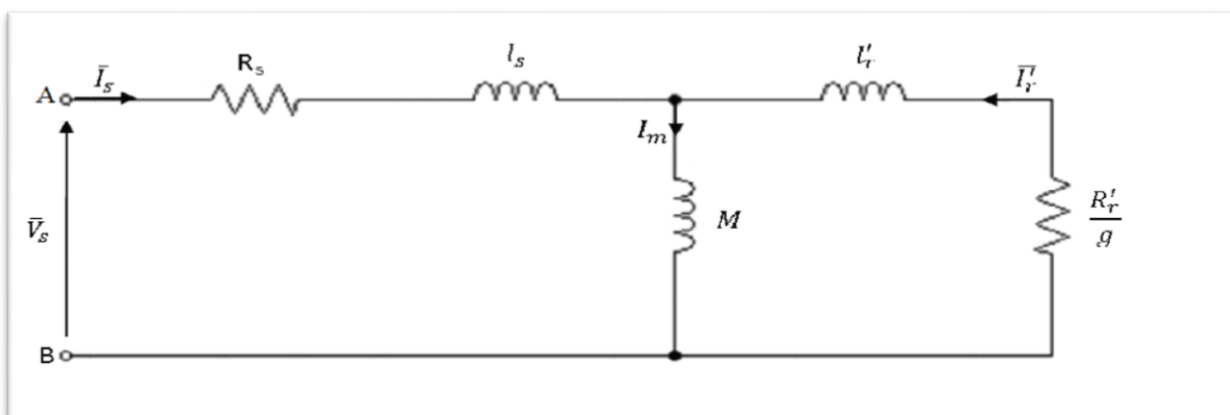


figure2- 5 :Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

L'hypothèse ainsi adoptée, permet de calculer séparément les inductances statorique et

Rotorique et de déterminer également l'inductance magnétisante (mutuelle) M .

2-3-2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator :

Ce modèle, est choisie telle que :

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

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

$$l_S = \sigma L_S$$

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

La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

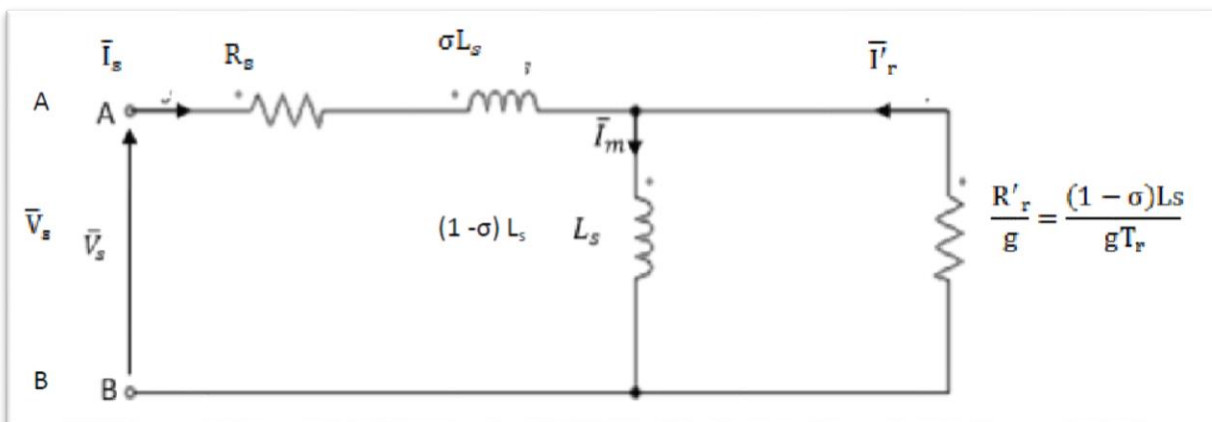
$$R'_r = \frac{(1 - \sigma)L_S}{T_r}$$

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_S} : \text{coefficient de dispersion}$$

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

Donc le schéma équivalent du MAS dans ce cas devient :



Ce modèle est convenablement utilisable pour la détermination expérimentale de ces

figure2- 6:Schéma équivalent de la MAS à fuites totalisées dans le stator

Paramètres par les essais classiques : l'essai volt-ampérométrique, l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué.

2.3.3 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

Le flux rotorique est une grandeur très utile dans le contrôle à flux orienté, cause pour le quelle les modèles de la MAS sont souvent exprimés en fonction du flux rotorique l'adaptation du schéma équivalent à cet objectif est obtenue par le choix de $\left(a = \frac{L_S}{M}\right)$, cette transformation annule le flux de fuites statorique ($l_{S=0}$) et permet d'avoir un schéma plus simple avec les paramètres suivants

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

L'inductance des fuites totalisées dans le rotor :

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

La résistance rotorique ramenée :

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

T_r : constant de temps rotorique

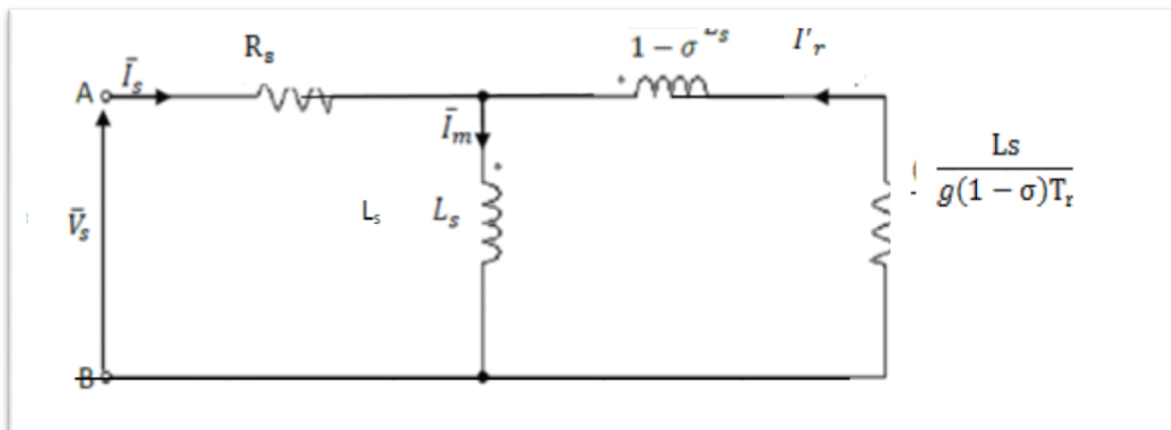


figure2- 7:Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

2.3.4 Schéma équivalent avec pertes fer

La figure 2.8 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. [18]

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 :

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

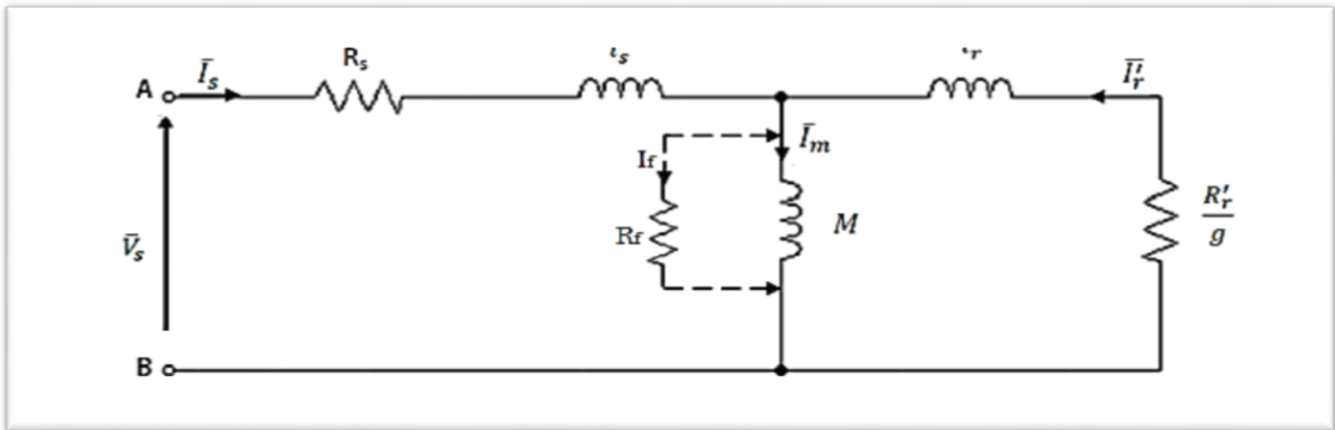


figure2 -8:Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené en régime permanent avec pertes fer.

2-4 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre le schéma équivalent généralisé. Ceci permis de présenter plusieurs schémas simples à nombre de paramètres réduit et aisément identifiables et qui présentent tous la même impédance totale vue du stator.

Chapitre 3 : Le diagramme du cercle

3. Introduction

Comme pour tous les systèmes de l'électrotechnique, le but recherché est, à partir d'essais sous puissance réduite, d'élaborer un diagramme vectoriel ou un modèle simple permettant de prédéterminer le comportement en charge du système. En effet, l'établissement du schéma équivalent et des équations du chapitre précédent ont permis d'aboutir à la loi d'évolution du courant de la MAS en fonction des paramètres de la machine et le glissement.

Cependant, il est préférable de raisonner graphiquement en construisant un diagramme vectoriel propre à la MAS dit le diagramme de cercle.

3.1 régime de fonctionnement d'une machine asynchrone [24]

A- Fonctionnement en moteur :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Avec

g : le glissement

n_s : la vitesse de rotation du champ tournant ou vitesse de synchronisme $n_s = \frac{60f}{p}$

n : la vitesse de rotation du rotor (mécanique) :

Cas limite

- au synchronisme $n_s = n$ donc : $g = 0$

- au démarrage $n = 0$ donc : $g = 1$

Ce qui donne : $1 > g > 0$

Pour le fonctionnement moteur n est en retard par rapport à n_s ($n < n_s$)

B- fonctionnement génératrice :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Cas limite

- au synchronisme $n_s = n$ donc : $g = 0$

- lorsque la vitesse dépasse la vitesse de synchronisme $n \rightarrow -\infty$ donc : $g \rightarrow +\infty$

n sera en avance par rapport à n_s car le rotor est entraîné par un moteur d'entraînement.

$n > n_s$ Donc $g < 0$

C-fonctionnement en frein électrique

La machine fonctionne en frein, lorsque la vitesse n est négative par rapport à n_s c'est dire que le rotor tourne dans le sens inverse par rapport au champ tournant synchronique.

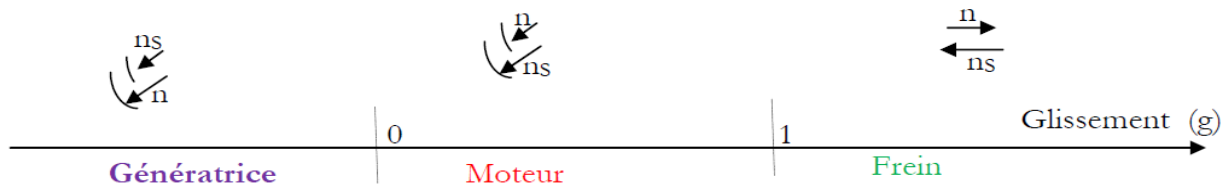
Cas limites :

- à l'arrêt $n = 0$ donc : $g = 0$

- lorsque la vitesse dépasse la vitesse de synchronisme $n \rightarrow -\infty$ donc : $g \rightarrow +\infty$

ce qui donne : $g \geq 1$

On peut résumer ce qui suit



3.2 Intérêt du diagramme du cercle:

Pour les moteurs de grande puissance, les essais en charge ne sont pas toujours possibles. Grâce au diagramme de cercle normalisé UTE on peut déduire : [23]

- La puissance utile,
- Les intensités primaire et secondaire,
- Le facteur de puissance,
- Le rendement,
- Le glissement,
- Le couple transmis.

On peut ainsi prédéterminer les paramètres de fonctionnement en charge.

3.3 Essais permettant le tracé du diagramme de cercle :

3.3.1. Essais à vide :

Dans cet essai on alimente le stator sous sa tension nominale et fréquence nominale, le moteur tourne à vide (Pas de charge couplée au moteur), si la vitesse de rotation est proche de la vitesse de rotation est proche de la vitesse de synchronisme n_s , Nous considérons que $g=0$ et que le terme $\left(\frac{R_r}{g}\right)$ tend vers l'infinie et on peut considérer que la branche rétorque est en circuit-ouvert. [23]

Le circuit à vide devient :

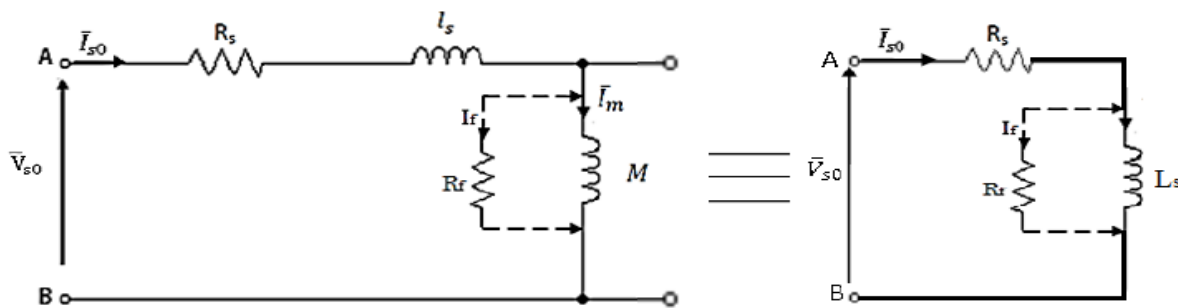


figure 3 1: Le modelé de la machine asynchrone à vide

On fait tourner le moteur à vide alimenté sous sa tension nominale

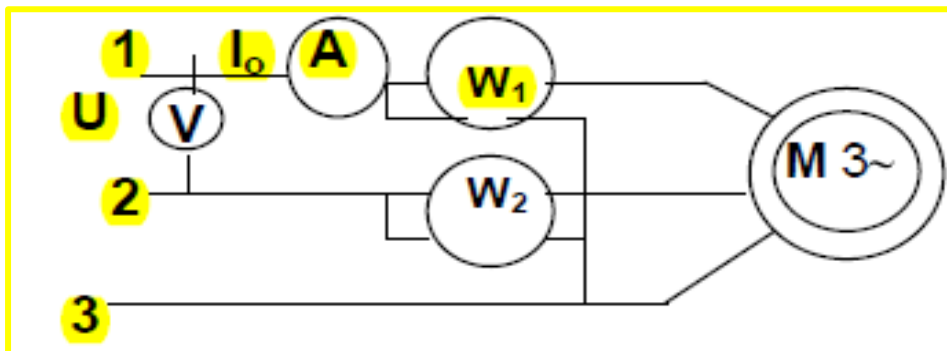


figure 3 2: Montage de l'essai à vide

Le circuit de mesure de la fig. (3 .2) comprend

- Un voltmètre de débit supérieur à la tension nominale
- Un ampèremètre, pour la mesure du courant à vide laquelle sera à peu près égal à 25-40% de la valeur nominal (le pourcentage intérieurs sont valables pour les moteurs de puissance élevée)

Les puissances sur les deux wattmètres

- **Caractéristique**

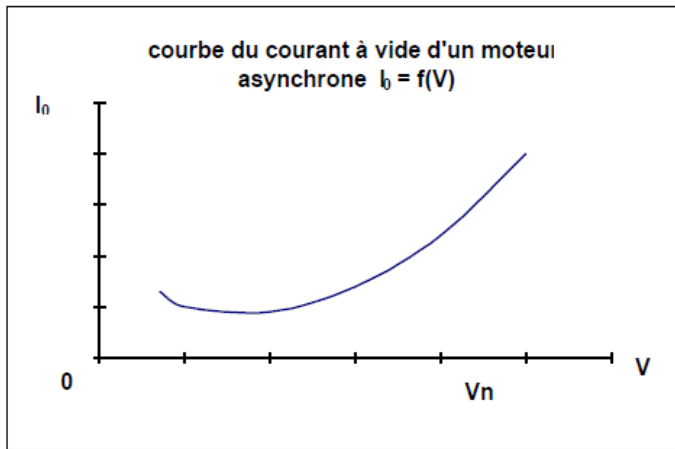


figure 3 3 : La courbe de courant à vide du moteur en fonction de la tension $I_0=f(V)$

- **Le courant à vide** : a une valeur qui croît avec la tension, elle est d'abord faible et puis plus grande, ceci de manière identique à un transformateur .c 'est une variation qui est due à la composante magnétique laquelle pour les tensions élevées augmente beaucoup à cause de la saturation du fer

Le phénomène est moins rapide par rapport au transformateur, à cause de la présence d'un entrefer.

- **Puissance à vide**

La puissance à vide varie avec la tension. Elle est la somme d'une partie constant qui est les pertes mécanique et d'une partie variable qui est les pertes dans le fer, cette dernière varie avec la tension [25]

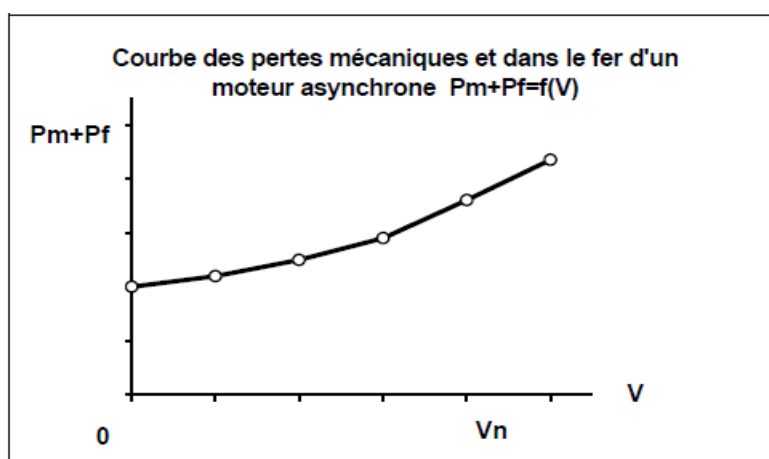


Fig. 22

Figure 3 4 : courbe des pertes mécanique et des pertes fer

On mesure ainsi P_0 , I_0 et U ; on peut alors calculer :

$$\cos \phi_0 = P_0 / 3VI_0 = P_0 / \sqrt{3}UI_0$$

A une échelle donnée les valeurs I_0 et $\cos \phi_0$ donne un premier point M_0 du cercle correspondant au point de fonctionnement à vide.

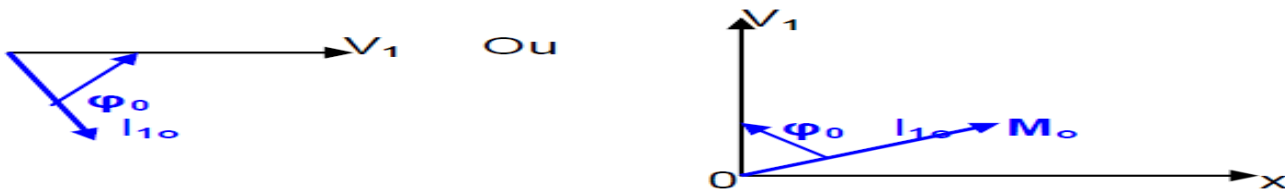


figure 3 5: le diagramme vectoriel

Le moteur étant alimenté sous tension constante, le point M_0 extrémité du courant à vide à une position fixe par rapport à V_1 car les grandeurs ϕ_0 et I_{10} sont constantes [23]

A vide, le glissement n'est pas nul à cause des pertes mécaniques ; il faut donc trouver le point A pour lequel le glissement est nul. Il faut donc séparer les pertes mécaniques ($P_{méca}$) Des pertes électriques ($P_{fs} + P_{js0}$). Pertes joules stator à vide : $P_{js0} = 3R_1I_{10}^2$

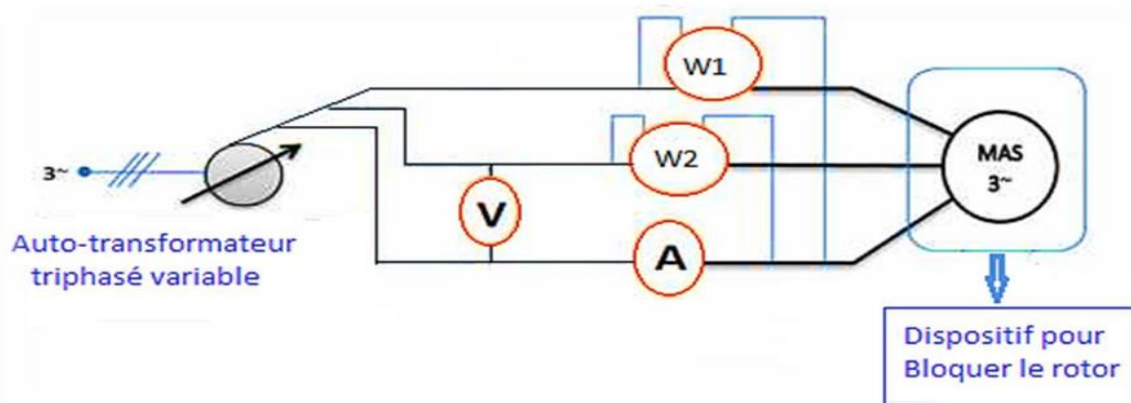
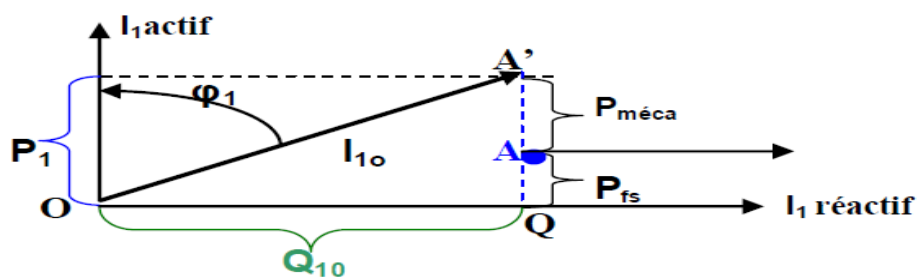


figure 3 6 : Le montage de l'essai à rotor bloqué

3.3.2 Essai en court-circuit à rotor bloqué :

L'alimentation sous tension nominale ne peut se faire à rotor bloqué pour les moteurs très puissants car les intensités seraient très élevées. On alimente le moteur donc sous une tension réduite U_{cc} après avoir court-circuité et bloqué le rotor de telle sorte que le courant de court-circuit ne dépasse pas le courant nominal du moteur. On mesure ainsi sous tension réduite : $p'_{cc}, I'_{cc}, U'_{cc}$

NB : CSC φ_{cc} est indépendante de la tension d'alimentation [23]

Le courant étant proportionnel à la tension stator, on peut déterminer les valeurs de court-circuit que l'on aurait trouvées sous la tension nominale : [24]

$$P_{cc} = \left(\frac{U}{U_{cc}}\right)^2 P'_{cc}$$

$$I_{cc} = \left(\frac{U}{U_{cc}}\right) I'_{cc}$$

$$\text{CSC } \varphi_{1cc} = \frac{P'_{cc}}{\sqrt{3} U_{cc} I_{cc}} = \frac{P_{cc}}{\sqrt{3} U I_{cc}}$$

On obtient ainsi un second point M_{CC} du cercle, celui du moteur au démarrage ou à l'arrêt ($g=1$) sous tension nominale ; φ_{1cc} étant constant, le point M_{CC} est fixe par rapport à V_1 .

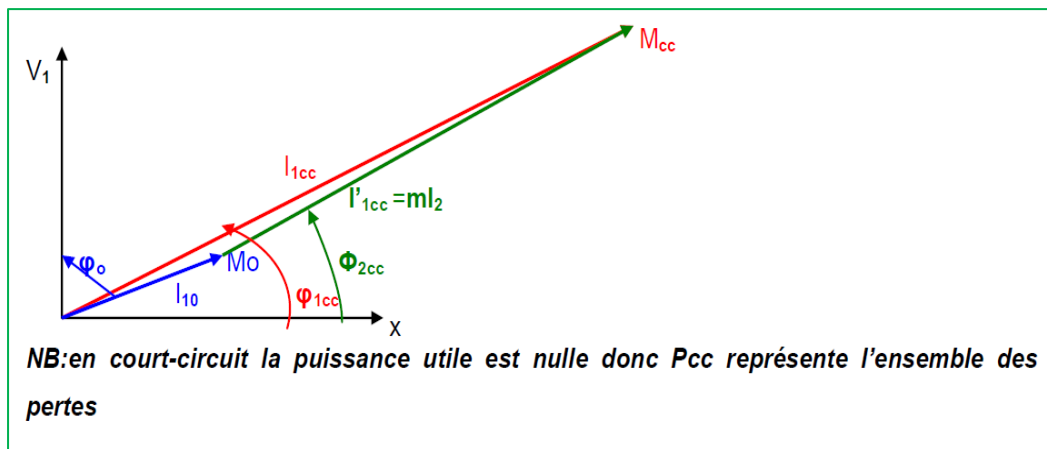


figure 3-7: second point M_{CC} du cercle

3.3.3 Machine à l'arrêt

À l'arrêt un moteur asynchrone se comporte exactement comme un transformateur dont l'enroulement secondaire a comme résistance R_2 et une réactance $X_2 = L_2 \omega_2$

$$\omega_2 = \omega_2 = 2\pi f$$

$$E_{20} = Z_2 I_2$$

✓

✓ **Machine en marche normale**

- ✓ La fréquence des courants statatoire f .
- ✓ La fréquence des courants rotorique $f_2 = gf$

En charge, il y a un courant qui circule dans l'enroulement rotorique I_2 qui se calcule par $I_2 =$

$$\frac{E_2}{Z_2} \text{ avec } Z_2 = R_2 + jL_2\omega_2 = R_2 + jX_2$$

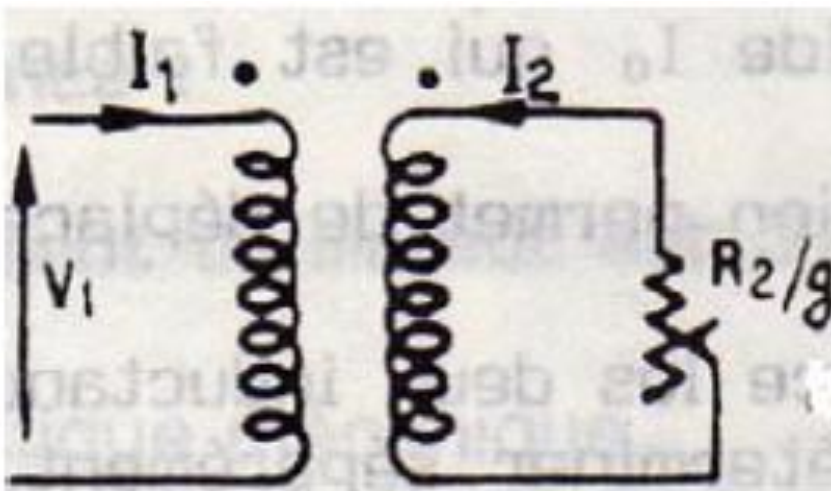
$$\vec{E}_2 = \vec{Z}_2 \vec{I}_2 \quad \vec{E}_2 : \text{f.e.m en charge dans le rotor (rotor en mouvement)}$$

$$X_2 = L_2\omega_2 = L_2 2\pi f_2 = L_2 2\pi g f_1 = g X_2 \text{ avec } X_2 = \omega L_2$$

On a $E_2 = g E_{20}$ ce qui donne

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + (x_2)^2}} = \frac{g E_2}{\sqrt{R_2^2 + (g x_2)^2}} \text{ ce qui donne } I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\frac{(R_2)^2}{g} + x_2^2}}$$

NB : le moteur asynchrone est équivalente à un transformateur statique dont le secondaire est



supposé sans résistance X_2 alimentant une charge variable $\frac{R_2}{g}$ [24]

3.4. Tracé du diagramme du cercle :

3.4.1 Généralités sur le diagramme simplifié :

- Hypothèses

- Les résistances et inductances de fuite du stator sont négligées
- Les pertes mécaniques sont négligées
- La tension d'alimentation est constante

NB : On tiendra compte uniquement des pertes fer stator et des pertes joule rotor. Le courant primaire pour une charge donnée est : $I_1 = I_{10} + I'_1$ avec $I'_1 = mI_2$

- 1- Mettons en place $OA = I_{10}$ voir essai à vide
- 2- De a traçons une droite Ax' 'parallèle et perpendiculaire à v_1
- 3- De l'extrémité M de I_1 traçons une droite perpendiculaire et coupant la droite Ax' en B
- 4- Traçons le cercle de diamètre AB hypoténuse du triangle rectangle AMB .On démontre que le segment AB est constant et donc le cercle est unique pour un moteur donné
- 5- Quand la charge du moteur varie le point M tel que (AM BM) se déplace sur le demi-cercle de diamètre AB [23]

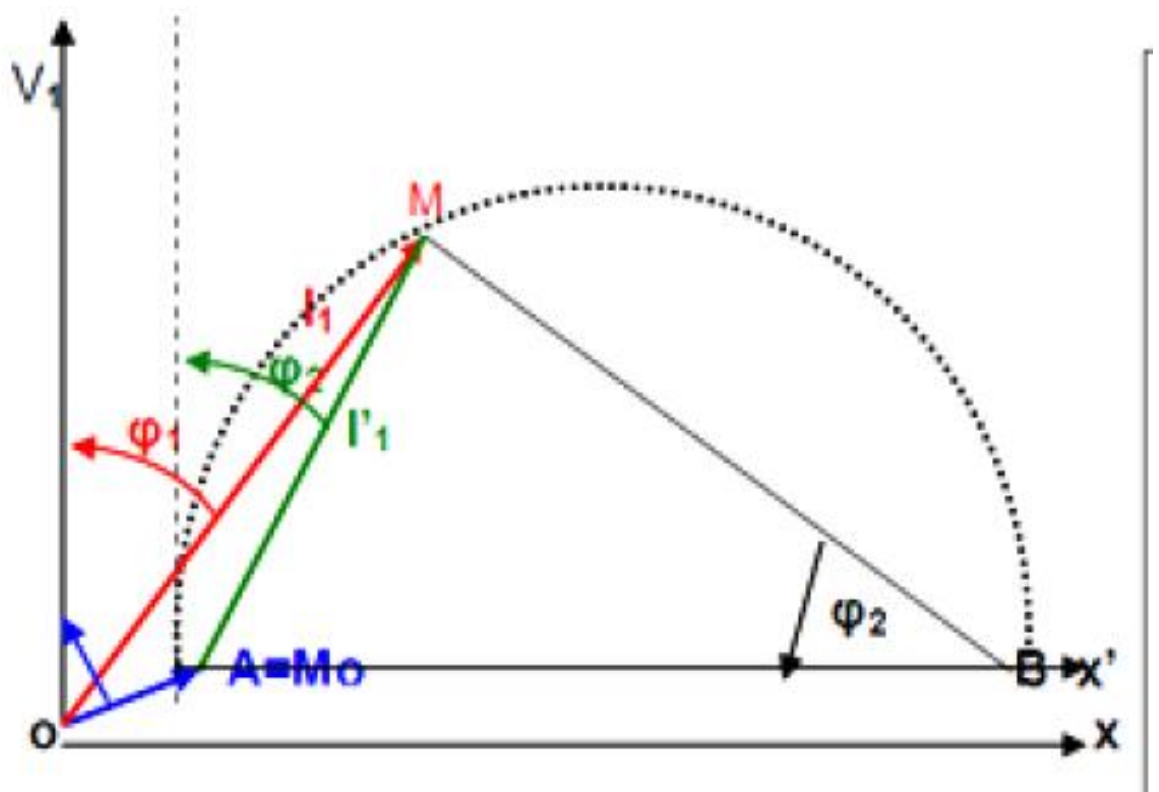


figure 3 8: le diagramme de cercle simplifié

$$AM = I'_1 = ml_2 \text{ et } AB = \frac{AM}{\sin \varphi_2} \quad I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{gmE_1}{Z_2} = \frac{gmV_1}{Z_2}$$

$$AM = ml_2 = \frac{gm^2V_1}{Z_2} \text{ avec } \sin \varphi_2 = \frac{X_2}{Z_2} = \frac{gL_2W}{Z_2}$$

$$AB = \frac{gm^2V_1}{gL_2W} \text{ et } AB = \frac{m^2V_1}{L_2W} = \frac{m_2V_1}{X_2}$$

Interprétation :

A tension et fréquence constantes le segment AB est constant, car il ne dépend que de V_1 et X_1 . Le point M tel que AM perpendiculaire à MB décrit un demi-cercle de diamètre AB lorsque la charge varie ou la résistance du rotor varie

3.4.2 Essai à vide et en court-circuit

Tracé : on choisit une échelle pour les intensités $a=A/cm$, une échelle pour les puissance $b=Av$ en W/cm une échelle pour les couples $c = b/\Omega = aV/\Omega$ en $mN./cm$

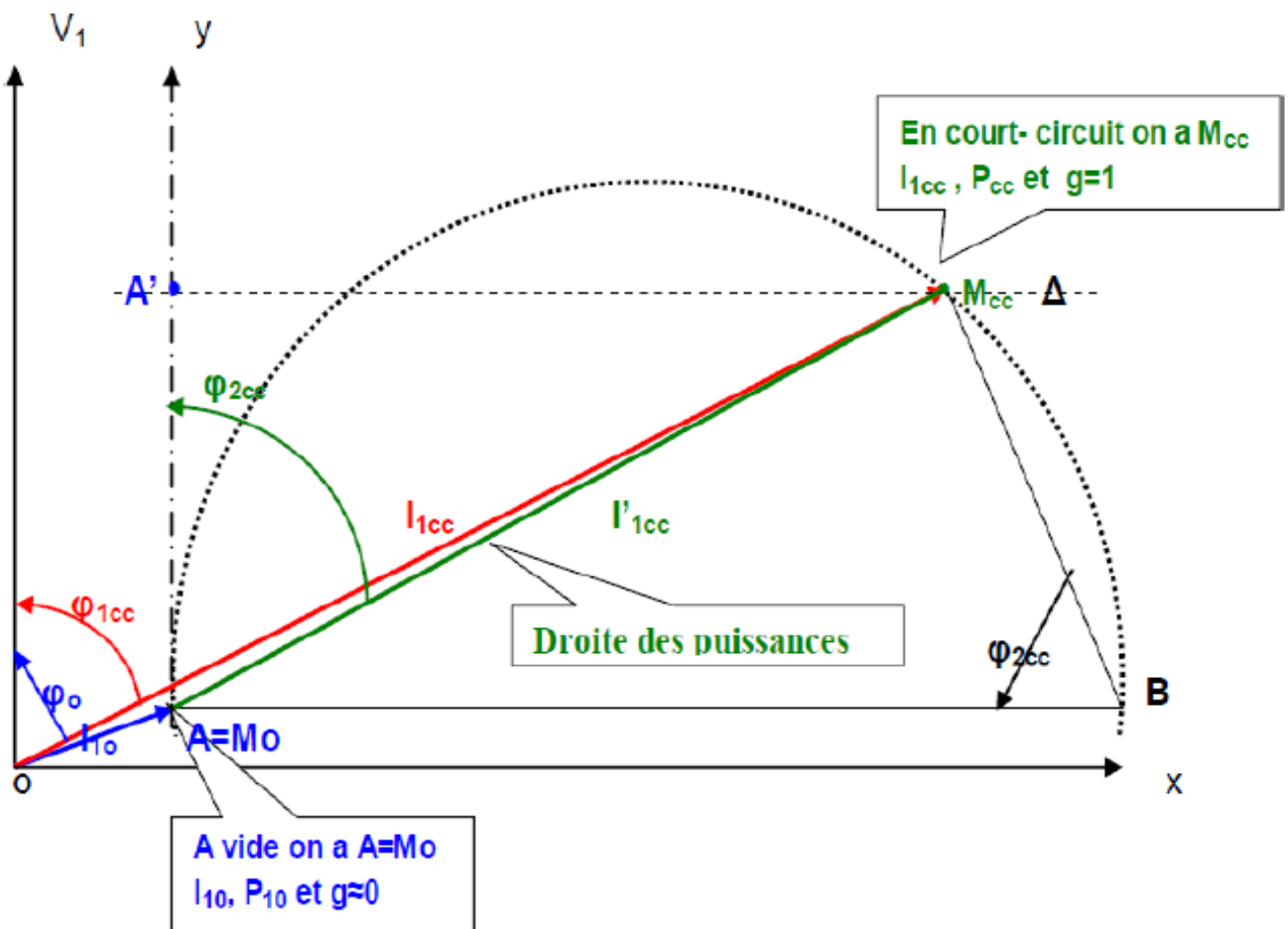
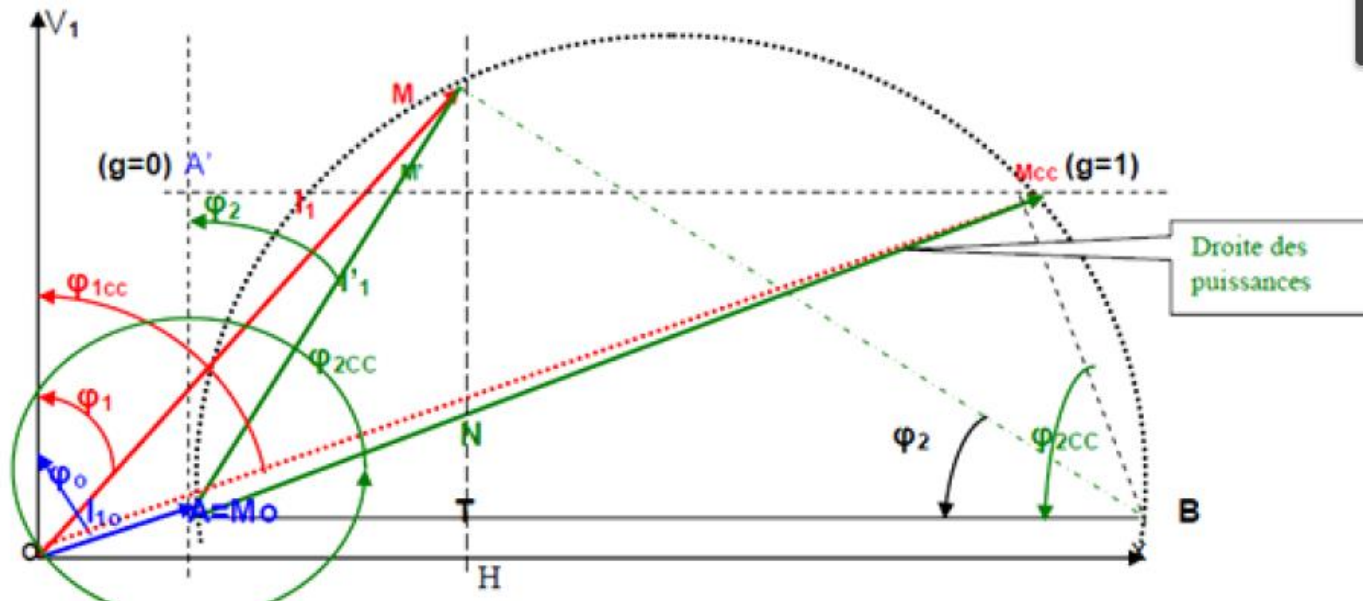


figure 3 9 :le diagramme de cercle en court-circuit

3.5 Diagramme de cercle simplifié

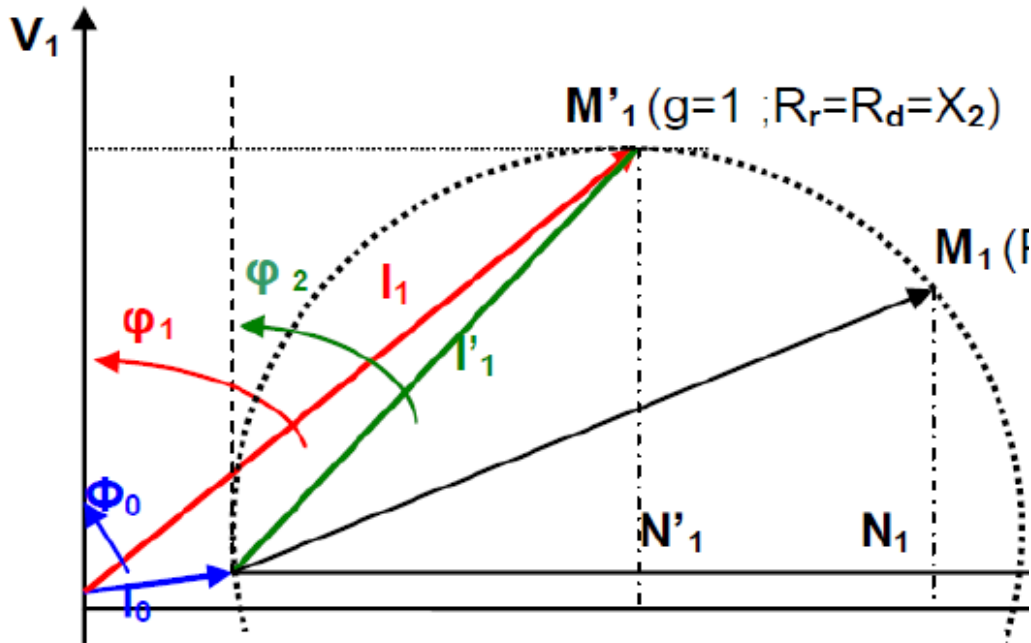
Le diagramme de cercle permet d'établir, à partir de mesure géométrique, les valeurs de puissances utile et dissipée de moteur ainsi que le glissement g et la valeur efficace de courant absorbé, pour tout point de fonctionnement compris entre A et M_0 (correspondant au fonctionnement à vide) et M_{cc} (correspondant au fonctionnement à rotor bloqué) [23]



Pour un fonctionnement donné (point M), la puissance absorbée est $P_1 = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1$
 $HM = I_1 \cos \varphi_1$, d'où la puissance absorbée est $P_1 = 3V_1 \cdot HM$
 $HT = I_{10} \cos \varphi_{10}$ D'où les pertes fer stator $p_{fs} = 3V_1 \cdot HT$
 Les pertes dans le rotor $P_{jr} = 3V_1 \cdot TN$
 Le glissement vaut $g = NT/MT$

- $P_{jr} = 3V_1 \cdot TN$: pertes joules rotor
- $P_m = 3V_1 \cdot NM$: puissance mécanique
- $P_e = 3V_1 \cdot TM$: puissance électromagnétique
- $C_e = P_e / \Omega_s$: couple électromagnétique
- $I_1 = OM$: courant absorbé
- $g = NT/MT$: Glissement
- $\varphi_1 = (\overline{OM}, V_1)$: déphasage entre I_1 et V_1
- $\eta = NM/HM$: rendement

Le diagramme du cercle permet aussi de déterminer la valeur de R_h qui donne au démarrage ($g=1$),



le couple maximal. []

$$g = \frac{tg\varphi_2 R_2}{X_2} = g_{max} tg\varphi_2 \quad \text{avec } tg\varphi_2=1 \text{ et } \varphi_2=45$$

III.6 Droite des glissements :

Au point M en fonctionnement normal, triangle (A m₀ m) :

$$tg\varphi_2 = \frac{gX_2}{R_2} = \frac{m_0 m}{Am_0}$$

$$C_{dd} = C_{max} = \frac{3V_1}{\Omega} N'_1 M'_1$$

$$C_n = \frac{3V_1}{\Omega} N_1 M_1$$

Au point M_{cc}(g=1), a rotor bloqué, triangle (A m₀ m_{cc})

$$tg\varphi_{2cc} = \frac{X_2}{R_2} = \frac{m_0 m_{cc}}{Am_0} \quad \text{Donc}$$

$$\frac{tg\varphi_2}{tg\varphi_{2cc}} = \frac{\frac{gX_2}{R_2}}{\frac{X_2}{R_2}} = g = \frac{m_0 m}{m_0 m_{cc}}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{triangle rectangle BTM : } tg\varphi_2 = \frac{MT}{BT} \\ \text{triangle rectangle ATM : } tg\varphi_2 = \frac{AT}{MT} \\ \text{triangle rectangle ATM : } tg\varphi_{2cc} = \frac{AT}{TN} \end{array} \right\}$$

$$D'ou \frac{tg\varphi_2}{tg\varphi_{2cc}} = g = TN/MT$$

$$g = \frac{tg\varphi_2}{tg\varphi_{2cc}} = \frac{m_0 m}{m_0 m_{cc}} = \frac{TN}{MT}$$

NB : L'échelle de g est linéaire

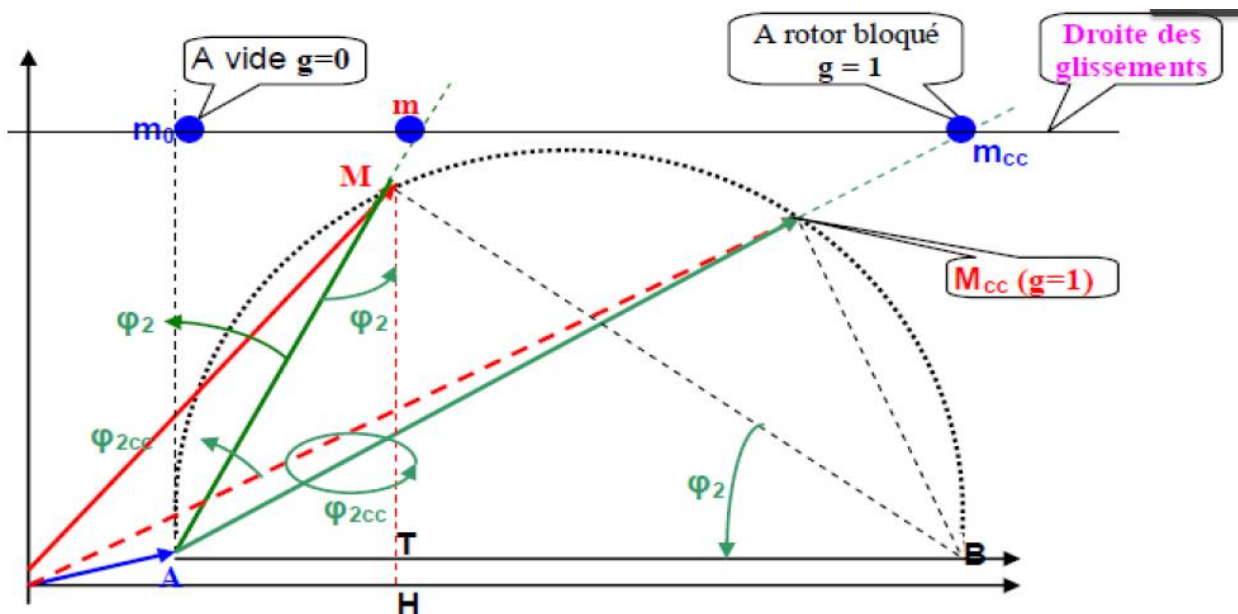


figure 3 9: Idée générale sur le diagramme du cercle

3.6 Détermination des paramètres de la machine par les essais classiques :

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

Nous avons utilisé le couplage étoile :

Puissance utile nominale : 3 kW

Fréquence nominale : 50 Hz

Tension stator nominale : 400 V

Courant stator nominale : 6.6 A

vitesse nominale : 1420 tr/min

Facteur de puissance nominale : 0.79

La plaque signalétique de la machine asynchrone utilisée est représentée sur la figure suivante :

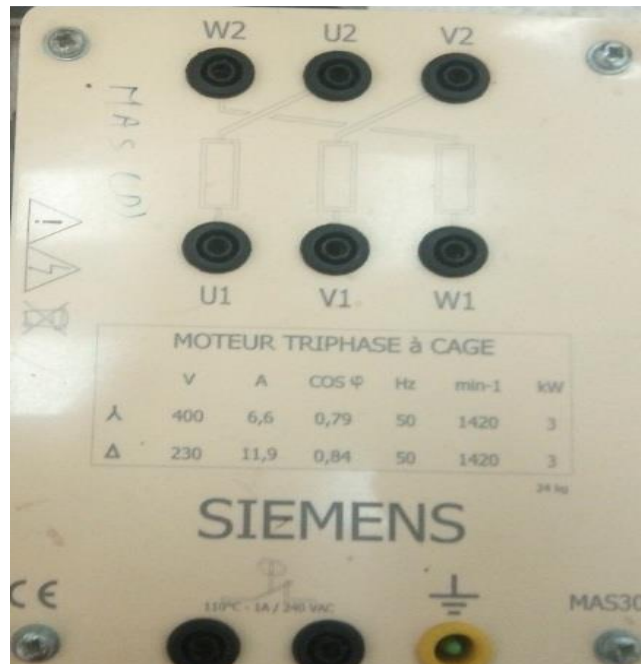


figure 3 10:la plaque signalétique du moteur

3.6.1 Matériel utilisé :

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

- ✓ Fils de raccordement.
- ✓ Bloc d'alimentation.
- ✓ Autotransformateur.
- ✓ Moteur asynchrone à cage d'écureuil.
- ✓ Ampèremètre, Wattmètre, Voltmètre.
- ✓ Un environnement Matlab pour la programmation.

3.6.2 Détermination des paramètres électriques :

A. ESSAI EN COURANT CONTINU :

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

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

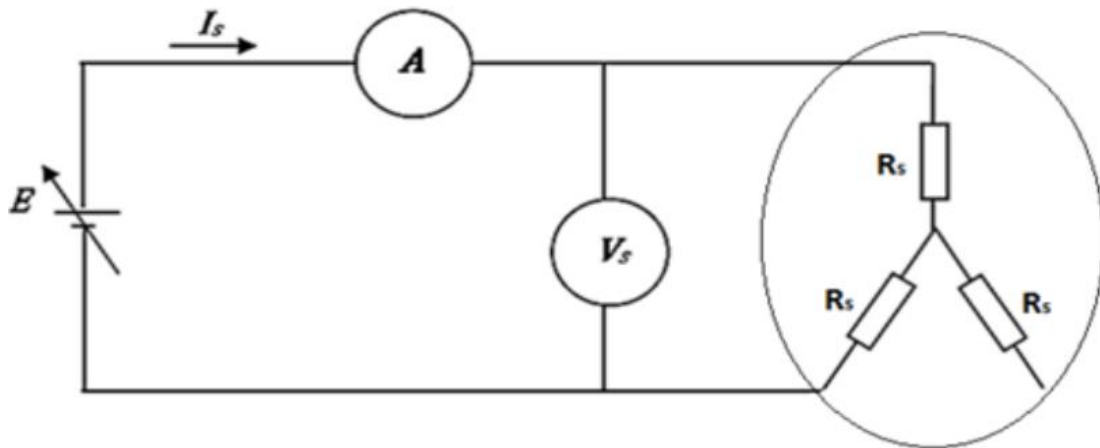


figure 3 11: Montage d'Essai en courant continu.

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

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

Et on a obtenu la valeur suivante :

$$R_s = 2.26\Omega$$

B. ESSIE A VIDE:

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

On réalise le montage de la figure 3.1, La machine est alimentée à la tension nominale, et tourne à vide, le rotor est en court-circuit, on relève

Donc :

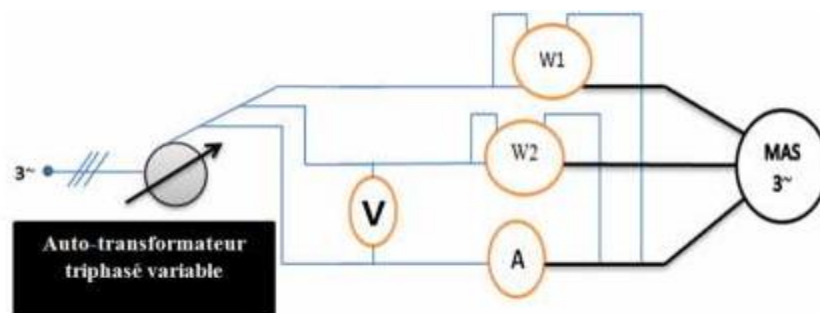


figure 3 12: Montage d'Essai à vide.

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

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

$$P_0 = P_1 + P_2$$

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

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

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

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

V _{so} (v)	I _{so} (A)	P ₁ (w)	P ₂ (w)	P ₀ (w)	Q ₀ (var)
380	3.4	750	-470	280	2113.1
375	3	640	-390	250	1784
370	2.8	580	-350	230	1610.8
365	2.6	520	-310	210	1437.6
360	2.4	460	-270	190	1264.4
265	1.6	240	-120	120	623.5

Tableau 3. 4 : Essai à vide sous tension variable

c. Calcule de L_s et L_r

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

$$X_{eo} = \frac{Q_0}{P_0^2 + Q_0^2} V_{so}^2 = \frac{Q_0}{I_{so}^2} = \omega_s L_s \dots\dots\dots (4.4)$$

$$L_r = L_s = 0.2631H$$

d. Essai a rotor bloquai

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

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

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

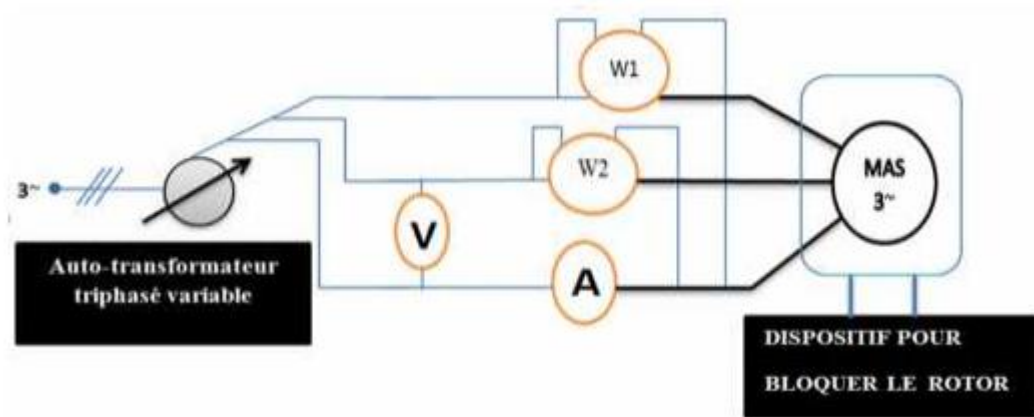


figure 3 13:Montage d'Essai à rotor bloqué.

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

La puissance active et réactive sont donnée par :

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

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

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 :

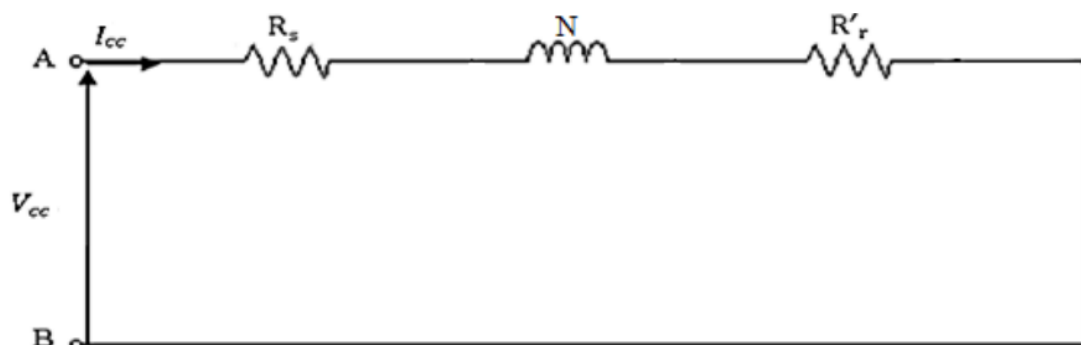


figure 3 14: Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué

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

Tableau 3. 5 : Résultats des essais à rotor bloqués

e. Calcule de M

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

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

$$N = 00242$$

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

$$M = 0.2020$$

f. Calcule de R_r :

D'après l'équation on a :

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

$$R_r' = R_{ecc} - R_s = R_r = 1.7574 \Omega$$

3.7. Les paramètres de la machine asynchrone obtenus par la méthode classique :

Les paramètres	Les résultats par classique
$R_s(\Omega)$	2.26
$L_s(H)$	0.2138
$M(H)$	0.2021
$R_r(\Omega)$	1.7574
$L_r(H)$	0.2138

Tableau 3. 6 : les paramètres électriques du moteur obtenus par la méthode classique.

3.8 Diagramme du cercle de la machine étudiée

La figure 3.15 représente le diagramme du cercle qui est basé sur les deux essais classiques (essai à vide et essai a rotor bloqué).

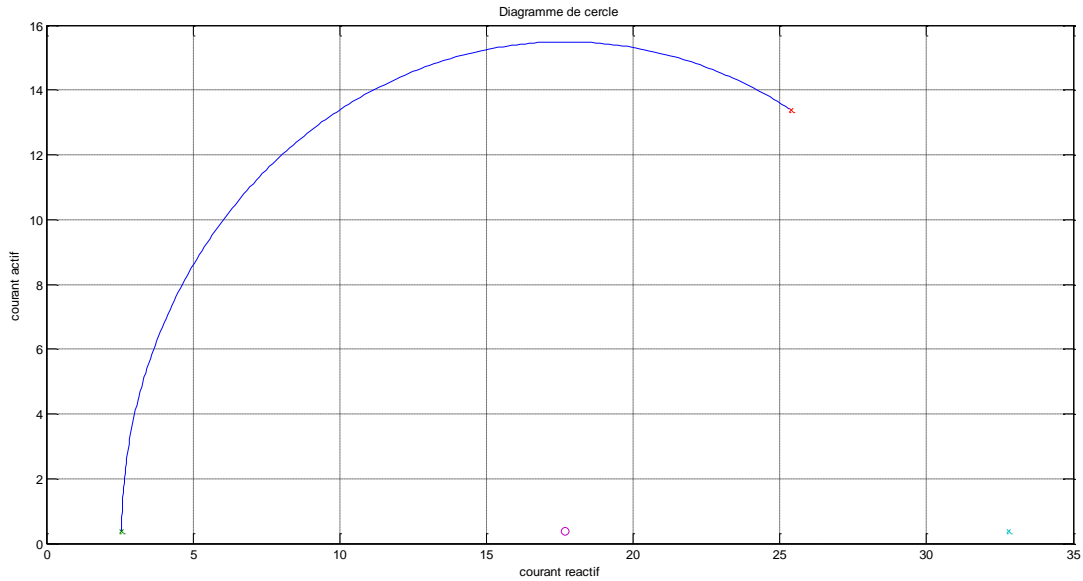


figure 3 15 diagramme du cercle (courant actif et courant réactif)

La figure 3-15 représente le diagramme du cercle entre courant active et réactif

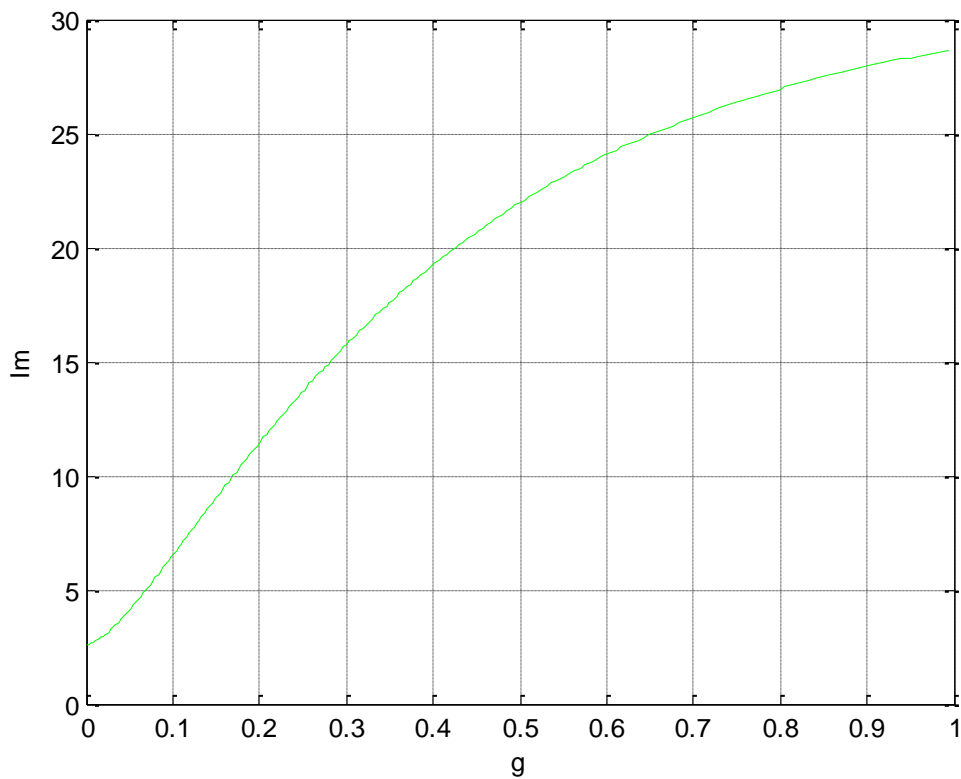


figure 3 16 :le courant I_m en fonction du glissement g

La figure 3-16 représente le courant obtenu par le diagramme de cercle (I_m) en fonction du glissement (g)

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu une présentation vectorielle de la machine asynchrone. L'ensemble de points M s'appelle diagramme de cercle qui nous renseigne sur toutes les grandeurs intervenant dans le fonctionnement du moteur asynchrone. [24]

Afin de trouver les paramètres du diagramme de cercle ou du schéma équivalent permettant de prédéterminer le comportement de la machine asynchrone en charge, on doit réaliser des essais à basse puissance. L'essai à vide et l'essai à rotor bloqué vont permettre de connaître les lieux de deux points particuliers et nécessaires pour tracer parfaitement le diagramme.

Chapitre 4 : identification paramétrique de la MAS

4.1 Introduction

Classiquement les paramètres de la machine asynchrone sont obtenus à partir des essais simples (essai à vide, essai en court circuit) et traités de façon simple (cercle des courants).

L'utilisation des techniques numériques modernes a provoqué l'apparition des techniques plus performantes dont la méthode du modèle de référence est la plus utilisée. 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).

4.2 Techniques d'optimisation

Plusieurs méthodes d'optimisation peuvent être appliquées à l'identification des paramètres de la machine asynchrone.

Nous pouvons classer ces méthodes de la manière suivante : [30]

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

4.2.1 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 (dérivée) ni la définition d'un point de départ. Elles ont une capacité pour trouver l'optimum globale de problème par ailleurs, elles peuvent traiter un problème de grande 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 particulaires (PSO), Colonies de fourmis) : [27]

4.2.2 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 est 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 tributaires 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 objectif, 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, gradie...)

a.1 Méthode du gradient

c'est une méthode du premier ordre, elle 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 locale de l'espace des paramètres .La procédure itérative à la recherche du minimum est présentée par l'équation récurrente suivante : [25]

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

P_n : Vecteur de paramètres estimés à l'itération n.

α_n : Le pas de déplacement positif (coefficient correcteur du pas de descente).

On a le vecteur de descente :

$$d_n = -\text{grad}(p_n)$$

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 : [31]

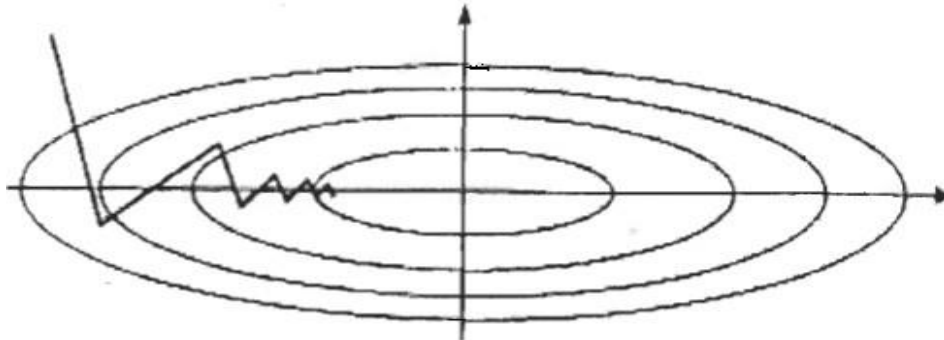


figure 4- 1: Comportement typique de la descente

Le choix du pas :

Le choix de α_n donne lieu à de nombreuses variantes de l'algorithme.

_ Si α_n est trop petit, l'algorithme converge lentement.

_ Si α_n est trop grand, l'algorithme n'atteint pas le minimum.

En pratique on choisit α_n variable au cours de l'optimisation, la plus connue est le line recherche. Une méthode simple consiste à faire varier α_n Suivant: [30]

- _ Si $f(P_{n+1}) < f(P_n)$ alors augmenter α_n (on est dans la bonne direction, on va voir plus loin).
- _ Si $f(P_{n+1}) = f(P_n)$ alors augmenter α_n (on est sur un plateau, on va voir plus loin).
- _ Si $f(P_{n+1}) > f(P_n)$ alors diminuer α_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 sur tout 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.

4.2.3 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. [23]

4.3 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.

III.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. [30]

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

$$J = \sum_1^i \varepsilon^2$$

Avec ε est l'erreur de prédiction ou résidu tel que :

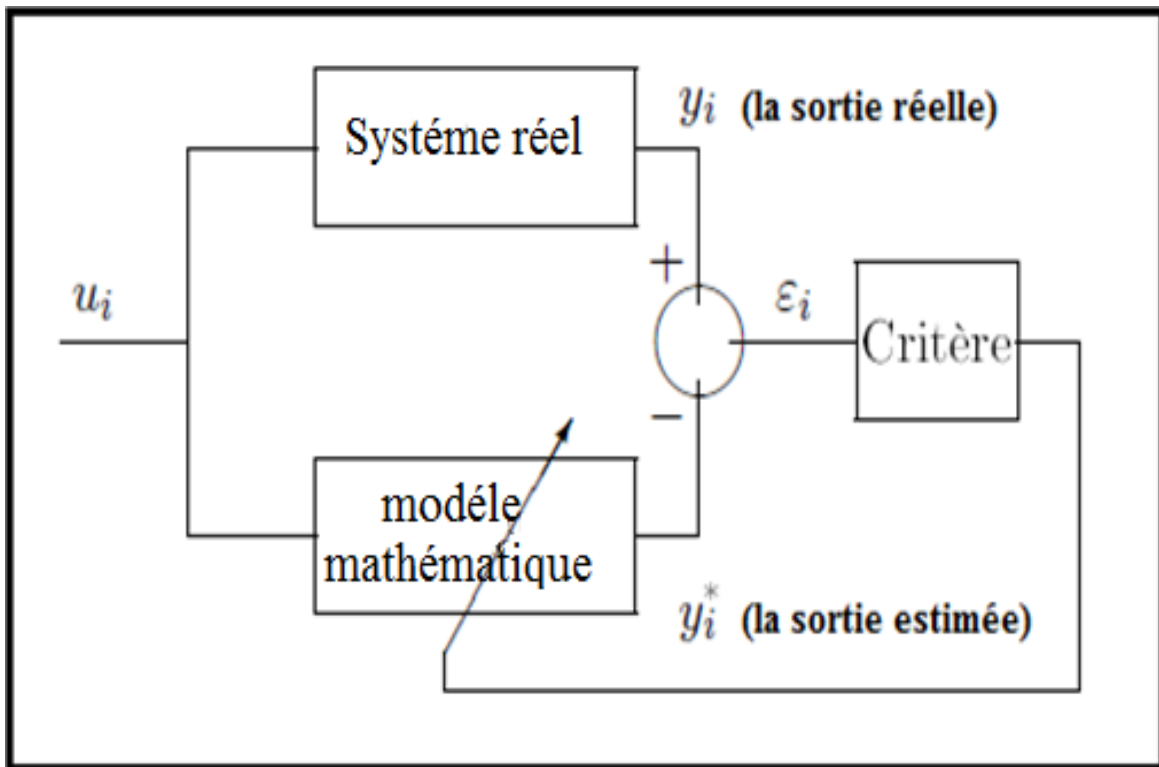


figure 4- 2: principe d'optimisation paramétrique

$$\varepsilon = y - y^*$$

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 paramètres de notre moteur asynchrone.

4.5 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 donner par le diagramme du cercle. Cette partie est consacrée à l'estimation par la technique Gradient, des paramètres électriques du moteur asynchrone. Les paramètres du modèle sont ajustés à l'aide d'un algorithme d'optimisation le gradient, de manière à minimiser l'erreur quadratique de sortie comme est illustré sur la figure 4.5.

La machine réelle et son modèle sont excités par les mêmes entrées U (tension d'entrée), la sortie mesurée (courant donné par le diagramme du cercle) et calculer (courant calculé) 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 la fonction objectif qui représente l'erreur quadratique.

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

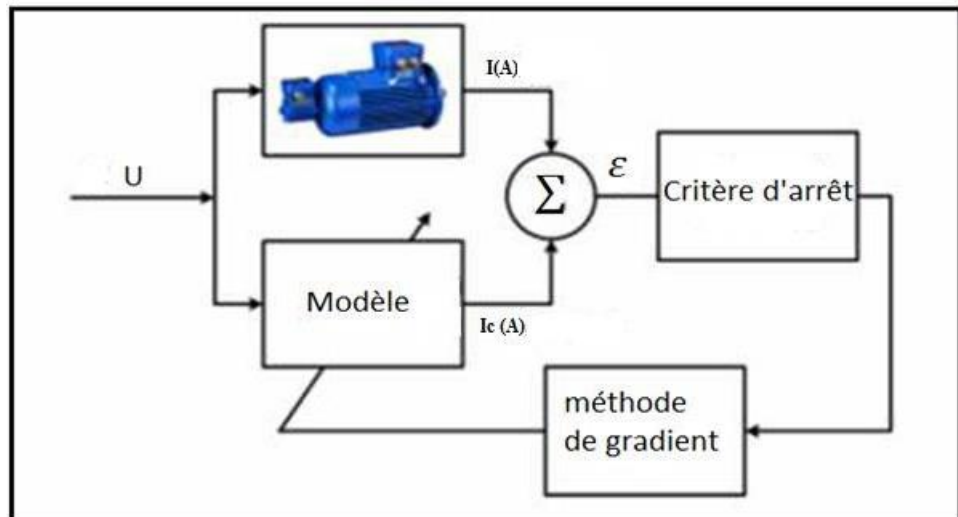


figure 4 -3: principe d'estimation par modèle de référence

On représente les paramètres estimés sur le schéma équivalent ramené au stator, la figure 4.6 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:

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

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

$$X_M = M \omega_s$$

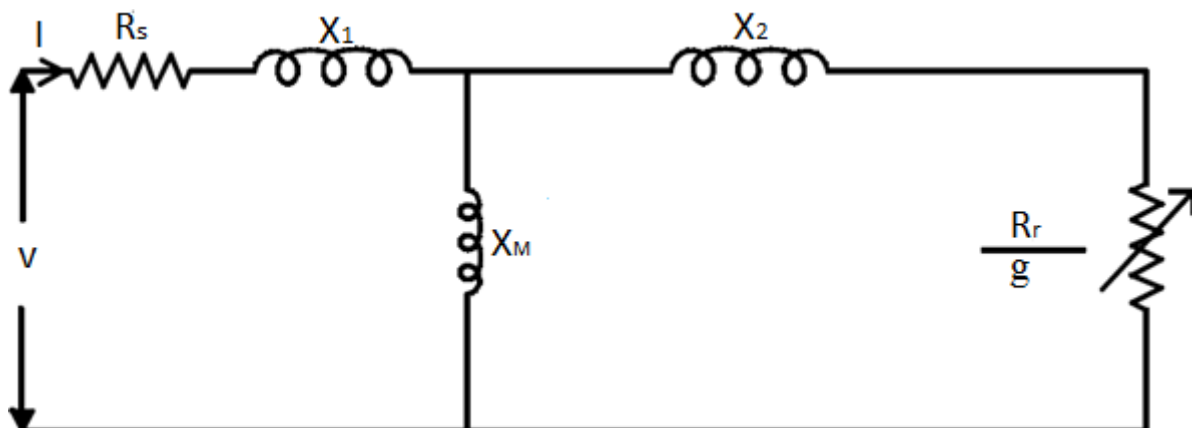


figure 4- 4: schéma équivalent ramené au stator

4.5.1 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 4.7** représente l'organigramme de la méthode du gradient :

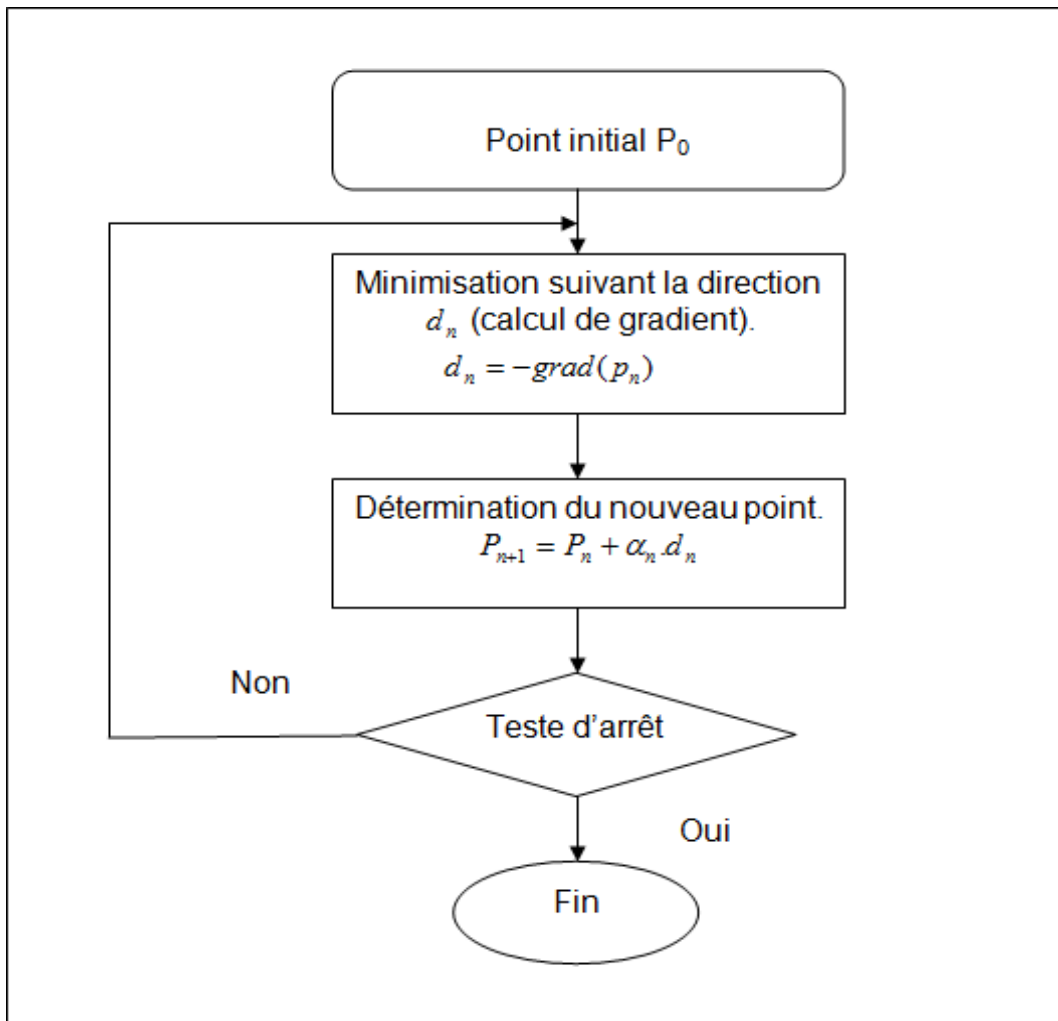


figure 4 -5: Organigramme de la méthode du gradient

4.6 Résultats et discussion :

La figure 4-6 représente la superposition du courant mesuré I_m et le courant estimé I_c

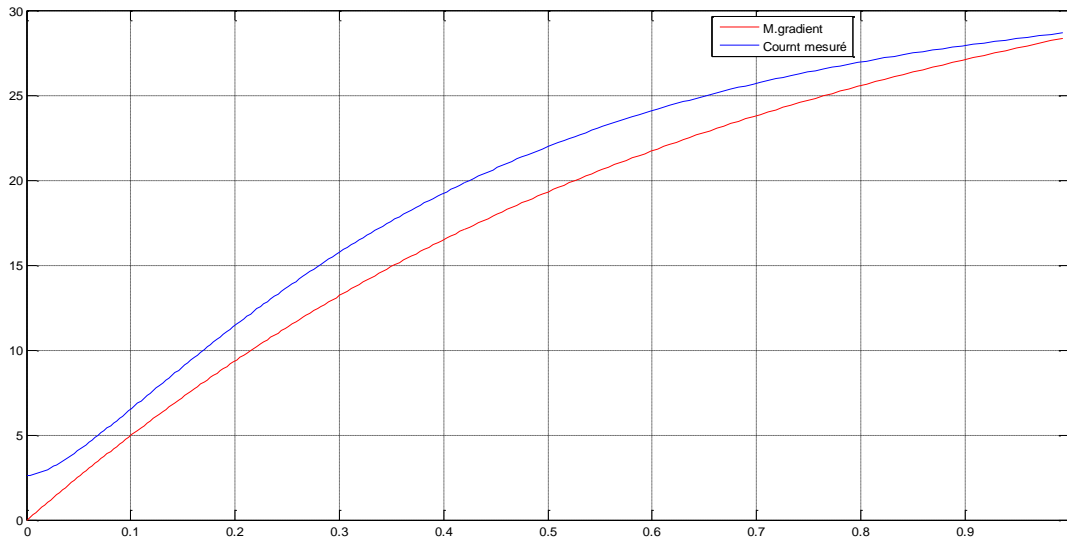


figure 4- 6:la superposition du courant mesuré I_m et le courant estimé I_c

Interprétation :

La figure 4-6 qui représente l'estimation des paramètres par la fonction objective, montrent la superposition du courant estimé et le courant obtenu par le diagramme de cercle après la minimisation de l'erreur quadratique.

Résultats et discussion :

Le tableau récapitulatif 4.1 suivant représente les différentes valeurs des paramètres électriques de la machine asynchrone à cage obtenues par la méthode classique et par estimation (méthode gradient).

Les paramètres	Méthode classique	Les résultats par estimation
R_s (Ω)	2.26	2.0691
L_s (H)	0.2138	0.2136
M (H)	0.2021	0.2039
R_r (Ω)	1.7574	1.7554
L_r (H)	0.2138	0.2136

Tableau 4. 1 : les paramètres électriques du moteur obtenus par la méthode classique et l'estimation.

Interprétation :

Le tableau 4.1 représente les valeurs estimées par un point proche des valeurs de la méthode classique

4.7 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 avons utilisée pour l'estimation des paramètres de la machine asynchrone proposée à l'étude. A la fin du chapitre nous avons discuté les résultats obtenus.

CONCLUSION GENERALE :

Nous nous sommes intéressés dans ce travail à l'application de la méthode du gradient pour l'estimation des paramètres électriques d'une machine asynchrone à cage

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

Avant de pencher dans le problème posé, nous avons présenté au cours du premier chapitre, la modélisation de la machine asynchrone, Cela nous a 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, Au cours du troisième chapitre, nous avons présenté les essais classiques_ (à vide et en court-circuit) et complété le diagramme de cercle le but est de délimiter la plage de variation des paramètres, permettant une estimation plus précise par des méthodes d'optimisation d'après la littérature, en deuxième temps la définition de quelques techniques, parmi ces dernières, 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 donné par le diagramme du cercle et le courant calculé.

Annexe

A.1.transformation inverse de Park :

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

A.2 Choix du référentiel :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \quad (\text{A.1})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \omega_s \Phi_{ds} \quad (\text{A.2})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \quad (\text{A.3})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \quad (\text{A.4})$$

$$\text{Avec } \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\text{Et } \omega_r = (\omega_s - \omega)$$

A.2.1 Référentiel immobile par rapport au stator :

C'est le référentiel de mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il est traduit par la condition suivante :

$$\frac{d\theta}{dt} = 0 \quad \frac{d\theta_s}{dt} = -\omega_r \quad (\text{A.5})$$

Remplaçant par l'équation (A.1) dans les équations (A.1), (A.2), (A.3) et (A.4), les équations électriques s'écrivent

:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{A.6})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{A.7})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{A.8})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_s i_{qr} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{A.9})$$

Ce référentiel est choisi lorsque l'on désire étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation

A.2.2 Référentiel immobile par rapport au rotor :

La position des axes **[d q]** par rapport aux axes statoriques et rotoriques est la suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad \frac{d\theta_R}{dt} = 0 \quad (\text{A.10})$$

En remplaçant par l'équation (A.10) dans les équations (A.1), (A.2), (A.3) et (A.4) : Les équations électriques s'écrivent :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_r \Phi_{qs} \quad (\text{A.11})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \omega_r \Phi_{ds} \quad (\text{A.12})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \quad (\text{A.13})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \quad (\text{A.14})$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultantes d'un court-circuit

A.2.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant :

Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \qquad \frac{d\theta_R}{dt} = \omega_s - \omega_r \qquad (\text{A.15})$$

Le modèle est établi en remplaçant l'équation (A.15) dans les équations (A.1), (A.2), (A.3) et (A.4), les équations électriques s'écrivent

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \qquad (\text{A.16})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \omega_s \Phi_{ds} \qquad (\text{A.17})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \qquad (\text{A.18})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \qquad (\text{A.19})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas des simplifications dans la formulation des équations (A.1), (A.2), (A.3) et (A.4). Il est cependant particulièrement avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement la conduite des calculs

BIBLIOGRAPHIE

1. **Brahim, G.** *Commande non linéaire de la machine à induction*. Université de Batna : Thèse de master, 2012.
2. **Ouahid, Bouakaz.** *contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux*. Batna : Thèse de magistère, 2005.
3. **Lamine M, Traoré.A.** *Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink*. msas_pp038_45.
4. **Baghl, L.** *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN,AG*. université Henri poicaré, Nancy-1 : Thèse de doctorat, 1999.
5. **Allah, Hamadi Safi.** *Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut*. Université –Msila : Thèse de master .
6. **Abdelli, R.** *Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor* . école nationale polytechnique d'Alger : mémoire de magister, 2007.
7. **TamrabetHanene.** *Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine* .
8. **DissaAbdennour.** *Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire*. Université de Batna : thèse de magister.
9. **Guy Strutzer, Eddie Samigil.** *Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés*.
10. **Khoudir, Abed.** *Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone*. Université Mentouri de Constantine : Thèse de doctorat, 22/06/2010.
11. **Tchiali Fouad, Maghraoui Noura.** *Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques*. s.l. : , PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B, 2004.
12. **M, Benyahia.** *commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone*. Université de Batna : thèse de magister, 2001.
13. **R.Mohamed.** *Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau*". *Mémoire de fin d'étude*. université de Batna : institut d'électrotechnique, 2002.
14. *"Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone*. universite m'aila : s.n., 2003.
15. **Mokhtar, Messai Med Brahim et Redouani Med.** *Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone* . , Université d'El-Oued : Thèse de master , 2014.
16. **Zaidi Saida,** " *Commande non linéaire du moteur à induction* ", thèse de magister ,Université de Batna.
17. **Cours machine asynchrone féné électrique lycée p .mendéc France epinal.**
18. **TIDJANI ABD EL JAOUDE ET AL AMOUDI BADREDDINE** « *identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique*, mémoire de master université de Ouargla, 2016.
20. **AHMED SERIER REDHA ET BOUHRIS BILLEL** « *estimation des paramètres d'une machine asynchrone a cage*, mémoire de master, 2017.
23. **Feddag mohamed ramzi et djekidel tayeb** « *étude des paramètres de la plaque signalétique d'un moteur asynchrone avec la méthode de diagramme de cercle*, mémoire de master, université de Blida ,2016.
24. «. *Théorie des machine asynchrones*. s.l. : machine à induction, chapitre 5.
25. **J.** *moteur asynchrone triphasé a cage d'écureui*. milano –italy : italic srl –sistemic tecnici didattic, 1996.

27. **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.
30. **NADIA ELKHATTABI** : “ Identification des paramètres du moteur a induction pour mesure in situ du rendement”, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES 2009.
31. **BENCHAREF Hamza, CHEBLI Mohamed**: “ Identification d’une machine asynchrone triphasée par l’application des algorithmes génétiques”, UNIVERSITE DE BLIDA 2014.
32. **Irène Charon, Anne Germa, Olivier Hudry**: “ Méthodes d’optimisation combinatoire ”, Masson, paris, 1996.
33. **Hanus, Raymond**. *techniques d’identification et d’estimation*. s.l. : Automatique avancée 1, Lavoisier, 2007.

