

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

NEKKAZ ANISS

Thème

ESTIMATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE DE COLONIE D'ABEILLES

Proposé par : M^{me} LATIFA KHEMICI

Année Universitaire 2019-2020

Dédicaces

Mes chers parents

Remerciements

Mes remerciements vont d'abord au Créateur de l'univers qui m'a doté d'intelligence, et m'a maintenu en santé pour mener à bien cette année d'étude.

Mes plus profonds remerciements vont à mes parents pour l'amour qu'ils m'ont toujours donné, les sacrifices qu'ils ont consentis pour mon instruction et mon bien-être, et leurs encouragements et toute l'aide qu'ils m'ont apportée durant mes études.

Je voudrais adresser toute ma gratitude à mon encadreur de ce mémoire, *Mme. Khemici*, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Je souhaite également remercier tous les enseignants de département dans le cadre de cette étude, qui ont bien voulu répondre à mes différentes questions sur le domaine dans le but de permettre la facilité de l'élaboration de ce travail. En dernier lieu je remercie l'administration de GE qui à travers leur programme m'ont fourni des outils de qualité facilitant ma spécialisation.

Listes de symboles

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

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

v_s, I_s : Tension et courant statorique.

v_r, I_r : Tension et Courant rotoriques.

Φ_s : Flux statorique.

Φ_r : Flux rotorique

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

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

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

$I_s I_r$: Inductance de fuites statorique et rotorique.

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

θ : Angle électrique stator/référentiel.

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

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

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

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

f_v : Coefficient de frottement.

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

N : Les fuites magnétiques.

σ : Coefficient de dispersion total.

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

g : glissement.

T_r, T_s : Constante de temps rotoriques et statorique

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

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 de colonie d'abeilles 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; estimation des paramètres; méthode de colonie d'abeilles

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 artificial bee colony 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; estimation of parameters ; ABC method (artificial bee colony)

ملخص :

يقدم هذا العمل تقنية تحسين لتقدير معالم الرسم التخطيطي المكافئ لآلة القفص غير المتزامن ، من بيانات مخطط الدائرة. يتم استخدام طريقة مستعمرة النحل كأسلوب تحسين يتم الحصول على معالم الرسم البياني المكافئ من تصغير الخطأ التريبيعي بين بيانات مخطط الدائرة وتلك المقطرة (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 مستعمرة النحل

Chapitre 1

Figure1.1 constitution d'un moteur asynchrone.....	13
Figure1.2 : courbe de couple en fonction de la vitesse du moteur.....	16
Figure1.3 : plaque signalétique d'un moteur asynchrone.....	18
Figure1.5 Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques.....	20
Figure1.6 : Transformation de park	23

Chapitre 2

Figure2-1: Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique.....	31
Figure2-2:Schéma équivalent de MAS dans le repère (d, q) En régime dynamique.....	32
Figure2-3:Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent.....	34
Figure2-4:Schéma équivalent de MAS en régime permanent ramené au stator.....	35
Figure2.5 :Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor	38
Figure2- 6:Schéma équivalent de la MAS à fuites totalisées dans le stator.....	39
Figure2.7:Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor.....	40
Figure2.8:Schéma équivalent de MAS ramené en régime permanent avec pertes fer	41
Figure 2.9 : la plaque signalétique du moteur.....	42
Figure 2.10 : Montage d'Essai en courant continu.....	43
Figure 2.11 : Le modelé de la machine asynchrone à vide.....	44
Figure 2.12 : Montage d'Essai à vide.....	44
Figure 2.13: Montage d'Essai à rotor bloqué.....	46
Figure 2.14: Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué.....	46

Chapitre 3

Figure 3.1 : La danse en rond qu'effectue l'abeille.....	54
Figure 3.2 : la danse frétilante, appelée aussi en huit.....	54
Figure3.3 :principe d'optimisation paramétrique.....	55
Figure 3.4: principe d'estimation par modèle de référence.....	57
Figure 3.5: schéma équivalent ramené au stator.....	57
Figure 3.6:la superposition du courant mesuré I_m et le courant estimé I_c	59

Liste du tableau

Tableau 3. 1 : Essai à vide sous tension variable.....	45
Tableau 3. 2 : Résultats des essais à rotor bloqués.....	47
Tableau 3. 3 : les paramètres électriques du moteur obtenus par la méthode classique.....	47
Tableau 4. 1 : les paramètres électriques du moteur obtenus par la méthode classique et l'estimation.....	60

Chapitre 1

1) Introduction.....	12
2) Description et principe de fonctionnement.....	12
3) Caractéristiques des moteurs asynchrones.....	13
Caractéristiques électriques.....	14
4) Conditions de fonctionnement.....	14
5) Plaque signalétique.....	17
6) Avantages et inconvénients la machine asynchrone.....	19
7) Hypothèses simplificatrices.....	20
8) Modèle de la machine asynchrone.....	20
8.1 Equations électriques.....	21
8.2 Equations magnétiques.....	21
8.3 Equation mécanique.....	21
8.4 Equation du couple.....	21
9) Modèle de Park.....	22
transformée de Park sur les grandeurs du stator.....	24
Transformée de Park sur les grandeurs du rotor.....	25
Transformée de Park sur les flux.....	25
Expressions du couple électromagnétique et de la puissance.....	26
10) Choix du référentiel.....	27
a Référentiel lié au stator.....	28
b Référentiel lié au rotor.....	28
c Référentiel lié au champ tournant.....	28
11) Conclusion.....	28

Chapitre 2

1. Introduction.....	30
2. Schéma équivalente d'une machine asynchrone.....	30
2.1 Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique.....	31
2.2 Schéma équivalent dynamique de la MAS dans le repère fixe du stator.....	32
3. Schéma équivalent du MAS en régime permanent.....	33
3.1 Schéma équivalent de MAS en régime permanent ramené au stator.....	35
3-2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator.....	38
3-3 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor.....	39
3.4 Schéma équivalent avec pertes fer.....	40
4. Détermination des paramètres de la MAS par les essais classiques.....	41
Matériel utilisé.....	42
Détermination des paramètres électriques.....	43
a Essai en courant continu.....	44
b Essais à vide.....	44
c Calcul de L_s et L_r	45
d Essai à rotor bloqué.....	45
e Calcul de M	46
f Calcul de R_r	46
5. Les paramètres de la machine asynchrone par la méthode classique.....	47
6. Conclusion.....	48

Chapitre 3

1. Introduction.....	50
2. Technique de minimisation.....	50
A. Méthodes déterministes.....	50
a méthodes déterministes sans calcul de dérivées.....	51
b méthodes déterministes avec calcul de dérivées.....	51
méthode de gradient.....	52

méthode de gradient conjugué.....	53
B.Methodes stochastique.....	53
Méthode de colonie d'abeilles.....	53
C.Méthode hybrides.....	54
3.Methode d'estimation paramétrique.....	55
4.Estimation des paramètres.....	56
5.Algorithme d'optimisation par colonie d'abeille.....	58
6.Résultats et discussion.....	59
7.Conclusion.....	60
Conclusion General.....	61
Bibliographie.....	62

Introduction générale

La machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis longtemps, elle occupe aussi un domaine très important dans l'industrie (réalisation des entraînements électriques à vitesse variable) grâce à ses avantages de robustesse, peu coûteux et la simplicité de construction et de maintenance. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité réside dans la commande de ce type de machine à cause du couplage naturel existant entre flux et couple.

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.

Dans ce travail, nous nous intéressons à l'identification paramétrique de la machine asynchrone. Nous proposons dans cette étude l'identification, à partir de données expérimentales, d'une machine asynchrone. Notre objectif est d'identifier un modèle de référence décrivant correctement le comportement de la dynamique de la machine asynchrone en utilisant les données du le diagramme du cercle et une simulation par MATLAB afin d'assurer une qualité et une représentativité suffisantes pour la détection de défauts.

Pour atteindre cet objectif, le présent mémoire est structuré autour de quatre chapitres, organisés comme suit :

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

Dans le deuxième chapitre de ce document, une présentation des différents schémas équivaut d'une machine asynchrone, puis nous allons basé sur les essais classique.de la machine asynchrone pour déterminer le diagramme du cercle dans les deux cas des essais et l'utilisation de cette méthode pour apparaitre les différents paramètres de la machine asynchrone.

Le dernier chapitre est consacré à l'identification paramétrique de la machine asynchrone. Nous présentons les techniques d'optimisations et nous traitons la méthode de colonie d'abeilles qui est basé sur l'erreur de sortie auquel nous intéressons.

Notre travail sera clôturé par une conclusion générale

Chapitre 1

Modélisation de la Machine Asynchrone

1) Introduction

Les moteurs électriques sont de nos jours, à l'exception des dispositifs d'éclairage, les récepteurs les plus nombreux dans les industries. Leur fonction, de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, leur donne une importance économique toute particulière qui fait qu'aucun concepteur d'installation ou de machine, aucun installateur et aucun exploitant ne peut les ignorer.

Parmi tous les types de moteurs existants, les moteurs asynchrones triphasés notamment les moteurs à cage sont les plus utilisés dans l'industrie et au-delà d'une certaine puissance dans la plupart des applications. De plus, bien que leur commande par des équipements à contacteurs soit parfaitement adaptée pour un grand nombre d'applications, l'emploi de matériels électroniques en constante progression élargit leur champ d'application. C'est le cas pour contrôler le démarrage et le freinage, comme lorsqu'un réglage précis de la vitesse est également nécessaire avec les variateurs - régulateurs de vitesse. [1]

Toutefois, les moteurs asynchrones à bagues sont utilisés pour certaines applications de forte puissance dans l'industrie et les moteurs asynchrones. L'utilisation des moteurs asynchrones dit à induction associés à des convertisseurs se généralise dans les applications nécessitant de fortes performances, notamment en couple dynamique (au démarrage ou au freinage), et en précision et plage de vitesse. [2]

2) Description et principe de fonctionnement

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator est constitué schématiquement de trois bobinages d'escaliers de $\frac{2\pi}{3}$ et alimentés par un système de tensions équilibrées de fréquence f . Ces trois bobines créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme $\frac{2\pi f}{p}$ qui se répartit sinusoidalement dans l'entrefer de la machine. La vitesse de rotation synchrone du champ magnétique tournant en tr/s est f/p . [3]

p étant le nombre de paires de pôles

Le rotor peut être de deux types,

- Soit par un système d'enroulements triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents.

- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage). Il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première

Le rotor ne possède aucune liaison avec le stator. Le rotor tourne à la vitesse de rotation qui est inférieure à la vitesse de synchronisme. On dit que le rotor glisse par rapport au champ magnétique tournant, on parle alors de glissement qui dépend du couple de charge. La machine asynchrone à cage est particulièrement séduisante, sur le plan industriel, par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation. Cependant sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres [4]

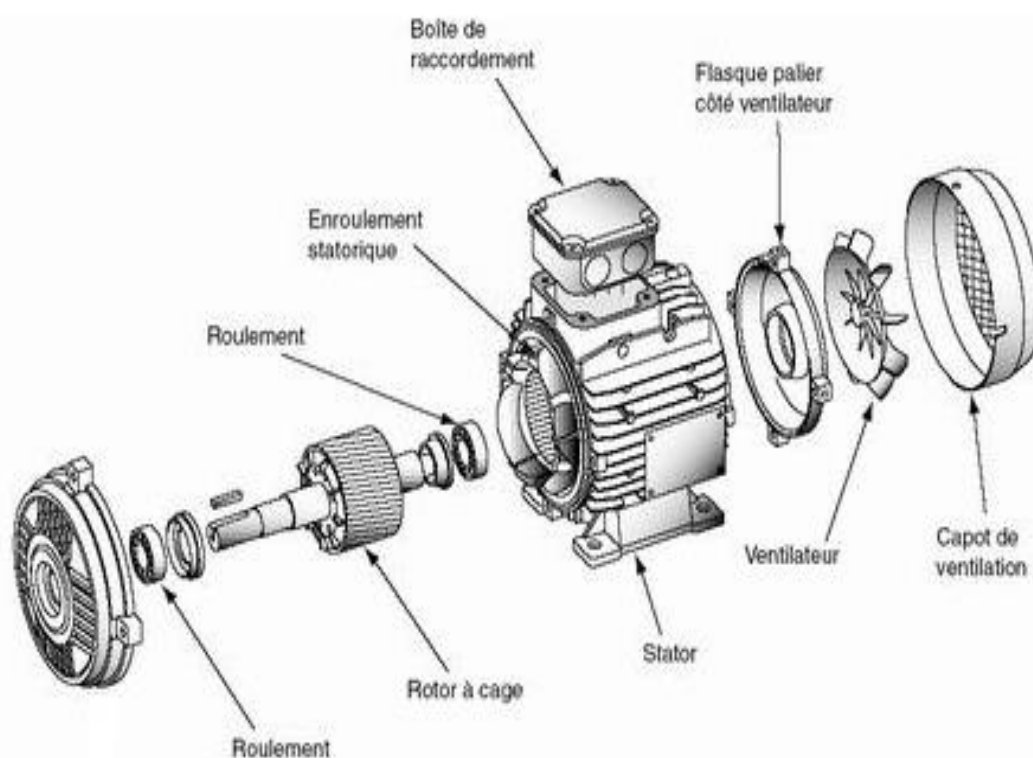


Figure1.1 constitution d'un moteur asynchrone

Vitesse de synchronisme : La vitesse de synchronisme des moteurs asynchrones triphasés est proportionnelle à la fréquence du courant d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles constituant le stator : $N_s = 60 f/p$ Avec : N_s : vitesse de synchronisme en tr/min
 f : fréquence en Hz, p : nombre de paires de pôles.

Lois de LENZ : Loi selon laquelle le déplacement d'un courant électrique ou d'un aimant situés dans le voisinage d'un circuit fermé y développe un courant induit qui tend à s'opposer à la variation du flux inducteur.

Les enroulements statoriques identiques, alimentés par un système triphasé équilibré de tensions de pulsation ω_s , créent un champ magnétique tournant à la vitesse synchrone :

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

Le champ tournant produit par le stator induit des courants dans les enroulements rotoriques. Ces courants, soumis à l'action du champ magnétique statorique, produisent un couple et le rotor se met en mouvement. Suivant la loi de Lenz, le rotor se met à tourner avec le sens de rotation du champ tournant. Néanmoins, si le rotor tourne à la vitesse de synchronisme, les enroulements rotoriques ne seront plus exposés à un flux variable, et aucun courant n'y sera induit. Le couple produit est nul dans ce cas-là, ce qui fait que la vitesse du rotor Ω_e ralentit. Lorsque Ω_e devient inférieure à la vitesse de synchronisme, le rotor ressent un champ magnétique variable, et un couple est produit de nouveau pour accélérer le rotor. La différence relative entre la vitesse de rotation du rotor et la vitesse de synchronisme est appelée le glissement, qui est noté g : $g = \frac{\Omega_s - \Omega_e}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_e}{\omega_s}$ (I-2)

La pulsation des courants rotoriques ω_r est égale à la pulsation du champ tournant vue dans le repère du rotor : $\omega_r = \omega_s - \omega_e = g\omega_s$ [5]

3) Caractéristiques des moteurs asynchrones

De par leur principe de fonctionnement, ces moteurs sont également appelés moteur à induction.

Ils peuvent être classés en fonction de différentes caractéristiques comme les conditions : [6]

- De fonctionnement auxquelles ils seront soumis ;
- Leurs caractéristiques électriques.

Caractéristiques électriques :

La puissance utile (P_u) est la puissance mécanique disponible sur l'arbre. Elle est liée au couple C par la relation.

$$P_u = C \times \omega \quad \text{(I-3)}$$

Avec

P_u : Puissance utile en ω .

Et telle que :

$$\omega = \frac{2 \pi N}{60} \quad (\text{I-4})$$

Avec N : Vitesse de rotation en min^{-1} .

La puissance absorbée (P_a) est la puissance électrique absorbée par le moteur et est donnée par la relation :

$$P_a = U \times I \times \sqrt{3} \times \cos \varphi. \quad (\text{I-5})$$

Avec :

P_a : Puissance électrique absorbée en ω .

U : Tension d'alimentation en V.

I : Courant de ligne absorbé en A.

$\cos \Phi$: Facteur de puissance.

La puissance nominale, qui est celle indiquée sur la plaque signalétique, correspond à la puissance utile pour la vitesse nominale du moteur.

Facteur de puissance et rendement : Le facteur de puissance ($\cos \Phi$) ainsi que le rendement

$$\left(\eta = \frac{P_u}{P_a} \right) \quad (\text{I-6})$$

évoluent en fonction de la charge du moteur.

Intensité :

L'intensité nominale (I_N) correspond à l'intensité du courant absorbée par le moteur lorsqu'il fonctionne à sa puissance nominale et sous sa tension nominale.

L'intensité de démarrage (I_D) est l'intensité du courant absorbée par le moteur au moment du démarrage direct du moteur. En général, I_D vaut 3 à 7 fois I_N . [7]

Couple :Le couple d'un moteur disponible sur l'arbre dépend de la vitesse de rotation et est donné par la courbe $C = f(N)$ dont l'allure est donnée sur la figure suivante.

Courbe de couple en fonction de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé :

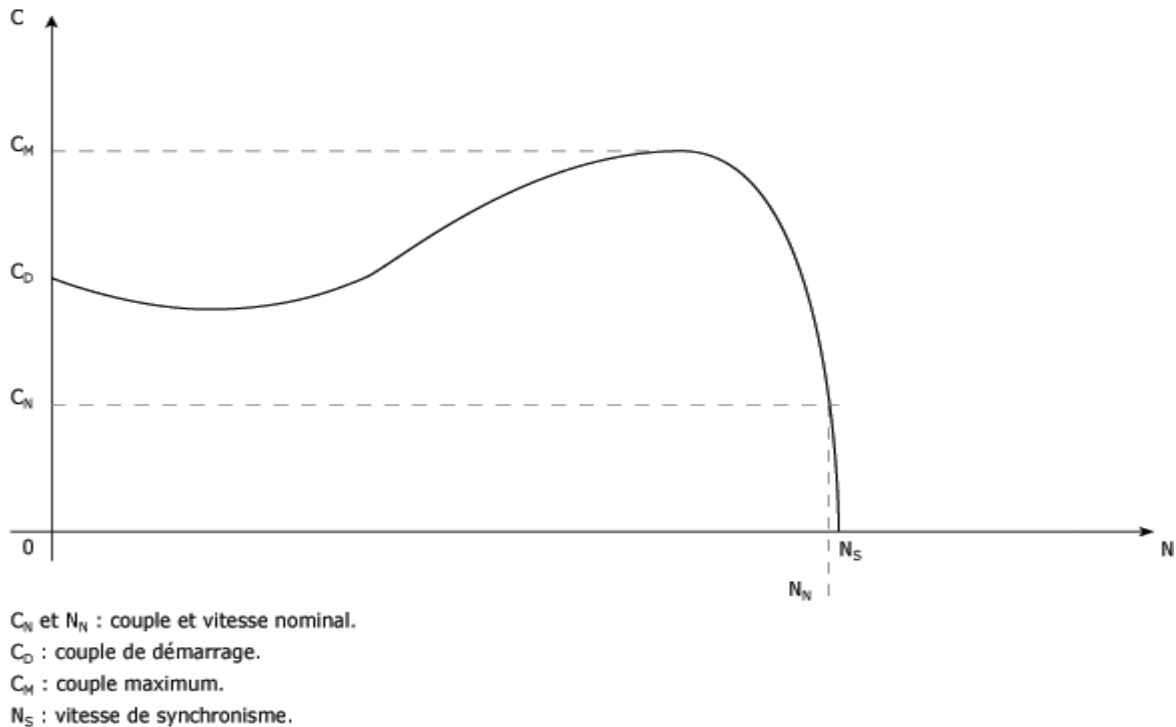


Figure1.2 : courbe de couple en fonction de la vitesse du moteur

Le couple accélérateur est la différence entre le couple moteur et le couple résistant pendant la phase de démarrage du moteur.[8]

4) Conditions de fonctionnement

Dans le domaine industriel, les moteurs doivent fonctionner dans des conditions très variées. C'est pourquoi leur construction diffère selon l'environnement auquel ils seront soumis. On distingue donc des moteurs : [9]

- abrités ;
- à l'épreuve des éclaboussures ;
- blindés avec ventilateur extérieur ;
- à l'épreuve des explosions.

Comme pour les machines tournantes, c'est l'indice de protection (IP et IK) qui définit les niveaux de protection de la machine dans son environnement. La plupart des machines ont un indice IP55 c'est-à-dire qu'elle est protégée contre les poussières et contre les jets d'eau dans toutes les directions. Le 3^e chiffre est remplacé par l'indice IK, protection contre les impacts mécaniques. Il est défini par la norme UTE 20-015 et est donné sur le tableau de la figure suivante.

Indice IK de protection contre les impacts mécaniques :

Degré IK	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10
Énergie d'impact (joules)	0	0,15	0,20	0,35	0,5	0,7	1	2	5	10	20

Conditions normales d'utilisation :

Les conditions normales d'utilisation des moteurs standards sont définies par la norme CEI 34-1 comme suit :

- Température ambiante comprise en - 16 et + 40 °C,
- Altitude inférieure à 1.000 m,
- Pression atmosphérique 1050 hPa.

5) Plaque signalétique

Une plaque signalétique est habituellement placée sur le moteur, à un endroit visible.

Cette plaque contient des informations relatives aux caractéristiques électriques et mécaniques du moteur. Il s'agit donc là d'une source d'information très utile pour l'électromécanicien et l'électromécanicienne.

Vous pouvez voir sur la figure suivante une plaque signalétique ainsi que les définitions des différents symboles. [10.1]

Plaques signalétiques :

* LEROY SOMER		MOT. 3 ~ LS 80 L T				
		N° 734570 BJ 002 kg 9				
IP 55 I cl.F		40°C S1				
	V	Hz	min⁻¹	kW	cos φ	A
○ D 0165	Δ 220	50	2780	0,75	0,86	3,3
	Y 380					1,9
	Δ 230	50	2800	0,75	0,83	3,3
	Y 400					1,9
	Δ 240	50	2825	0,75	0,80	3,3
	Y 415	**				1,9
IEC 34-1 (87)						
MOTEURS LEROY-SOMER						

* D'autres logos peuvent être réalisés en option : une entente préalable à la commande est impérative.
 ** Dans certains pays, le plaquage des fréquences indique 50 / 60 Hz.

LEROY SOMER		MOT. 3 ~ LS 315 MR				
		N° 116412 / 2 785 Kg				
Code :		T				
IP 55 I cl.F		40°C S1				
		Hz	min⁻¹	kW	cos φ	A
	Δ 380	50	1485	132	0,86	244
	Δ 400	50	1485	132	0,85	234
	Δ 415	50	1485	132	0,84	229
DE	6320 C3		50 g		ESSO UNIREX N3	
NDE	6317 C3		3900 h			
MOTEURS LEROY-SOMER						

▼ Définition des symboles des plaques signalétiques

MOT 3 ~ : Moteur triphasé alternatif.
LS : Série.
80 : Hauteur d'axe.
L : Symbole de carter.
T : Indice d'imprégnation.

N° moteur

N° : Numéro série moteur.
B : Année de production.
J : Mois de production.
002 : N° d'ordre dans la série.

Code : Réserve.

kg : Masse.

IP55 : Indice de protection.

I cl. F : Classe d'isolation F.

40°C : Température d'ambiance maxi de fonctionnement, selon CEI 34-1.

S...% : Service - Facteur de marche.

...c/h : Nombre de cycles par heures.

V : Tension d'alimentation.

Hz : Fréquence d'alimentation.

min⁻¹ : Nombre de tours par minute.

kW : Puissance nominale.

cos φ : Facteur de puissance.

A : Intensité nominale.

Δ : Branchement triangle.

Y : Branchement étoile.

Roulements

DE : Drive end.

Roulement coté entraînement.

NDE : Non drive end.

Roulement coté opposé à l'entraînement.

50 g : Quantité de graisse à chaque relubrification (en grammes).

3900 h : Périodicité de relubrification (en heures).

UNIREX : Type de graisse.

Figure 1.3 : plaque signalétique d'un moteur asynchrone

Les principaux renseignements que l'on retrouve sur une plaque signalétique sont le type, la puissance, la vitesse de rotation, la tension et le courant du moteur, le schéma de branchement fournit les renseignements nécessaires pour connecter le moteur à sa source, la procédure de cadenassage est obligatoire avant le branchement du moteur ou l'ouverture de son couvercle.

6) Avantages et inconvénients la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor). [12] Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous-tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé. Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.[13] L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier)

7) Hypothèses simplificatrices

De nombreux phénomènes compliqués comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire...etc., interviennent dans le fonctionnement de la machine. La formulation de ces phénomènes est difficile, voire même impossible.

La négligence de ces phénomènes dans la modélisation engendre les hypothèses simplificatrices suivantes : [14]

- a) l'entrefer supposé constant,
- b) effet des encoches négligé,
- c) le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- d) les pertes ferromagnétiques négligeables,
- e) l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- a) l'additivité des flux,
- b) la constance des inductances propres,
- c) la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes.

8) Modèle de la machine asynchrone

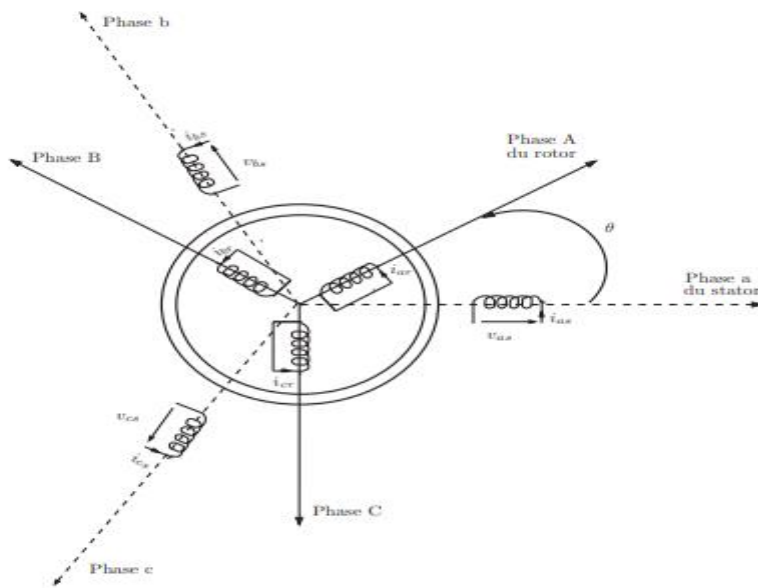


Figure1.5 Répartition spatiale des enroulements statoriques et rotoriques

Le modèle de la machine est défini par trois types d'équations :

- les équations électriques,
- les équations magnétiques,
- les équations mécanique

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine peuvent être écrites sous la forme suivante : [15]

Equations électriques :

$$[v_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad \text{(I-7)}$$

$$[v_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad \text{(I-8)}$$

Equations magnétiques

$$[\phi_{abcs}] = [L_S][I_{abcs}] + [L_{Sr}][I_{abcr}] \quad (\text{I-9})$$

$$[\phi_{abcr}] = [L_{rs}][I_{abcs}] + [L_r][I_{abcr}] \quad (\text{I-10})$$

Equation mécanique

$$\frac{dc_r}{dt} = -\frac{c_r}{\tau_m} + \frac{c_{em} - c_{res} - c_c}{J_m} \quad (\text{I-11})$$

Equation du couple

$$C_{em} = p[I_{abcs}]^t \frac{d}{d\theta_r} [L_{Sr}][I_{abcr}] \quad (\text{I-12})$$

$$C_c = f_d \text{sgn}(c_r) \quad (\text{I-13}) \quad (\text{I-13})$$

$$\text{Avec } \tau_m = \frac{J_m}{f_v}$$

$$[v_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_{abcs}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad [\phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad [v_{abcr}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[I_{abcr}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_{SS} & M_S & M_S \\ M_S & L_{SS} & M_S \\ M_S & M_S & L_{SS} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{Sr}] = [L_{rs}] = \begin{pmatrix} \cos(\varphi_r) & \cos\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\varphi_r) & \cos\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\varphi_r) \end{pmatrix} \quad (\text{I-14})$$

9) Modèle de Park

Transformation de PARK

La mise en équations des moteurs triphasés conduit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système muni d'un grand nombre de variables, est alors relativement laborieuse. Nous utilisons, par conséquent des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Le modèle de Park apporte une solution satisfaisante, il permet d'obtenir une représentation biphasée équivalente de la machine.

La transformation de Park consiste à exprimer les grandeurs électriques dans un référentiel d'axes perpendiculaires (d, q). L'axe direct d est caractérisé par l'angle θ qu'il fait avec l'axe a_s . La matrice de transformation est définie par : [16]

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I-15})$$

Flux statorique (notation matricielle)

$$[\phi_s] = \begin{pmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{pmatrix} + M_{sr} [R(\theta)] \begin{pmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{I-16})$$

$$[R(\theta)] = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\varphi) \end{pmatrix} \quad (\text{I-17})$$

Hypothèse : Les courants sont équilibrés $\rightarrow I_{sc} = -I_{sa} - I_{sb}$

$$[\phi_s] = \begin{pmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{pmatrix} + M_{sr} [R(\theta)] \begin{pmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{I-18})$$

Avec : $L_s = l_s - M_s = 3/2 l_{sp} + l_s \sigma$

Flux rotorique (notation matricielle)

$$[\phi_r] = \begin{pmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{pmatrix} + M_{sr} [R(\theta)]^t \begin{pmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{I-19})$$

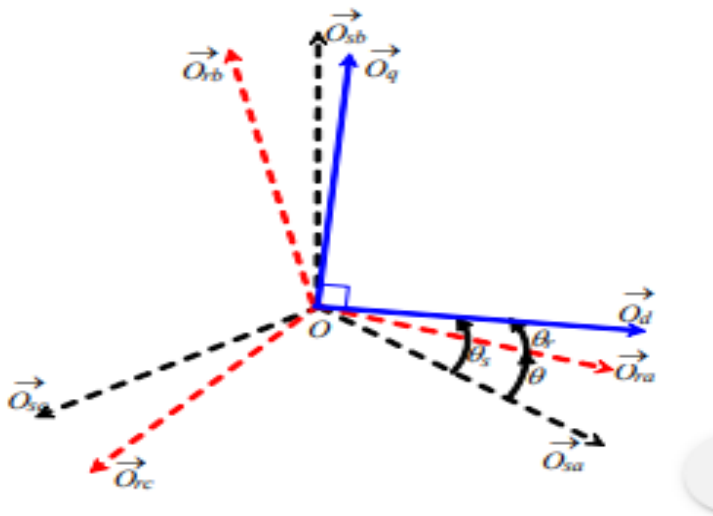


Figure1.6 : Transformation de park

Expression générale des flux rotoriques (notation matricielle)

$$\begin{pmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\varphi)] \\ [M_{sr}(\varphi)]^T & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ I_r \end{pmatrix} \quad (\text{I-20})$$

$$[L_s] = \begin{vmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{vmatrix}$$

$$[M_{sr}(\varphi)] = M_{sr} [R(\varphi)]$$

$$[L_r] = \begin{vmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{vmatrix}$$

Grandeurs statoriques : on applique aux grandeurs statoriques une transformation de Park d'angle

$\theta_S(t)$

Grandeurs rotoriques : Pour se ramener dans ce repère de Park, on applique aux grandeurs rotoriques une transformation de Park d'angle $\theta_R(t) = \theta_S(t) - \theta(t)$

L'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques.

On a alors : [17]

Transformée de Park sur les grandeurs du stator

$$\left\{ \frac{d(\phi_s)}{dt} = [v_s] - [R_s][I_s] \right\}$$

$$\frac{d([P(\phi_s)]^{-1}[\phi_{s-dq0}])}{dt}$$

Rotation d'un angle θ_s dans le repère de Park

Tous calculs fait On obtien :

$$\frac{d(\phi_{sd})}{dt} = V_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_s \phi_{sq} \quad (\text{I-21})$$

$$\frac{d(\phi_{sq})}{dt} = V_{sq} - R_s I_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \quad (\text{I-22})$$

$$\frac{d(\phi_{s0})}{dt} = V_{s0} - R_s I_{s0} \quad (\text{I-23})$$

Transformée de Park sur les grandeurs du rotor

$$\left\{ \frac{d(\phi_r)}{dt} = [v_r] - [R_r][I_r] \right\}$$

$$\frac{d([P(\phi_s)]^{-1}[\phi_{s-dq0}])}{dt}$$

Rotation d'un angle θ_r dans le même repère de Park

Tous calculs fait On obtien :

$$\frac{d(\phi_{rd})}{dt} = V_{rd} - R_r I_{rd} + \omega_r \phi_{rq} \quad (\text{I-24})$$

$$\frac{d(\phi_{rq})}{dt} = V_{rq} - R_r I_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \quad (\text{I-25})$$

$$\frac{d(\phi_{r0})}{dt} = V_{r0} - R_r I_{r0} \quad (\text{I-26})$$

Transformée de Park sur les flux

$$\begin{pmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [Ls] & [M_{sr}(\varphi)] \\ [M_{sr}(\varphi)]^T & [Lr] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Is \\ Ir \end{pmatrix} \quad (\text{I-27})$$

Tous calculs fait On obtien :

$$\begin{pmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [Lps] & [M_{psr}] \\ [M_{psr}]^T & [Lpr] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [Is - dq0] \\ [Ir - dq0] \end{pmatrix} \quad (\text{I-28})$$

$$[Lps] = \begin{vmatrix} Ls & 0 & 0 \\ 0 & Ls & 0 \\ 0 & 0 & Ls0 \end{vmatrix} \quad [Lpr] = \begin{vmatrix} Lr & 0 & 0 \\ 0 & Lr & 0 \\ 0 & 0 & Lr0 \end{vmatrix} \quad [M_{psr}] = \frac{3}{2} M_{sr} [Rr] \quad [Rr] = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

En résumé

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s I_{sd} + \frac{d(\phi_{sd})}{dt} - w_s \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s I_{sq} + \frac{d(\phi_{sq})}{dt} + w_s \phi_{sd} \end{aligned} \quad (\text{I-29})$$

$$\begin{aligned} v_{rd} &= R_r I_{rd} + \frac{d(\phi_{rd})}{dt} - w_r \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} &= R_r I_{rq} + \frac{d(\phi_{rq})}{dt} + w_r \phi_{rd} = 0 \end{aligned} \quad (\text{I-30})$$

$$\begin{aligned} [\phi_{sd}] &= L_s I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ [\phi_{sq}] &= L_s I_{sq} + M \cdot I_{rq} \end{aligned} \quad (\text{I-31})$$

$$\begin{aligned} [\phi_{rd}] &= L_r I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ [\phi_{rq}] &= L_r I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (\text{I-32})$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr}$$

Expressions du couple électromagnétique et de la puissance

Le couple peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes(d-q)est donnée par l'expression suivante : [18]

$$P_e = v_{ds} \cdot I_{ds} + v_{qs} \cdot I_{qs} + v_{dr} \cdot I_{qr} + v_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{I-33})$$

Elle se décompose en trois termes :

1 Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_j = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad \text{(I-34)}$$

2 puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d(\phi_{sd})}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d(\phi_{qs})}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d(\phi_{rd})}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d(\phi_{qr})}{dt} \quad \text{(I-35)}$$

3 puissance mécanique:

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \phi_{qr} - I_{qr} \phi_{dr}) \quad \text{(I-36)}$$

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

$$C = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{Tel que :} \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

ω : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

On peut maintenant pour un régime quelconque, calculer le couple instantané en faisant un bilan de puissance :

$$C = M (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd})$$

$$C = P \frac{M}{L_r} (I_{sq} \phi_{rd} - I_{sd} \phi_{rq})$$

$$C = P (I_{sq} \phi_{sd} - I_{sd} \phi_{sq}) \quad \text{(I-37)}$$

$$\omega_r = p C_r ; \quad \omega_s = \frac{d(\phi_s)}{dt} ; \quad \omega_{gs} = \omega_s - \omega_r = \frac{d(\phi_{gs})}{dt} ; \quad L_m = \frac{3}{2} M_s = \frac{3}{2} M_r$$

10) Choix du référentiel

Pour entièrement définir le modèle de Park, on détermine la vitesse de rotation du référentiel dq par rapport au stator. Trois types de référentiels sont intéressants dans la pratique ;

le choix se faisant en fonction du problème étudié, à savoir :

- référentiel lié au stator,
- référentiel lié au rotor,
- référentiel lié au champ tournant

Remarque : seules les équations électriques sont affectées par le choix du référentiel.

a) Référentiel lié au stator :

Il se traduit par les équations suivantes

$$\frac{d(\phi_s)}{dt}=0 \text{ et } \frac{d(\phi_{gs})}{dt}=-\omega_r$$

les equations electriques :

$$v_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d(\phi_{sd})}{dt} \qquad v_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d(\phi_{rd})}{dt} - \omega_r \phi_{rq} = 0 \quad \text{(I-38)}$$

$$v_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d(\phi_{sq})}{dt} \qquad \mathbf{v}_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d(\phi_{rq})}{dt} + \omega_r \phi_{rd} = 0 \quad \text{(I-39)}$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation . C'est dans ce référentiel qu'on va procéder à l'identification de la machine.

b) Référentiel lié au rotor :

Il se traduit par les équations suivantes

$$\frac{d(\phi_s)}{dt}=\omega_r \text{ et } \frac{d(\phi_{gs})}{dt}=0$$

les equations electriques :

$$v_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d(\phi_{sd})}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \qquad v_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d(\phi_{rd})}{dt} = 0 \quad \text{(I-40)}$$

$$v_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d(\phi_{sq})}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \qquad \mathbf{v}_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d(\phi_{rq})}{dt} = 0 \quad \text{(I-41)}$$

Ce référentiel est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante

c) Référentiel lié au champ tournant:

Il se traduit par les équations suivantes

$$\frac{d(\phi_s)}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d(\phi_{gs})}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques ne subissent aucune modification

Ce référentiel est souvent utilisé lors de l'étude de la commande de la machine asynchrone car les grandeurs résultantes sont, en régime permanent, des constantes faciles à réguler

11) Conclusion :

L'objectif de ce chapitre est de définir le moteur asynchrone et présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone sous forme de modèles d'état, selon le choix du repère. Ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé (dq), ce dernier étant déterminé à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone.

Chapitre 2

Les schémas équivalents d'une machine asynchrone et les essais classiques

1. Introduction

Comme il a été procédé au 1^{er} chapitre un, un modèle idéalisé de la MAS a été présenté aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère biphasé fictif (modèle de Park). Cette machine, très appréciée dans les milieux industriels pour ses qualités intrinsèques, est en réalité un système électromagnétique non linéaire dont les paramètres évoluent au cours de ses différents fonctionnements, principalement, en fonction de son état magnétique (inductances) et de sa température (résistances). De ce fait établir un modèle précis basé sur la détermination de ses paramètres est devenu impératif.

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

Ce chapitre sera consacré, en premier temps, à l'établissement des différents modèles d'une machine asynchrone, ensuite on identifie les paramètres d'une machine par la méthode des essais classiques

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

2.1 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)[23]

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} + J\omega_a \overline{\phi_s} \\ \overline{V_r} = R_r \overline{I_r} + \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} + J\omega_r \overline{\phi_r} \end{array} \right\} \quad (\text{II- 1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{\phi_s} = L_s \overline{I_s} + l_m \overline{I_r} \\ \overline{\phi_r} = L_r \overline{I_r} + l_m \overline{I_s} \end{array} \right\} \quad (\text{II- 2})$$

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

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

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \quad (\text{II-4})$$

Les équations aux tensions et aux flux sont :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega a \bar{\phi}_s \quad (\text{II-5})$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega r \bar{\phi}_r \quad (\text{II-6})$$

Aux flux :

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

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

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

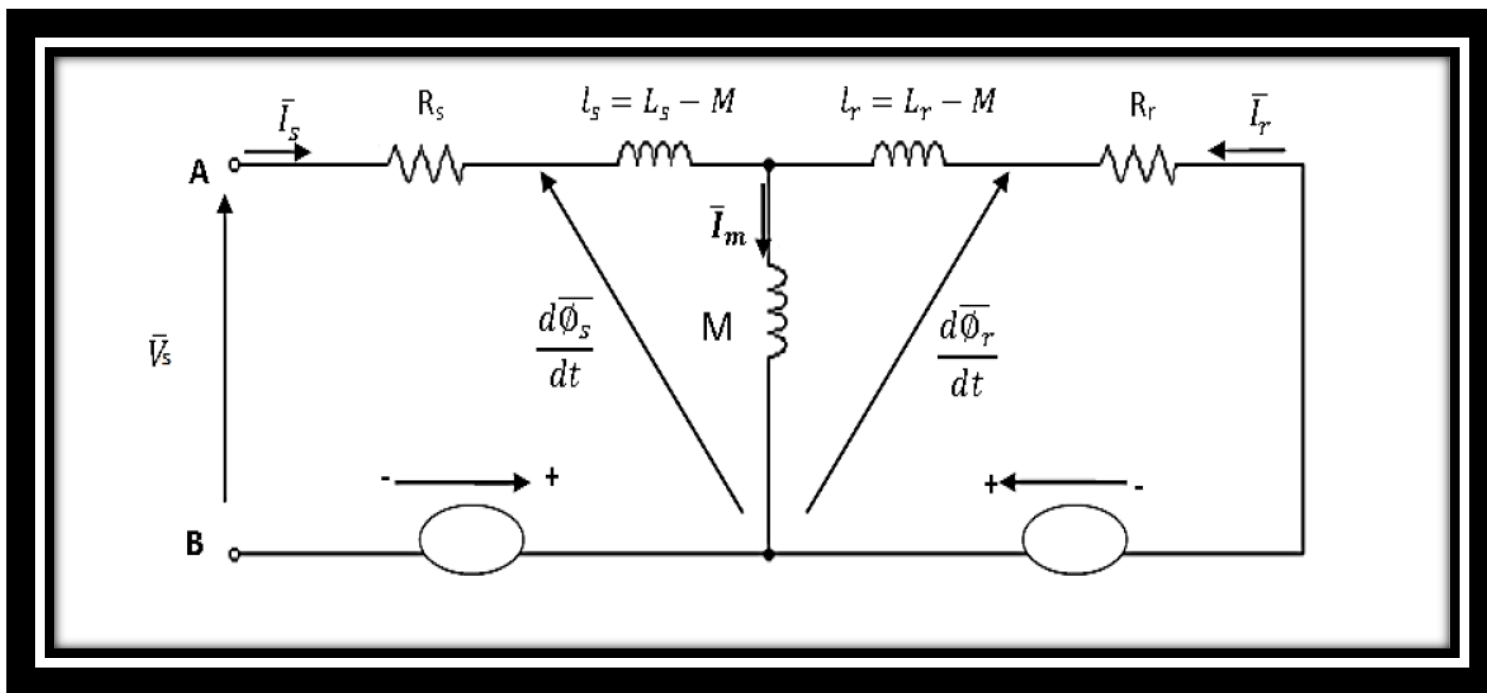


figure2-9: Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique

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 [23]

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 :[10]

$$W\alpha=0 \text{ Et } W = -W$$

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

$$\bar{v}_r = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} - jW_r \bar{\phi}_r$$

Dans cette seconde équation apparait une tension nulle au rotor correspondant au Court-circuit des enroulements.

Ce modèle peut être représenté par le schéma suivant :

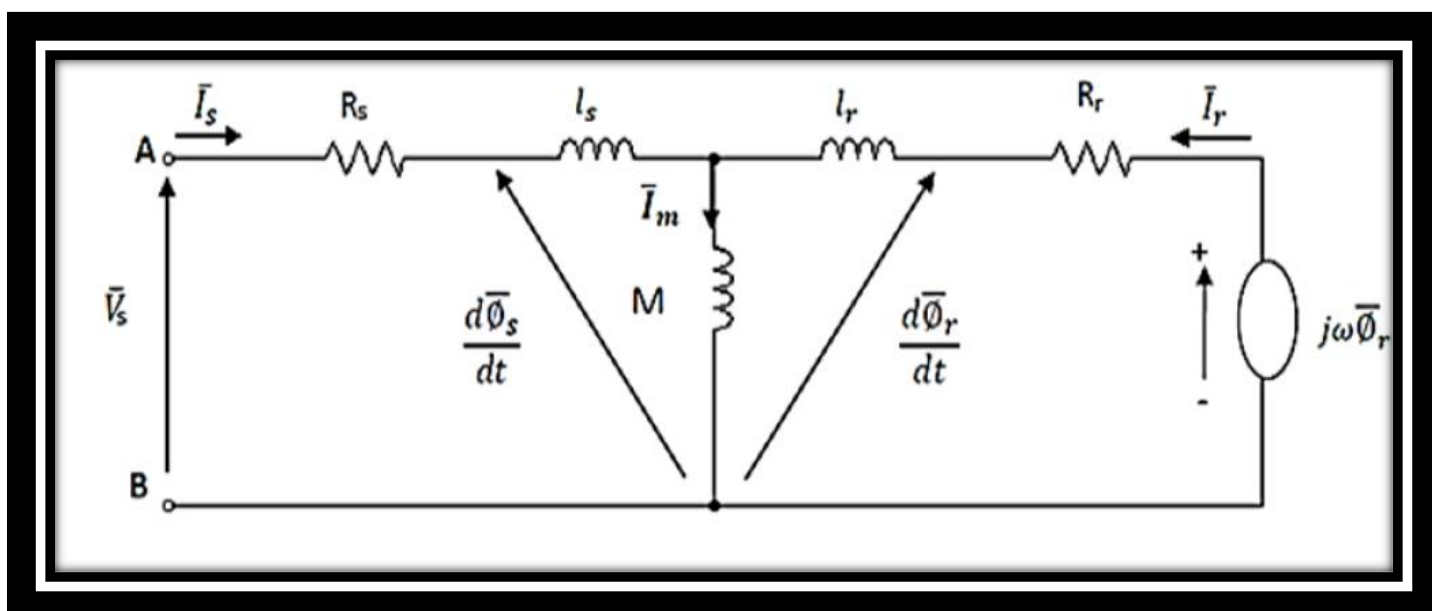


figure2-10:Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère (d, q) En régime dynamique

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

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,[10]

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-10) dans les équations de tension statorique (II-7) et rotorique (II-9)

On obtient :

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

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 :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (\mathbf{R}_s + j\omega_s L_s) \bar{I}_s + j\omega_s M' \bar{I}'_m \\ \bar{V}_r = \mathbf{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_r\right) \bar{I}'_r + j\omega_s M' \bar{I}'_m \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Avec :

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

On peut donc établir le schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent

à celui de la figure 2.3

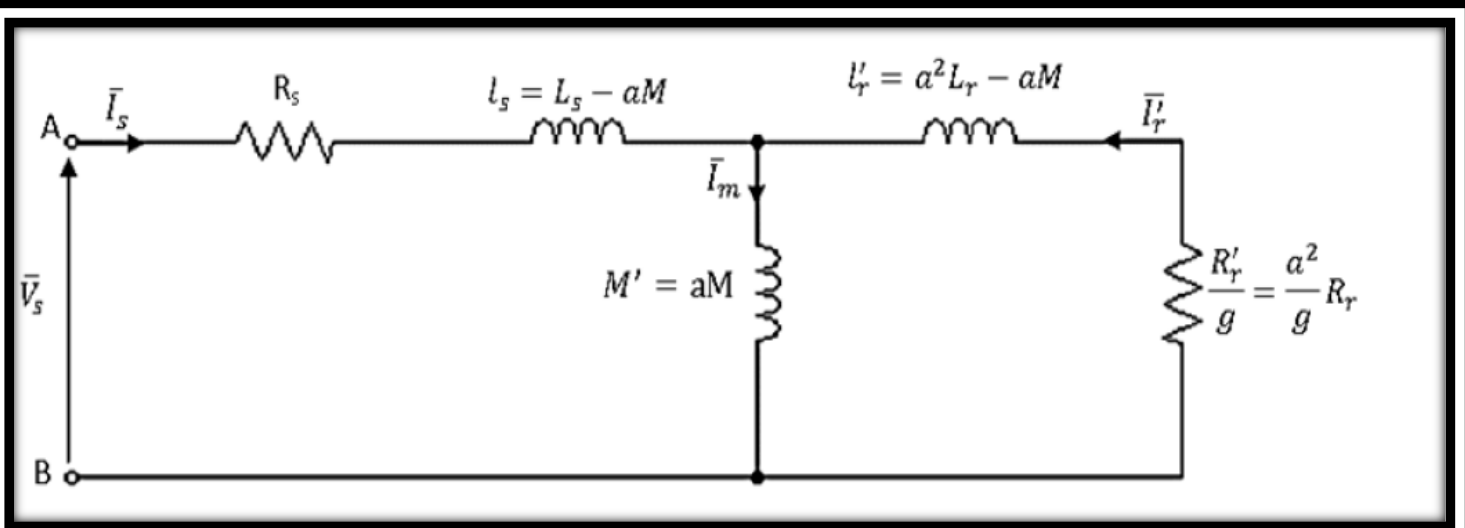


figure2- 11:Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent

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

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 vu 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.

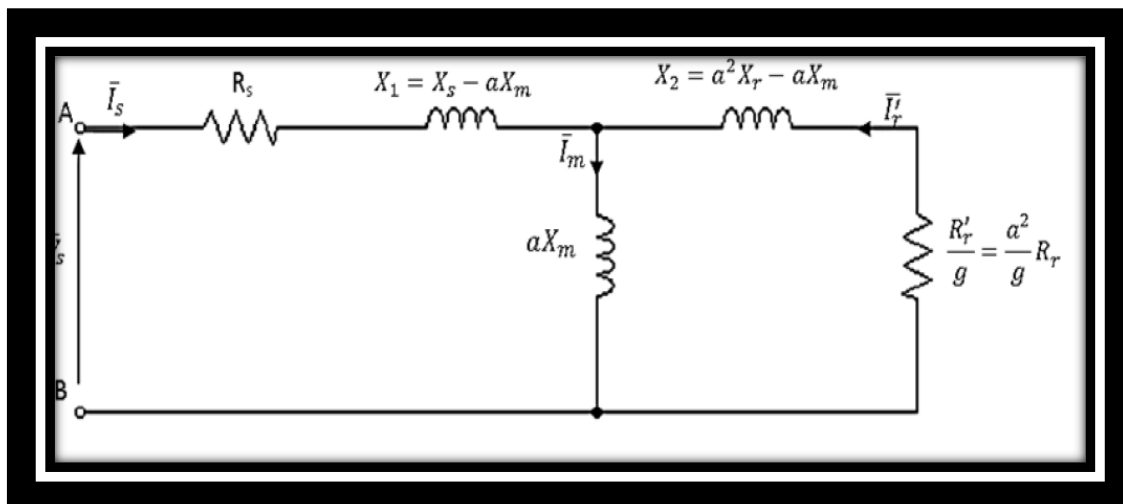


figure2 -12: Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent ramené au stator

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 :

$$R_e = R_s + \frac{X_m^2 \frac{R_r}{g}}{\frac{R_r^2}{g^2} + X_r^2} = R_s + \frac{w_s^2 M^2 \frac{R_r}{g}}{\frac{R_r^2}{g^2} + w_s^2 L_r^2} \quad (\text{II-15})$$

$$X_e = X_s + \frac{X_m^2 X_r}{\frac{R_r^2}{g^2} + X_r^2} = w_s L_s + \frac{w_s^3 M^2 L_r}{\frac{R_r^2}{g^2} + w_s^2 L_r^2} \quad (\text{II-16})$$

D'où :

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s} = R_s + jX_1 + \frac{I_a X_m \left(\frac{R_r}{g} + jX_2 \right)}{\frac{R_r}{g} + jR'_r} \quad (\text{II-17})$$

Finalement l'impédance totale par phase vue du stator [23]

$$\bar{Z}_e = R_s + jX_s + \frac{w_s^2 M^2}{\frac{R_r}{g} + jw_s L_r} \quad (\text{II-18})$$

On a remarqué que l'expression de l'impédance d'entrée \bar{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 $a = L_s M$

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 $a = \frac{M}{Lr}$

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 [10]

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

Avec

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

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

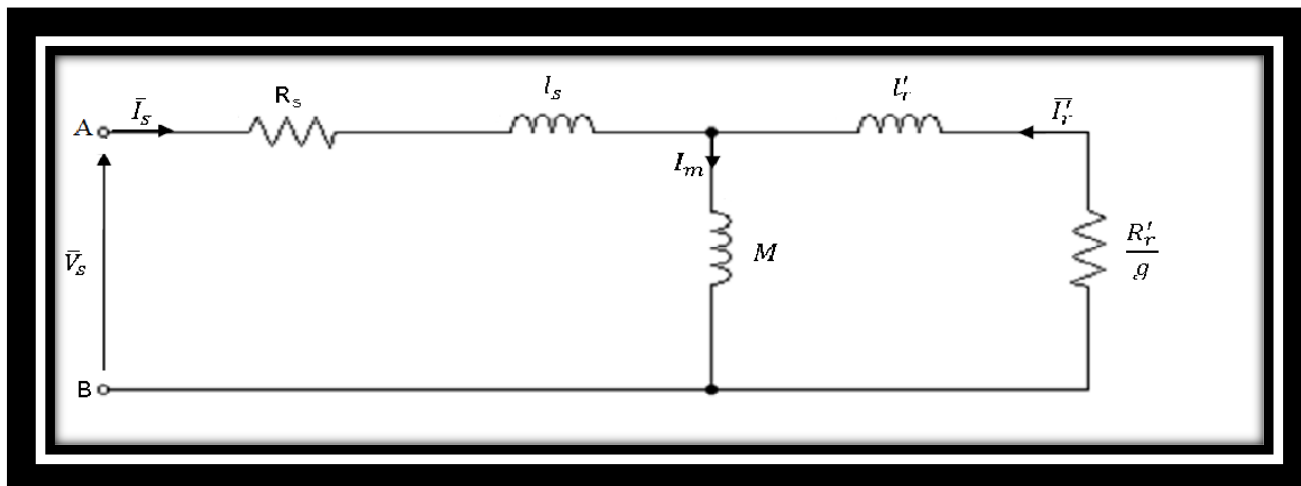


figure2- 13 :Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

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

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

$$l_s = \sigma L_s$$

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 :

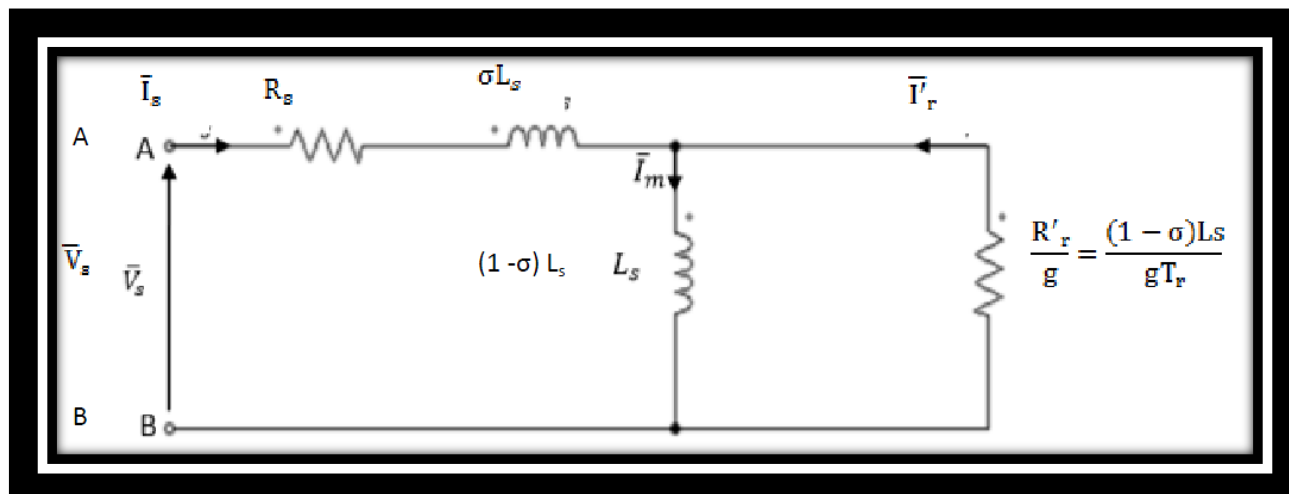


figure2- 14:Schéma équivalent de la MAS à fuites totalisées dans le stator

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

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'inductance des fuites totalisées dans le rotor :

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

L'inductance 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

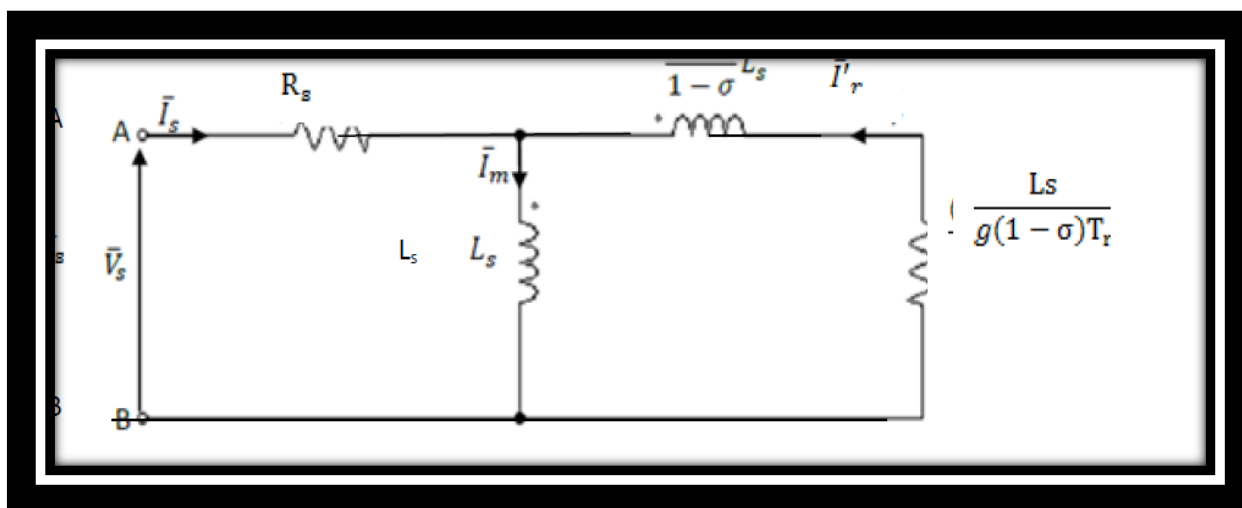


Figure2- 15:Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

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. [23]

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 :

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

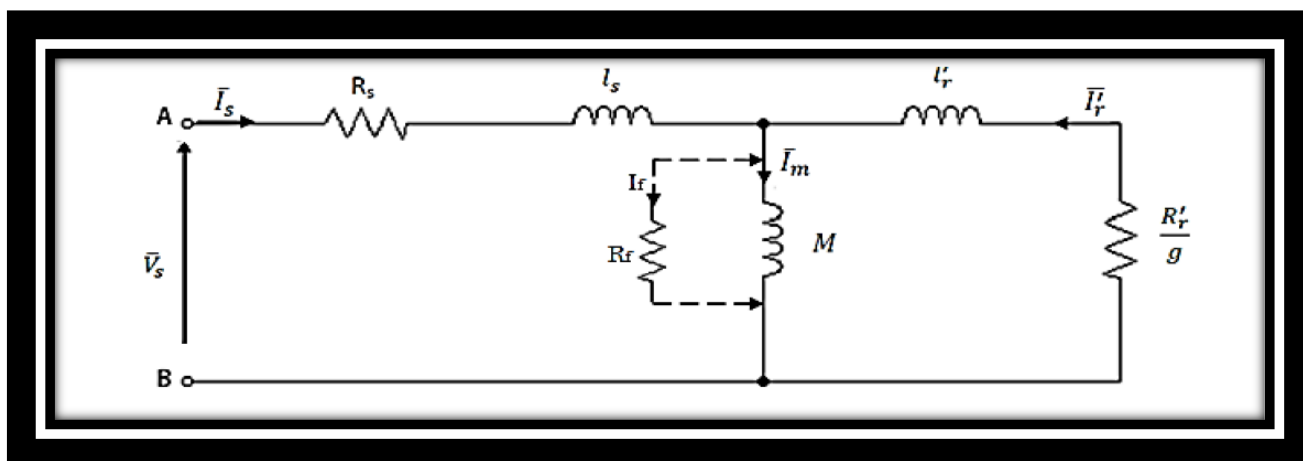


figure2.16:Schéma équivalent de la machine asynchrone ramené en régime permanent avec pertes fer

4. Détermination expérimentale des paramètres de la MAS 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 2-9 : la plaque signalétique du moteur

- 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.

- 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.

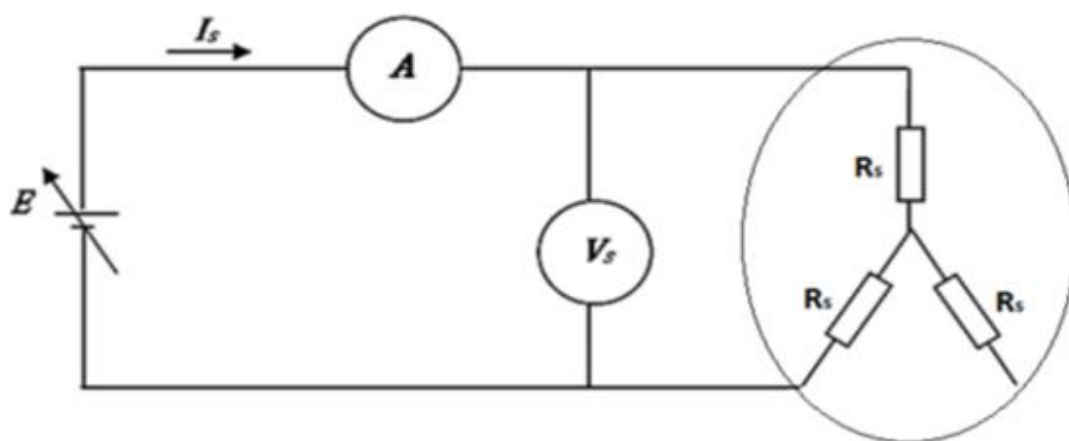


Figure2-10 : Montage d'Essai en courant continu.

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

$$R_s = \frac{V_c}{2I_c} \quad (\text{II-19})$$

Et on a obtenu la valeur suivante :

$$R_s = 2.26\Omega$$

b. Essais à vide:

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

Le circuit à vide devient :

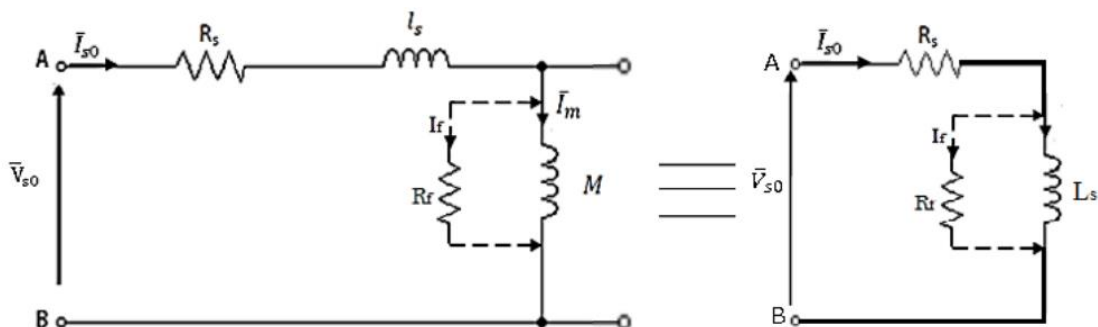


Figure 2-11 : Le modelé de la machine asynchrone à vide.

On réalise le montage de la figure 2.6, La machine est alimentée à la tension nominale, et tourne à vide, le rotor est en court-circuit, on relève

Donc :

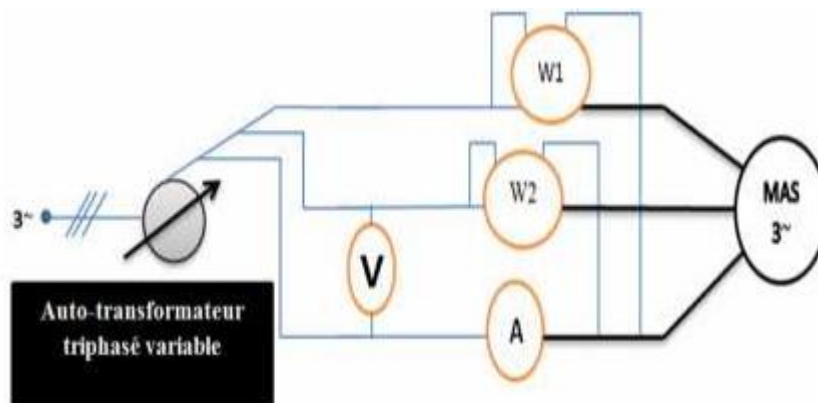


Figure 2-12 : Montage d'Essai à vide.

- Le premier wattmètre W1 indique une grandeur P1.

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

$$P = P1 + P2 \quad \text{(II-20)}$$

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 :

$$Q = \sqrt{3} (P_1 - P_2) \quad (\text{II-21})$$

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

$V_{so}(V)$	$I_{so}(A)$	$P_1(W)$	$P_2(W)$	$P_0(W)$	$Q_0(\text{var})$
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 2. 4 : Essai à vide sous tension variable

c. Calcule de L_s et L_r :

D'après le tableau précédent et les équations (II-20) et (II-21) on :

$$X_{eo} = \frac{Q_o}{P_o^2 + Q_o^2} V_{so}^2 = \frac{Q_o}{I_{so}^2} = \omega_s L_s \quad (\text{II-23})$$

$$L_r = L_s = 0.2631H$$

d. Essai à rotor bloqué :

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

La puissance utile est nulle et les pertes par frottement et ventilation sont nulles:

$$P_{méca} = 0$$

On réalise le même montage que l'essai à vide et on bloque le rotor, montage Figure 2.7 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 :

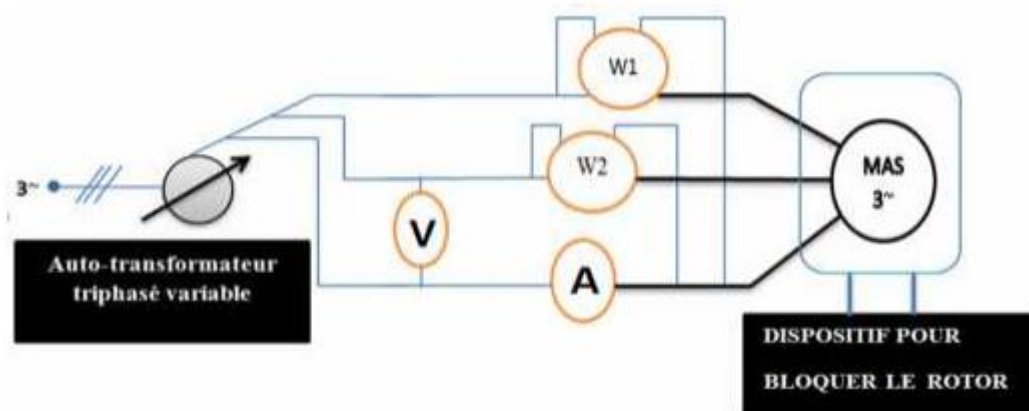


Figure 2-13 : Montage d'Essai à rotor bloqué.

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 :

$$P_{cc} = P_1 + P_2 \quad (\text{II-24})$$

$$Q_{cc} = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (\text{II-25})$$

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

Le circuit à rotor bloqué devient :

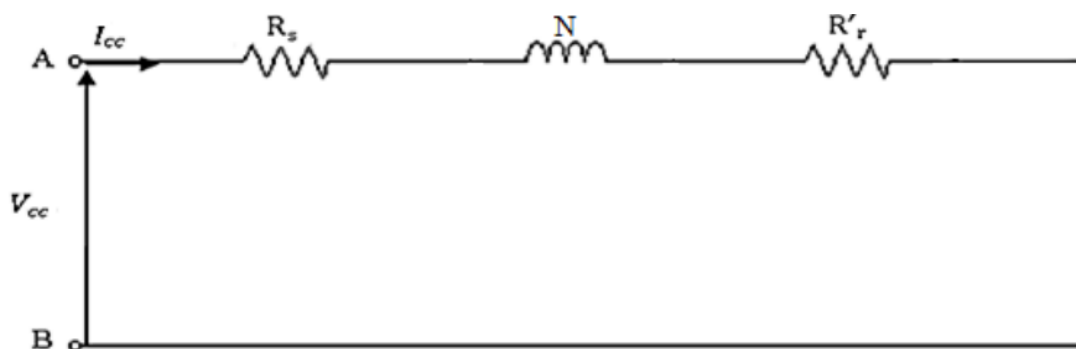


Figure 2-14 : Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué.

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

Tableau 2. 5 : Résultats des essais à rotor bloqués

e. Calcule de M :

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

$$N = \frac{Q_{cc}}{3\omega_s I_{cc}^2} \quad (\text{II-26})$$

$$N = 00242$$

$$M = \frac{-N + \sqrt{N^2 + 4L_s^2}}{2} \quad (\text{II-27})$$

$$M = 0.2020$$

f. Calcule de R_r :

D'après l'équation on a :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 \quad (\text{II-28})$$

$$R_r' = R_{ecc} - R_s = R_r = 1.7574 \Omega \quad (\text{II-29})$$

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

Les paramètres	Les résultats par la methode classique
R_s	2.26 Ω
L_s	0.2138 H
M	0.2021
R_r	1.7574 Ω
L_r	0.2138 H

Tableau 2. 6 : les paramètres électriques de moteur par la méthode classique

6. Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents schémas équivalents d'une machine asynchrone, et nous avons fait les essais classique (méthode simple) pour estimer les paramètres

Chapitre 3

Techniques d'optimisation, simulation et validation

1. Introduction

On a obtenu les paramètres de la machine par les essais simple (méthode classique) qui est la méthode généralement utilisée

Et de nos jours plusieurs nouvelles méthodes et techniques sont inventés et souvent utilisées, dont la méthode du modèle de référence est la plus utilisée.

Nous présentons dans ce chapitre quelques généralités sur les techniques d'optimisation en donnant quelques exemples et surtout baser sur la méthode de colonie d'abeilles

2. Technique de minimisation

Plusieurs méthodes d'optimisation peuvent être appliquer à l'identification des paramètres de la machine asynchrone : [19]

Nous pouvons classer ces méthodes de la manière suivante :

- A. Les méthodes stochastiques.
- B. Les méthodes déterministes.
- C. Les méthodes hybrides.

A. 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, gradient...)

- **méthode de gradient :**

Cette méthode est la plus simple à mettre en œuvre pour trouver un minimum local sur une fonction. Comme son nom l'indique, on utilise le gradient en un point donné de courbe pour donner la direction de la descente.

La distance entre le point x_k et le point x_{k+1} est calculé en fonction de la valeur du gradient g_k et d'un pas déterminé à l'avance λ .

$$x_{k+1} = x_k - \lambda \cdot g_k \quad \text{(III-1)}$$

Le pas λ a une influence très importante sur la vitesse de convergence de la méthode du gradient. Plus λ est grand, plus la méthode convergera rapidement. Cependant, si λ est trop grand il y a un risque de divergence de la suite.

- **méthode de gradient conjugué :**

La méthode du gradient conjugué utilise, comme son nom l'indique, le gradient de la fonction pour déterminer la direction de la recherche du minimum locale. C'est une méthode itérative tout comme la méthode du gradient, mais elle utilise un algorithme pour que la direction de recherche soit optimisée. Cette direction est déterminée en fonction du gradient au point x_n mais aussi en fonction du gradient du point précédent x_{n-1} , c'est pour cette raison que l'on parle de gradient conjugué.

Pour la première itération, la direction choisie correspond à la valeur négative du gradient :

$$d_0 = -g_0 \quad \text{(III-2)}$$

Pour réduire le nombre d'itération, le point x_{n+1} est choisi en trouvant le minimum de la fonction dans la direction déterminée précédemment.

$$x_{k+1} = x_k + \alpha_k \cdot d_k \quad \text{(III-3)}$$

Une méthode pour trouver la valeur minimale de $f(x_{k+1})$ est de calculer [22] l'ensemble des points décrit par l'équation ci dessus pour $\alpha_k \in [0 ; 1]$ avec un pas déterminé. On calcul ensuite l'ensemble des $f(x_{k+1})$. On conserve finale x_{k+1} permettant d'obtenir le minimum de $f(x_{k+1})$.

La direction suivante est déterminée en fonction de la direction précédente (conjugué de l'une par rapport à l'autre). La méthode la plus courante consiste à combiner la direction précédente avec le calcul du gradient au point x_{k+1} pour calculer la nouvelle direction :

$$d_k = -g_k + p_k \cdot d_{k-1} \quad (\text{III-4})$$

Il existe plusieurs versions de la méthode du gradient conjugué, elles se distinguent par la manière dont la constante p_k est calculée.

Voici la méthode de calcul de Fletcher-Reeves :

$$P_k = \frac{g_k^T \cdot g_k}{g_{k-1}^T \cdot g_{k-1}} \quad (\text{III-5})$$

P_k représente alors le rapport entre la norme au carré du gradient actuel et la norme au carré du gradient précédent.

Voici la méthode de calcul de Polak-Ribière :

$$P_k = \frac{\Delta g_{k-1}^T \cdot g_k}{g_{k-1}^T \cdot g_{k-1}} \quad (\text{III-6})$$

B. methode stochastique :

Les algorithmes stochastiques font partie des techniques modernes de résolution numérique de nombreux problèmes pratiques et sont à la base de diverses applications industrielles avancées : traitement du signal non linéaire, estimation de trajectoires, traitement d'images, optimisation globale de fonctions numériques, approximations numériques de mesures.

L'optimisation stochastique par les métaheuristiques est adaptée à la résolution de problèmes pour lesquels il est difficile de trouver un optimum global ou de bons optimums locaux par des méthodes plus classiques. Ce type d'optimisation dispose de trois caractéristiques souvent décisives en optimisation globale : [23]

- l'optimisation par les métaheuristiques ne nécessite pas de connaître le gradient de la fonction à minimiser, la seule contrainte étant de pouvoir évaluer cette dernière qui peut donc avoir une forme quelconque.
- il n'est pas nécessaire de disposer d'un « bon » point initial, l'initialisation étant réalisée de manière aléatoire dans l'espace de recherche.

- enfin ce type d'optimisation est stochastique ce qui permet de faire face à l'explosion combinatoire des possibilités et ce qui limite le piègeage dans les optima locaux.

Généralement une métaheuristique utilise des informations fournies par son voisinage propre (elle va se déplacer dans la direction qui améliore le résultat de la fonction), par un voisinage de solutions proches ou bien par d'autres bonnes solutions déjà trouvées

Ces algorithmes sont souvent inspirés par des systèmes physiques (Recuit simulé), biologiques (Algorithmes génétiques (AG)) ou éthologiques (colonie d'abeilles)

- **Méthode de colonie d'abeilles**

Les abeilles sont des insectes sociaux. Elles sont obligées de vivre en colonie très organisée, formée d'ouvrières, de faux-bourdon et d'une seule reine, et où chacune a un travail bien précis à faire.

Les abeilles se nourrissent essentiellement de pollen et de miel. Elles vont butiner les fleurs pour prendre le nectar.

Au cours de sa courte vie (environ 45 jours), l'ouvrière fait plusieurs métiers : elle nettoie les cellules, nourrit les larves, elle range le pollen et le nectar dans les alvéoles, elle ventile la ruche en agitant rapidement ses ailes, elle construit les rayons avec la cire qu'elle produit, elle garde le trou de vol pour chasser les intrus, elle devient butineuse, porteuse d'eau et récolte du pollen et du nectar jusqu'à la fin de sa vie. [24]

L'abeille est capable, par la danse ou par la production de substances chimiques appelées « phéromone », de communiquer aux autres abeilles l'endroit où elle a découvert de la nourriture. Elle **danse en rond** (Figure 3.1) quand elle a trouvé du pollen à faible distance (moins de 25 mètres). Elle utilise une danse très compliquée dite la **danse frétilante** (Figure 3.2), ou danse en huit, si la nourriture se trouve à moins de 10 kilomètres. La direction de la nourriture est exprimée par rapport à la position du soleil.

La distance est exprimée par le nombre et la vitesse des tours effectués par l'abeille sur elle-même. Afin de survivre à l'hiver, les abeilles doivent recueillir et stocker environ 15 à 50 Kg de nectar.

Les faux bourdons ne servent que pour la reproduction. Ils sont incapables de se nourrir eux-mêmes (les ouvrières les nourrissent) et ils n'ont pas de dard pour protéger la ruche.

Il n'y a qu'une seule reine dans la colonie. Quelques jours après sa naissance, elle s'envole pour la seule fois de son existence pour être fécondée par quelques faux-bourdons. Elle occupera le reste de ses jours (4 à 5 ans) à pondre jusqu'à 2000 œufs par jour.

Les abeilles adultes (âgées de 20 à 40 jours) deviennent habituellement des butineuses. Les abeilles butineuses jouent en général l'un des trois rôles suivants : butineuses actives, butineuses éclaireuses et butineuses inactive [25]

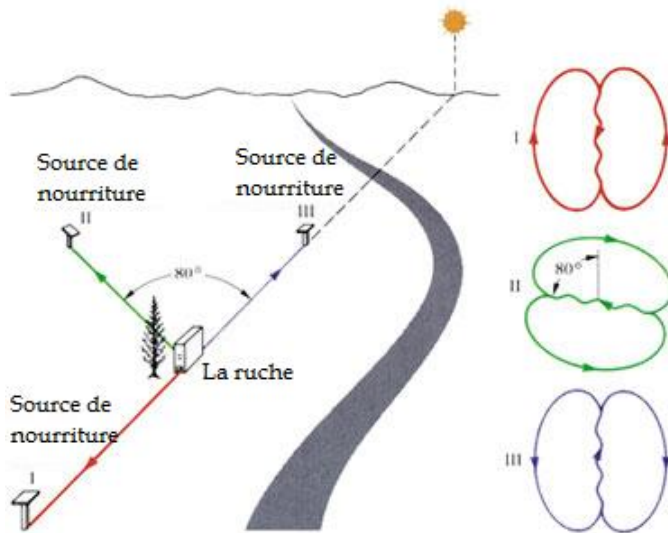


Figure 3.1 : La danse en rond qu'effectue l'abeille en fonction de la direction de la source de nourriture.

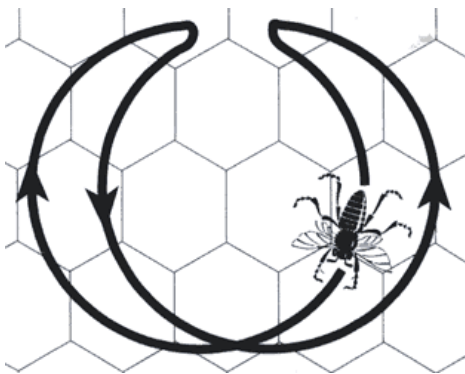


Figure 3.2 : la danse frétilante, appelée aussi en huit

C. Méthode 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 assuré [26]

3. Methode d'estimation paramétrique :

L'estimation paramétrique d'un modèle est basé sur la minimisation d'un critère de performance J afin d'approcher la sortie du modèle y_i^* a 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 [19]

Le critère J a minimisé représente l'écart quadratique entre les deux sorties indiquées précédemment où :

$$J = \sum_1^i \varepsilon^2 \quad \text{Avec } \varepsilon \text{ est l'erreur de prédiction ou résidu tel que :}$$

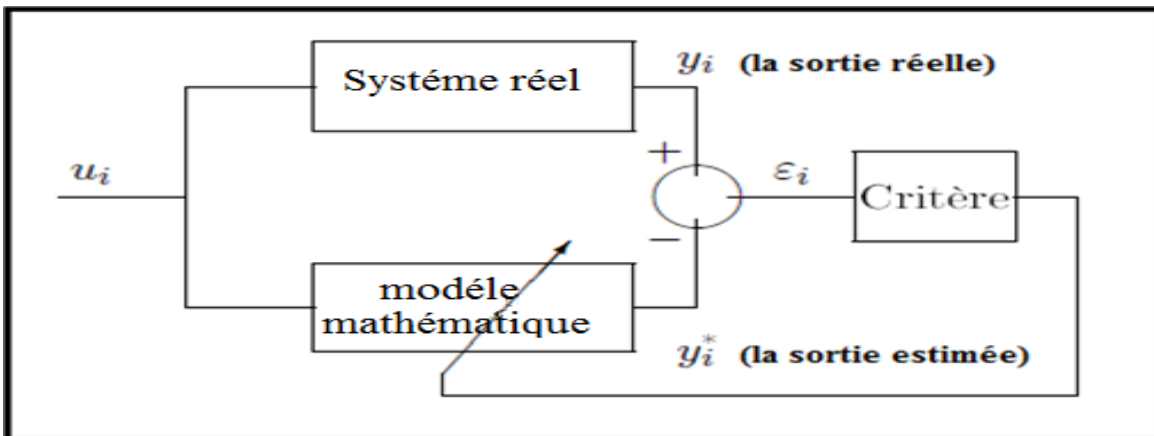


Figure3.3 :principe d'optimisation paramétrique

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

Pour les modèles non linaires, l'estimation paramétrique se fait par une méthode itérative d'optimisation non linaires, ces algorithmes sont nombreux, parmi ces algorithmes y'a l'algorithme de colonie d'abeille

4. Estimation des paramètres

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 de colonie d'abeilles, des paramètres électriques du moteur asynchrone.

Les paramètres du modèle sont ajustés à l'aide d'un algorithme d'optimisation la colonie d'abeilles, de manière à minimiser l'erreur quadratique de sortie

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 colonie d'abeilles, ajuste les paramètres regroupés dans le vecteur des paramètres afin de minimiser la fonction objective 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.

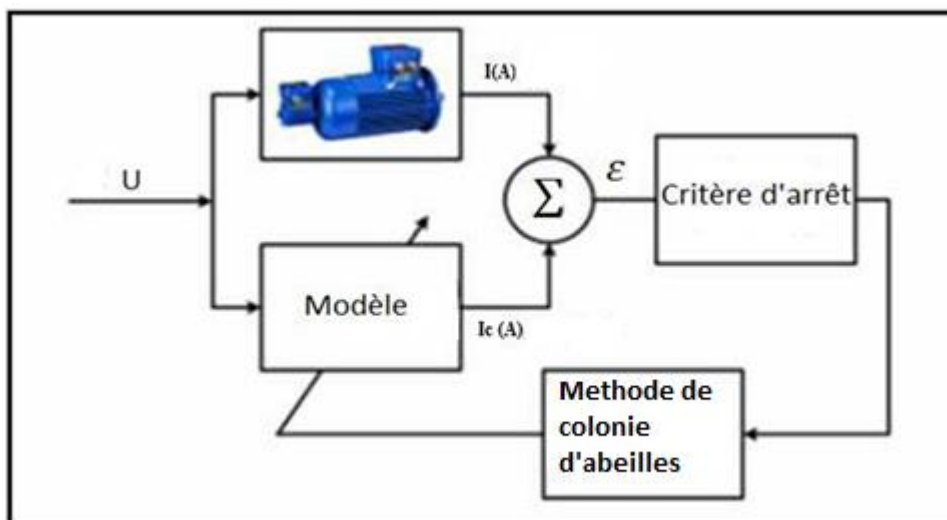


figure 3.4: principe d'estimation par modèle de référence

On représente les paramètres estimés sur le schéma équivalent ramené au stator, la figure 3.5 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:

$$X_1 = l_s \omega_s = (L_s - M) \omega_s \quad (\text{III-7})$$

$$X_2 = l_r \omega_s = (L_r - M) \omega_s \quad (\text{III-8})$$

$$X_M = M \omega_s \quad (\text{III-9})$$

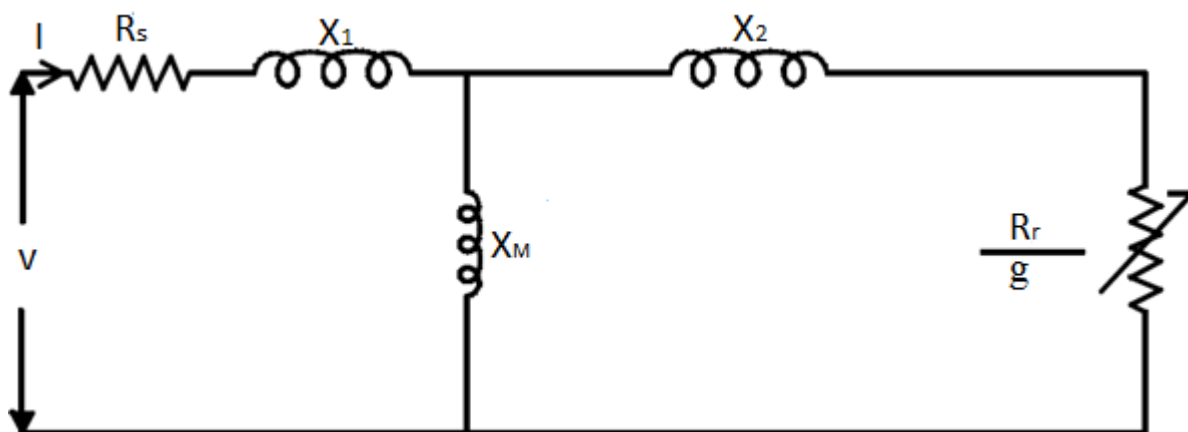


figure 3.5: schéma équivalent ramené au stator

5. Algorithme d'optimisation par colonie d'abeille

Dans cet algorithme, l'emplacement de la source de nourriture représente la solution possible au problème, et la quantité du nectar de cette source correspond à une valeur objective dite **fitness**. Les butineuses sont attribuées aux différentes sources de nourriture de façon à maximiser l'apport total de nectar. La colonie doit **optimiser** l'efficacité globale de la collecte. La répartition des abeilles est donc en fonction de nombreux facteurs tels que la quantité du nectar et la distance entre la source de nourriture et la ruche. Ce problème est similaire à la répartition des serveurs d'hébergement web, qui était en fait un des premiers problèmes résolus en utilisant les algorithmes d'abeilles par NAKRANI et TOVEY en 2004.

Le nombre des butineuses actives ou inactives représente le nombre de solution dans cette population. [27]

Dans la première étape, l'algorithme génère une population initiale de SN solutions distribuées de façon aléatoire. Chaque solution x_i ($i = 1, 2, \dots, SN$) qui est initialisée par les éclaireuses, et représente un vecteur de solution au problème d'optimisation. Les variables que contient chaque vecteur doivent être optimisées.

Après l'initialisation, la population des solutions est soumise à des cycles répétés $C = 1, 2, \dots, C_{max}$, ces cycles représentent des processus de recherches faits par les butineuses actives, inactives et les éclaireuses.

Les butineuses actives recherchent dans le voisinage de la source précédente x_i de nouvelles sources v_i ayant plus de nectar, Elles calculent ensuite leur fitness. Afin de produire une nouvelle source de nourriture à partir de l'ancienne, on utilise l'expression ci contre :

$$v_{ij} = x_{ij} + \phi_{ij}(x_{ij} - x_{kj}) \quad (\text{III-10})$$

Où $k \in \{1, 2, \dots, BN\}$ (BN est le nombre des butineuses actives) et $j \in \{1, 2, \dots, SN\}$ sont des indices choisis au hasard. Bien que k est déterminé aléatoirement, il doit être différent de i . ϕ_{ij} est un nombre aléatoire appartenant à l'intervalle $[-1, 1]$, il contrôle la production d'une source de nourriture dans le voisinage de x_{ij} .

Après la découverte de chaque nouvelle source de nourriture v_{ij} , un mécanisme de sélection gourmande est adopté, c'est-à-dire que cette source est évaluée par les abeilles artificielles, sa performance est comparée à celle de x_{ij} . si le nectar de cette source est égale ou meilleur que celui de la source précédente, celle-ci est remplacée par la nouvelle. Dans le cas contraire l'ancienne est conservée.

Pour un problème de minimisation, La fitness est calculée suivant cette formule :

$$fit_i(\vec{x}_i) = \begin{cases} \frac{1}{1+f_i(\vec{x}_i)} & \text{si } f_i(\vec{x}_i) \geq 0 \\ 1 + abs(f_i(\vec{x}_i)) & \text{si } f_i(\vec{x}_i) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Telle que $f_i(\vec{x}_i)$ est la valeur de la fonction objective de la solution \vec{x}_i .

A ce stade, les butineuses inactives et les éclaireuses qui sont entrain d'attendre au sein de la ruche. A la fin du processus de recherche, les butineuses actives partagent les informations sur le nectar des sources de nourriture ainsi que leurs localisations avec les autres abeilles via la danse frétilante.

Ces dernières évaluent ces informations tirées de toutes les butineuses actives, et choisissent les sources de nourriture en fonction de la valeur de probabilité P_i associée a cette source, et calculée par la formule suivante :

$$P_i = \frac{fit_i}{\sum_{n=1}^{SN} fit_n} \quad (III-12)$$

Où fit_i est la fitness de la solution i , qui est proportionnelle à la quantité du nectar de la source de nourriture de la position i).

La source de nourriture dont le nectar est abandonné par les abeilles, les éclaireuses la remplacent par une nouvelle source. Si durant un nombre de cycle prédéterminé appelé « limite » une position ne peut être améliorée, alors cette source de nourriture est supposée être abandonnée. [28]

Résultats et discussion :

Présentation des courants (calculé et estimer)

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

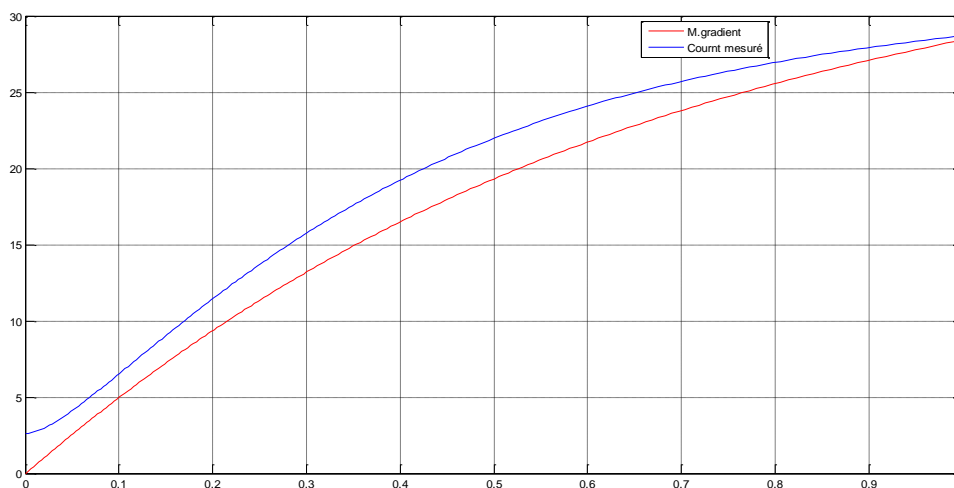


figure 3.6: la superposition du courant mesuré I_m et le courant estimé I_c

La figure 3.6 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 (methode classique pour obtenir le courant) après la minimisation de l'erreur quadratique.

Présentation des paramètres de la machine asynchrone

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 de colonie d'abeilles).

Les paramètres	Méthode classique	Les résultats par estimation
Rs	2.26 Ω	2.1689 Ω
Ls	0.2138 H	0.2136 H
M	0.2021	0.2039
Rr	1.7574 Ω	1.7554 Ω
Lr	0.2138 H	0.2136 H

Tableau 3. 1 : les paramètres électriques du moteur obtenus par la méthode classique et l'estimation

Le tableau 3.1 représente les valeurs estimées par un point proche des valeurs de la méthode classique

6. Conclusion :

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

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

J'ai démarré par des résultats classiques et j'ai pu obtenir des bons résultats par rapport aux classiques

Conclusion générale

Dans le cadre de ce travail de mémoire, nous nous sommes donnés fondamentalement pour objectif l'identification des paramètres du moteur asynchrone triphasé à cage d'écurueil. Pour cela, nous avons investigué deux parties : l'une concerne l'application de la méthode d'identification qui est la méthode basée sur les essais classiques. L'autre concerne l'application d'une méthode d'optimisation avancée basée sur la technique ABC (méthode de colonie d'abeilles) afin d'identifier l'ensemble des paramètres électrique du modèle dynamique.

Avant de présenter les principaux résultats obtenus à travers ce travail, il convient de rappeler que l'identification paramétrique des machines électriques, particulièrement la machine asynchrone, constitue un axe de recherche fructueux et très important en vue de leur simulation, leur commande et leur diagnostic. Cependant, la variation des paramètres sous les effets physiques inhérents au fonctionnement de la machine tels que, la température, la saturation et l'effet de peau, qui sont, en réalité non linéaires et loin d'être négligeables, rend de l'identification un problème qui n'est pas simple à résoudre, mais il est possible d'arriver à de bons résultats.

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.

Ensuite, nous avons consacré le deuxième chapitre à l'identification classique du MAS. Par une méthode d'identification basée sur les essais classiques a été établie (les essais classiques à vide et en court-circuit). Après l'établissement des différents schémas équivalents du moteur asynchrone. Dans ce cas, le but est de délimiter la plage de variation des paramètres, permettant une identification plus précise par des méthodes d'optimisation.

Par ailleurs, nous nous sommes intéressés, dans le troisième chapitre, à une identification plus précise des paramètres électriques du MAS en appliquant une méthode basée sur la technique ABC. Rappelons que cette méthode est un algorithme inspiré de colonie d'abeilles Son concept a été présenté et son efficacité a été mise en lumière à travers des résultats de simulation. Les résultats de simulation ont démontré clairement l'efficacité de cette technique utilisée pour l'identification paramétrique du modèle dynamique du MAS. cette méthode est basée sur la minimisation de l'écart (l'erreur quadratique) entre le courant donné par le diagramme du cercle et le courant calculé.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.Krishnan & A.S.Baharwaj, "A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive system ", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 6, No. 4, pp. 695-703, Octobre 1991.
- [2] D.J. McKinnon, D. Seyoum & C.Grantham, "Improved parameter characteristics for induction machine analysis and control", Australasian Universities Power Engineering Conference, 28 Septembre-1 Octobre 2003, Christchurch, New Zealand, p.no 130, CD proceedings.
- [3] B. Saint-Jean. Electrotechnique et machines électriques. Eyrolles et Lidec, 1977
- [4] Ph. Martin and P. Rouchon. Two simple flux observers for induction motors. International Journal of adaptive control and signal processing, 14(2/3) :171– 176, 2000
- [5] G.C. Verghese and S.R. Sanders. Observers for flux estimation in induction machines. IEEE Trans. on Automatic Control, 35(1) :85–94, 1988.
- [6] D. Lubineau, J.M. Dion, L. Dugard, and D. Roze. Design of an advanced nonlinear controller for induction motor and experimental validation on an industrial benchmark. The European Physical Journal Applied Physics, 9 :165–175, 2000.
- [7] K. Busawon, H. Yahoui, H. Hammouri, and G. Grellet. A nonlinear observer for induction motors. The European Physical Journal. Applied Physics, 15 :181–188, 2001
- [8] C. Darengosse, P. Chevrel, I. Souleiman Guelle, and S. Siala. A LMI-based observer for induction motor. In Proc. of ECC'99, Karlsruhe, Germany, 1999.
- [9] Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet, and M. Tadjine. Real-time sliding mode observer and control of an induction motor. IEEE Trans. Ind. Electron., 46(1) :128–138, 1999
- [10] S.AHMED REDHA ET B.BILLEL « estimation des paramètres d'une machine asynchrone a cage, mémoire de master, 2017.
- [10.1] J. Chatelain " Machines électriques ", Edition Georgi , Lausanne ,1983.
- [12] R.Mérat, R.Moreau, L.Allay, J.P. Dubois, J.LAFARGUE, R.Le golf. 2004.Génie Electrotechnique. Nathan, Paris : SEJER EDITION, 2004.
- [13] : Formation totale MANUEL DE FORMATION Cours EXP-MN-SE140.
- [14] Génie électrotechnique DF.warne
- [15] Electrotechnique industrielle. G.Séguier Editions Tech et doc
- [16] Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones. P.Brunet
- [17] Cours machines asynchrones. * A.Cunière. G.Feld.
- [18] commande vectorielle de la machine asynchrones. B.Robyns B.francois P.degobert JP.hautler
- [19] E.NADIA : " Identification des paramètres du moteur a induction pour mesure in situ du rendement", UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES 2009
- [22] M. Renouf, P. Alart, Conjugate gradient type algorithms for frictional multi-contact problems string: applications to granular materials, Comput. Methods Appl. Mech. Engrg. 194 (2005) 2019–2041.
- [23]. T.Abd el Jaouad, A.Badreddine : " Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique « optimisation d'essaim de particules », Université Kasdi Merbah Ouargla 2016
- [24] www.scholarpedia.org/article/Artificial_bee_colony_algorithm.
- [25] D.Karaboga, Bahriye Basturk, A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (ABC) algorithm. Springer Science+Business Media B.V. 2007
- [26] F.mohamed ramzi et F.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.
- [27] R. Fonseca, M. Paluszewski and P. Winter, Protein Structure Prediction Using Bee Colony Optimization Metaheuristic, Dept. of Computer Science, University of Copenhagen. Universitetsparken 1 DK-2100 Copenhagen. Denmark.

[28] D.Teodorovic, Bee Colony Optimization (BCO), University of Belgrade, Faculty of Transport and Traffic Engineering, Vojvode Stepe 305 11000 Belgrade, Serbia.

