

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

Réf:...../2018



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER Académique**

Domaine: Sciences et Technologie

Filière: Electrotechnique

Spécialité: Réseaux électriques

Par: REMILI Khouloud et ROUABHIA Amina

Thème

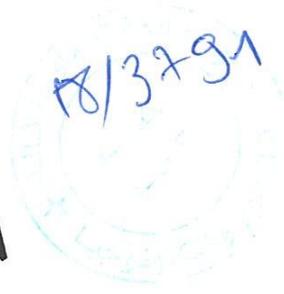
Modélisation, identification et commande scalaire de la machine asynchrone

Soutenu publiquement, le **25 Juin 2018** devant le jury composé de:

M. Messaoud BOULOUEH	MCA	Univ. Guelma	Président
M. Sofiane MENDACI	MCA	Univ. Guelma	Encadreur
M. Abdelaziz LADJIMI	MCA	Univ. Guelma	Examineur
M. Ali BOUZIT	MAA	Univ. Guelma	Examineur

Année Universitaire : 2017/2018

18/3791



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Avant tout, je remercie ALLAH, le tout puissant, de m'avoir donné le courage et la volonté pour accomplir ce travail

Nous tenons à remercier nos encadreur Dr .MENDACI Sofiane d'avoir posé un sujet très intéressant et pour leurs conseils, leur disponibilité et pour nos avoir fait profiter de leurs connaissances et de leurs qualités tant professionnelles qu'humaines.

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury pour l'intérêt porté sur mon travail.

Nous tenons à remercier tout qui m'ont aidé de loin Ou De Près dans la réalisation de ce travail.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À la bougie qui a éclairé mon chemin depuis ma naissance, à celle dont j'ai prononcé le premier mot, source de ma vie et de mon bonheur, à ma mère que Dieu ait son âme et l'héberge dans son vaste paradis.

À mon père, que je n'oublierai jamais et qui aurait été comblé de bonheur, s'il était encore de ce monde. Que Dieu ait son âme et l'abrite dans son immense paradis.

À Ma famille.

À tout mes amis et mes collectes.

À tous ceux que j'aime.

Amina



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A la bougie qui a éclairé mon chemin depuis ma naissance, à celle dont j'ai prononcé le premier mot, source de ma vie et de mon bonheur, à ma mère que Dieu ait son âme et L'héberge dans son vaste paradis.

A mon père, que je n'oublierai jamais et qui aurait été comblé de bonheur, s'il était encore de ce monde. Que Dieu ait son âme et l'abrite dans son immense paradis.

A Ma famille.

A tout mes amis et mes collectes.

A tous ceux que j'aime.

Khouloud





Sommaire



Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Modélisation de la MAS	
I.1. Introduction.....	4
I.2 Rappels sur la machine asynchrone	4
I.2.1 Constitution de la MAS.....	4
I.2.1.1 Le stator.....	5
I.2.1.2 Le rotor.....	5
I.2.2 Principe de fonctionnement de la MAS	6
I.3 Modélisation de la MAS triphasée.....	7
I.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MAS	7
I.3.2 Equations électriques	8
I.3.3 Equations magnétiques :	9
I.4 Modèle biphasé de la machine asynchrone.....	9
I.4.1 Transformation de Park.....	9
I.4.2 Application de la Transformation de Park à la Machine Asynchrone	10
I.4.3 Définition des différents référentiels.....	11
I.5 Expression du couple électromagnétique	12
I.6 Modélisation en régime permanent de la MAS.....	13
Chapitre II : Identification de la MAS	
II.1 Introduction	15
II.2. Schémas équivalents du MAS en régime permanent.....	15
II.3 Schéma équivalent avec fuites ramenées au stator, rotor ou réparties.....	16
II.3.1 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator.....	18
II.3.2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor.....	19
II.4 Identification des paramètres électriques.....	21
II.4.1 Méthode des essais classiques	21
II.5 Identification des paramètres mécaniques	29
II.5.1 Détermination des pertes mécaniques.....	29
II.5.2 Détermination du couple statique	30
II.5.3 Détermination du coefficient des frottements visqueux	30
II.5.4 Détermination du moment d'inertie (J) « essais de ralentissement »	31
II.6 Application expérimentale des procédés d'identification.....	35

II.6.1 Identification des paramètres électriques.....	35
II.6.1.1 Mesures des résistances	35
II.6.1.2 Méthode des essais classiques	35
II.6.2 Identification des paramètres mécaniques	37
II.6.2.1 Détermination des pertes mécaniques.....	37
II.6.2.2 Détermination du couple statique (sec).....	38
II.6.2.3 Détermination du coefficient de frottement.....	38
II.6.2.3 Détermination du moment d'inertie.....	38
Chapitre III : Commande scalaire de la MAS	
III.1 Introduction	40
III.2 Principe de la commande scalaire	40
III.3 Commande scalaire en V/f	42
III.3.1 Φ_r en fonction de Φ_s et w_r	42
III.3.2 I_s en fonction de Φ_s et w_r	43
III.3.3 U_s en fonction de Φ_s et w_r	43
III.3.4 C_m en fonction de Φ_s et w_r	43
III.3 Commande scalaire en courant.....	48
Conclusion générale.....	51
Bibliographie.....	53



Introduction général



Introduction générale

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence du découplage naturelle entre le stator et le rotor donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait on aura la difficulté de sa commande.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent les machines asynchrones pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissances sont très variées (de quelques Watts aux quelques MWatts) et les applications sont très diverses (robotique, traction, électroménager,...etc.). Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes, ont été développés.

Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément très important dans les différents cycles de formation.

L'étude de la commande de l'ensemble convertisseur - machine nécessite des connaissances de base en électrotechnique, électronique de puissance et en automatique. Les développements dans chaque domaine ont contribué à l'amélioration des performances du système.

Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. La commande scalaire et vectorielle des machines asynchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude pour les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes.

L'objectif de notre travail est de faire la modélisation, l'identification paramétriques et la simulation de la commande scalaire de la machine asynchrone alimentée en tension et en courant.

Pour mener à bien notre travail, nous avons choisi le plan suivant :

Dans le premier chapitre, nous proposerons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone par des circuits électriques équivalents. Ensuite, nous présenterons trois méthodes d'identification basées sur les circuits équivalents et les essais classiques (à vide et rotor court-circuité). Ces méthodes vont être appliquées pour identifier les paramètres d'une machine asynchrone à cage du laboratoire « Machine électrique » du département d'électrotechnique et automatique de l'université de Guelma.

Dans le troisième chapitre, nous traiterons quelques notions théoriques de la commande scalaire. Ensuite, nous mettrons en œuvre la simulation, sous le

logiciel *MATLAB/SIMULINK*, de deux variantes de cette commande, à savoir : commande en tension et commande en courant.

Enfin, nous terminons ce travail par une conclusion générale résumant les principaux résultats auxquels nous avons abouti.



chapitre I

Modélisation de la MAS



I.1. Introduction

La modélisation mathématique de la machine asynchrone représente une phase indispensable pour étudier, simuler ou développer les lois de commande de cette machine.

On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes en fonction des objectifs :

- Les modèles en *abc*, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes quelconque.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone ainsi que sa transformation dans le système biphasé en utilisant la transformation de Park.

Ensuite, nous déduisons le modèle du régime permanent qui constitue la base de la commande scalaire et des méthodes d'identification paramétriques.

I.2 Rappels sur la machine asynchrone

La machine asynchrone (MAS), 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.

La machine asynchrone est utilisée pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique (ou inversement) grâce à des phénomènes électromagnétiques.

I.2.1 Constitution de la MAS

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitutions des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement.

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en deux parties distinctes, Figure (I.1) :

- Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.

- Le rotor et les roulements, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique. [7]

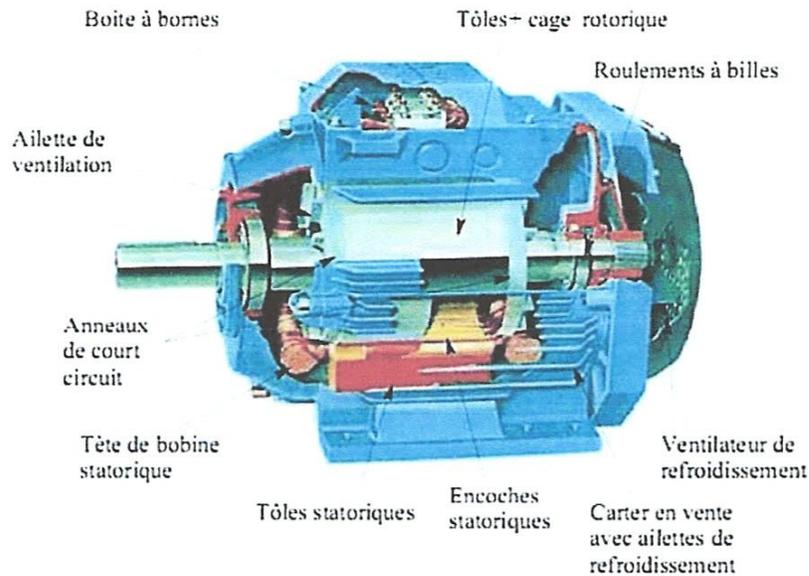


Figure I.1 Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

I.2.1.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties :

- Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique.
- Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [7].

I.2.1.2 Le rotor

C'est l'élément mobile du moteur, se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court, il existe deux types de rotor :

- **Le rotor bobiné (à bagues)**

Il porte un système d'enroulements triphasés, raccordés en étoile trois bagues sur lesquelles frottent trois balais accessibles par la plaque bornes et mis en court-circuit pendant les régimes de fonctionnements normaux. Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques, et éventuellement la modification de certaines caractéristiques, spécialement couple-vitesse, par insertion d'un rhéostat extérieur ou par adjonction d'un convertisseur statique.

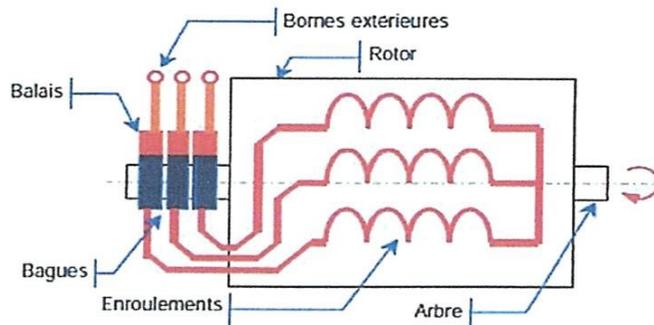


Figure I.2 : Constitution du rotor bobiné

- **Le rotor à cage :**

Il est formé d'un certain nombre de barres conductrices, figure I.3, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux. On distingue trois types des rotors à cage (i) cage d'écureuil simple ; (ii) encoches profondes et (iii) à double cage d'écureuil. Ces rotors confèrent à la MAS des profils de couples différents [7].

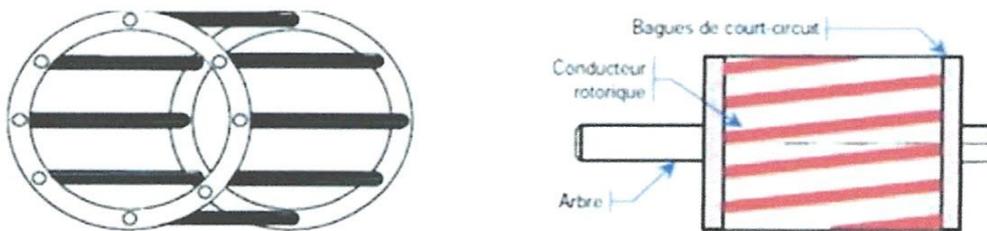


Figure I.3 : Rotor à cage

I.2.2 Principe de fonctionnement de la MAS

Le passage d'un courant triphasé dans les enroulements (reliés en étoile ou en triangle) crée un champ magnétique tournant à l'intérieur du stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique, donc elle est proportionnelle à la

fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

Ce champ variable créera des courants induits dans les bobines (barres) du rotor (loi de Faraday). Ces courants, avec le champ tournant, créent une force de Laplace qui tend à mettre le rotor en rotation pour s'opposer à la cause qui a donné naissance aux courants induits « *lois de Lenz* ». Cette cause, est le déplacement du champ par rapport aux conducteurs du rotor. Le rotor en court-circuit part ainsi à la "poursuite" du champ magnétique tournant [4].

Dans la MAS, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer de la machine avec la vitesse angulaire de synchronisme ω_s liée à la fréquence d'alimentation f_s par l'expression :

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{p} \quad (I.1)$$

ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad.s^{-1}

p : nombre de paires de pôles

La fréquence du courant rotorique est conditionnée par le glissement g qui est une caractéristique particulière de la MAS. Il est défini comme étant l'écart entre la vitesse synchrone et la vitesse du rotor rapportée à la vitesse synchrone :

$$g = (\omega_s - \omega) / \omega_s \quad (I.2)$$

I.3 Modélisation de la MAS triphasée

I.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MAS

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes : [1]

- ✓ Entrefer constant
- ✓ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- ✓ Pertes ferromagnétiques négligeables
- ✓ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- ✓ L'additivité des flux.
- ✓ La Constance des inductances propres.
- ✓ La loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques sont sinusoïdales.

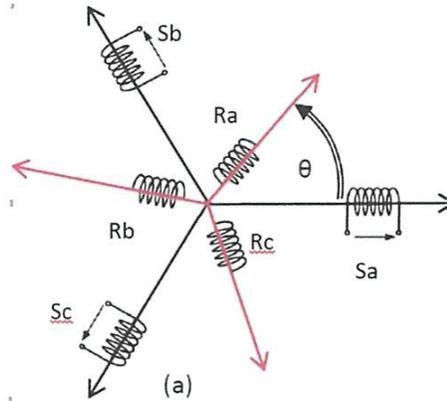


Figure I.4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.2 Equations électriques [8], [4]

Les équations des tensions statoriques décrites dans le repère **lié au stator** sont:

$$U_{sa}(t) = R_s i_{sa}(t) + \frac{d\phi_{sa}(t)}{dt} \quad (I.3)$$

$$U_{sb}(t) = R_s i_{sb}(t) + \frac{d\phi_{sb}(t)}{dt} \quad (I.4)$$

$$U_{sc}(t) = R_s i_{sc}(t) + \frac{d\phi_{sc}(t)}{dt} \quad (I.5)$$

D'autre part, les équations rotoriques décrites dans le repère **lié au rotor** sont:

$$U_{ra}(t) = 0 = R_r i_{ra}(t) + \frac{d\phi_{ra}(t)}{dt} \quad (I.6)$$

$$U_{rb}(t) = 0 = R_r i_{rb}(t) + \frac{d\phi_{rb}(t)}{dt} \quad (I.7)$$

$$U_{rc}(t) = 0 = R_r i_{rc}(t) + \frac{d\phi_{rc}(t)}{dt} \quad (I.8)$$

I.3.3 Equations magnétiques

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

$$\begin{cases} \Phi_{sabc}(t) \\ \Phi_{rabc}(t) \end{cases} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{cases} i_{sabc}(t) \\ i_{rabc}(t) \end{cases} \tag{I.9}$$

Avec :

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

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor obtenu lorsque les axes sont alignés.

M_{sr} : Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator- rotor.

L_s, L_r : représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique .

I.4 Modèle biphasé de la machine asynchrone

I.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park (publiée en 1929) permet le passage d'un système triphasé à un système biphasé, figure I.5.

Le passage du système **abc** au système **dqo** s'obtient par la matrice suivante :

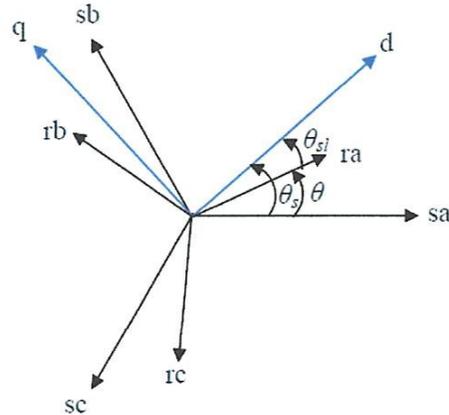


Figure I.5 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple : $[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

I.4.2 Application de la Transformation de Park à la Machine Asynchrone : [9]

Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

$$U_{sd}(t) = R_s i_{sd}(t) + \frac{d\phi_{sd}(t)}{dt} - \omega_a \phi_{sq} \quad (I.13)$$

$$U_{sq}(t) = R_s i_{sq}(t) + \frac{d\phi_{sq}(t)}{dt} + \omega_a \phi_{sd} \quad (I.14)$$

$$U_{dr}(t) = 0 = R_r i_{dr}(t) + \frac{d\phi_{dr}(t)}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \quad (I.15)$$

$$U_{qr}(t) = 0 = R_r i_{qr}(t) + \frac{d\phi_{qr}(t)}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \quad (I.16)$$

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

$$\Phi_{sd}(t) = L_s i_{sd}(t) + M i_{rd}(t) \quad (I.17)$$

$$\Phi_{sq}(t) = L_s i_{sq}(t) + M i_{rq}(t) \quad (I.18)$$

$$\Phi_{rd}(t) = L_r i_{rd}(t) + M i_{sd}(t) \quad (I.19)$$

$$\Phi_{rq}(t) = L_r i_{rq}(t) + M i_{sq}(t) \quad (I.20)$$

En posant:

$\omega_a = \frac{d\theta}{dt}$: vitesse de rotation du référentiel,

$\omega_r = p \cdot \Omega = p \cdot \frac{d\theta_r}{dt}$: vitesse électrique de rotation du rotor,

L_s, L_r : Inductances propres cycliques du stator et du rotor respectivement,

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

I.4.3 Définition des différents référentiels

Il existe trois possibilités de référentiels utilisées dans la pratique :

- ✓ **Référentiel fixe par rapport au stator:** il se traduit par la condition: $\omega_a = 0$

$$U_{sd}(t) = R_s i_{sd}(t) + \frac{d\phi_{sd}(t)}{dt} \quad (I.21)$$

$$U_{sq}(t) = R_s i_{sq}(t) + \frac{d\phi_{sq}(t)}{dt} \quad (I.22)$$

$$U_{dr}(t) = 0 = R_r i_{dr}(t) + \frac{d\phi_{dr}(t)}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{qr} \quad (I.23)$$

$$U_{qr}(t) = 0 = R_r i_{qr}(t) + \frac{d\phi_{qr}(t)}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{dr} \quad (I.24)$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

- ✓ **Référentiel fixe par rapport au rotor:** il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d : $\omega_a = \omega_r$

$$U_{sd}(t) = R_s i_{sd}(t) + \frac{d\phi_{sd}(t)}{dt} - \omega_r \phi_{sq} \quad (\text{I. 25})$$

$$U_{sq}(t) = R_s i_{sq}(t) + \frac{d\phi_{sq}(t)}{dt} + \omega_r \phi_{sd} \quad (\text{I. 26})$$

$$U_{dr}(t) = 0 = R_r i_{dr}(t) + \frac{d\phi_{dr}(t)}{dt} \quad (\text{I. 27})$$

$$U_{qr}(t) = 0 = R_r i_{qr}(t) + \frac{d\phi_{qr}(t)}{dt} \quad (\text{I. 28})$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

✓ **Référentiel fixe par rapport au champ tournant**, la condition qui régit ce cas est :

$$\omega_a = \omega_s$$

$$U_{sd}(t) = R_s i_{sd}(t) + \frac{d\phi_{sd}(t)}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \quad (\text{I. 29})$$

$$U_{sq}(t) = R_s i_{sq}(t) + \frac{d\phi_{sq}(t)}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \quad (\text{I. 30})$$

$$U_{dr}(t) = 0 = R_r i_{dr}(t) + \frac{d\phi_{dr}(t)}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (\text{I. 31})$$

$$U_{qr}(t) = 0 = R_r i_{qr}(t) + \frac{d\phi_{qr}(t)}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (\text{I. 32})$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique de fréquence, et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné.

I.5 Expression du couple électromagnétique [4]

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques est donnée par :

$$\begin{aligned}
 p_e &= u_{sa}i_{sa} + u_{sb}i_{sb} + u_{sc}i_{sc} + u_{ra}i_{ra} + u_{rb}i_{rb} + u_{rc}i_{rc} \\
 &= \left(\frac{3}{2}\right) (u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq} + u_{rd}i_{rd} + u_{rq}i_{rq}) \quad (I.33)
 \end{aligned}$$

En développant cette expression, nous trouvons que P_e se décompose en trois termes: puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique:

$$\begin{aligned}
 p_e &= \left(\frac{3}{2}\right) \left[R_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2) + i_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \right. \\
 &\quad \left. + \omega_r(\phi_{rd}i_{rq} - \phi_{rq}i_{rd}) \right] = P_J + P_{em} + P_{mec} \quad (I.34)
 \end{aligned}$$

Or, la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par :

$$P_{mec} = C_m \Omega = C_m \frac{\omega_r}{p} = \left(\frac{3}{2}\right) \omega_r (\phi_{rd}i_{rq} - \phi_{rq}i_{rd}) \quad (I.35)$$

Donc le couple électromagnétique est donné par:

$$C_m = \left(\frac{3}{2}\right) p (\phi_{rd}i_{rq} - \phi_{rq}i_{rd}) \quad (I.36)$$

En tenant compte des expressions des flux, nous pouvons avoir aussi:

$$\begin{aligned}
 C_m &= \left(\frac{3}{2}\right) p (\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd}) = \left(\frac{3}{2}\right) p M (i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \\
 &= \left(\frac{3}{2}\right) p M (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \quad (I.37)
 \end{aligned}$$

I.6 Modélisation en régime permanent de la MAS [4]

Si on considère la représentation complexe (utilisée généralement pour étudier les régimes sinusoïdaux permanents), donc on suppose : $X = xd + jxq$

Dans le régime permanent et dans un repère lié au champ tournant, les grandeurs sans toutes constantes donc: $\frac{d\bar{X}}{dt} = 0$.

Dans ce cas le modèle de la MAS devient :

$$U_s(t) = R_s I_s(t) + j\omega_s \phi_s(t) \quad (I.38)$$

$$0 = R_r I_r(t) + j(\omega_s - \omega_r) \phi_r(t) \quad (I.39)$$

$$\phi_s(t) = L_s I_s(t) + M I_r(t) \quad (I.40)$$

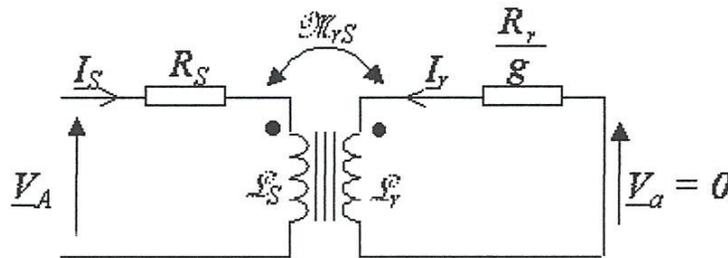
$$\phi_r(t) = L_r I_r(t) + M I_s(t) \quad (I.41)$$

$$C_m = \frac{3}{2} p (\phi_s(t) \otimes I_s(t)) \quad (I.42)$$

L'équation du rotor peut être écrite de la forme suivante:

$$0 = \frac{R_r}{g} I_r(t) + j\omega_s \phi_r(t) \quad (I.43)$$

Ces équations peuvent être représentées par un circuit aux inductances couplées:



À partir du modèle de la MAS du régime permanent, on peut trouver une nouvelle expression du couple électromagnétique:

$$\begin{aligned} C_m &= \frac{3}{2} p (\phi_s(t) \otimes I_s(t)) = C_m = \frac{3}{2} p \text{Im}(\phi_s^*(t) \otimes I_s(t)) \\ &= \frac{3}{2} p \left(\frac{M}{L_s}\right)^2 \phi_s^2 \end{aligned} \quad (I.44)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \text{et} \quad \omega_{rr} = g\omega_s$$



chapitre II

Identification de la MAS



II.1 Introduction

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

Pour identifier le modèle, à partir des données expérimentales, il faut mettre au préalable, un banc d'essai muni d'un système de mesure de précision donnant le maximum d'informations et le choix d'une méthode d'identification permet, à partir des données, de préciser les paramètres du modèle.

Dans ce chapitre nous présentons une méthode classique d'identification des paramètres électriques et mécaniques du MAS à cage, basée sur le schéma équivalent et des tests pratiques.

II.2. Schémas équivalents du MAS en régime permanent

Dans le repère fixe du stator, $\frac{d}{dt} = j\omega_s$, donc le modèle lié au stator devient :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \tag{II.1}$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \bar{\phi}_r = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\phi}_r \tag{II.2}$$

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \tag{II.3}$$

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \tag{II.4}$$

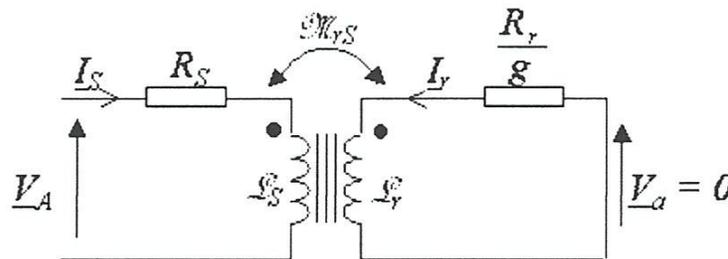


Figure II.1 : circuit aux inductances couplées

On remplace $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$ dans (II.1) et (II.2) on obtient :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M \bar{I}_r \tag{II.5}$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M \bar{I}_s \tag{II.6}$$

Si on pose : $L_s = l_s + M$; $L_r = l_r + M$

On obtient :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s l_s \bar{I}_s + j\omega_s M (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \tag{II.7}$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s l_r \bar{I}_r + j\omega_s M (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \tag{II.8}$$

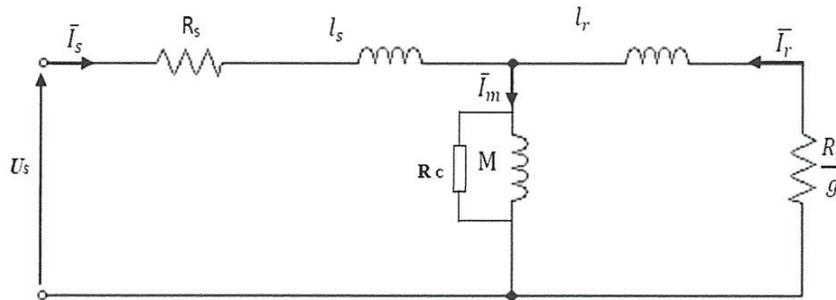


Figure II.2 : schéma équivalent de la MAS dans le régime permanent

Tell que : $\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r$

On ajoute R_c pour prendre en compte les pertes fer et les pertes par frottement.

II.3 Schéma équivalent avec fuites ramenées au stator, rotor ou réparties

En faisant un changement de variable pour ramener le rotor au repère statorique : Ce changement permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation $\omega_r = g\omega_s$, un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nulle ;[10].

telle que : $\bar{I}_r = a \bar{I}'_r$

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

En portant le changement de variable adopté dans (II.5) et (II.6), ces équations deviennent :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M' \bar{I}'_r \quad (\text{II.9})$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j\omega_s L'_r \bar{I}'_r + j\omega_s M' \bar{I}_s \quad (\text{II.10})$$

Avec ;

$$M' = aM$$

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

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

Grandeurs ramenées au stator.

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

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

Et :

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

Les équations (II.9) et (II.10) s'écrivent alors comme suit :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s l_s \bar{I}_s + j\omega_s M' \bar{I}'_m \quad (\text{II.11})$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j\omega_s l'_r \bar{I}'_r + j\omega_s M' \bar{I}'_m \quad (\text{II.12})$$

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

Ces deux dernières équations permettent d'établir le schéma équivalent de la MAS en régime permanent (fig. II.3).

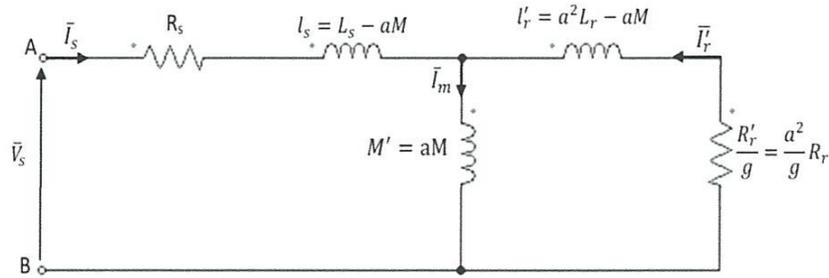


Figure II.3 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent avec le changement de variable

Le modèle de la figure (II.3) ainsi obtenu est considéré comme celui du transformateur statique en court-circuit avec une résistance secondaire ramenée au primaire qui vaut $\frac{R'_r}{g}$. En négligent les pertes magnétiques dans le fer, ce schéma (du type transformateur) est caractérisé par cinq paramètres électriques (R_s, L_s, R_r, L_r, M) ; [11], à identifier par l'une des diverses méthodes existantes.

II.3.1 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator

Dans ce modèle, a est choisie telle que $l'_r = 0$

$$\text{Donc : } l'_r = L'_r - M' = a^2 L_r - aM = 0 \Rightarrow a = \frac{M}{L_r}$$

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

$$l_s = L_s - M' = L_s - aM = L_s - \frac{M^2}{L_r} = \sigma L_s \tag{II.13}$$

$$\text{Et : } M' = aM = \frac{M^2}{L_r} = (1 - \sigma)L_s \tag{II.14}$$

La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

$$R'_r = a^2 R_r = \frac{M^2}{L_r^2} R_r = \frac{(1 - \sigma)L_s}{T_r} \tag{II.15}$$

Avec :

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

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

Le schéma équivalent de la MAS en T de la Fig. (II.3) devient :

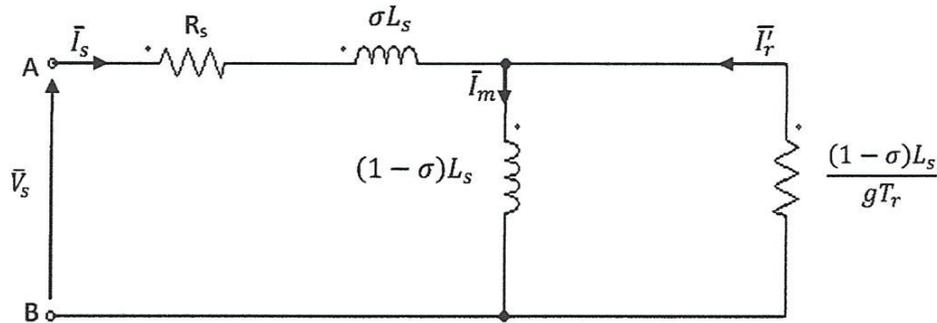


Figure II.4 : Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites totalisées dans le stator

Cette configuration permet une simplification des expressions théoriques en réduisant le nombre de paramètres. On remarque ainsi qu'indépendamment de la structure de son rotor, la MAS triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques suivants : [1]

$$R_s, L_s, \sigma \text{ et } T_r$$

Ce modèle est parfaitement adapté à la détermination expérimentale des paramètres par les essais classiques à puissance utile nulle : l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué.[1];[11].

II.3.2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

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

$$l_s = 0 \Rightarrow l_s = L_s - M' = L_s - aM = 0 \Rightarrow a = \frac{L_s}{M}$$

- L'inductance des fuites totalisées dans le rotor :

$$l'_r = L'_r - M' = a^2 L_r - aM = \frac{L_s^2}{M^2} L_r - L_s = \frac{\sigma L_s}{1 - \sigma} \tag{II.16}$$

- L'inductance magnétisante ramenée :

$$M' = aM = \frac{L_s}{M} M = L_s \quad (\text{II.17})$$

- La résistance rotorique ramenée :

$$R'_r = a^2 R_r = \frac{L_s^2}{M^2} R_r = \frac{L_s}{T_r(1-\sigma)} \quad (\text{II.18})$$

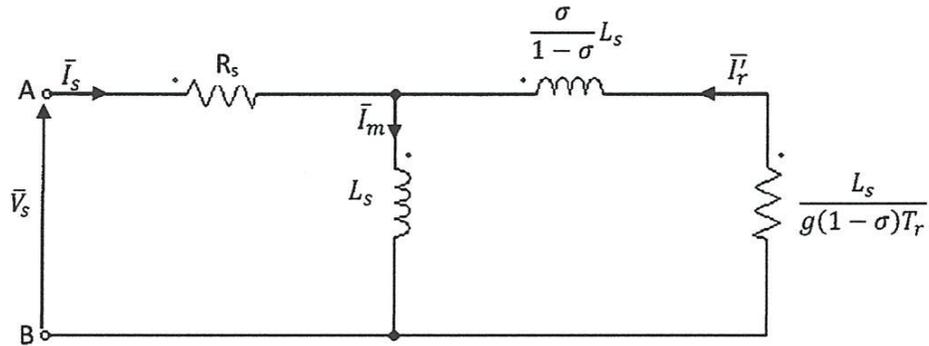


Figure II.5 : Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites totalisées dans le rotor

On a aussi 4 paramètres à identifier : R_s, L_s, σ et T_r

II.3.3 Schéma équivalent à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

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

$$l_s = l'_r \quad (\text{II.19})$$

Il vient donc :

$$L_s = L'_r = a^2 L_r \quad (\text{II.20})$$

D'où :

$$a = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} \quad (\text{II.21})$$

Et par suite :

- L'inductance magnétisante ramenée :

$$M' = aM = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} M = L_s(1 - \sqrt{1 - \sigma}) \quad (\text{II.22})$$

- L'inductance de fuites statorique :

$$l_s = l_r' = L_s - \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} M = L_s(1 - \sqrt{1 - \sigma}) \quad (\text{II. 23})$$

- L'inductance de fuites rotorique ramenée :

$$l_r' = l_s = L_s(1 - \sqrt{1 - \sigma}) \quad (\text{II. 24})$$

- La résistance rotorique ramenée :

$$R_r' = a^2 R_r = \frac{L_s}{L_r} R_r = \frac{L_s}{T_r} \quad (\text{II. 25})$$

Le schéma équivalent défini par les paramètres précités est donnée par la figure II.6.

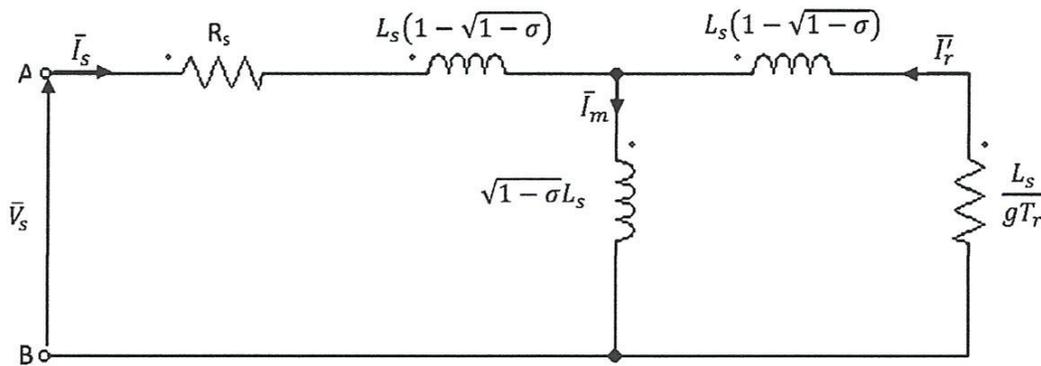


Figure II.6 : Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

On a aussi 4 paramètres à identifier :

$$R_s, L_s, \sigma \text{ et } T_r$$

II.4 Identification des paramètres électriques

II.4.1 Méthode des essais classiques

Cette méthode consiste en la mesure, des puissances active (P) et réactive (Q) lors des essais effectués en régime permanent à puissance utile nulle : l'essai à vide ($g \approx 0$) et l'essai à rotor bloqué ($g=1$). [6],[13].

Dans cette étude, nous présenterons trois méthodes pour l'identification des paramètres électrique :

- **Méthode (1)** " montage étoile et fuites non ramenées ".

Dans cette méthode on utilise le circuit équivalent donné par la figure II.2. En plus on fait les essais classiques en commençant par l'essai à vide puis l'essai à rotor bloqué.

1) Essai à vide (g=0)

Dans ce cas, la machine est alimentée à sa tension et à sa fréquence nominale, et tourne à vide, le rotor est en court-circuit dans les machines à bagues. Il existe cependant un couple résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation.

De ce fait le glissement n'est pas tout à fait nul, les courants rotoriques sont négligeables et le flux dans l'entrefer est créé par le stator seul. On peut écrire alors que ($g \approx 0$) lorsque :

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

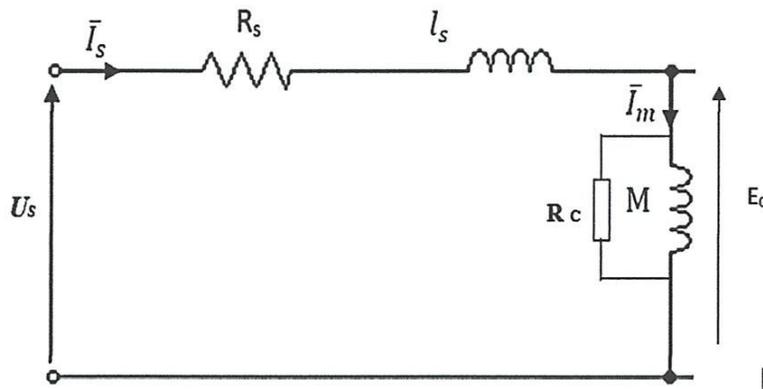


Figure II.7 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide

On a :

Résistance statorique et R_{LL} résistance entre deux bornes de la MAS connectée en étoile :

$$R_s = \frac{R_{LL}}{2} \tag{II.26}$$

Pertes joule statorique :

$$P_{Sj0} = 3R_s I_{s0}^2 \tag{II.27}$$

Pertes (fer + mécanique) :

$$P_{fer} = P_0 - P_{Sj0} \tag{II.28}$$

Puissance apparente de la MAS :

$$S_0 = \sqrt{3}U_0I_0 \quad (\text{II. 29})$$

Puissance réactive :

$$Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} \quad (\text{II. 30})$$

Telle que :

$$Q_0 = Q_m + Q_s \approx Q_m = 3X_m E_0^2 \approx 3X_m U_{0s}^2 \quad (\text{II. 31})$$

$$X_m = \frac{3E_0^2}{Q_m} \approx \frac{3U_{0s}^2}{Q_0} \quad (\text{II. 32})$$

Avec :

$$M = \frac{X_m}{2\pi f} \quad (\text{II. 33})$$

2) Essai à rotor bloqué

Dans cet essai, aussi appelé « essai en court-circuit », le rotor est bloqué (enroulement court-circuité, arbre bloqué). La vitesse de rotation étant nulle ($g=1$), aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, et le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine qui est relativement faible. L'essai doit être effectué à tension réduite de façon à limiter le courant à sa valeur nominale (risque d'un échauffement prohibitif de la machine) ; [5],[3].

le schéma équivalent déduit de cet essai est celui de la figure II.8.

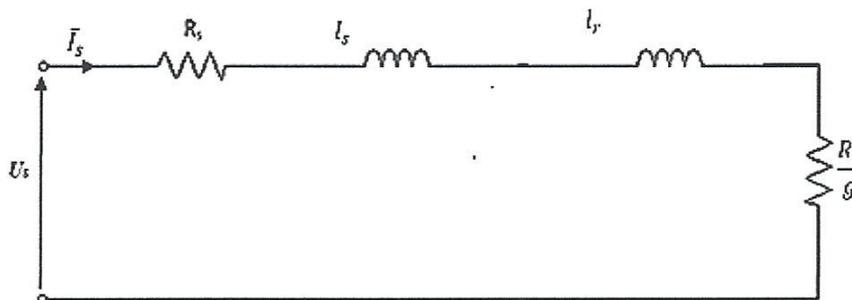


Figure II.8 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué.

On a :

$$P_{SJcc} = 3R_s I_{cc}^2 \quad (\text{II. 34})$$

$$P_{rJcc} = P_{cc} - P_{SJcc} \quad (\text{II. 35})$$

Avec : $I_{rcc} = I_{scc}$

$$R_r = \frac{P_{rJcc}}{3I_{cc}^2} \quad (\text{II. 36})$$

$$S_{cc} = \sqrt{3} U_{cc} I_{cc} \quad (\text{II. 37})$$

$$Q_{cc} = \sqrt{S_{cc}^2 - P_{cc}^2} \quad (\text{II. 38})$$

Et :

$$X = \frac{Q_{cc}}{3I_{cc}^2} = (X_s + X_r) \quad (\text{II. 39})$$

$$X_s = \frac{X}{2} \quad (\text{II. 40})$$

(Dans les moteurs de classe A et classe D : $(X_s = X_r)$)

$$l_s = \frac{X_s}{2\pi f} \quad (\text{II. 41})$$

$$l_s = l_r$$

Pour déduire les inductances de la MAS dans le repère de Park, on utilise :

$$L_s = l_s + M \quad (\text{II. 42})$$

$$L_r = l_r + M \quad (\text{II. 43})$$

- **Méthode (2)** “ montage étoile et fuites non ramenées “.

Dans cette méthode on utilise le même circuit équivalent utilisé par la première méthode, figure II.2, mais on commence par l'essai à rotor bloqué puis l'essai à vide. Ce qui va nous permettre d'améliorer la précision de la méthode.

1) Essai à rotor bloqué

$$R_s = \frac{R_{ll}}{2}$$

$$\varphi_{cc} = \arccos \left(\frac{P_{cc}}{\sqrt{3}U_{ccl}I_{ccl}} \right) \quad (\text{II.44})$$

$$R_r = \frac{P_{cc}}{3I_{ccl}^2} - R_s = \frac{U_{ccl} \cos \varphi_{cc}}{\sqrt{3}I_{ccl}} - R_s = \frac{U_p}{I_p} \cos \varphi_{cc} - R_s \quad (\text{II.45})$$

On a :

$$Q = 3XI_p^2 = 3U_p I_p \sin \varphi_{cc} \quad (\text{II.46})$$

$$\Rightarrow X = \frac{U_p}{I_p} \sin \varphi_{cc} \quad (\text{II.47})$$

Si la machine est de classe A ou D, on peut écrire :

$$X_s = \frac{X}{2} \quad (\text{II.48})$$

$$\Rightarrow l_s = \frac{X_s}{2\pi f} \quad (\text{II.49})$$

$$\rightarrow l_r - l_s \quad (\text{II.50})$$

2) Essai à vide

$$\varphi_{cc} = \arccos \left(\frac{P_0}{\sqrt{3}U_{0L}I_{0L}} \right) \quad (\text{II.51})$$

$$P_{sJ0} = 3R_s I_{0P}^2 \quad (\text{II.52})$$

$$P_{fer} = P_0 + P_{sJ0} \quad (\text{II.53})$$

: Branche du rotor négligée.

Aussi on a :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + jX \bar{I}_s + \bar{E} \quad (\text{II.54})$$

$$\Rightarrow \bar{E} = \bar{U}_s - R_s \bar{I}_s - jX_s \bar{I}_s \quad (\text{II. 55})$$

Avec :

$$\bar{U} = U e^{j0} \quad (\text{II. 56})$$

$$I_s = I e^{-j\varphi} = I_s \cos\varphi - jI_s \sin\varphi \quad (\text{II. 57})$$

$$E = [U - R_s I_s \cos\varphi - X_s I_s \sin\varphi] + j[R_s I_s \sin\varphi - X_s I_s \cos\varphi] \quad (\text{II. 58})$$

$$\Rightarrow E = \sqrt{(U - R_s I_s \cos\varphi - X_s I_s \sin\varphi)^2 + (R_s I_s \sin\varphi - X_s I_s \cos\varphi)^2} \quad (\text{II. 59})$$

Donc :

$$P_{fer} = 3R_c I_c^2 = 3R_c \left(\frac{E_0}{R_c}\right)^2 = 3 \frac{E_c}{R_c} \quad (\text{II. 60})$$

$$\Rightarrow R_c = \frac{3E_0^2}{P_{fer}} \quad (\text{II. 61})$$

On a :

$$Q_0 = 3U_{0p} I_{0p} \sin\varphi_0 \quad (\text{II. 62})$$

$$X_m = \frac{3E_0^2}{Q_0 - 3X_s I_{0p}^2} \Rightarrow M = \frac{X_m}{2\pi f} \quad (\text{II. 63})$$

Telle que, les inductances du modèle de Park sont :

$$L_s = l_s + M \quad ; \quad L_r = l_r + M \quad (\text{II. 64})$$

- **Méthode (3)** “ montage étoile et fuites ramenées au stator “.

Dans cette méthode on utilise le circuit équivalent de la figure II.4 caractérisé par quatre paramètres à identifier.

1) Essai à rotor bloqué

$$(g = 1) ; I_s \approx I_r$$

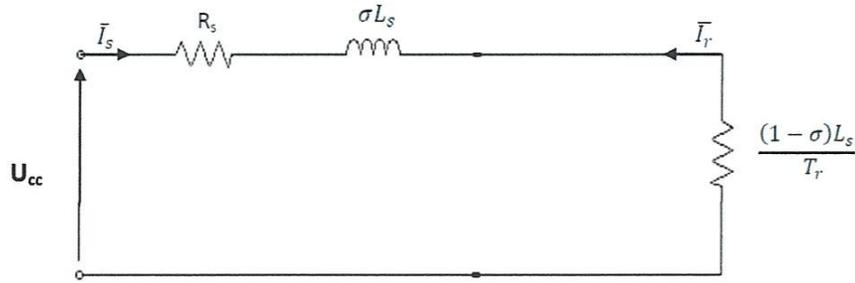


Figure II.9 : Schéma équivalent de la MAS à l'essai a rotor bloqué et fuites ramenées au stator

$$Q_{cc} = 3(\omega_s \sigma L_s) I_{cc}^2 \tag{II.65}$$

$$Q_{cc} = \sqrt{S_{cc}^2 - P_{cc}^2} \tag{II.66}$$

Avec :

$$S_{cc} = \sqrt{3} U_{cc} I_{cc} \tag{II.67}$$

$$\Rightarrow L_s \sigma = \frac{Q_{cc}}{3 I_{cc}^2 \omega_s} \tag{II.68}$$

$$P_a = P_{Jcc} + 3 \frac{L_s (1 - \sigma)}{T_r} I_{cc}^2 \tag{II.69}$$

Avcc :

$$P_{Jcc} = 3 R_s I_{cc}^2 \tag{II.70}$$

$$\Rightarrow \frac{L_s (1 - \sigma)}{T_r} = \frac{P_a - P_{Jcc}}{3 I_{cc}^2} = B \tag{II.71}$$

$$\Rightarrow L_s (1 - \sigma) = T_r B \tag{II.72}$$

2) Essai à vide

(g = 0), ($I_r \approx 0$)

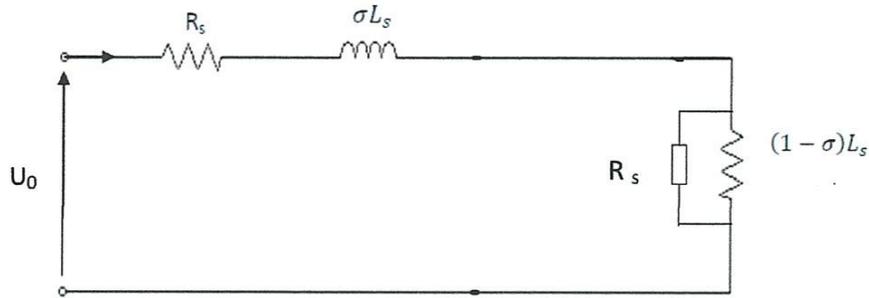


Figure II.10 : Schéma équivalent de la MAS à l'essai à vide et fuites totalisées dans le stator

On a:
$$Q_0 = Q_s + Q_m \tag{II.73}$$

Avec :

$$Q_s = 3L_s\sigma I_0^2 \Rightarrow Q_s = 3AI_0^2 \tag{II.74}$$

$$Q_m = Q_0 - Q_s \tag{II.75}$$

Avec :

$$Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} \tag{II.76}$$

$$S_0 = \sqrt{3}U_{cc}I_{cc} \tag{II.77}$$

$$Q_m = Q_0 - Q_s = \frac{3E_0^2}{\omega_s(1-\sigma)L_s} \tag{II.78}$$

$$\Rightarrow (1-\sigma)L_s = \frac{3E_0^2}{\omega_s Q_m} \tag{II.79}$$

$$\Rightarrow (1-\sigma)L_s = C \tag{II.80}$$

$$\Rightarrow L_s = A + C \tag{II.81}$$

$$\Rightarrow \sigma = \frac{A}{L_s} = \frac{A}{A+C} \tag{II.82}$$

$$T_r = \frac{L_s(1-\sigma)}{B} = \frac{C}{B} \tag{II.83}$$

$$P_{fer} = P_0 - P_{J0} = \frac{3E_0^2}{R_c} \tag{II.84}$$

$$\Rightarrow R_c = \frac{3E_0^2}{P_{fer}} \tag{II.85}$$

II.5 Identification des paramètres mécaniques

II.5.1 Détermination des pertes mécaniques

Les pertes mécaniques peuvent être déterminées par deux méthodes.

a. Méthode de séparation des pertes

Dans cette méthode, on fait un essai à vide avec plusieurs tensions d'alimentation différentes à condition que la vitesse de rotation ne change pas (ou change très légèrement). Et à chaque fois, on calcule les pertes au niveau de la résistance R_c qui caractérise les pertes fer plus les pertes mécaniques (frottement sec et frottement visqueux).

$$P_{R_c} = P_{fer} + P_{frott} \quad (\text{II.86})$$

Sachant aussi que les pertes fer varient linéairement en fonction du carré de la tension. On trace la courbe des pertes P_{R_c} en fonction du carré de la tension puis on fait l'extrapolation de la droite jusqu'à la tension nulle. Le point d'intersection avec l'axe des ordonnées donne les pertes par frottement, figure II.11.

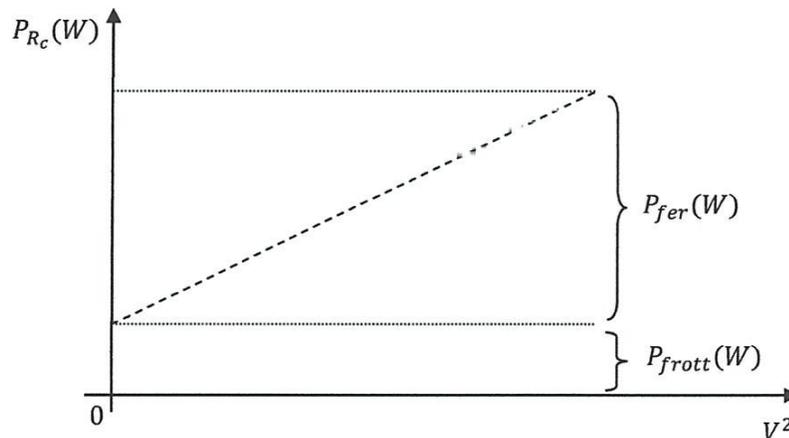


Figure II.11 : Séparation des pertes par un essai à vide

b. Méthode des deux moteurs

Dans cette méthode, on utilise deux moteurs électriques M1 et M2 (moteur concerné par l'identification).

Au début, on fait tourner le moteur M1 à vide tout seul et on mesure la puissance active consommée P_1 .

Dans le deuxième essai, on fait tourner le moteur M1 à vide mais relié avec le moteur M2 et on mesure la puissance active P_2 .

Dans les pertes par frottement du moteur M2 peuvent être calculées par la différence entre les deux puissances mesurées.

$$P_{frott_{M2}} = P_2 - P_1 \quad (\text{II.87})$$

II.5.2 Détermination du couple statique

Le couple des frottements est donné par l'équation suivante :

$$C_{frott} = C_{stat} + f\Omega \quad (\text{II.88})$$

Pour déterminer ce couple statique (qui ne dépend pas de la vitesse), on doit faire deux essais à vide pour deux vitesses de rotation différentes et à chaque teste on calcule les pertes mécaniques à vides.

$$P_{frott_1} = C_{stat}\Omega_1 + f\Omega_1^2 \quad (\text{II.89})$$

$$P_{frott_2} = C_{stat}\Omega_2 + f\Omega_2^2 \quad (\text{II.90})$$

La manipulation de ces deux équations donne l'expression du couple statique suivante :

$$C_{stat} = \frac{\frac{P_{frott_2}}{\Omega_2^2} - P_{frott_1}}{\Omega_1 \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right)} \quad (\text{II.91})$$

Avec :

$$\alpha = \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \quad (\text{II.92})$$

II.5.3 Détermination du coefficient des frottements visqueux

a- Méthode 1 :

On a :

$$P_{frott} = C_{sec}\Omega + f\Omega^2 \quad (II.93)$$

$$\Rightarrow f = \frac{P_{frott} - C_{sec}\Omega}{\Omega^2} \quad (II.94)$$

Si on néglige C_{sec} :

$$\Omega \Rightarrow f \simeq \frac{P_{frott}}{\Omega^2} \quad (II.95)$$

b- Méthode 2 :

Connaissant la constante du temps mécanique :

$$\tau_{mec} = \frac{J}{f} \Rightarrow f = \frac{J}{\tau_{mec}} \quad (II.96)$$

τ_{mec} : est déterminée a partir des mesures quelque sur courbe de ralentissement

On a:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -f\Omega - C_{sec} \quad (II.97)$$

$$\Rightarrow \Omega(t) = \left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f} \right) e^{-\frac{t}{\tau_{mec}}} - \frac{C_{sec}}{f} \quad (II.98)$$

Si: $t = \tau_{mec}$

$$\Rightarrow \Omega(t = \tau_{mec}) = 0,37\Omega_0 - \frac{C_{sec}}{f} \quad 0,63 \quad (II.99)$$

Si :

$$C_{sec} \approx 0 \Rightarrow \Omega(t = \tau_{mec}) = 0,37\Omega_0 \quad (II.100)$$

II.5.4 Détermination du moment d'inertie (J) « essais de ralentissement »

On fait tourner le moteur à sa vitesse nominale et on mesure U_{n0}, I_0, Ω_0 à vide on coupe l'alimentation et on enregistre courbe de la vitesse et le temps d'arrêt t_f

~~Le tableau de l'essai de ralentissement est le suivant :~~

a- Méthode 1 :

L'équation mécanique : à vide ($C_r = 0$)

$$\frac{J}{f} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = -\frac{C_{sec}}{f} \quad (\text{II.101})$$

La résolution de cette équation donne :

$$\Omega(t) = K e^{-\frac{t}{\tau_{mec}}} - \frac{C_{sec}}{f} \quad (\text{II.102})$$

$$\tau_{mec} = \frac{J}{f} \quad (\text{II.103})$$

à $t=0, \Omega = \Omega_0$

$$\Rightarrow K = \Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f} \quad (\text{II.104})$$

$$\Rightarrow \Omega(t) = \left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f} \right) e^{-\frac{t}{\tau_{mec}}} - \frac{C_{sec}}{f} \quad (\text{II.105})$$

à $t = T_f \Rightarrow \Omega = 0$:

$$\Rightarrow \left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f} \right) e^{-\frac{T_f}{\tau_{mec}}} - \frac{C_{sec}}{f} = 0 \quad (\text{II.106})$$

$$\Rightarrow e^{\frac{T_f}{\tau_{mec}}} = \frac{\left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f} \right)}{\frac{C_{sec}}{f}} \quad (\text{II.107})$$

$$\Rightarrow \tau_{mec} = \frac{T_f}{\ln \left(f \frac{\Omega_0}{C_{sec}} + 1 \right)} \quad (\text{II.108})$$

$$\Rightarrow J = f\tau_{méc} \quad (\text{II. 109})$$

Si : $f\Omega_0 \ll 1$

$$\Rightarrow \ln\left(f\frac{\Omega_0}{C_{sec}} + 1\right) \approx \frac{f\Omega_0}{C_{sec}} \quad (\text{II. 110})$$

b- Méthode 2 :

En posant :

$$\Omega(t) - \Omega_0 = Y(t) \quad (\text{II. 111})$$

$$\Rightarrow Y_1(t_1) = \left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f}\right) e^{-\frac{t_1}{\tau_{méc}}} - \frac{C_{sec}}{f} - \Omega_0 = -\left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f}\right) \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_{méc}}}\right) \quad (\text{II. 112})$$

$$\Rightarrow Y_2(t_2) = \left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f}\right) e^{-\frac{t_2}{\tau_{méc}}} - \frac{C_{sec}}{f} - \Omega_0 = -\left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f}\right) \left(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_{méc}}}\right) \quad (\text{II. 113})$$

$$\Rightarrow \frac{Y_1}{Y_2} = \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_{méc}}}}{1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_{méc}}}} \quad (\text{II. 114})$$

Posons : $t_2 = 2t_1$ et $X = e^{-\frac{t_1}{\tau_{méc}}}$

$$\Rightarrow \frac{Y_1}{Y_2} = \frac{1 - X}{1 - X^2} = \frac{1 - X}{(1 - X)(1 + X)} \quad (\text{II. 115})$$

$$\Rightarrow \frac{Y_2}{Y_1} = 1 + X \quad (\text{II. 116})$$

$$X = \frac{Y_2}{Y_1} - 1 = e^{-\frac{t_1}{\tau_{méc}}} \quad (\text{II. 117})$$

$$\Rightarrow e^{-\frac{t_1}{\tau_{méc}}} = \frac{1}{X} \quad (\text{II. 118})$$

$$\Rightarrow J = -\frac{ft_1}{\ln(X)} \quad , X = \frac{Y_2}{Y_1} - 1 = e^{-\frac{t_1}{\tau_{méc}}} \quad (\text{II. 119})$$

a- Méthode 3 :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -f\Omega + C_{sec} \quad (\text{II.120})$$

à : $t = t_0$, $\Omega = \Omega_0$ et à $t = t_f$, $\Omega = 0$

$t = t_1 \approx t_0 \Delta T = (t_1 - t_0) > 0$ avec : $t_1 \geq t_0 \Omega = \Omega_1$

Et : $\Omega_1 < \Omega_0$

$$\Rightarrow J \frac{\Omega_1 - \Omega_0}{t_1 - t_0} = -f\Omega + C_{sec} \quad (\text{II.121})$$

On néglige C_{sec}

$$\Rightarrow J = \left| \frac{f\Omega_0}{\frac{\Omega_1 - \Omega_0}{t_1 - t_0}} \right| = \left| \frac{f\Omega_0}{\frac{\Delta\Omega}{\Delta T}} \right| \quad (\text{II.122})$$

b- Méthode 4 :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -f\Omega - C_{sec} \quad (\text{II.123})$$

$$\Rightarrow \Omega(t) = \left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f} \right) e^{-\frac{t}{\tau_{méc}}} - \frac{C_{sec}}{f} \quad (\text{II.124})$$

Pour : $t = \tau_{méc}$

$$\Rightarrow \Omega = \left(\Omega_0 + \frac{C_{sec}}{f} \right) e^{-1} - \frac{C_{sec}}{f} \quad (\text{II.125})$$

$$\Rightarrow \Omega = \frac{\Omega_0}{e^1} - \frac{C_{sec}}{f} \left(1 - \frac{1}{e^1} \right) \quad (\text{II.126})$$

$$\Rightarrow \Omega_{t=2} = 0.37\Omega_0 - \frac{C_{sec}}{f} 0.63 \quad (\text{II.127})$$

Si on néglige C_{sec} :

$$\Omega(t = \tau_{méc}) \approx 0.37\Omega_0 \quad (\text{II.128})$$

Donc :

$$t = \tau_{méc} \Rightarrow \Omega = 0.37\Omega_0 - \frac{C_{sec}}{f} 0.63 \quad (\text{II.129})$$

II.6 Application expérimentale des procédés d'identification

II.6.1 Identification des paramètres électriques

Lors de cette étude, la machine testée est une MAS triphasée à cage d'écurueil du laboratoire ayant les indications de sa plaque signalétique suivante :

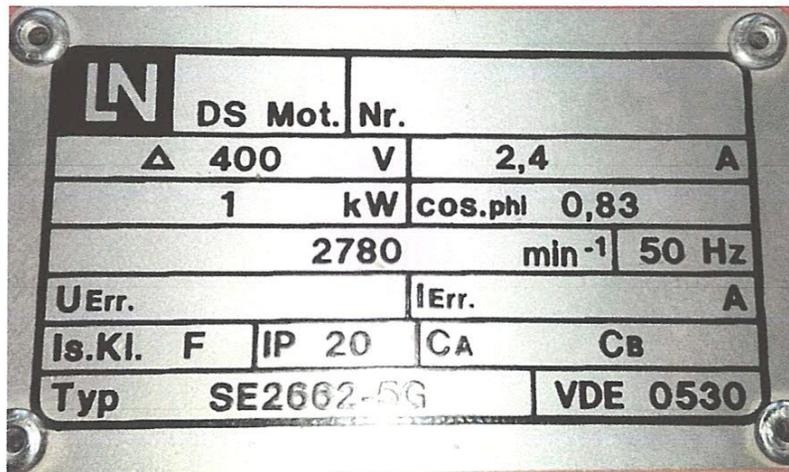


Figure II.12 : Plaque signalétique de la MAS étudiée

II.6.1.1 Mesures des résistances

La mesure en courant continu (méthode volt-ampèremétrique) réalisée à chaud (après essais), donne la valeur de la résistance d'une phase statorique : Une série de mesures sont regroupées dans le tableau. (II.1):

Tableau I.1 : Mesures de résistance statorique

	AB	AC	BC
R_{LL}	48.3	48	48

$$R_s = \frac{R_{LL}}{2} = \frac{48.1}{2} = 24.05 \Omega$$

II.6.1.2 Méthode des essais classiques

Les tableaux II.2 données ci-après, regroupent les mesures relevées et les paramètres identifiés classiquement.

- **L'essai à vide**

Tableau. II.2 :Résultats de l'essai à vide

	U_{PP0}	I_{P0}	P_0			$P_{03\phi}$	Q_0			$Q_{03\phi}$	W	$COS\phi$
Test 1 (W1)	400	0.32	9	17	13	42	72.9	73	73	220	2995	0.120
Test 2(W1)	380	0.30	11	15	12	38	70	63	63	200	2995	0.140
Test 3(W1)	360	0.285	10	14	12	37	63	58	58	175	2995	0.138
Test 4(W1)	350	0.275	9	13	11	35	60	53	53	167	2995	0.164
Test 5(W1)	340	0.2265	8	12	10	34	56	50	50	156	2995	0.165
Test 6(W1)	330	0.26	10	12	10	32	52	48	46	147	2995	0.188

Test 7 (W2)	180	0.155	7	7	7	23	16	14	14	46	2974	0.404
Test 8 (W3)	90	0.135	6	6	6	19	5	5	5	16	2895	0.823

- **L'essai en court-circuit :**

Tableau. II.3 :Résultats de l'essai à rotor bloqué.

U_{PPC}	I_{PC}	P_C			$P_{C3\phi}$	Q_C			$Q_{C3\phi}$	$COS\phi$
217	2.40	224	223	225	671	182	177	177	530	0.823

Après calcul, nous avons obtenu les résultats suivants :

Méthode (1)

$$R_s = 24.05 \Omega$$

$$M = 2.36 H$$

$$R_r = 13.04 \Omega$$

$$L_s = 2.4 H$$

$$L_r = 2.4 H$$

Méthode (2)

$$R_s = 24.05 \Omega$$

$$M = 2.287 H$$

$$R_r = 14.78 \Omega$$

$$L_s = 2.34 H$$

$$L_r = 2.34 H$$

Méthode (3)

$$R_s = 24.05 \Omega$$

$$\sigma = 0.04 H$$

$$T_r = 0.143 s$$

$$L_s = 2.23 H$$

II.6.2 Identification des paramètres mécaniques

II.6.2.1 Détermination des pertes mécaniques

Les pertes mécaniques dues aux frottements sont déterminées par la méthode de séparation des pertes, figure II.13. Sur la même figure on peut lire une valeur de : $P_{\text{frott}} = 11.5 \text{ W}$.

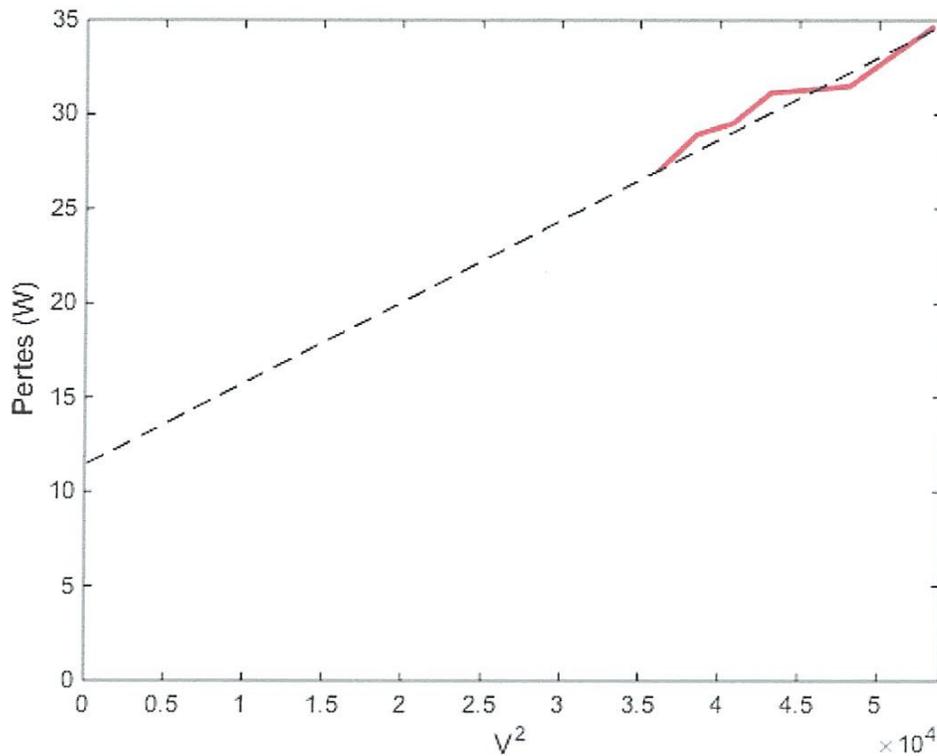


Figure II.13 : Méthode de la séparation des pertes

II.6.2.2 Détermination du couple statique (sec)

Les pertes mécaniques dues aux frottements sont déterminées par la méthode de séparation des pertes, figure II.13. Sur la même figure on peut lire une valeur de : $P_{frott} = 11.5 \text{ W}$.

$$C_{stat} = \frac{P_{frott_2} - P_{frott_1}}{\Omega_1 \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right)} \approx 0.63$$

II.6.2.3 Détermination du coefficient de frottement

Ce coefficient est calculé par la première méthode :

$$f = \frac{P_{frott} - C_{sec}\Omega}{\Omega^2} \approx \frac{11.5}{\left(2995 * \frac{\pi}{30} \right)^2} = 0.000117$$

II.6.2.4 Détermination du moment d'inertie

Ce coefficient est calculé par la première méthode :

$$J = -\frac{ft_1}{\ln(X)} = 0.000647 \text{ avec: } X = \frac{Y_2}{Y_1} - 1 = 0.6363$$

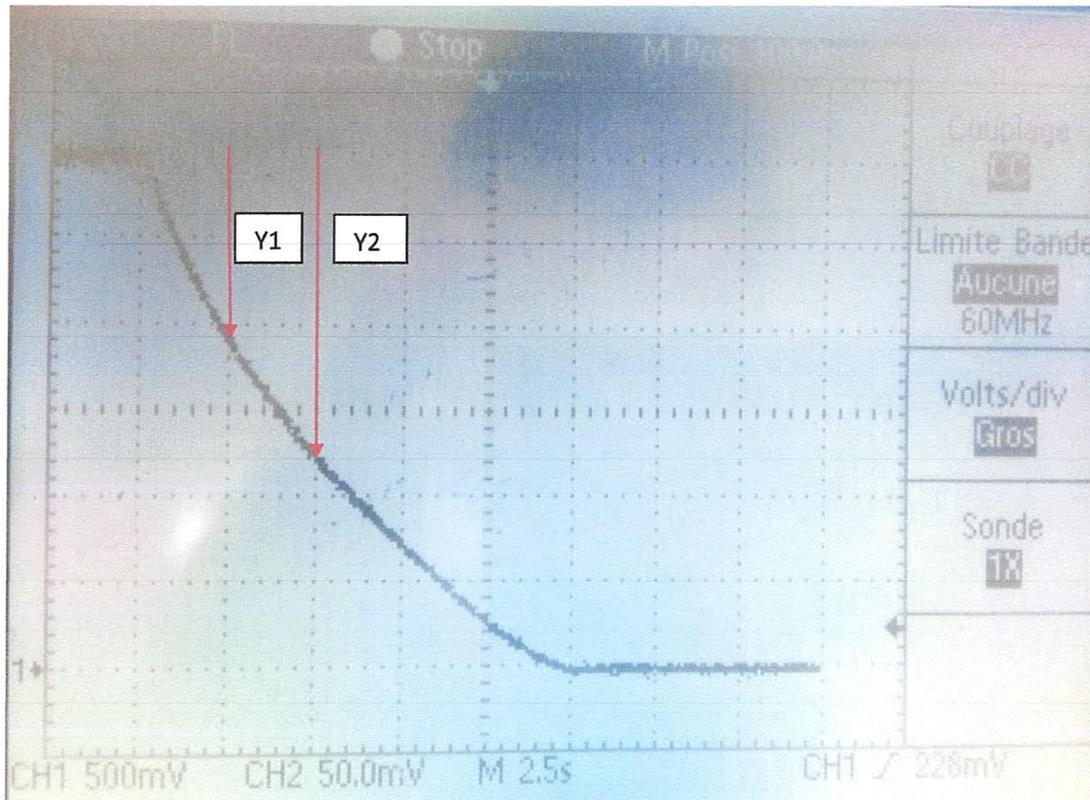


Figure II.14 : Essai de ralentissement



chapitre III

Commande scalaire de la MAS



III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter le principe de la commande scalaire d'une machine asynchrone. Cette technique est très utilisée dans l'industrie à cause de ses performances et de son coût global.

Après une présentation théorique, nous présentons deux techniques de commande, à savoir : commande en tension et commande en courant. Des résultats de simulation seront présentés pour montrer l'efficacité de cette technique.

III.2 Principe de la commande scalaire [2]

La commande scalaire des machines à courant alternatif est une technique simple qui permet de contrôler le couple et indirectement le flux (niveau de saturation) dans le régime permanent, Donc elle s'intéresse uniquement à l'amplitude de la tension/courant pour contrôler le couple et le flux, d'où le nom commande scalaire.

C'est pour cette raison que toutes les commandes scalaires sont basées sur l'inversion du modèle qui caractérise le régime statique de la machine et en particulier l'équation du couple électromagnétique. En effet le couple peut être écrit en fonction du flux utile Φ_u (flux stator ou flux rotor) et de la pulsation des grandeurs rotoriques w_r .

Donc connaissant le flux utile de référence Φ_u^* et le couple de référence C_e^* , on peut calculer la pulsation de glissement w_r^* en inversant l'équation du couple C_e . De même la pulsation d'alimentation w_s peut être obtenue par l'utilisation de l'équation d'autopilotage :

$$w_s = w_r + p\Omega \quad (\text{III.1})$$

Aussi, les grandeurs de commande : la tension U_s ou le courant statorique I_s peuvent être calculés en fonction de Φ_u^* et w_r^* .

La figure II.1, présente un schéma bloc général de la commande scalaire de la machine asynchrone. Les équations qu'il faut utiliser pour calculer la pulsation rotorique et les tensions (ou courants) de commande seront détaillées dans le reste de ce chapitre.

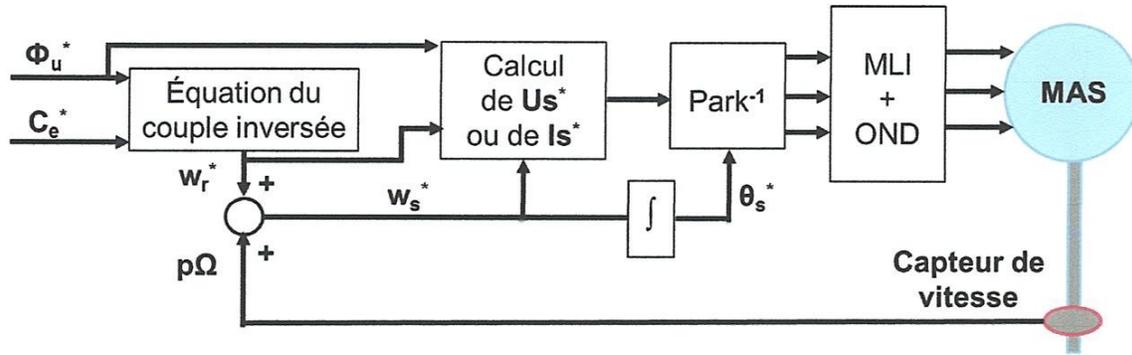


Figure III.1 : Schéma bloc de la commande scalaire

D'après le raisonnement précédent plusieurs stratégies de commande scalaire peuvent être utilisées pour contrôler le flux utile et le couple de la MAS, le tableau suivant montre les différentes commandes scalaires :

Tableau III.1 Différentes techniques de commandes scalaires

Flux utile choisi	Lois de commande scalaire
Φ_s	U_s en module dite V/f constante c'est la plus connue
	I_s en module
	Φ_s en module (contrôle directe par hystérésis)
Φ_r	U_s en module
	I_s en module
	Φ_s en module (contrôle directe par hystérésis)
	Φ_r en module (contrôle directe par hystérésis)

Pour utiliser l'une de ces méthodes, il faut exprimer le couple et la grandeur de commande (U_s , I_s , Φ_s ou Φ_r) en fonction du flux utile Φ_u et de w_r .

III.3 Commande scalaire en V/f

Dans cette commande, on considère $\Phi_u = \Phi_s$, donc il faut exprimer toutes les grandeurs, notamment les tensions (ou courants) en fonction de (Φ_s et w_r).

Le modèle de la MAS dans le régime permanent est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_s(t) = R_s I_s(t) + j\omega_s \Phi_s(t) \\ 0 = \frac{R_r}{g} I_r(t) + j\omega_s \Phi_r(t) \\ \Phi_s(t) = L_s I_s(t) + M I_r(t) \\ \Phi_r(t) = L_r I_r(t) + M I_s(t) \\ C_m = \frac{3}{2} p (\Phi_s(t) \otimes I_s(t)) = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im}(\Phi_s^*(t) I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

III.3.1 Φ_r en fonction de Φ_s et w_r

De la deuxième équation du système (III.2), on trouve :

$$\Phi_r(t) = j \frac{R_r}{\omega_r} I_r(t) \quad (\text{III.3})$$

Aussi, on a :

$$\begin{bmatrix} \dot{\Phi}_s \\ \dot{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = \frac{1}{(L_s L_r - M^2)} \begin{bmatrix} L_r & -M \\ -M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_s \\ \dot{\Phi}_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Donc:

$$I_r = \frac{1}{L_r L_s \sigma} (L_s \dot{\Phi}_r - M \dot{\Phi}_s)$$

$$I_s = \frac{1}{L_r L_s \sigma} (L_r \dot{\Phi}_s - M \dot{\Phi}_r)$$

En remplaçant le courant I_r dans l'équation du flux (III.3), on trouve :

$$\Phi_s = \frac{L_s}{M} (1 + j\omega_r \sigma \tau_r) \dot{\Phi}_r \quad (\text{III.5})$$

Ce qui donne:

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{1 + j\omega_{rr}\sigma\tau_r} \Phi_s \quad (\text{III.6})$$

Donc on a un 1^{er} ordre entre le flux statorique et rotorique avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \text{et} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

III.3.2 I_s en fonction de Φ_s et ω_r

En remplaçant l'équation de Φ_r dans l'équation du courant statorique, on trouve :

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{1}{L_r L_s \sigma} (L_r \Phi_s - M \Phi_r) = \frac{1}{L_r L_s \sigma} \left(L_r \Phi_s - M \frac{M}{L_s} \frac{1}{1 + j\omega_{rr}\sigma\tau_r} \Phi_s \right) \\ &= \frac{1}{L_r L_s \sigma} \left(\frac{L_r L_s (1 + j\omega_{rr}\sigma\tau_r) - M^2}{L_s (1 + j\omega_{rr}\sigma\tau_r)} \right) \Phi_s \end{aligned}$$

Enfin:

$$I_s = \frac{1}{L_s} \left(\frac{1 + j\omega_{rr}\tau_r}{1 + j\omega_{rr}\sigma\tau_r} \right) \Phi_s \quad (\text{III.7})$$

III.3.3 U_s en fonction de Φ_s et ω_r

Si on remplace le courant statorique par son expression en fonction du flux statorique, on trouve l'équation de la tension suivante :

$$U_s(t) = R_s I_s(t) + j\omega_s \Phi_s(t) = \left(\frac{R_s}{L_s} \left(\frac{1 + j\omega_{rr}\tau_r}{1 + j\omega_{rr}\sigma\tau_r} \right) + j\omega_s \right) \Phi_s(t)$$

$$U_s(t) = \left(\frac{1}{\tau_s} \left(\frac{1 + j\omega_{rr}\tau_r}{1 + j\omega_{rr}\sigma\tau_r} \right) + j\omega_s \right) \Phi_s(t) \quad (\text{III.8})$$

Si : R_s est négligée (forte puissance), on trouve :

$$U_s(t) \approx j\omega_s \Phi_s(t) \quad (\text{III.9})$$

III.3.4 C_m en fonction de Φ_s et ω_r

La même chose, on remplace le courant statorique par son expression en fonction du flux statorique, on trouve l'équation du couple électromagnétique suivante :

$$C_m = \frac{3}{2} p (\Phi_s(t) \otimes I_s(t)) = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im}(\Phi_s^*(t) I_s(t)) = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im} \left(\frac{1}{L_s} \left(\frac{1 + j w_{rr} \tau_r}{1 + j w_{rr} \sigma \tau_r} \right) \Phi_s \Phi_s^* \right)$$

Enfin :

$$C_m = \frac{3}{2} p \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \Phi_s^2 \left(\frac{R_r w_{rr}}{R_r^2 + (\sigma L_r w_{rr})^2} \right) \tag{III.10}$$

Pour les faibles valeurs de w_{rr} : $R_r^2 \gg (\sigma L_r w_{rr})^2$

Donc l'équation du couple peut s'écrire :

$$C_m = \frac{3}{2} p \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \Phi_s^2 \frac{w_{rr}}{R_r} \tag{III.11}$$

Le schéma bloc de la commande scalaire en tension est donné par la figure III.2 :

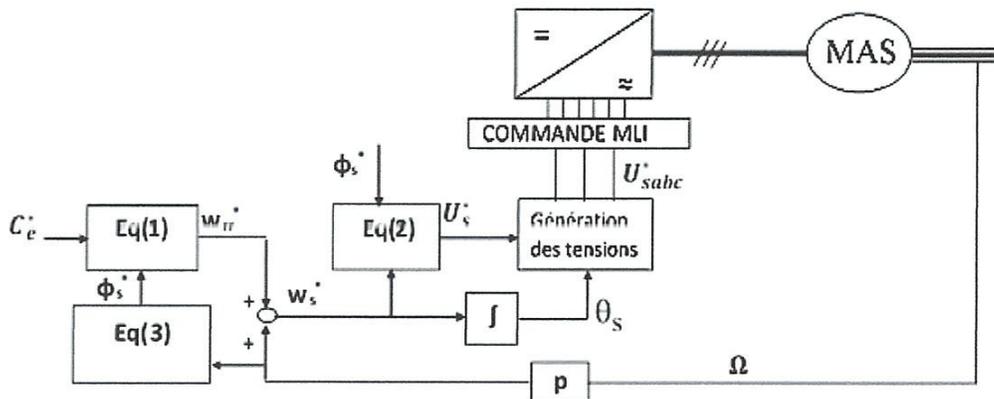


Figure III.2: Schéma bloc de la commande scalaire en tension (V/f)

Avec :

$$w_{rr} = \frac{2}{3p} C_m^* \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \frac{R_r}{\Phi_s^2} \tag{eq(1)}$$

$$|U_s^*| = w_s^* \Phi_s^* \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\tau_s w_s^*} - \sigma \tau_r w_{rr}^* \right)^2 + \left(1 + \frac{\tau_r w_{rr}^*}{\tau_s w_s^*} \right)^2}{1 + (\sigma \tau_r w_{rr}^*)^2}} \tag{eq(2)}$$

$$\Phi_s^* = \begin{cases} \Phi_{s,nom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \frac{\Phi_{s,nom} \Omega}{\Omega_{nom}} & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad eq(3)$$

- Si g est très faible ($w_{rr} \ll w_s$), cas des faibles charges et grandes vitesses, alors:

$$|U_s^*| = w_s^* \Phi_s^* \sqrt{\left(\frac{1}{\tau_s w_s^*}\right)^2 + 1} \quad eq(2)$$

- Si g et R_s sont faibles (faibles charges, grandes vitesses et grosses machines), alors :

$$|U_s^*| = w_s^* \Phi_s^* \quad eq(2)$$

- Si R_s est faible, w_{rr} grand et w_s faible (fortes charges, faibles vitesses et grosses machines), alors :

$$|U_s^*| = \Phi_s^* \left(w_s^* + w_{rr}^* \frac{\tau_r}{\tau_s} \right) \quad eq(2)$$

III.3.5 Résultats de simulation

Le schéma bloc de réglage ainsi que celui de la Mas développés dans le logiciel de simulation MATLAB/SIMULINK sont donnés par la figure III.3 et III.4.

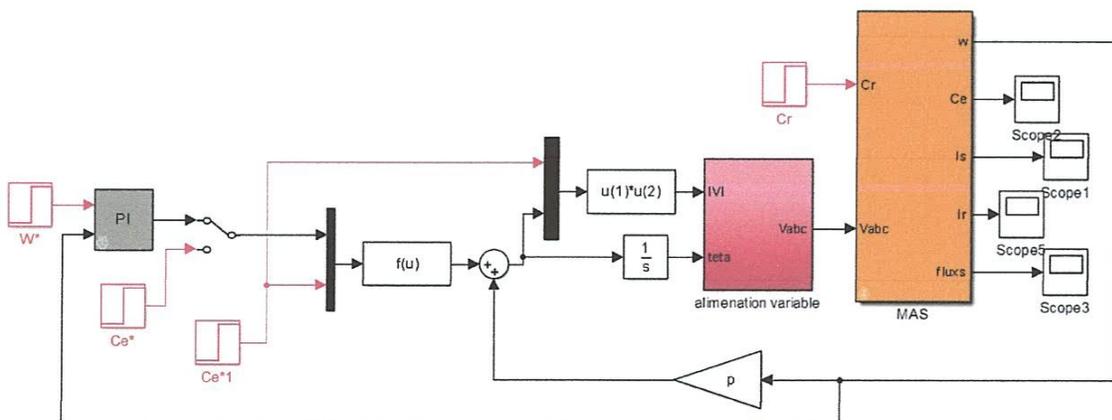


Figure III.3: Schéma bloc sous SIMULINK de la commande scalaire en tension (V/f)

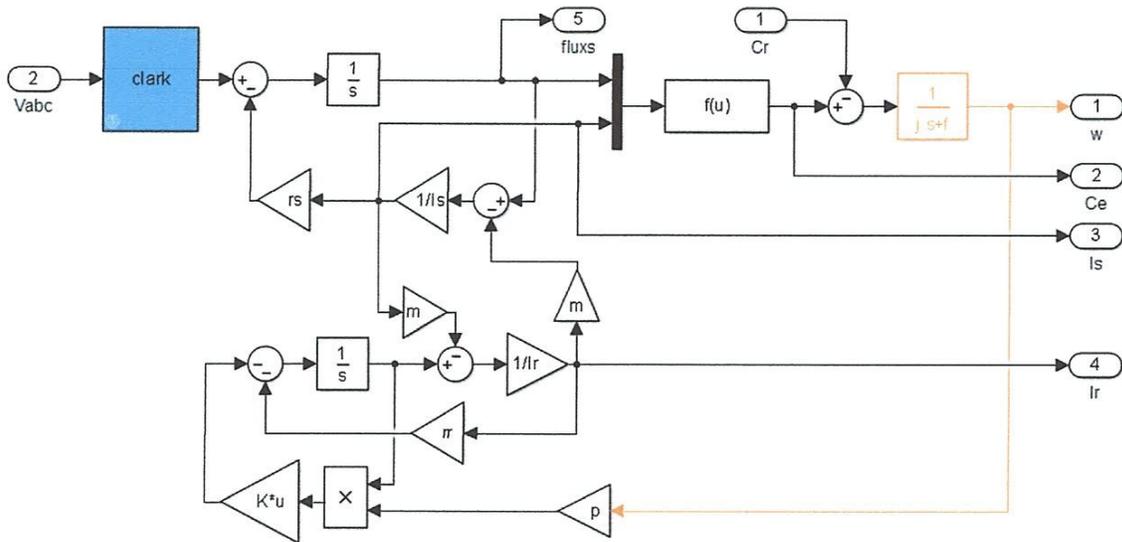


Figure III.4: Schéma bloc sous SIMULINK de la MAS

L'équation utilisée pour calculer le module de la tension qu'il faut appliquée est celle donnée par l'équation : $|U_s^*| = w_s^* \Phi_s^*$.

C'est l'équation la plus simple à programmer et aussi la plus utilisée dans la pratique, mais elle est la moins précise.

Le bloc qui génère les trois tensions triphasées est donné par la figure III.5

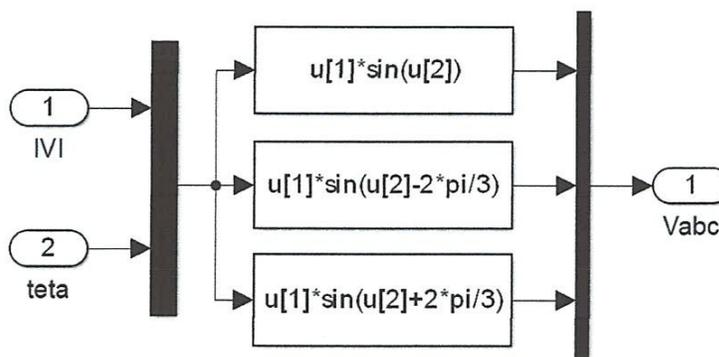


Figure III.5: génération des trois tensions Va, Vb et Vc

Dans cette simulation, nous avons fait un réglage de la vitesse avec un correcteur PI.

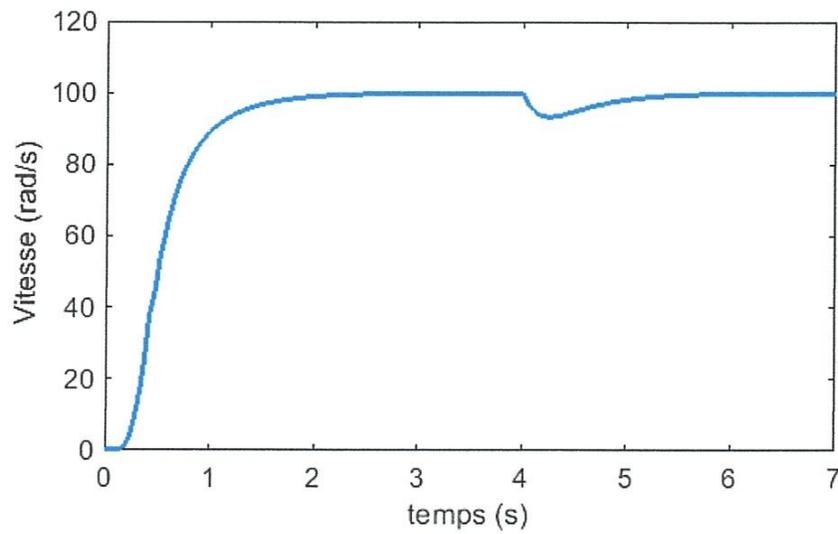


Figure III.6: Courbe de la vitesse du rotor

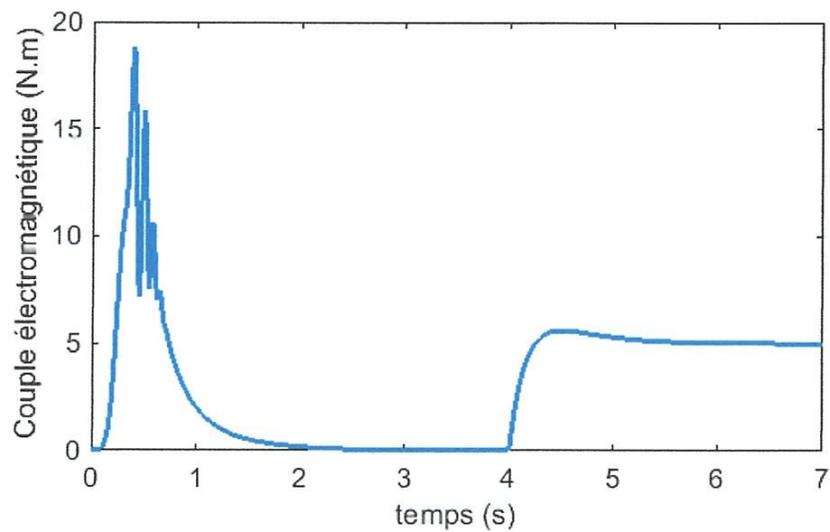


Figure III.7: Courbe du couple électromagnétique

Les résultats de simulation, figure III.6 et 7, montrent un bon réglage de la vitesse notamment au régime permanent. En revanche, elle ne contrôle pas convenablement le couple au régime transitoire.

III.4. Commande scalaire en courant

Dans cette commande, on considère $\Phi_u = \Phi_s$, mais on cherche uniquement l'expression du courant en fonction de (Φ_s et w_r). Ensuite, ces courants seront imposés au niveau du bobinage statorique de la machine asynchrone par des correcteurs à hystérésis.

La figure III.8 Montre le schéma bloc de cette commande scalaire en courant.

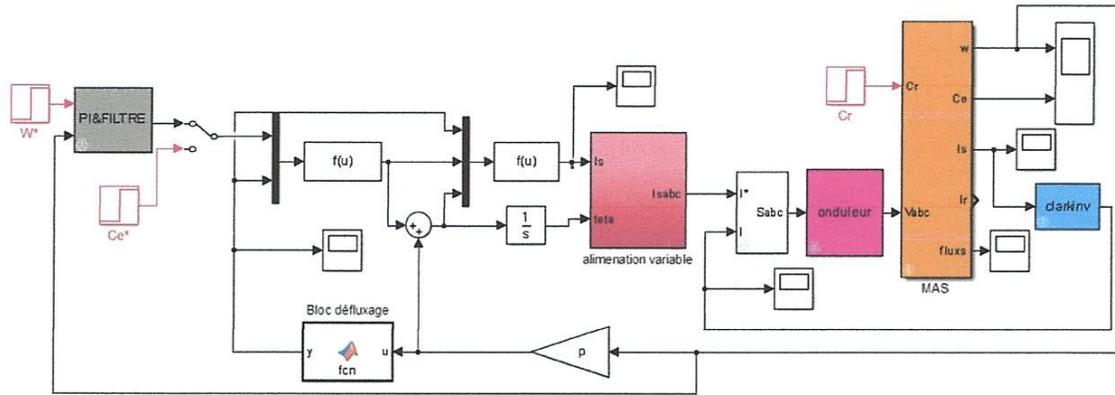


Figure III.8: Schéma bloc sous SIMULINK de la commande scalaire en courant

Le correcteur à hystérésis du courant Ia est donné par la figure III.9.

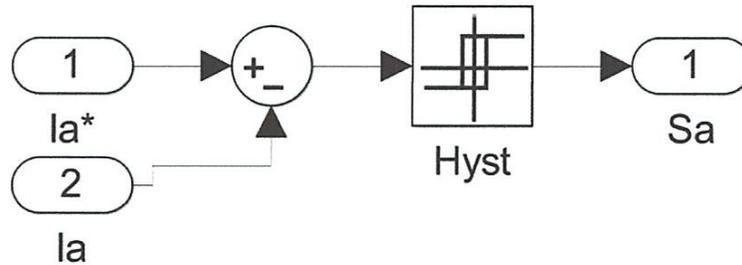


Figure III.9: Correcteur à hystérésis du courant Ia

Notons que le même correcteur est utilisé pour les deux autres courants. La bande d'hystérésis est fixée à 0.6 et le temps d'exécution utilisé est 0.000005.

Le signal de commande Sa généré à la sortie du correcteur est envoyé (avec les autres signaux de commande Sb et Sc) à l'onduleur pour générer les tensions nécessaires qui permettent de régler les courants à leurs références.

Les résultats de simulation, figure III.10 et 11, montrent un bon réglage de la vitesse et du couple notamment au régime permanent. En plus, le régime transitoire du couple est mieux contrôlé que celui de pour la première commande en V/f.

Notons que les petites oscillations au niveau du couple sont dues à la présence d'un onduleur commandé par la modulation de la largeur d'impulsion (MLI).

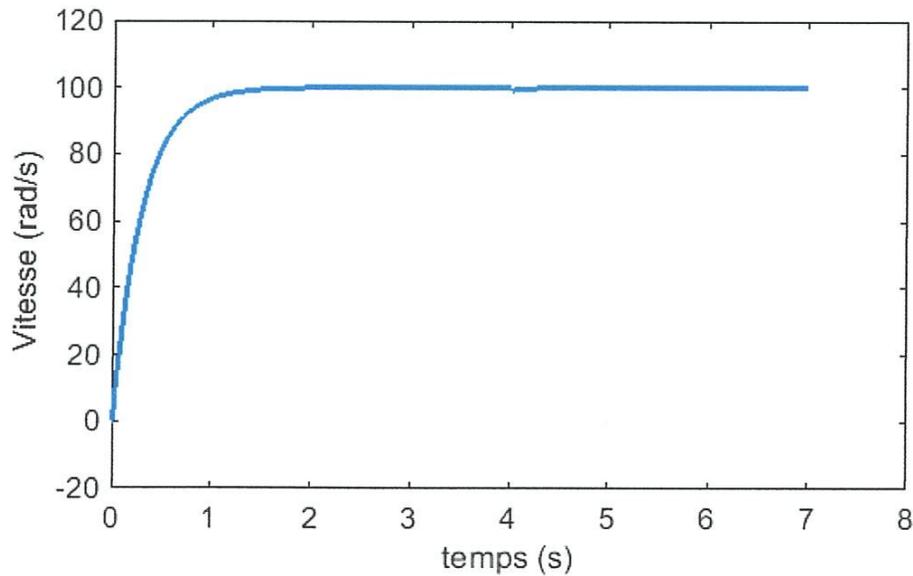


Figure III.10: Courbe de la vitesse

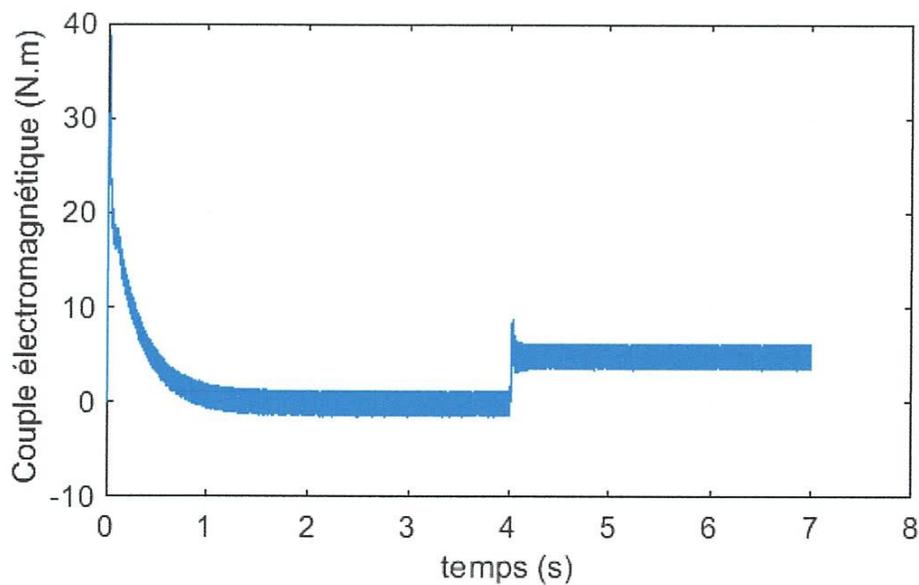


Figure III.11: Courbe du couple

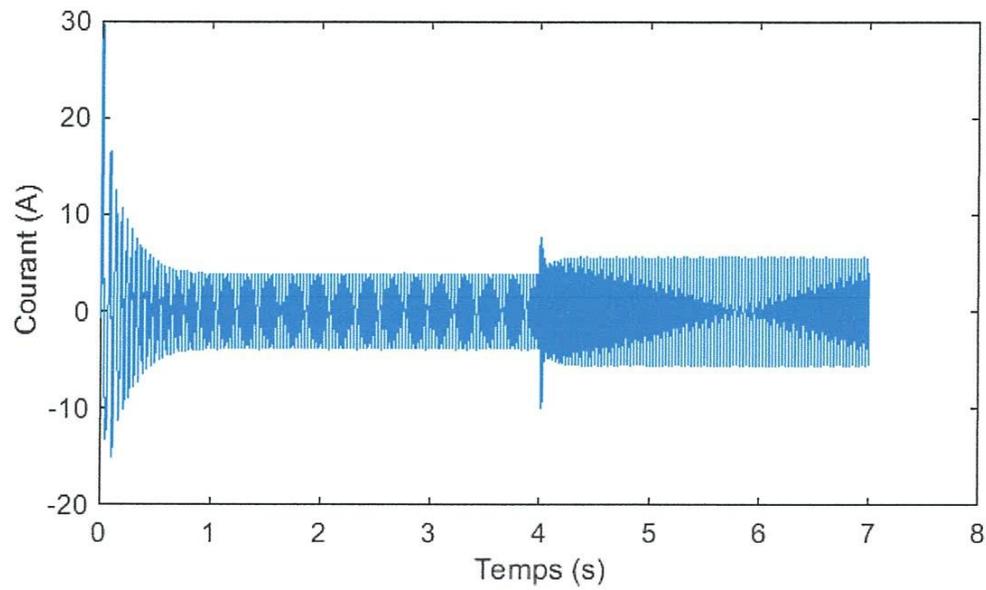


Figure III.12: Courbe du courant I_a

Les paramètres du correcteur PI utilisé sont : $K=50$ et $T_i=0.3$



Conclusion générale



Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude des méthodes d'identification classiques et de la commande scalaire de la machine asynchrone (MAS).

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre par l'utilisation de la transformation de Park qui permet de simplifier énormément le modèle non linéaire de la MAS.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié les différents circuits équivalents de machine asynchrone utilisés dans la littérature pour les problèmes d'identification paramétriques ou de commande scalaire. A la fin de ce chapitre nous avons présenté trois techniques d'identification basées sur les circuits équivalents et les essais classiques (essais à vide et essais à rotor bloqué). Ces méthodes sont appliquées pour identifier les paramètres d'une machine de 1 kW utilisée dans le laboratoire des machines électrique du département d'électrotechnique de l'université de Guelma.

Dans le troisième chapitre, nous avons détaillé quelques notions théoriques importantes de la commande scalaire. Ces notions nous ont montré qu'il existe plusieurs variantes de la commande scalaire. Ensuite, nous avons développé et simulé, sous le logiciel *MATLAB/SIMULINK*, de deux variantes de cette commande, à savoir : la commande en tension et la commande en courant par des correcteurs à hystérésis.

Dans les variantes nous avons utilisé des régulateurs de vitesse de type PI. Cependant, un onduleur a été utilisé aussi dans la deuxième commande pour mettre en œuvre le contrôle des courants par hystérésis.

Les résultats de simulation ont montré que la commande en courant assure de performances un peu meilleures que celle de la commande en tension. En revanche, la commande en tension est plus simple à mettre en œuvre.

Enfin, dans le cadre d'une prolongation de ce travail, nous recommandons les améliorations suivantes :

- L'utilisation des méthodes de l'intelligence artificielle pour l'identification paramétrique de la MAS.
- La mise en œuvre pratique de la commande scalaire par l'utilisation de la carte dSPACE, de la carte ARDUINO ou autre carte de développement.



Bibliographie



Bibliographie

- [1] J. Caron, J.P.Hautier « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions: Technique, 1995.
- [2] B.de Fornel, J.P.Louis « Identification et observation des actionneurs électriques 1 », Lavoisier, 2007.
- [3] J. Dos Ghali, J. P. Ray, « Quelques Eléments Pratiques de Base sur les Machines Electriques », EPF Lausanne, 1990.
- [4] S.MENDACI, « Cours commande des systèmes électro-énergétiques », Université 08 mai 1945 Guelma, 2017.
- [5] E. Mendes, « Contribution à la modélisation et à la Commande des Actionneurs. Electriques », Rapport de Synthèse d'Habilitation à diriger des Recherches, Paris, 2000.
- [6] N. Belaaj-Merabet, K. Jelassi, « Comparaison des Méthodes d'Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone », European Physical Journal, Applied Physics, J.A.P.3, 1988, pp 71-80.
- [7] A. Tidjani, B. Al-Amoudi « Identification paramétrique d'un moteur asynchrone a cage d'écureuil par la technique (optimisation d'essaim de particules) », Mémoire master académique, Université de Kasdi Merbah Ouargla, 2016.
- [8] H. Laib, S-E.Bahri, « Commande vectorielle d'un machine asynchrone alimentée par un onduleur SVM » Mémoire master académique, Université d'El oued, 2014.
- [9] M. Bachani, « Identification paramétrique de la machine asynchrone », Mémoire de magistère Université des sciences et technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2013.
- [10] O. Sahraoui, « Calcul des Schémas Equivalents de la Machine Asynchrone par la Méthode des Eléments Finis », Thèse de Doctorat, INP Grenoble, Juin 1994.
- [11] N. Khenfer, « Machine Asynchrone : ses Modèles, son Identification et sa Commande », Thèse de Doctorat, ENP d'Alger, 1992.
- [12] L. Sahraoui, « Modélisation, Identification et Commande d'une Machine d'Induction Double Cage », Thèse de Magister, CU. Oum el Bouaghi, 2006.
- [13] B. Abdelhadi, « Contribution à la Conception d'un Moteur à Induction Spécial à rotor Externe pour Système de Propulsion Electrique », Thèse de Doctorat, Université. Batna, 2004.