

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Ref :

Mémoire de Magister en Electrotechnique

Option: Réseaux Electriques

Présenté par :

M^{me} REBAIA CHERGUI

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna

Thème:

IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Mémoire soutenu, le Décembre 2014, devant le jury composé de :

M^r A. Guettafi	Professeur	Univ. Batna	Président
M^{me} F-Z. Louai	Professeur	Univ. Batna	Rapporteur
M^r M-S. Nait-Said	Professeur	Univ. Batna	Co-Rapporteur
M^r A. Maakouf	Professeur	Univ. Batna	Examineur
M^r D. Rahem	Professeur	Univ. Oum El Bouaghi	Examineur

Année Universitaire 2014/2015

Dédicaces

A la mémoire de mes très chers parents, priant le tout puissant de leur accorder sa miséricorde, je leurs exprime mes profondes et éternelles gratitude et reconnaissance pour tout ce qu'ils ont fait pour moi, sans leur éducation et leurs sacrifices, je n'aurai jamais pu réussir dans mes études.

A la mémoire de celle qui fut une très bonne amie et une sœur pour moi, à Nadjet Kissa. Qu'elle repose en paix,

A mes adorables et gentils enfants Mostafa El Amine et Rifka .

A tous mes frères et sœurs.

A toute ma famille, grands et petits.

A toutes mes amies, je cite en particulier, Mounia, Leïla, Naima, Souad, les deux Malika, Fatima, Nora, Fatiha, Ghania, Kafïa, Safia, Louiza, Ilhem...

A mes enseignants et collègues.

A tous mes étudiants.

A tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à ce travail.

A tous, je dédie ce mémoire.

R.H.Chergui

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été accompli au laboratoire des Machines Electriques du Département de Génie Electrique de l'Université de Batna.

Ainsi. Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements :

- *En premier lieu, à **ALLAH** le tout puissant, pour m'avoir donné le courage et la santé d'accomplir ce travail.*
- *A mes promoteurs, Monsieur **Mohamed-Said Nait-Said**, Professeur à l'Université de Batna, de m'avoir proposé le sujet de ce mémoire et de l'avoir dirigé en collaboration avec Madame **Fatima-Zohra Louai**, Professeur à l'Université de Batna. Grâce à leurs conseils judicieux, leurs aides précieuses et leurs encouragements incessants, je suis arrivée à mener à terme ce travail, qu'ils trouvent l'expression de ma profonde reconnaissance.*

*Je remercie vivement Monsieur **Amor Guettafi**, Professeur à l'Université de Batna, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de ce mémoire.*

Mes sincères remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury, en l'occurrence :

- *Monsieur **Abdessalem Maakouf** Professeur à l'Université de Batna.*
- *Monsieur **Djamel Rahem** Professeur à l'Université d'Oum El Bouaghi.*

*J'adresse mes plus profonds remerciements à Messieurs **N.Nait-said** et **S.Drid** Professeurs à l'Université de Batna, pour m'avoir aidée et assistée durant l'expérimentation.*

*Que Mesdames **M.Chaibainou**, **M.Saidani**, **N.Soualhi** et **L.Bouteraa** soient profondément remerciées pour leur aide précieuse et leurs encouragements incessants.*

*Je ne saurais oublier de remercier infiniment Messieurs **H.Hafiane**, **A.Belbèche** et **I. Belaloui**, Etudiants Doctorants en Electrotechnique, de m'avoir beaucoup aidée.*

*En fin, mes grands remerciements vont également à tous mes collègues du Département de Génie Electrique : enseignants, techniciens, administratifs et étudiants, qui n'ont pas cessé de m'encourager pour pouvoir achever ce travail, particulièrement, Messieurs **R. Abdessamed** et **S. Benagoune** et Mesdames **B.Mounia**, **A.Razika**, **K.Fatima-Zohra**, **K.Safia**, **R.Sonia**, **H. Souad**...*

Sommaire

Notations et symboles	i
Introduction générale	01

Chapitre 1 / Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction	03
1.2 Rappels sur la machine asynchrone	04
1.2.1 Description de la MAS	04
1.2.2 Principe de fonctionnement de la MAS	05
1.3 Modélisation de la MAS triphasée	05
1.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MAS	05
1.3.2 Modèle triphasé (réel) de la MAS	06
1.3.2.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée	06
1.3.2.2 Equations électriques de la MAS triphasée	07
1.3.2.3 Equations magnétiques de la MAS triphasée.....	08

1.4	Modèle biphasé de la MAS	10
1.4.1	Transformation de Park	10
1.4.1.1	Représentation schématique d'une du modèle biphasé	10
1.4.1.2	Matrice de Park	11
1.4.2	Modèle d'action à deux axes de la MAS triphasée	12
1.4.2.1	Equations électriques de la MAS triphasée dans le repère (U,V)	13
1.4.2.2	Equations magnétiques de la MAS triphasée dans le repère (U,V)	13
1.4.3	Choix du référentiel	15
1.4.3.1	Référentiel fixe par rapport au stator (α,β)	15
1.4.3.1	Référentiel fixe par rapport au rotor(x,y)	16
1.4.3.3	Référentiel fixe par rapport au champ tournant (d,q)	16
1.5	Expression du couple électromagnétique	17
1.6	Equation dynamique du mouvement	20
1.7	Modèle à un axe de la MAS	20
1.7.1	Equations électriques de la MAS triphasée	22
1.7.2	Equations magnétiques de la MAS triphasée	22
1.7.3	Expression du couple électromagnétique	22
1.7.4	Représentation du modèle à un axe dans les trois référentiels	22
1.7.4.1	Dans le référentiel lié au stator (α,β)	23
1.7.4.2	Dans le référentiel lié au rotor (x,y)	23
1.7.4.3	Dans le référentiel lié au champ tournant (d,q)	24

1.8 Schéma de simulation général	25
1.9 Conclusion	27

Chapitre 2 / Schémas équivalents de la MAS et méthodes d'identification

2.1 Introduction	28
2.2 Schémas équivalents de la MAS	28
2.2.1 Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique	29
2.2.2 Schéma équivalent dynamique de la MAS dans le repère statorique	30
2.2.3 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent	31
2.2.4 Calcul de l'impédance totale vue du stator	33
2.2.4.1 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator	35
2.2.4.2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor	36
2.2.4.3 Schéma équivalent à fuites réparties à égalité entre le stator et rotor	37
2.2.5 Schéma équivalent avec pertes fer	39
2.3 Identification des paramètres électriques	40
2.3.1 Méthode de la plaque signalétique	40
2.3.2 Méthode des essais classiques	40
2.3.2.1 Identification de la MAS à rotor à cage	41
2.3.2.2 Identification de la MAS à rotor bobiné	45
2.3.2.3 Identification de la résistance due aux pertes fer	48

2.3.3	Identification en ligne (on-line) par calcul de puissances	50
2.3.3.1	Variation des paramètres de la MAS	50
2.3.3.2	Identification en ligne (on-line)	51
2.4	Représentation du modèle de Park par la fonction de transfert	52
2.4.1	Détermination de la fonction de transfert	52
2.4.1.1	Dans le référentiel lié au stator (α, β)	55
2.4.1.2	Dans le référentiel lié au rotor (x, y)	55
2.4.1.3	Dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)	56
2.4.2	Identification des paramètres de la fonction de transfert.....	56
2.5	Identification des paramètres mécaniques.....	59
2.5.1	Détermination du moment d'inertie	59
2.5.2	Détermination du coefficient de frottements.....	61
2.6	Conclusion	62

Chapitre 3 / Application expérimentale des procédés d'identification

3.1	Introduction	63
3.2	Identification des paramètres électriques.....	63
3.2.1	Identification de la MAS à cage	63
3.2.1.1	Mesure des résistances	64

3.2.1.2	Méthode de la plaque signalétique.....	64
3.2.1.3	Méthode des essais classiques.....	64
3.2.1.4	Résultats de l'identification en ligne (on-line)	66
3.2.1.5	Identification par la méthode des moindres carrés simples.....	68
3.2.2	Application à la MAS à rotor bobiné	69
3.2.2.1	Mesure des résistances.....	69
3.2.2.2	Méthode de la plaque signalétique	69
3.2.2.3	Méthode des essais classiques	70
3.2.2.4	Essais statiques du quadripôle	70
3.3	Identification de la résistance des pertes fer	75
3.4	Identification de la constante de temps T_r par la méthode dynamique	77
3.4.1	Démonstration de l'expression de $V_{sa}(t)$	77
3.4.2	Détermination expérimentale de la constante de temps T_r	79
3.5	Identification des paramètres mécaniques	80
3.6	Analyse et interprétation des résultats.....	82
3.7	Conclusion.....	84

Chapitre 4 / Simulation et validation

4.1	Introduction	86
4.2	Rappel du modèle de Park de la MAS.....	86

4.3	Simulation et validation	87
4.3.1	Simulation de la MAS à cage.....	88
4.3.2	Validation de l'identification de la MAS à cage.....	90
4.3.3	Simulation et validation de l'identification de la MAS à rotor bobiné.....	95
4.4	Conclusion.....	99
 Conclusion générale		100
 Annexes		102
Annexe A Paramètres des deux Machines asynchrones testées.....		102
Annexe B Modèles de la MAS alimentée en tension.....		104
 Références bibliographiques		108

Notations et symboles

Symboles	Désignation
a_s, b_s, c_s	Indices correspondants aux trois phases statoriques
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases rotoriques
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
x, y	Axes correspondants au référentiel lié au rotor
α, β	Axes correspondants au référentiel lié au stator
x	Grandeur instantanée (tension, courant ou flux)
\bar{x}	Grandeur complexe instantanée associée à x
x^*	Grandeur complexe conjuguée
j	Grandeur imaginaire tel que $j^2 = -1$
v	Tension [V]
i	Courant [A]
\emptyset	Flux [Wb]
ω	Pulsation mécanique [rad/s]
Ω	Vitesse du rotor ($\Omega = \omega/p$) [rad/s]
p	Nombre de paire de pôles
ω_s	Pulsation statorique [rd/s]
ω_r	Pulsation rotorique [rd/s]
f_s	Fréquence du stator ($f_s = \omega_s/2\pi$) [Hz]
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple résistant (de charge) [Nm]
R_s	Résistance statorique [Ω]

R_r	Résistance rotorique [Ω]
L_s	Inductance propre (cyclique) du stator [H]
L_r	Inductance propre (cyclique) du rotor [H]
M	Inductance mutuelle (cyclique) du stator-rotor [H]
σ	Coefficient de dispersion total
T_s	Constante de temps statorique [s]
T_r	Constante de temps rotorique [s]
l_s	Inductance de fuites statorique [H]
l_r	Inductance de fuites rotorique [H]
J	Moment d'inertie des masses tournantes [Kgm^2]
f	Coefficient de frottement visqueux [S.I.]
P	Puissance active [W]
Q	Puissance réactive [VAR]
MAS	Machine asynchrone

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

Introduction générale

Actuellement, l'énergie consommée en milieu industriel, est en grande partie d'origine électrique. Cette énergie est essentiellement transformée en énergie mécanique par l'intermédiaire des moteurs électriques.

La machine asynchrone, couramment employée en moteur, constitue actuellement le convertisseur électromécanique le plus utilisé grâce à sa robustesse, sa fiabilité et son coût modéré. Le développement considérable de l'électronique de puissance supporté par la micro-informatique, permettant l'alimentation à fréquence variable, confère à la machine asynchrone un intérêt particulier dans les entraînements à vitesse variable. Le champ de ses applications prend une extension appréciable dans la plupart des secteurs de l'industrie et du transport.

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

L'objectif assigné à ce travail est la mise en œuvre des différentes méthodes d'identification des paramètres de la machine asynchrone qui s'avèrent simples et classiques, mais contribuent considérablement à l'identification initiale exigée par les méthodes numériques.

Le présent mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre sera consacré à présenter la machine asynchrone triphasée et son modèle d'action, en l'occurrence son modèle de Park utilisé conventionnellement pour les différentes applications à condition qu'il soit bien caractérisé.

Dans le second chapitre, une présentation des schémas équivalents, au sens étendue, sera donnée dans les perspectives de mettre en œuvre les procédures possibles d'identification des paramètres du modèle de Park de la machine asynchrone, suivie d'un exposé sommaire d'un ensemble de procédés conventionnels d'identification en vue d'identifier les paramètres électriques et mécaniques.

Au sein du troisième chapitre, l'application des différentes méthodes présentées sera effectuée aussi bien sur la machine asynchrone à rotor à cage que sur la machine asynchrone à rotor bobiné, suivie d'une analyse des résultats obtenus. La détermination expérimentale de la constante de temps rotorique par la méthode dynamique sera développée.

Le chapitre quatre sera donné pour pouvoir valider les différents modèles de Park identifiés par comparaison aux essais directs sur la machine émanant de l'expérimental, en se servant de la simulation en Simulink sous MATLAB.

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

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction

L'utilisation des machines électriques est l'objet d'une évolution accrue, les moteurs à courant alternatif ont tendance à remplacer les moteurs à courant continu dans de nombreuses applications industrielles. Les raisons sont liées à l'handicap du collecteur mécanique (fragile et coûteux), et particulièrement à l'évolution de la conception des machines à courant alternatif contrôlées par association des commandes électroniques performantes.

La machine asynchrone (MAS), couramment employée en moteur, constitue actuellement le convertisseur électromécanique le plus utilisé grâce à sa robustesse, sa fiabilité et son coût modéré. Le développement considérable de l'électronique de puissance et de la micro-informatique confère à la machine asynchrone un intérêt particulier dans les entraînements à vitesse variable. Ainsi, le champ de ses applications prend une extension appréciable dans la plupart des secteurs de l'industrie et du transport.

La modélisation de la machine asynchrone, dont le présent chapitre lui sera essentiellement consacré, est une phase primordiale pour pouvoir aborder le problème d'identification paramétrique, le vif du sujet, et par conséquent élaborer les lois de commande nécessaires.

Ainsi, la modélisation d'un système réel est sa représentation par un modèle mathématique. Simulé par un ordinateur, ce modèle permet d'une part de restituer une image du système observable expérimentalement, et d'autre part de prévoir son comportement dans des conditions plus ou moins variées que celles obtenues par l'expérimentation, et par conséquent de mieux concevoir et de mieux exploiter le système réel.

Cependant, l'élaboration d'un modèle mathématique précis et qui reflète le comportement réel de la MAS, est difficile à obtenir vu les problèmes de non-linéarité dont souffrent les machines électriques. Pour cela, et dans le but de simplifier notre démarche, il est nécessaire d'établir des modèles mathématiques reposant plus ou moins sur des hypothèses simplificatrices que l'on a généralement à justifier.

1.2 Rappels sur la machine asynchrone

1.2.1 Description de la MAS

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de cette machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$. Les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et amplitude réglables. L'armature (rotor) tournante est donnée comme suit :

- **Le rotor bobiné (à bagues)** : il porte un système d'enroulements triphasés, raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frotte trois balais accessibles par la plaque à 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 ; [1].
- **Le rotor à cage** : il est formé d'un certain nombre de barres conductrices, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux. On distingue trois types des rotors à cage : (i) à cage d'écureuil simple ; (ii) à encoches profondes et (iii) à double cage d'écureuil. Ces rotors confèrent à la MAS des profils de couples différents ; [2];[3];[4].

Il est admis que la deuxième structure du rotor est électriquement équivalente à la première quand il s'agit du rotor à simple cage.

1.2.2 Principe de fonctionnement de la MAS

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant (Loi de Lenz). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant ; [4];[5].

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

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (1.1)$$

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

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

Dans ce qui suit, on présentera la modélisation de la MAS triphasée.

1.3 Modélisation de la MAS triphasée

L'étude de la MAS traduit les lois de l'électromagnétisme dans un contexte habituel d'hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, constitue une approche acceptable dans la plupart des fonctionnements normaux des machines asynchrones.

1.3.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MAS

Les phénomènes liés au comportement de la MAS (structure et fonctionnement) sont complexes, et il est difficile d'en tenir compte tous à la fois, car en général ils sont très couplés et non-linéaires. Donc, pour établir un modèle de la machine facile à mettre en œuvre, avec des paramètres aisément identifiables, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant et effet d'encochage négligé.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Hystérésis et courants de Foucault négligeables (pertes ferromagnétiques négligeables).
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques (particulièrement les résistances des enroulements) n'est pas prise en compte.
- Répartition spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

On admet de plus que la machine est parfaitement symétrique. Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres des bobinages.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques ; [2].

1.3.2 Modèle triphasé (réel) de la MAS

Moyennant les hypothèses simplificatrices précitées, on peut ramener l'étude quantitative de la MAS à l'étude ordinaire des circuits électriques (modélisation par équations du circuit). Ainsi, les enroulements qui sont réellement distribués dans les armatures (stator et rotor) seront assimilés à des bobines simples équivalentes d'où la structure de principe d'une MAS triphasée.

1.3.2.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée

La figure 1.1 représente dans l'espace électrique les six enroulements de la machine: trois enroulements statoriques (a_s , b_s , c_s) et trois enroulements rotoriques (a_r , b_r , c_r). L'angle θ repère l'axe de la phase a_r du rotor par rapport à l'axe fixe de la phase a_s du stator.

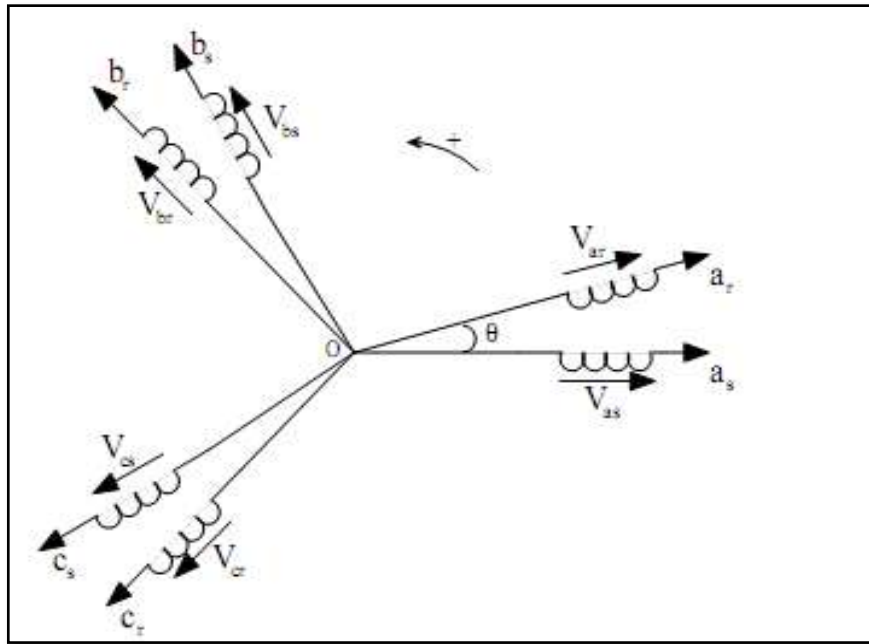


Figure 1.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor.

1.3.2.2 Equations électriques de la MAS triphasée

En négligeant l'effet thermique et l'effet de peau, les résistances du stator et du rotor sont supposées constantes. L'application de la loi d'Ohm généralisée aux enroulements de la MAS triphasée représentée par la figure 1.1 permet d'écrire les équations électriques suivantes :

- Pour le stator, on a :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (1.3)$$

avec ;

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[i_s] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur courant statorique .}$$

$$[\phi_s] = [\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}]^T \quad : \text{Vecteur flux total statorique.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator.}$$

- Et, pour le rotor, on a :

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (1.4)$$

avec ;

$$[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T \quad : \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[i_r] = [i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^T \quad : \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\phi_r] = [\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}]^T \quad : \text{Vecteur flux total rotorique.}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du rotor.}$$

1.3.2.3 Equations magnétiques de la MAS triphasée

Selon l'hypothèse de la non saturation du circuit magnétique, les flux totalisés des phases statoriques et rotoriques peuvent s'exprimer linéairement en fonction des courants. Ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

- Pour le stator :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (1.5)$$

- Pour le rotor :

$$[\phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (1.6)$$

avec ;

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

L'isotropie du circuit magnétique et la parfaite symétrie de la machine font que les inductances propres et mutuelles d'une même armature (stator ou rotor) sont constantes et égales; [5]. Les matrices $[L_{SS}]$ et $[L_{rr}]$ s'écrivent alors :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

avec ;

L_S : Inductance propre d'une phase statorique (supposée seule).

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique (supposée seule).

M_S : Inductance mutuelle entre phases statoriques (supposées seules une à une).

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (supposées seules une à une).

La matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques dépend de la position angulaire θ (stator-rotor). Elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left[\theta - \frac{4\pi}{3}\right] & \cos\left[\theta - \frac{2\pi}{3}\right] \\ \cos\left[\theta - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos\theta & \cos\left[\theta - \frac{4\pi}{3}\right] \\ \cos\left[\theta - \frac{4\pi}{3}\right] & \cos\left[\theta - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

avec ;

M_{sr} : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor lorsque leurs axes magnétiques coïncident ($\theta = 0$).

En introduisant les équations-flux (1.5) et (1.6) respectivement dans les équations-tensions (1.3) et (1.4), on obtient :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{SS}] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][i_r]) \quad (1.10)$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][i_s]) \quad (1.11)$$

Le système d'équations électriques (1.10) et (1.11) ainsi obtenu, représente le modèle triphasé réel nécessaire à l'étude de la MAS à tous les régimes de fonctionnement.

Cependant, en plus de la difficulté de l'identification expérimentale des paramètres du modèle triphasé de la machine, particulièrement les paramètres inductifs, la résolution analytique de ce système est assez complexe du fait que la matrice des inductances mutuelles (stator-rotor) équation (1.9) sont fonction de la position angulaire θ , donc fonction du temps. Ainsi, le retour au calcul numérique est plutôt le mieux indiqué par le logiciel MATLAB ou autre...

1.4 Modèle biphasé de la MAS

Le modèle triphasé réel de la MAS ainsi défini par les équations (1.10) et (1.11) à un caractère multi variable, non linéaire et fortement couplé entraînant la complexité de sa résolution. L'utilisation de la transformation de Park permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients indépendants de la position θ (constants) et donc facile à résoudre.

1.4.1 Transformation de Park

Proposée en 1929 par R.H.Park, la transformation de Park, appelée souvent transformation des deux axes, constitue actuellement un outil puissant et pratique pour la modélisation des machines électriques en vue de leur identification paramétrique et leur commande; [6].

La transformation de Park permet d'associer à tout système triphasé un système biphasé équivalent tournant dans un référentiel d'observation donné sans altérer, évidemment, les caractéristiques principales de la machine telle que la f.m.m (champ), la puissance, le couple et la vitesse réelle; [2].

1.4.1.1 Représentation schématique du modèle biphasé

La conversion des variables réelles de la machine en variables de la machine primitive implique la transformation des enroulements réels triphasés en des enroulements fictifs biphasés équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon deux axes orthogonaux U et V. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle réel indépendantes de la rotation (modèle linéaire).

Le schéma de la figure 1.2 interprète physiquement la transformation de Park pour une MAS triphasée.

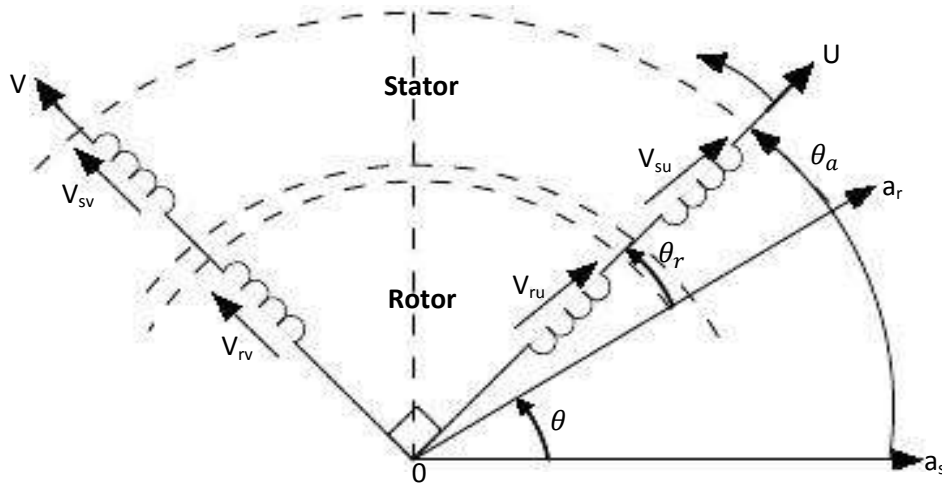


Figure 1.2 : Modèle de Park de la MAS triphasée

Les définitions angulaires découlant de la figure 1.2 sont données comme suit :

- θ : Repère l'axe de la phase a_r du rotor par rapport à l'axe fixe a_s du stator.
- θ_a : Ecart angulaire que fait l'axe U du système d'observation avec l'axe de référence a_s .
- $\theta_r = \theta_a - \theta$: Ecart angulaire entre l'axe U du système d'observation et l'axe a_r lié au rotor.
- $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse de rotation (électrique) du repère d'observation (U,V).

1.4.1.2. Matrice de Park

Le passage du système triphasé (à 3 axes) dit réel au système biphasé (à 2 axes) s'effectue par l'intermédiaire d'une matrice de transformation dite matrice de Park. Cette matrice qui fait correspondre aux variables réelles triphasées (x_a, x_b, x_c) leurs composantes fictives directe, en quadrature et homopolaire (x_u, x_v, x_0), est définie comme une matrice de transformation unique pour les courants, les tensions et les flux, à savoir; [2]:

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_a & -\sin \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

La matrice de Park ainsi définie est orthogonale et dite matrice de Park modifiée ou normalisée.

Elle a l'avantage :

- d'obtenir une matrice de transformation inverse qui est la transposée de la matrice de transformation directe $P_{(\theta_a)}^{-1} = P_{(\theta_a)}^t$.
- de conserver l'invariance des puissances instantanées dans les deux systèmes d'axes (a,b,c) et (U,V) ce qui conduit évidemment à leur équivalence physique; [2].
- de conduire à des schémas où les inductances sont réciproques (matrice symétrique).

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est défini dans le système biphasé par la transformation de Park directe comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta_a) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

La variable x peut être une tension v, un courant i ou un flux Φ .

La matrice inverse de la transformation de Park normalisée a pour expression :

$$P_{\theta_a}^t = P_{(\theta_a)}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Alors, les variables réelles sont exprimées en fonction des variables biphasées (U,V) par la transformation de Park inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P_{\theta_a}^{-1} \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix}$$

Après avoir passé en revue la transformation de Park dans le référentiel biphasé (U,V), l'étape suivante est l'application de cette transformation à la MAS triphasée, sujet de la présente étude.

1.4.2 Modèle d'action à deux axes de la MAS triphasée

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs réelles de la machine : courant, tension et flux un changement de variables qui fait intervenir l'angle θ_a entre l'axe des enroulements et l'axe U (voir figure 1.2).

1.4.2.1 Equations électriques de la MAS triphasée dans le repère (U,V)

En appliquant la transformation de Park pour les deux équations électriques (1.3) du stator et (1.4) du rotor, on aura :

- Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_a \Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_a \Phi_{su} \\ V_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d}{dt} \Phi_{s0} \end{cases} \quad (1.14)$$

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ru} = R_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - \omega_a \Phi_{rv} \\ V_{rv} = R_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + \omega_a \Phi_{ru} \\ V_{r0} = R_r i_{r0} + \frac{d}{dt} \Phi_{r0} \end{cases} \quad (1.15)$$

Sachant que :

ω_a : Pulsation de rotation du repère (U,V).

ω : Pulsation de rotation du rotor.

ω_r : Pulsation de glissement ou pulsation rotorique.

1.4.2.2 Equations magnétiques de la MAS triphasée dans le repère (U,V)

L'application de la transformation de Park aux équations flux (1.5) et (1.6) donne lieu aux expressions des flux totalisés statoriques et rotoriques dans le système (U,V) :

- Pour le stator :

$$\begin{cases} \Phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{s0} = L_{s0} i_{s0} \end{cases} \quad (1.16)$$

avec ;

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

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

$L_{s0} = l_s + 2M_s$: Inductance cyclique homopolaire statorique.

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \\ \Phi_{r0} = L_{r0} i_{r0} \end{cases} \quad (1.17)$$

avec ;

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

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

$L_{r0} = l_r + 2M_r$: Inductance cyclique homopolaire rotorique.

Après la transformation triphasée-biphasée faite selon Park dans le cadre des hypothèses simplificatrices précitées, on constate que :

- La transformation de Park rend les coefficients de la matrice inductance (I.9), indépendants du temps.
- Le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq dans le modèle de Park. Ce sont L_s , L_r , M , L_{s0} et L_{r0} .

Le mode habituel d'alimentation du stator (équilibré) et la structure des enroulements rotoriques (couplage avec neutre isolé) confèrent la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques, et par conséquent, les composantes homopolaires d'indice (0) sont nulles (il est rappelé que ces composantes n'interviennent que dans les cas d'alimentation statorique déséquilibrée);[2];[5].

Dans ce cas, le modèle électromagnétique dynamique de la MAS triphasée établi dans le repère (U,V) est défini par les équations suivantes :

- Equations de tensions :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_a \Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_a \Phi_{su} \\ V_{ru} = R_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - \omega_r \Phi_{rv} \\ V_{rv} = R_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + \omega_r \Phi_{ru} \end{cases} \quad (1.18)$$

- Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (1.19)$$

Le modèle ainsi obtenu est simplement défini par les cinq paramètres constants R_s , R_r , L_s , L_r et M , qui sont à identifier par la suite.

1.4.3 Choix du référentiel

L'étude de la machine asynchrone modélisée selon Park nécessite le choix du référentiel le mieux adapté aux objectifs de l'application. Il existe pratiquement trois référentiels possibles selon le choix de l'orientation θ_a du repère d'axes (U, V).

Le schéma de la figure 1.3 représente les trois référentiels biphasés particuliers du système d'axes (U,V).

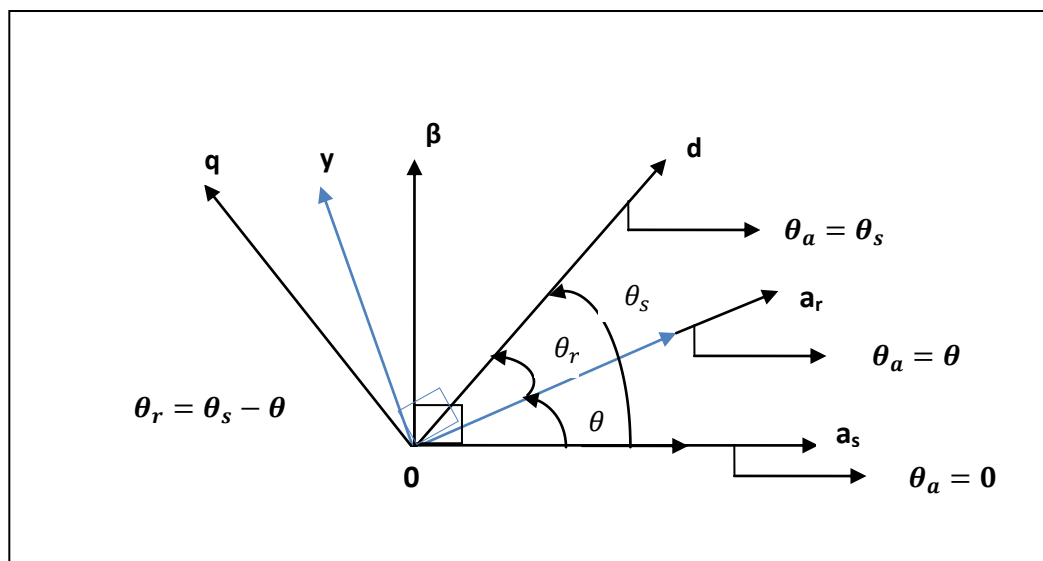


Figure 1.3 : Représentation des axes biphasés (α, β) , (x, y) et (d, q)

NB : Dans les trois référentiels, les axes biphasés sont orthogonaux.

1.4.3.1 Référentiel fixe par rapport au stator (α, β)

Dans ce référentiel les composantes de toutes les grandeurs (courants, tensions et flux) statoriques et rotoriques sont alternatives et de pulsation ω_s (pulsation des grandeurs statoriques réelles).

Donc, le modèle de la MAS dans ce référentiel est « un modèle réel du côté stator », il sera alors choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0, \text{ alors } \omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = 0$$

d'où,

$$\theta_r = -\theta, \text{ alors } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.20)$$

1.4.3.2 Référentiel fixe par rapport au rotor (x,y)

Toutes les grandeurs dans ce référentiel varient de manière alternative à la pulsation ω_r (pulsation des grandeurs rotoriques réelles). On a donc un modèle dont la dynamique est moins oscillatoire et qui sera intéressant pour l'étude des grandeurs statoriques. Il est très peu utilisé car celles-ci sont en général connues.

Les conditions qui déterminent ce référentiel sont :

$$\theta_a = \theta, \text{ donc } \omega_a = \omega$$

d'où,

$$\theta_r = 0, \text{ alors } \omega_r = 0$$

Les équations électriques s'écrivent alors :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega \Phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (1.21)$$

1.4.3.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant (d,q)

Dans ce référentiel lié au synchronisme, toutes les grandeurs sont continues non pulsatoires. Ce référentiel fait donc correspondre, en régime permanent, des grandeurs continues aux grandeurs réelles qui sont sinusoïdales.

Pour cela, il est souvent utilisé dans l'étude de la commande. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations :

$$\theta_a = \theta_s, \text{ donc } \omega_a = \omega_s$$

d'où

$$\theta_r = \theta_s - \theta, \text{ et } \omega_r = \omega$$

Les équations électriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1.22)$$

Les conséquences du choix du référentiel sur la formulation des équations électriques nous amènent à la remarque tout à fait générale de la conversion électromécanique de l'énergie : les f.e.m de transformation et de rotation ne sont donc pas des caractéristiques intrinsèques d'un enroulement donné, mais dépendent du choix du référentiel ; [7].

En raison de la simplicité des calculs et du fait que les grandeurs statoriques de la MAS triphasés à cage d'écuréuil sont mesurables, on choisit un modèle biphasé établi dans le référentiel (α, β) lié au stator. Il sera le modèle de base pour l'estimation des paramètres.

1.5 Expression du couple électromagnétique

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques (on suppose que chacun des deux enroulements est alimenté par une source) s'exprime par ; [2];[5] :

$$P_t = (v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc}) + (v_{ra} i_{ra} + v_{rb} i_{rb} + v_{rc} i_{rc}) \quad (1.23)$$

L'invariance de la puissance instantanée P_t dans les deux systèmes réel et fictif conservée par la transformation de Park modifiée (ou normalisée) conduit à l'équation suivante :

$$P_t = (v_{su} i_{su} + v_{sv} i_{sv} + v_{s0} i_{s0}) + (v_{ru} i_{ru} + v_{rv} i_{rv} + v_{r0} i_{r0}) \quad (1.24)$$

En négligeant les composantes homopolaires (régime de fonctionnement équilibré), on aura :

$$P_t = (v_{su}i_{su} + v_{sv}i_{sv}) + (v_{ru}i_{ru} + v_{rv}i_{rv}) \quad (1.25)$$

On introduit les expressions des tensions du stator (1.14) et du rotor (1.15) dans l'équation (1.25) on obtient :

$$P_t = \underbrace{R_s(i_{su}^2 + i_{sv}^2)}_{P_{J-s}} + \underbrace{R_r(i_{ru}^2 + i_{rv}^2)}_{P_{J-r}} + \underbrace{i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv}}_{P_{mag-s}} + \underbrace{i_{ru} \frac{d}{dt} \Phi_{ru} + i_{rv} \frac{d}{dt} \Phi_{rv}}_{P_{mag-r}} + \underbrace{(i_{sv}\Phi_{su} - i_{su}\Phi_{sv}) \frac{d}{dt} \theta_a}_{P_{e-s}} + \underbrace{(i_{rv}\Phi_{ru} - i_{ru}\Phi_{rv}) \frac{d}{dt} \theta_r}_{P_{e-r}} \quad (1.26)$$

Où :

- P_{J-s} et P_{J-r} représentent respectivement la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator et du rotor.
- P_{mag-s} et P_{mag-r} représentent respectivement les variations d'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator et du rotor. Elles s'annulent au régime établi.
- P_{e-s} et P_{e-r} représentent respectivement la puissance électromagnétique transférée du stator au rotor et du rotor au stator à travers l'entrefer. Ces deux derniers termes mettent en évidence le principe de la conversion d'énergie électromécanique ; [8]

La puissance électromagnétique liée aux termes P_{e-s} et P_{e-r} représente une puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine. Elle regroupe l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires ; [2]:

$$P_{em} = (i_{sv}\Phi_{su} - i_{su}\Phi_{sv}) \frac{d}{dt} \theta_a + (i_{rv}\Phi_{ru} - i_{ru}\Phi_{rv}) \frac{d}{dt} \theta_r \quad (1.27)$$

En tenant compte des formulations des flux (1.16) et (1.17), on peut écrire :

$$(i_{sv}\Phi_{su} - i_{su}\Phi_{sv}) = -(i_{rv}\Phi_{ru} - i_{ru}\Phi_{rv}) = M(i_{ru}i_{sv} - i_{su}i_{rv}) \quad (1.28)$$

Cette dernière équation met en évidence le couplage électromagnétique entre les équations tensions du stator et du rotor (1.14) et (1.15).

Selon cette égalité, l'expression de la puissance P_{em} dans le référentiel (U,V) s'écrit :

$$P_{em} = P_{e-s} + P_{e-r} = (i_{sv}\Phi_{su} - i_{su}\Phi_{sv}) \left(\frac{d}{dt} \theta_a - \frac{d}{dt} \theta_r \right)$$

or :

$$\theta = \theta_a - \theta_r$$

alors :

$$P_{em} = (i_{sv}\phi_{su} - i_{su}\phi_{sv}) \frac{d}{dt} \theta \quad (1.29)$$

avec ;

$$\frac{d}{dt} \theta = \omega$$

Si les pertes fer et les pertes mécaniques sont négligeables, le couple électromagnétique C_e et le couple mécanique C_m sont confondus. Le couple électromagnétique est défini par ; [8] :

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = \frac{P_m}{\Omega} \quad (1.30)$$

où ,

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad \text{et} \quad \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (1.31)$$

Ω_s , Ω (respectivement) : Vitesses réelles du champ tournant et de l'arbre du rotor d'une machine multipolaire.

p : Nombre de paires de pôles.

On a alors l'expression scalaire du couple électromagnétique :

$$C_e = p(i_{sv}\phi_{su} - i_{su}\phi_{sv}) \quad (1.32)$$

En notation vectorielle, l'expression du couple devient :

$$C_e = p |\overline{\phi}_s \otimes \overline{I}_s| \quad (1.33)$$

Sachant que :

$$|\overline{\phi}_s \otimes \overline{I}_s| = i_{sv}\phi_{su} - i_{su}\phi_{sv} : \text{Module du produit vectoriel.}$$

Diverses manipulations de l'équation fondamentale (1.32), en tenant compte de l'égalité (1.28), permettent d'écrire d'autres formulations du couple :

$$C_e = p(i_{ru}\phi_{rv} - i_{rv}\phi_{ru}) \quad ; \quad C_e = p |\overline{I}_r \otimes \overline{\phi}_r| \quad (1.34)$$

$$C_e = pM(i_{ru}i_{sv} - i_{rv}i_{su}) \quad ; \quad C_e = pM |\overline{I}_r \otimes \overline{I}_s| \quad (1.35)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} (i_{ru}\phi_{sv} - i_{rv}\phi_{su}) \quad ; \quad C_e = p \frac{M}{L_s} |\overline{I}_r \otimes \overline{\phi}_s| \quad (1.36)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{sv}\phi_{ru} - i_{su}\phi_{rv}) \quad ; \quad C_e = p \frac{M}{L_r} |\overline{\phi}_r \otimes \overline{I}_s| \quad (1.37)$$

$$C_e = p \frac{1-\sigma}{\sigma M} (\phi_{ru}\phi_{sv} - \phi_{rv}\phi_{su}) \quad ; \quad C_e = p \frac{1-\sigma}{\sigma M} |\overline{\phi}_r \otimes \overline{\phi}_s| \quad (1.38)$$

On note que σ est le coefficient de dispersion total ou de Blondel :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (1.39)$$

Toutes ces expressions du couple électromagnétique peuvent être des points de départ dans la recherche d'une stratégie d'une commande de la machine ; [2].

1.6 Equation dynamique du mouvement

L'étude des caractéristiques dynamiques de la MAS fait introduire des variations non seulement des grandeurs électriques (tension, courant, flux, ...) mais aussi des grandeurs mécaniques (couple, vitesse). Le couple électromagnétique doit équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique C_r ;
- Le couple des frottements visqueux $f \cdot \Omega$;
- Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor $J \cdot \frac{d\Omega}{dt}$;

D'où l'équation dynamique du mouvement :

$$C_e = \underbrace{C_r + f \cdot \Omega}_{C_{r(\Omega, \theta)}} + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.40)$$

avec ;

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

$C_r(\Omega, \theta)$ peut être en général une expression non linéaire, par exemple :

$$C_r = A\Omega^2 + B\Omega + C_{r0}.$$

Après avoir établi le modèle linéaire de Park (à deux axes) de la MAS triphasée, une autre présentation sera exposée : c'est le modèle à un axe :

1.7 Modèle à un axe de la MAS

Dans le régime de fonctionnement équilibré, la composante homopolaire du système de courants triphasé est nulle. La transformation à un axe consiste à associer au repère biphasé (U;V) un plan complexe en attribuant l'axe réel à l'axe U et l'axe imaginaire à l'axe V. De cette manière, à tout vecteur $[X] = [x_u, x_v]^t$ dans le système (U; V) on associe le vecteur complexe \bar{X} , on établit ainsi une équivalence entre $[X]$ et \bar{X} , telle que :

$$\bar{X} = x_u + jx_v \quad (1.41)$$

avec ;

$$j^2 = -1$$

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

Si on pose :

$$\bar{X} = X \cdot e^{j\theta_x} \quad (\text{forme polaire de } \bar{X}) \quad (1.42)$$

Le vecteur représentatif de \bar{X} dans le plan complexe est défini par son module X et son argument (position angulaire) θ_x (figure 1.4).

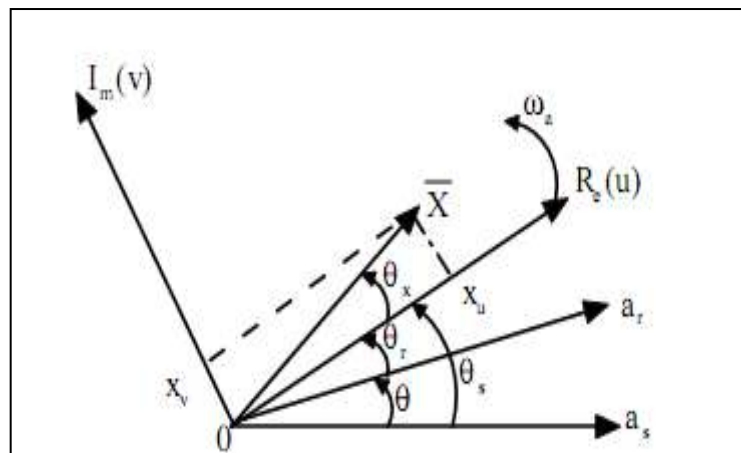


Figure 1.4 : Vecteur représentatif de \bar{X} dans le plan complexe (U; V)

OR_e : Axe des réels.

OI_m : Axe des imaginaires.

En appliquant la transformation à un axe aux grandeurs de la MAS dans le système d'axes généralisé (U; V), on obtient :

$$\bar{V}_s = V_{su} + jV_{sv} ; \bar{I}_s = i_{su} + ji_{sv} ; \bar{\Phi}_s = \Phi_{su} + j\Phi_{sv} \quad (1.43)$$

$$\bar{V}_r = V_{ru} + jV_{rv} ; \bar{I}_r = i_{ru} + ji_{rv} ; \bar{\Phi}_r = \Phi_{ru} + j\Phi_{rv}$$

Avec ces considérations, le modèle à deux axes se réduit à un modèle à un axe définissant le fonctionnement de la MAS à tous les régimes comme suit :

1.7.1 Equations électriques de la MAS triphasée

Le système d'équations de tension (1.18) définissant le modèle de Park généralisé, se réduit à deux équations complexes, par l'usage des formules précédentes (1.43) :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_a \bar{\Phi}_s \quad (1.44)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (1.45)$$

1.7.2 Equations magnétiques de la MAS triphasée/

Par la même transformation, les équations des flux du système (1.19) peuvent être aussi ramenées à deux équations complexes telles que :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (1.46)$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (1.47)$$

1.7.3 Expression du couple électromagnétique

L'expression scalaire du couple électromagnétique (1.32) prend la forme :

$$C_e = p \cdot \Im_m(\bar{\Phi}_s^* \cdot \bar{I}_s) \quad (1.48)$$

La quantité $(\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su})$ est égale à l'imaginaire du produit scalaire des vecteurs :

$\bar{\Phi}_s^*$: Conjugué du vecteur flux $\bar{\Phi}_s$

et \bar{I}_s : Vecteur courant.

Alors :

l'équation mécanique est :

$$C_e = C_r + f\Omega + j \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.49)$$

1.7.4 Représentation du modèle à un axe dans les trois référentiels

Le modèle à un axe de la MAS triphasée nécessite son emploi dans un référentiel donné pour pouvoir décrire tous les régimes de son fonctionnement.

1.7.4.1 Dans le référentiel lié au stator (α, β) :

Sachant que $\theta_a=0, \omega_a = 0$, on associe à toute grandeur $[X] = [x_\alpha, x_\beta]^t$ le vecteur $\bar{X} = x_\alpha + jx_\beta$ (le repère biphasé (α, β) devient un plan complexe). Alors, les équations électriques du stator (1.44) et du rotor (1.45) deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \quad (1.49)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \quad (1.50)$$

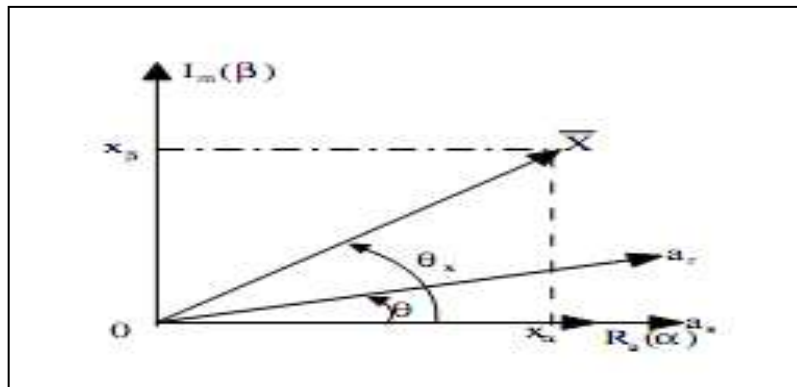


Figure 1.5 : Représentation du vecteur \bar{X} dans le référentiel (α, β)

1.7.4.2 Dans le référentiel lié au rotor (x, y) :

Dans la (fig. 1.6), le vecteur \bar{X} associé aux composantes x_x et x_y est représenté. En tenant compte de la condition :

$$\theta_a = \theta \text{ et } \omega_a = \omega, \text{ donc } \omega_r = 0$$

Les équations de tensions (1.44) et (1.45) s'écrivent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega \bar{\Phi}_s \quad (1.51)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (1.52)$$

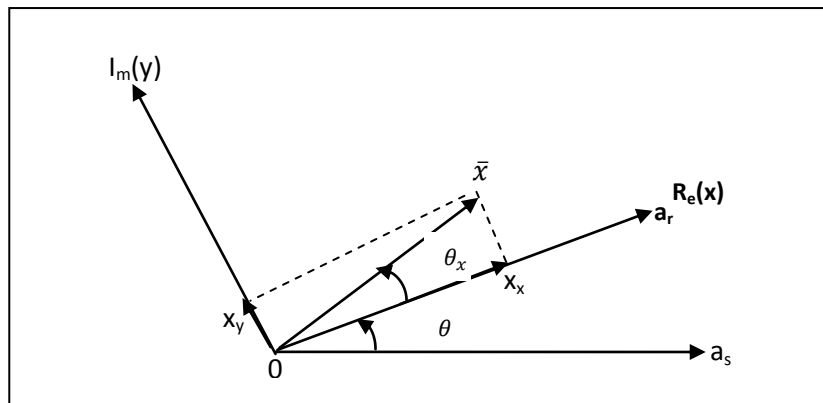


Figure 1.6 : Représentation du vecteur \bar{X} dans le référentiel (x, y)

1.7.4.3 Dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) :

On attribue à toute grandeur $[X] = [x_d; x_q]^t$ dans le système biphasé (d, q) le vecteur \bar{X} , tel que :

$$\bar{X} = x_d + jx_q$$

Sachant que dans ce référentiel :

$$\theta_a = \theta_s, \omega_a = \omega_s, \omega_r = \omega_s - \omega$$

Les équations de tensions statorique (1.43) et rotorique (1.44) s'écrivent alors :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \tag{1.53}$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j(\omega_s - \omega) \bar{\Phi}_r \tag{1.54}$$

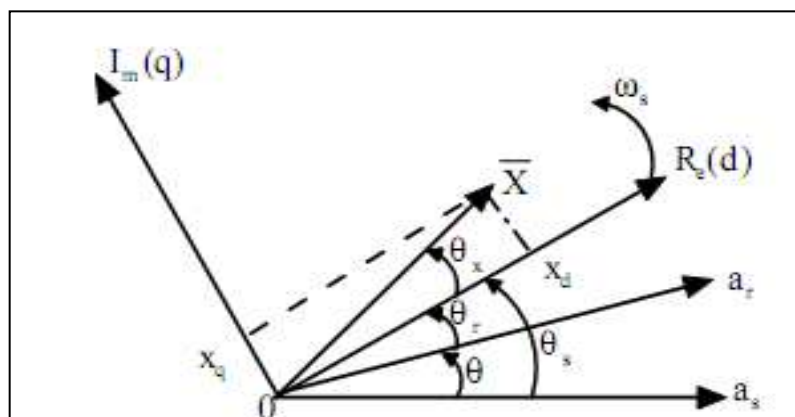


Figure 1.7 : Représentation du vecteur \bar{X} dans le référentiel (d, q) .

Les modèles mathématiques de la MAS triphasée présentés décrivent la dynamique de la machine. Ils sont caractérisés par des paramètres (considérés constants) à identifier. Ces modèles peuvent être utilisés dans l'étude, aussi bien du régime permanent que des régimes transitoires.

Après avoir élaboré le modèle mathématique sous forme dynamique de la MAS, sa première application est sa mise en œuvre dans la simulation numérique, qui est un outil incontournable permettant, d'une part, l'observation et l'analyse de l'évolution des différentes grandeurs régissant le fonctionnement de la MAS, et d'autre part, l'élaboration des lois de commande.

En première étape, on se limitera à établir le schéma de simulation général basé sur le modèle de Park généralisé de la MAS triphasée.

1.8 Schéma de simulation général

La dynamique électromagnétique de la MAS triphasée est représentée par les équations (1.44), (1.47) comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_a \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j(\omega_a - \omega) \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s i_{su} + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (1.55)$$

Au modèle électromagnétique (1.55) (formulation complexe), exprimé dans le repère d'axes généralisé (U,V), les expressions du couple électromagnétique et du mouvement sont associées :

$$C_e = p \cdot \text{Im}(\bar{\Phi}_s^* \cdot \bar{I}_s) \quad (1.56)$$

et ;

$$\begin{cases} C_e - C_r = f\Omega + \frac{d\Omega}{dt} \\ \text{où, } \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (1.57)$$

Toutes ces expressions (1.55), (1.56) et (1.57), définissent le modèle complet généralisé de la MAS triphasée alimentée en tension.

En Simulink sous MATLAB, le schéma de simulation général du modèle complexe est donné ci-après (Fig. 1.8).

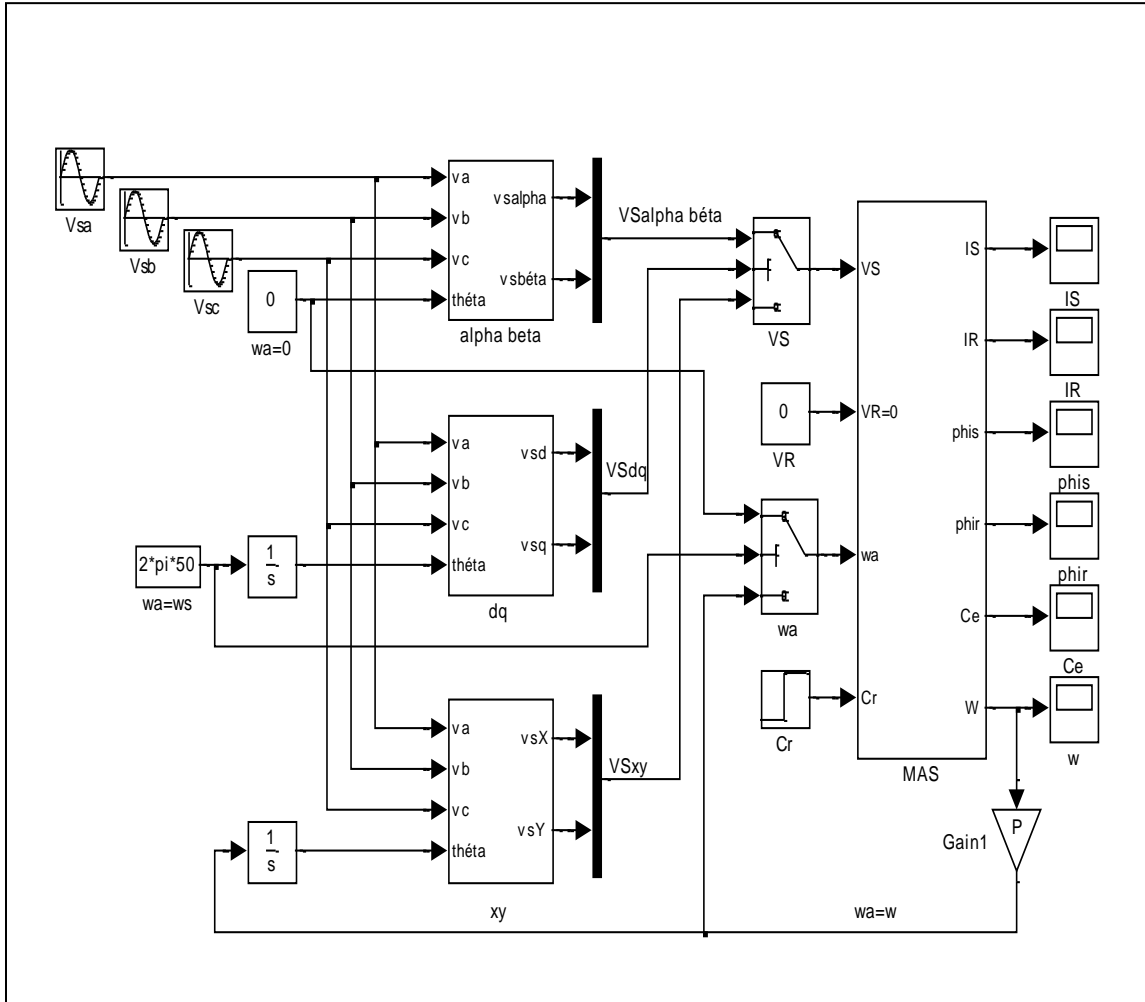


Figure 1.8 : Schéma de simulation du modèle complexe (à un axe) généralisé de la MAS triphasée alimentée en tension

- Modèle en (α, β) : $\omega_a=0$.
- Modèle en (d, q) : $\omega_a=\omega_s$.
- Modèle en (x, y) : $\omega_a=\omega$.

1.9 Conclusion

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

Le modèle de Park linéarisé de la MAS, défini comme modèle de connaissance, est caractérisé par des paramètres électriques et mécaniques dont l'identification par l'une des diverses méthodes existantes est nécessaire. Ces méthodes feront l'objet d'étude dans les chapitres qui suivent.

Chapitre 2

Schémas équivalents de la MAS et méthodes d'identification

2.1. Introduction

Comme il a été procédé au 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);[8] ; [9]. 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 schémas équivalents de la MAS, ensuite on procédera à une revue sommaire d'un ensemble de méthodes conventionnelles d'identification.

2.2 Schémas équivalents de la MAS

Le schéma équivalent est un modèle électrique issu de l'approche de modélisation électrique (équations du circuit). C'est le modèle classique d'étude et de conception de la machine asynchrone ; [10].

L'établissement du schéma équivalent à partir des équations électromagnétiques peut être accompli de différentes manières ; [3].

2.2.1 Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique

La dynamique électromagnétique de la MAS triphasée, fonctionnant en moteur, est régie par les équations (1.44) -(1.47) du modèle de Park généralisé (U; V) établi au chapitre précédent. En introduisant les inductances de fuites statorique l_s et rotorique l_r définies respectivement par :

$$l_s = L_s - M \quad (2.1)$$

et

$$l_r = L_r - M \quad (2.2)$$

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

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \quad (2.3)$$

Les équations aux tensions (1.44) et (1.45) et aux flux (1.46) et (1.47) deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \quad (2.4)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (2.5)$$

$$\bar{\Phi}_s = l_s \bar{I}_s + M \bar{I}_m \quad (2.6)$$

$$\bar{\Phi}_r = l_r \bar{I}_r + M \bar{I}_m \quad (2.7)$$

Ce modèle peut être représenté par le schéma de la fig. 2.1.

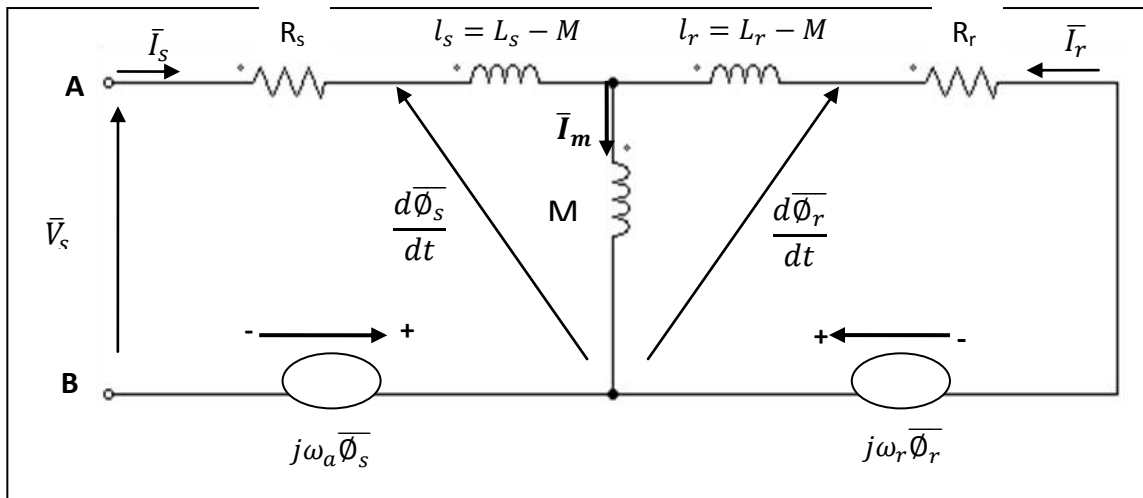


Figure 2.1 : Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique

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

2.2.2 Schéma équivalent dynamique de la MAS dans le repère fixe du stator :

Le modèle généralement adopté pour représenter la dynamique de la MAS est celui décrit dans le repère fixe du stator (α, β) . Alors pour $\omega_a = 0$ et $\omega_r = -\omega$, ce modèle est caractérisé par les équations suivantes :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} \quad (2.8)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M \frac{d\bar{I}_m}{dt} - j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (2.9)$$

La figure 2.2 représente le modèle de la MAS dans le repère fixe au stator en régime dynamique.

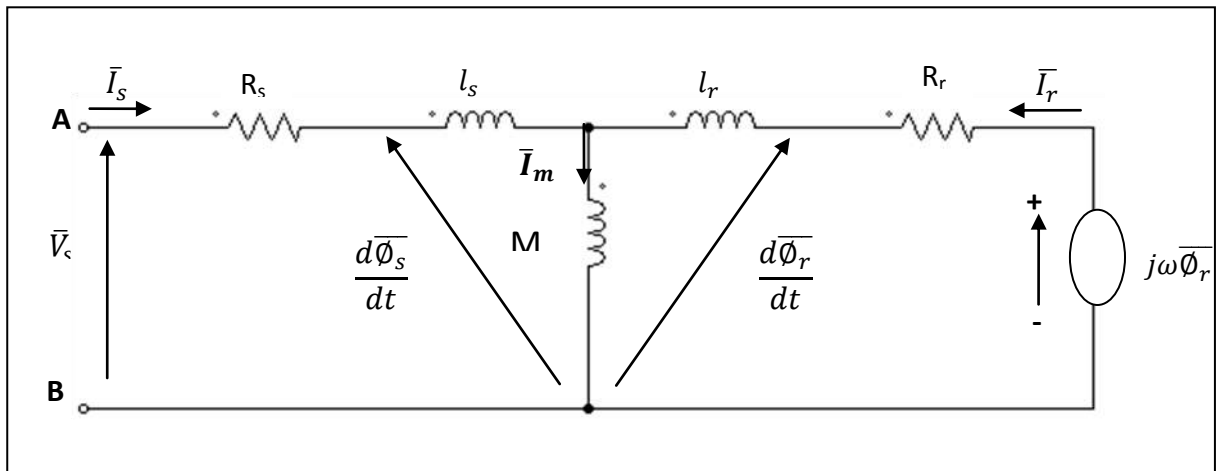


Figure 2.2 : Schéma équivalent de la MAS dans le repère (α, β) en régime dynamique

Ce modèle équivalent présente un inconvénient important : il n'est pas possible d'obtenir séparément, par des essais expérimentaux simples, les valeurs des inductances de fuites statorique l_s et rotorique l_r (il est à noter que comme l'on ne dispose pas d'informations vues du rotor (MAS à cage), la répartition des fuites est arbitraire). De plus, dans le cas de la MAS, distinguer de manière théorique entre inductances de fuites statorique et rotorique est délicat. Le schéma équivalent adopté consiste à ramener les fuites magnétiques soit au stator, soit au rotor ; [9] ; [11].

2.2.3 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent

Dans le repère fixe du stator ($\omega_a = 0$), et en régime quasi-stationnaire ($\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega_s$), les équations (1.49) et (1.50) s'écrivent, en tenant compte des équations (1.44) et (1.46) :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \tag{2.10}$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = (R_r + j\omega_r L_r)\bar{I}_r + j\omega_r M\bar{I}_s \tag{2.11}$$

Sachant que : $\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega_s$, si l'on divise l'équation (2.11) par le glissement g , qui n'est jamais nul en pratique, on obtient :

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r \right) \bar{I}_r + j\omega_s M \bar{I}_s \quad (2.12)$$

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 :

$$\bar{I}_r = a \bar{I}'_r \quad (2.13)$$

Où ;

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

En portant le changement de variable adopté dans (2.10) et (2.12), ces équations deviennent :

$$\bar{V}_s = (R_s + jL_s\omega_s)\bar{I}_s + j\omega_s M' \bar{I}'_r \quad (2.14)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + jL'_r\omega_s \right) \bar{I}'_r + j\omega_s M'' \bar{I}_s \quad (2.15)$$

avec ;

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

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

$$M' = aM$$

Grandeurs ramenées au stator.

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

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

et ,

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

Les équations (2.14) et (2.15) s'écrivent alors comme suit :

$$\bar{V}_s = (R_s + jl_s\omega_s)\bar{I}_s + j\omega_s M' \bar{I}'_r \quad (2.16)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + jl'_r\omega_s \right) \bar{I}'_r + j\omega_s M' \bar{I}_s \quad (2.17)$$

avec ;

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

Ces deux dernières équations permettent d'établir le schéma équivalent de la MAS en régime permanent (fig. 2.3).

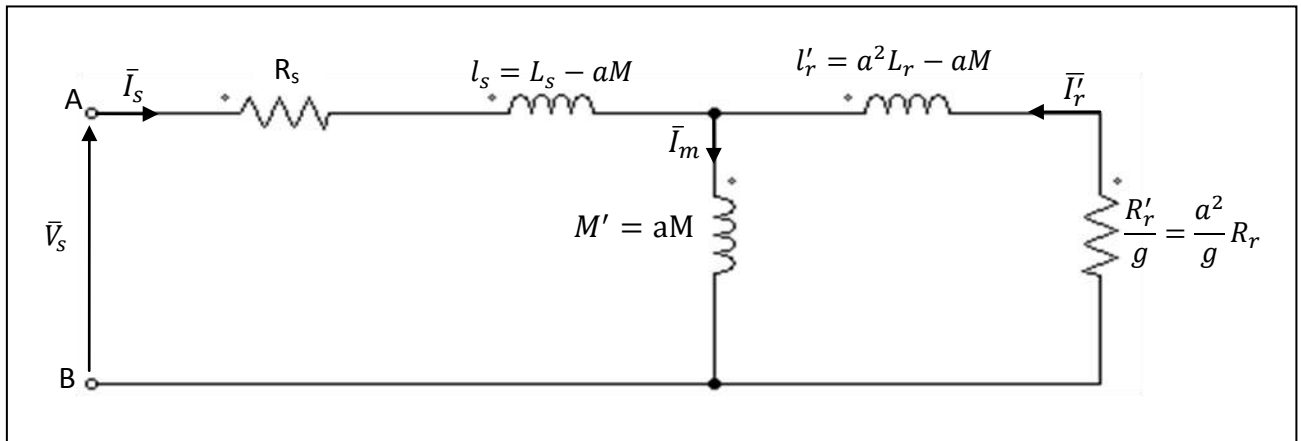


Figure 2.3 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent

Le modèle de la figure (2.3) ainsi obtenu est considéré comme celui du transformateur statique en court-circuit avec une résistance secondaire ramenée au primaire qui vaut $\frac{R'_r}{g}$: C'est le modèle le plus proche de la représentation physique (réelle) d'une machine asynchrone. En négligeant 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) ; **[12]**, à identifier par l'une des diverses méthodes existantes.

$\frac{R'_r}{g}$: élément symbolise l'équivalent électrique de la puissance mécanique que doit développer l'arbre du moteur ; **[N-S]**.

2.2.4 Calcul de l'impédance totale vue du stator

Pour mieux simplifier les calculs, les termes de réactances équivalentes aux inductances, sont introduits pour présenter le schéma équivalent de la figure 2.3 comme suit :

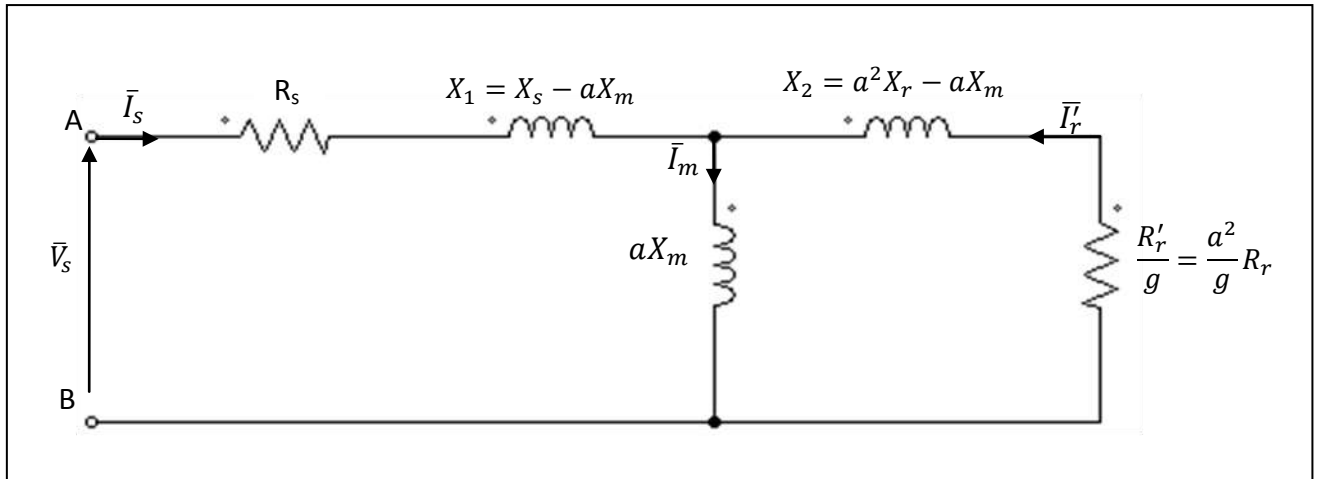


Figure 2.4 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent ramené au stator

Les paramètres constituant ce modèle sont définis comme suit :

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

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

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

$X_m = \omega_s M$: Réactance de magnétisation

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

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

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

Il est important de noter que le changement de variable $I_r = aI'_r$ est adopté en sorte que l'entrée du stator reste inchangée (la tension \bar{V}_s et le courant \bar{I}_s n'ont pas été modifiés);[10];[13]. Alors, l'impédance totale par phase vue du stator (dipôle AB) peut se déduire du circuit équivalent de la figure 2.4 :

$$\bar{Z}_e = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s} = R_s + jX_1 + \frac{jaX_m \left[\frac{R'_r}{g} + jX_2 \right]}{\frac{R'_r}{g} + jX_r} \quad (2.18)$$

Soit, après calcul :

$$\bar{Z}_e = R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{\frac{R_r}{g} + jX_r} \quad (2.19)$$

On pose :

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

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

$$R_e = R_s + \frac{X_m^2 \frac{R_r}{g}}{\frac{R_r^2}{g^2} + X_r^2} = R_s + \frac{\omega_s^2 M^2 \frac{R_r}{g}}{\frac{R_r^2}{g^2} + \omega_s^2 L_r^2} \quad (2.20)$$

$$X_e = X_s - \frac{X_m^2 X_r}{\frac{R_r^2}{g^2} + X_r^2} = \omega_s L_s - \frac{\omega_s^2 M^2 \omega_s L_r}{\frac{R_r^2}{g^2} + \omega_s^2 L_r^2} \quad (2.21)$$

L'expression (2.19) définissant l'impédance d'entrée Z_e est indépendante de la constante « a », d'autre part, ses composantes R_e et X_e sont exprimées en fonction des paramètres (R_s , L_s , R_r , L_r et M) qui doivent faire l'objet d'une identification.

Un choix judicieux de « a » permet d'avoir différents schémas équivalents qui peuvent être; **[10]** :

- 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 modèles particuliers, fréquemment utilisés, à savoir :

2.2.4.1 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator :

Dans ce modèle, a 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 par :

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

et,

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

- La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

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

avec ;

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

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

Le schéma équivalent de la MAS en T de la Fig. 2.3 devient :

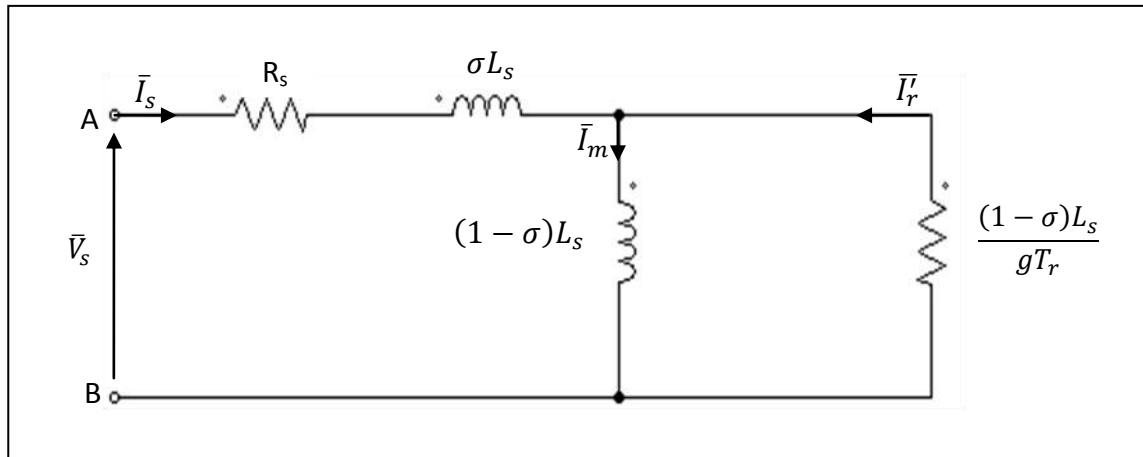


Figure 2.5 : Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites totalisées dans le stator

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;[2] :

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

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. D'autre part, il est très utilisé lors du contrôle vectoriel du moteur asynchrone ; [2]; [12].

2.2.4.2 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'inductance des fuites totalisées dans le rotor :

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

- L'inductance magnétisante ramenée:

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

- La résistance rotorique ramenée :

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

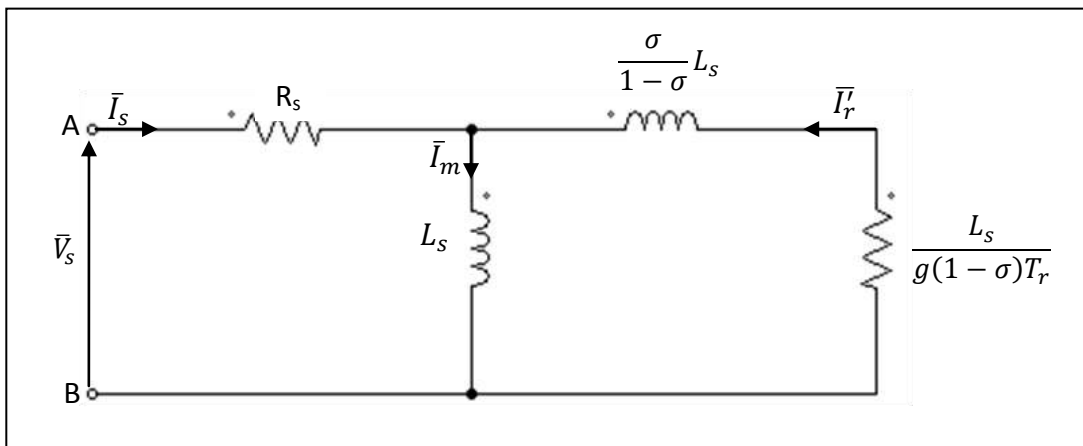


Figure 2.6 : Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites totalisées dans le rotor

Comme dans le modèle précédemment présenté, le nombre des paramètres électriques à identifier se limite à quatre :

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

2.2.4.3 Schéma équivalent à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

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

$$l_s = l'_r \quad (\text{hypothèse de P. Alger}).$$

Il vient donc:

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

d'où,

$$a = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}}$$

et par suite :

- L'inductance magnétisante ramenée : $M' = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} M = \sqrt{1 - \sigma} L_s$
- L'inductance de fuites statorique : $l_s = L_s(1 - \sqrt{1 - \sigma})$
- L'inductance de fuites rotorique ramenée : $l'_r = l_s = L_s(1 - \sqrt{1 - \sigma})$
- La résistance rotorique ramenée : $R'_r = \left(\frac{L_s}{L_r}\right)^2 R_r = \frac{L_s}{L_r} R_r = \frac{L_s}{T_r}$

Le schéma équivalent défini par les paramètres précités est donnée par la figure 2.7.

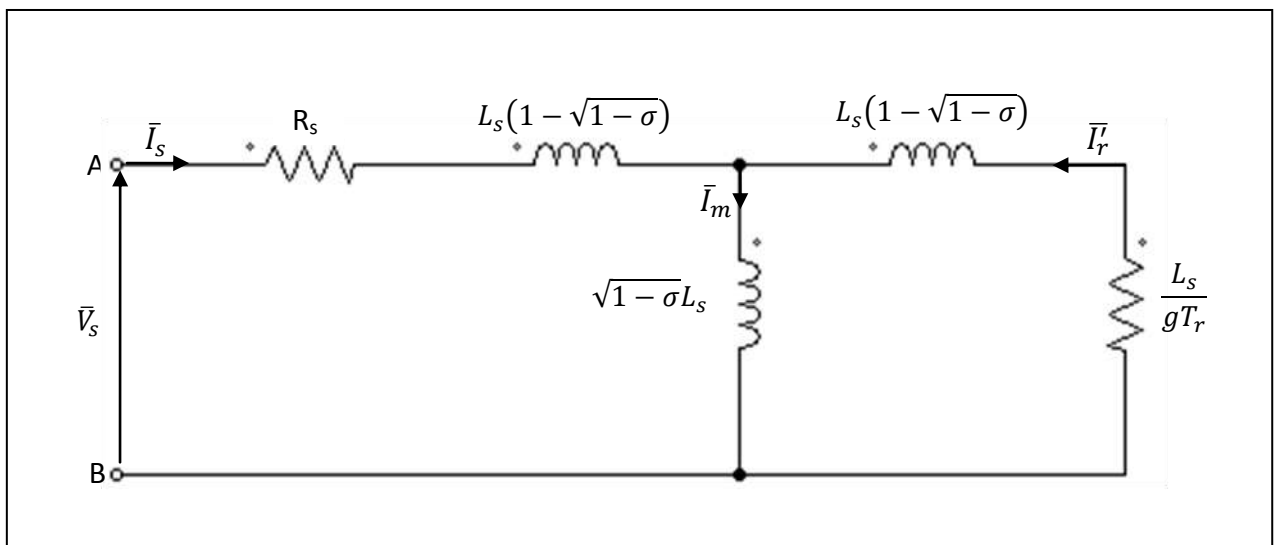


Figure 2.7 : Schéma équivalent de la MAS ramené au stator à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

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

Alimentés à tension imposée, les trois modèles exposés ci-dessus, présentent la même impédance totale vue du stator quelque soit la valeur « a » non nulle, et par conséquent ils ont tous les mêmes caractéristiques globales telles que le courant, la puissance absorbée, etc...

Indépendamment de la constante « a », les composante R_e et X_e de l'impédance Z_e sont respectivement définies par :

$$R_e = R_s + \omega_s L_s \frac{g\omega_s T_r}{1+(g\omega_s T_r)^2} (1 - \sigma) \tag{2.22}$$

$$X_e = \omega_s L_s \left[1 - \frac{(g\omega_s T_r)^2}{1 + (g\omega_s T_r)^2} (1 - \sigma) \right] \quad (2.23)$$

avec ;

$$g\omega_s = \omega_r : \text{Pulsation rotorique (ou de glissement)}$$

Les expressions ainsi obtenues sont en fonction des quatre paramètres électriques (R_s , L_s , σ et T_r), et de la pulsation rotorique ω_r qui varie avec le couple de charge.

2.2.5 Schéma équivalent avec pertes fer

Pour tenir compte des pertes dans le fer, une résistance R_F est classiquement insérée en parallèle avec l'inductance magnétisante M dans le modèle généralisé de la MAS en régime permanent illustré sur la Fig. 2.8. Le courant qui traverse cette résistance est défini par :

$$\bar{I}_m + \bar{I}_F = \bar{I}_s + \bar{I}'_r \quad (2.24)$$

et

$$R_F \bar{I}_F = M \bar{I}_m \quad (2.25)$$

Les équations aux tensions et aux flux, aussi bien pour le stator que pour le rotor restent inchangées ; [14].

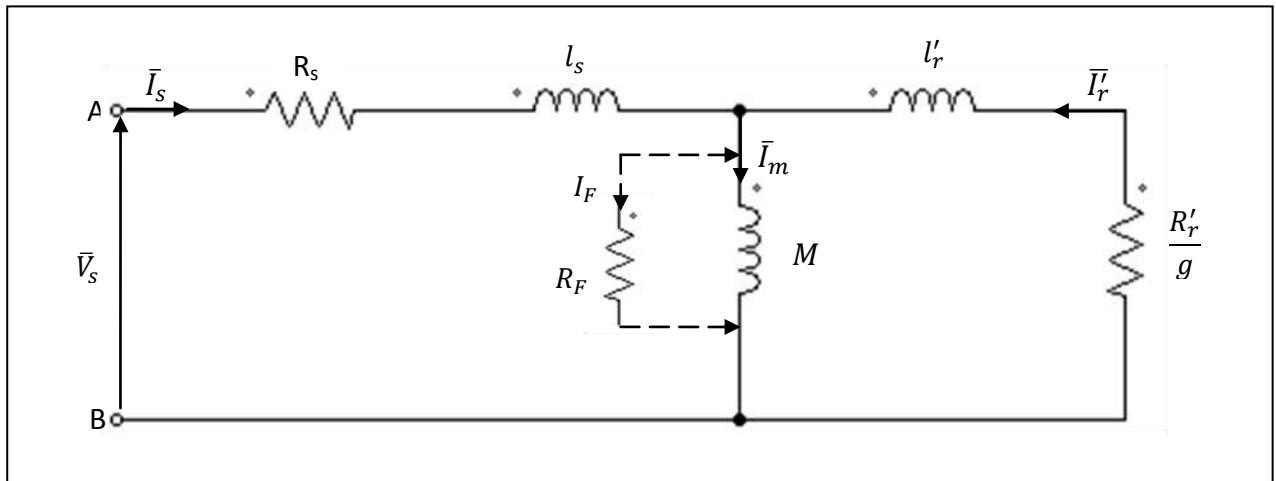


Figure 2.8 : Schéma équivalent de la MAS ramené en régime permanent avec pertes fer.

La modélisation par un schéma équivalent a permis de présenter la MAS par différentes configurations basées sur le modèle de Park dont l'identification de ses paramètres est nécessaire avant d'envisager tout projet.

L'insuffisance des données fournies par le constructeur pour déterminer ces paramètres et la difficulté de leur mesure directe, font intervenir l'identification paramétrique par plusieurs approches. Dans ce qui suit, on procèdera aux méthodes d'identification conventionnelles pour déterminer les paramètres électriques, et ensuite on passera à l'identification des paramètres mécaniques.

2.3 Identification des paramètres électriques

2.3.1 Méthode de la plaque signalétique

Cette méthode [15];[16], permet une estimation grossière (très approximative), directe et rapide des paramètres électriques de la MAS tout en employant les indications (nominales) de la plaque signalétique telle que : V_S , I_S , f_S , $\cos \phi_S$, et g_N (pulsation ω_r). En supposant que $L'_r = M$ (fuites totalisées dans le stator) et que la machine est sans pertes, donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma = \frac{1 - \cos \phi}{1 + \cos \phi} \quad ; \\ T_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\frac{1}{\sigma}} \quad ; \\ l_s = \frac{V_S \sqrt{\sigma}}{I_S \omega_s} \quad ; \\ M = L'_r = l_s \frac{1 - \sigma}{\sigma} ; \\ L_s = M + l_s \quad ; \\ R'_r = \frac{L'_r}{T_r} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

avec ;

$$\omega_s = 2\pi f_s ;$$

$$\omega_r = g_N \omega_s = \omega_s - \omega$$

Cette première approche est appropriée à l'identification de la MAS triphasée aussi bien à rotor bobiné (à bagues) qu'à rotor à cage d'écuréuil.

2.3.2 Méthode des essais classiques

Cette méthode [15] ; [16], consiste en la mesure par phase, 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 ($g = 1$).

Les puissances mesurées sont utilisées pour évaluer les composantes R_e et X_e de l'impédance d'entrée Z_e , qui sont en fonction des paramètres recherchés, comme suit :

$$R_e = \frac{P}{p^2+Q^2} V_s^2 = \frac{P}{I_s^2} \quad (2.27)$$

$$X_e = \frac{Q}{p^2+Q^2} V_s^2 = \frac{Q}{I_s^2} \quad (2.28)$$

2.3.2.1 Identification de la MAS à rotor à cage

Fonctionnant en moteur, la MAS à rotor à cage d'écurueil est la plus répandue dans l'industrie, mais elle présente un problème délicat d'accessibilité de son rotor à l'expérimentation.

Il est impossible de mesurer séparément les vrais paramètres R_r, L_r et M qui figurent dans les modèles de simulation ; [17]. Les essais classiques envisagés permettent de déterminer tous les paramètres électriques du schéma équivalent à fuite totalisées dans le stator (figure 2.5), à savoir : L_s, σ et T_r , et par conséquent de déduire M', L'_r et R'_r . La résistance R_s est aisément déterminée par l'essai à courant continu.

- **Mesure des résistances**

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.

- **Essai à vide**

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 : lorsque ($g \approx 0$) :

$$\bar{V}_s = \bar{V}_{s0}$$

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

Dans le schéma équivalent de la figure 2.5, la branche correspondante au secondaire est ouverte ($\frac{R_r}{g} \rightarrow \infty$). Le circuit à vide devient :

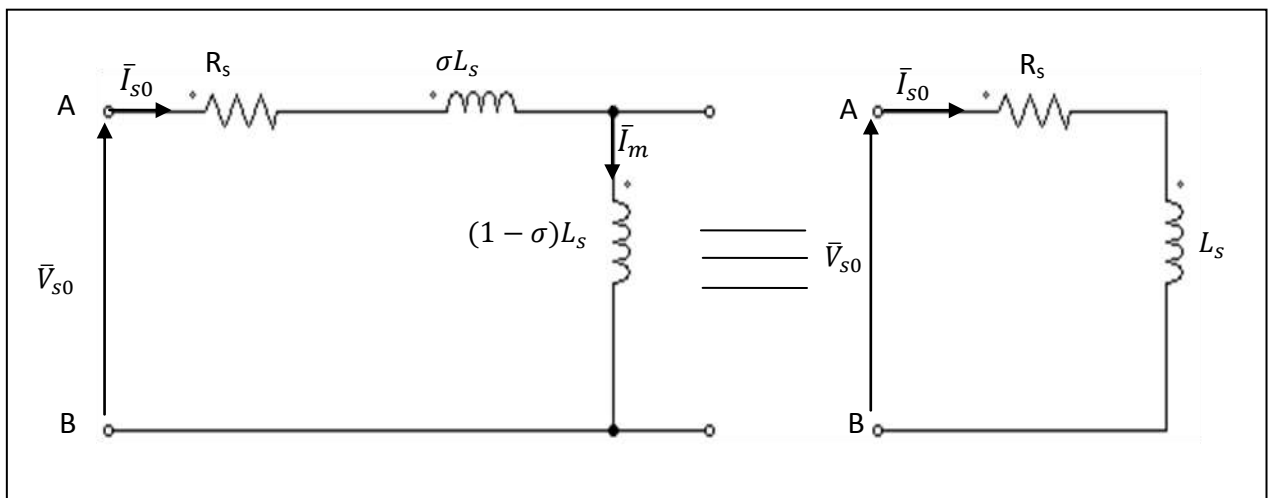


Figure 2.9 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide

Cet essai à vide permet de déterminer R_{e0} et X_{e0} par la mesure en triphasé de P_0 , Q_0 et V_{s0} , soient :

$$Z_{e0} = R_{e0} + jX_{e0}$$

donc :

$$R_{e0} = \frac{P_0}{P_0^2 + Q_0^2} V_{s0}^2 = R_s \quad (2.29)$$

$$X_{e0} = \frac{Q_0}{P_0^2 + Q_0^2} V_{s0}^2 = \omega_s L_s \quad (2.30)$$

avec ;

V_{s0} : Tension statorique à vide

P_0 : Puissance active absorbée à vide

Q_0 : Puissance réactive absorbée à vide

- 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) ; [9];[18].

En tenant compte de la réactance magnétisante $X_m = \omega_s M'$ qui est d'au moins d'un ordre de grandeur supérieur à la résistance rotorique R'_r à $g = 1$, le schéma équivalent déduit de cet essai est celui de la figure 2.10.

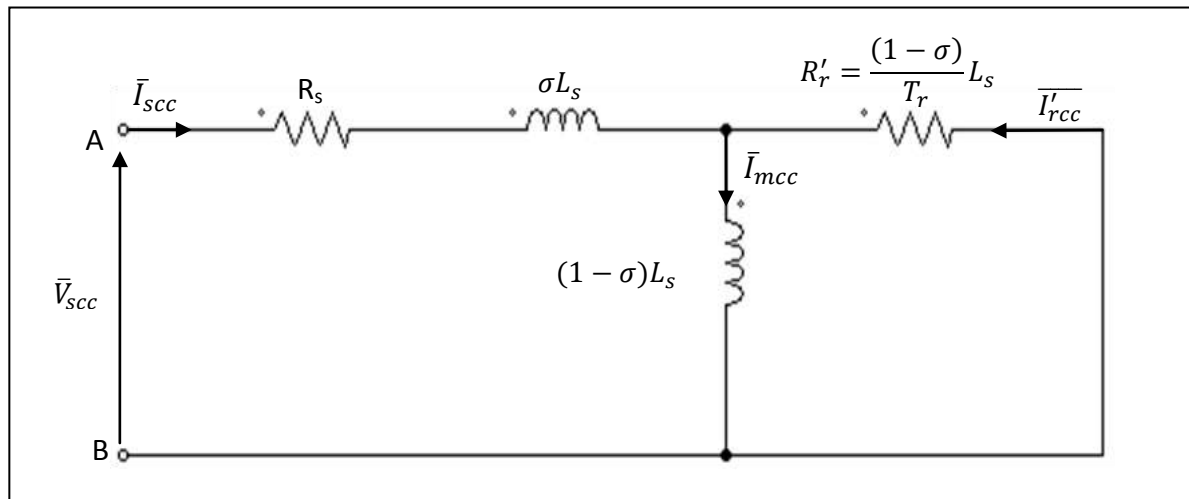


Figure 2.10 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué.

Les composantes R_{ecc} et X_{ecc} de l'impédance d'entrée en court-circuit, qui sont en fonction des paramètres du schéma de la figure 2.10, sont calculées à partir des mesures de P_{cc}, Q_{cc} et V_{cc} :

$$Z_{ecc} = R_{ecc} + jX_{ecc}$$

d'où :

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = R_s + \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{\omega_s T_r}{1 + \omega_s^2 T_r^2} \tag{2.31}$$

$$X_{ecc} = \frac{Q_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = \omega_s L_s - \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{\omega_s^2 T_r^2}{1 + \omega_s^2 T_r^2} \tag{2.32}$$

avec ;

V_{scc} : Tension statorique à rotor bloqué

P_{cc} : Puissance active absorbée à rotor bloqué.

Q_{cc} : Puissance réactive absorbée à rotor bloqué.

Les paramètres sont obtenus par la résolution du système d'équation non linéaire (2.29-2.32).

Alimentée à tension réduite et à fréquence nominale à l'arrêt ($g = 1$), la machine est loin d'être saturée, car le courant magnétisant est très faible et la réactance de magnétisation est considérée infinie (l'hypothèse de Kapp pour le transformateur); [18].

Le schéma simplifié de la figure 2.11 permet de déterminer la résistance rotorique ramenée R'_r et l'inductance des fuites globales σL_s .

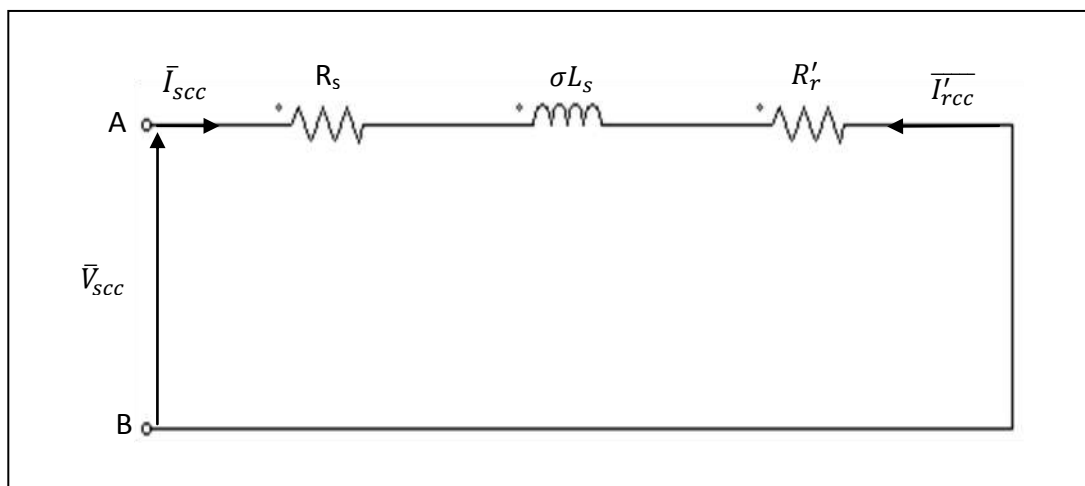


Figure 2.11 : Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué.

L'impédance de court circuit Z_{ecc} peut s'écrire :

$$Z_{ecc} = R_{ecc} + jX_{ecc}$$

d'où

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = R_s + R'_r \quad (2.33)$$

Sachant R_s , alors :

$$R'_r = R_{ecc} - R_s \quad (2.34)$$

et

$$X_{ecc} = \sigma L_s \quad (2.35)$$

Connaissant d'après l'essai à vide ($g \approx 0$) L_s liée à la tension de mesure, on peut déduire le coefficient de dispersion totale σ , et donc on peut calculer :

$$L'_r = (1 - \sigma)L_s = M' \quad (2.36)$$

et,

$$T_r = \frac{L'_r}{R'_r} \quad (2.37)$$

Pour obtenir les paramètres de l'essai en court-circuit correspondants aux conditions nominales de la machine, on suppose que le courant de court-circuit est proportionnel à la tension d'alimentation;[10];[12].

2.3.2.2. Identification de la MAS à rotor bobiné

La machine asynchrone à rotor bobiné (à bagues) a l'avantage d'avoir son circuit rotorique accessible à la mesure directe de ses paramètres par des essais classiques qui s'apparentent à ceux du transformateur.

- **Mesure des résistances**

A l'aide d'un essai en courant continu, on détermine par la méthode volt-ampèremétrique les résistances R_s et R_r relatives respectivement à une phase du stator et une phase du rotor.

- **Méthode statique du quadripôle ; [19]**

Le fonctionnement de la MAS en régime permanent est régi par un système simple de deux équations défini en notation complexe (modèle dit à un axe) comme suit :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \quad (2.38)$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right)\bar{I}_r + j\omega_s M\bar{I}_s \quad (2.39)$$

L'accès électrique simultané du stator et du rotor permet de réaliser des essais classiques basés sur la méthode statique du quadripôle en triphasé (machine à l'arrêt). La figure 2.12 de la MAS assimilée à un quadripôle est définie par les équations aux tensions suivantes :

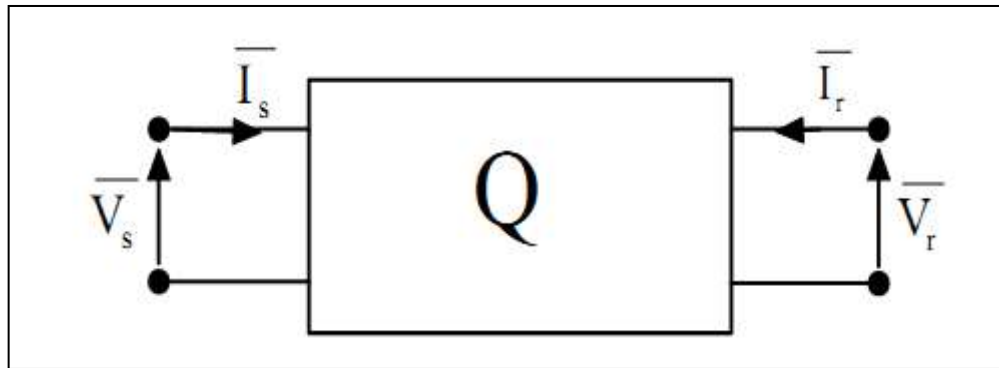


Figure 2.12 : MAS assimilée à un quadripôle

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \quad (2.40)$$

$$\bar{V}_r = (R_r + j\omega_s L_r)\bar{I}_r + j\omega_s M\bar{I}_s \quad (2.41)$$

- **Essai à rotor ouvert**

Le rotor étant ouvert ($I_r = 0$), le stator est alimenté par un système de tensions triphasé équilibré. A tensions (V_{s0}) variables et à fréquence nominale f_s , on relève le courant de ligne I_{s0} et la tension rotorique induite $V_r = U_r/\sqrt{3}$. D'après (2.40) on aura :

$$\bar{V}_{s0} = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_{s0}$$

d'où:

$$L_s = \frac{1}{2\pi f_s} \sqrt{\left(\frac{V_{s0}}{I_{s0}}\right)^2 - R_s^2} \quad (2.42)$$

Si l'on considère la non saturation du circuit magnétique de la machine, le rapport V_{s0}/\bar{I}_{s0} est déterminé par la pente de la partie linéaire de la caractéristique à vide $V_{s0} = f(I_{s0})$.

L'équation (2.41) permet de calculer la mutuelle stator-rotor :

$$M_{s-r} = \frac{\bar{V}_{r0}}{\omega_s \bar{I}_{s0}} \quad (2.43)$$

et le rapport de transformation à rotor ouvert :

$$m_{s0} = \frac{\bar{V}_{s0}}{\bar{V}_{r0}} \quad (2.44)$$

- **Essai à stator ouvert**

Le stator est ouvert ($\bar{I}_s = 0$), le rotor est alimenté à tensions triphasées équilibrées variables V_r et à fréquence nominale. L'équation (2.41) devient :

$$\bar{V}_{r0} = (R_r + j\omega_s L_r) \bar{I}_{r0} \quad (2.45)$$

d'où

$$L_r = \frac{1}{2\pi f_s} \sqrt{\left(\frac{\bar{V}_{r0}}{\bar{I}_{r0}}\right)^2 - R_r^2} \quad (2.46)$$

et la mutuelle rotor-stator :

$$M_{r-s} = \frac{\bar{V}_s}{\omega_s \bar{I}_{r0}} \quad (2.47)$$

Le rapport de transformation à stator ouvert est donné par :

$$m_{r0} = \frac{\bar{V}_{r0}}{\bar{V}_{s0}} \quad (2.48)$$

Si les deux essais à vide à l'arrêt, sont réalisés de façon à produire le même niveau de flux, donc le même état magnétique, on doit avoir $M_{sr} = M_{rs}$. On se ramène à un terme unique en posant ; **[20]**:

$$M_0 = \sqrt{M_{sr} M_{rs}} \quad (2.49)$$

Il est intéressant de calculer la constante de temps rotorique T_r et le coefficient de dispersion σ :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.50)$$

et

$$\sigma = 1 - \frac{M_0^2}{L_s L_r} \quad (2.51)$$

Le coefficient σ peut-être aussi évalué à partir des rapports de transformation à rotor ouvert m_{s0} et à stator ouvert m_{r0} :

$$\sigma = 1 - \frac{1}{m_{s0} m_{r0}} \quad (2.52)$$

Les essais à vide à l'arrêt permettent d'étudier la variation des inductances en fonction de l'état magnétique de la machine donc en fonction de la tension et du courant appliqués, les phénomènes de dispersion peuvent être clairement constatés en traçant $V_{r0} = f(V_{s0})$ pour les deux essais sur le même graphe.

- **Essai à rotor en court-circuit et bloqué**

Si le rotor est mis en court-circuit ($\bar{V}_r = 0$) et bloqué ($g=1$), l'équation (2.39) vérifie :

$$0 = (R_r + j\omega_s L_r)\bar{I}_{rcc} + j\omega_s M\bar{I}_{scc} \quad (2.53)$$

d'où,

$$M = \frac{1}{2\pi f_s} \frac{I_{rcc}}{I_{scc}} \sqrt{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2} \quad (2.54)$$

Loin de la saturation, la caractéristique du court-circuit $I_{rcc} = f(I_{scc})$ est pratiquement linéaire

- **Essai à stator en court-circuit et rotor bloqué**

En court-circuitant le stator ($V_s = 0$), le rotor bloqué ($g=1$), est alimenté à fréquence nominale (configuration de la MAS inverse), et l'équation (2.39) vérifie :

$$0 = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_{scc} + j\omega_s M\bar{I}_{rcc} \quad (2.55)$$

d'où,

$$M = \frac{1}{2\pi f_s} \frac{I_{scc}}{I_{rcc}} \sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_s)^2} \quad (2.56)$$

Les expressions (2.54) et (2.56) servent de support de validation de L_s et L_r .

2.3.2.3 Identification de la résistance due aux pertes fer

Lors de fonctionnement de la MAS en moteur à vide, la puissance active absorbée P_0 représente la somme des pertes suivantes;[14];[18] :

- Les pertes ohmiques statoriques: (par effet joule dues au courant statorique) : $P_{js} = 3R_s I_{s0}^2$.
- Les pertes ferromagnétiques (dites pertes dans le fer) dues à la variation du flux: P_{Fe} .
- Les pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation : P_{mec}
- En effet la puissance active à vide P_0 est donnée par :

$$P_0 = P_{js0} + P_{Fe} + P_{mec} \quad (2.57)$$

Le total des pertes constantes ($P_{Fe} + P_{mec}$) est calculé par :

$$P_{Fe} + P_{mec} = P_0 - P_{js0} \quad (2.58)$$

La séparation de ces pertes est obtenue par un essai à vide à tension variable, cet essai consiste à alimenter le moteur à vide à sa fréquence nominale et mesurer le courant statorique et la puissance active, en faisant varier la tension sur une plage où la vitesse doit demeurer constante afin de conserver la constance des pertes mécanique qui sont tributaires de la vitesse. A fréquence statorique constante, les pertes fer varient proportionnellement au carré de la tension d'alimentation; [2].

En traçant la variation de $(P_0 - P_{js0})$ en fonction du carré de la tension qui est pratiquement une droite qu'on extrapole jusqu'à $V_{s0} = 0$, ainsi on obtient les P_{mec} qui sont indépendantes de la tension (Fig 2.13). Les P_{Fe} sont déduites par :

$$P_{Fe} = P_0 - P_{js0} - P_{mec} \quad (2.59)$$

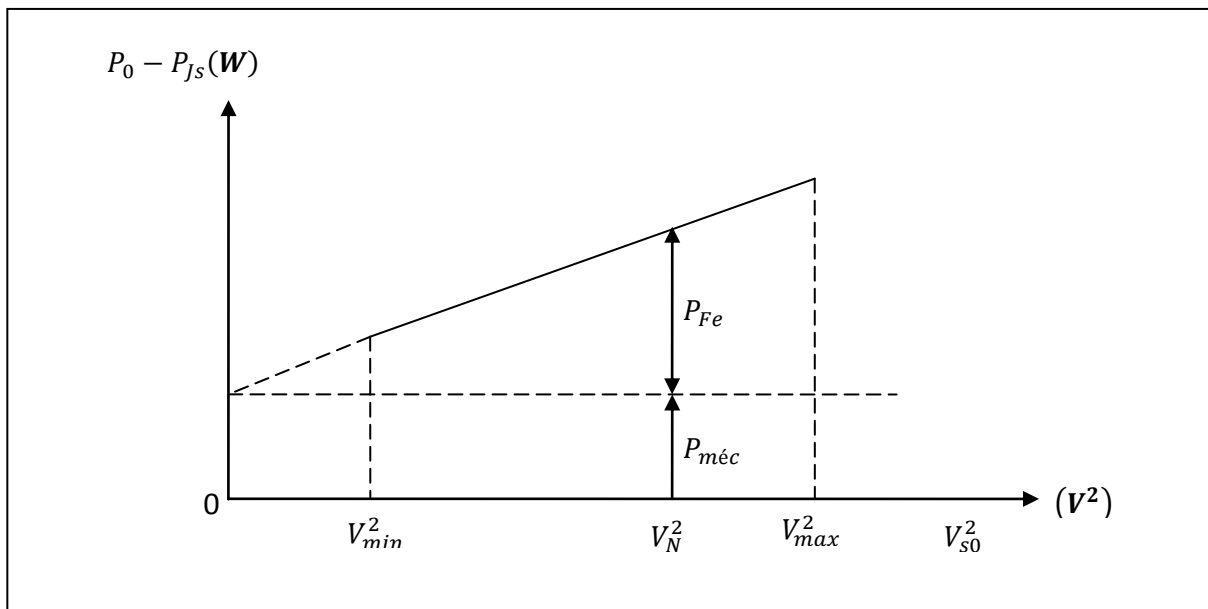


Figure 2.13 : Méthode de séparation des pertes

Les pertes fer, ainsi déterminées, sont modélisées par une résistance R_F insérée en parallèle à l'inductance magnétisante (figure 2.14), qu'on peut calculer par :

$$R_F = \frac{P_{Fe}}{I_F^2} \quad (2.60)$$

$$I_F = \frac{P_0}{V_{s0}} \quad (2.61)$$

où,

I_F : courant actif traversant R_F .

Ce qui donne finalement :

$$R_F = P_{Fe} \left(\frac{V_{s0}}{P_0} \right)^2 \quad (2.62)$$

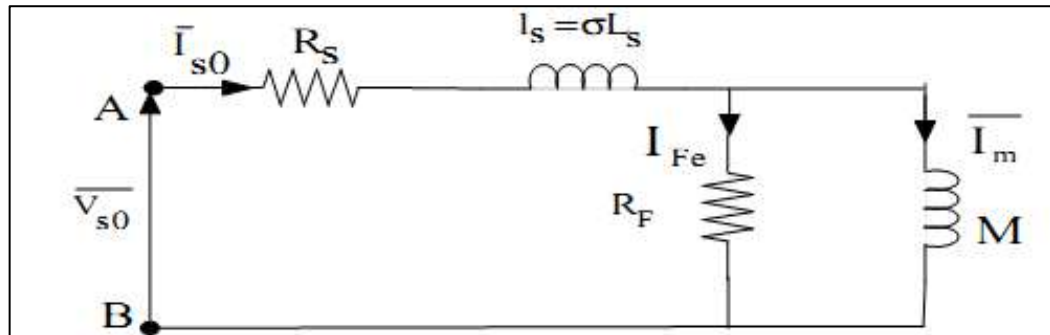


Figure 2.14 : Schéma équivalent de la MAS à vide avec pertes fer

2.3.3 Identification en ligne (on-line) par calcul de puissances

2.3.3.1 Variation des paramètres de la MAS ; [11];[21]

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices adoptées, les modèles de la MAS triphasée décrits précédemment sont considérés invariants et à paramètres constants, ce qui rend l'identification paramétrique peu précise. En pratique, les paramètres des machines électriques dépendent du point de fonctionnement et évoluent au cours du temps, principalement, en fonction de l'état magnétique de la machine et de sa température.

- **Variation des résistances**

La variation des résistances statoriques et rotoriques est due principalement à deux effets :

- L'effet thermique : la résistivité des matériaux conducteurs (enroulements et barres) varie en fonction de la température, approximativement, par la relation linéaire :

$$R = R_0(1 + \alpha T)$$

Où ; R_0 est la résistance du matériau à 0 degrés Celsius, α est le coefficient de température dépendant du matériau et T est la température exprimée en degrés Celsius.

- L'effet pelliculaire : la répartition non homogène de la densité de courant dans les conducteurs est à l'origine de l'apparition de l'effet de peau, problème très marqué au niveau du rotor dans les machines à cage (conducteurs massifs). Ce phénomène est d'autant plus important que la fréquence de fonctionnement est élevée, ce qui entraîne l'augmentation des résistances.

- **Variation des inductances**

La variation des inductances, quant à elle, est due à la saturation magnétique des matériaux ferromagnétiques de la machine, à cause de la non-linéarité du circuit magnétique. Alors, les inductances ont tendance à diminuer lors de la saturation de la machine, et leurs valeurs maximales peuvent être définies dans des zones magnétiquement linéaires;[11].

2.3.3.2 Identification en ligne (on-line)

En vue de tenir compte des variations paramétriques précitées, on a souvent recours à l'identification des paramètres de la MAS en ligne (on-line). Cette méthode, appelée aussi : identification en cours de fonctionnement (ou en temps réel), est très intéressante pour plusieurs raisons ; elle permet :

- de donner instantanément les paramètres de la machine en temps réel et selon son point de fonctionnement. Cela pourrait être très favorable pour les contrôles vectoriels et adaptatifs, dont la sensibilité des paramètres en influe fortement; [22]; [23].
- de suivre l'évolution des paramètres du système, pour s'assurer de leurs variations (diagnostic en temps réel); [23].

A cet égard, on propose d'identifier, en temps réel, le modèle de Park à quatre paramètres par un essai en simulation, dont le principe consiste à calculer les puissances active P et réactive Q de la machine en régime établi, à partir des tensions et des courants par les relations suivantes :

$$P = \Re_e (\bar{V}_s \cdot \bar{I}_s^*)$$

et,

$$Q = \Im_m (\bar{V}_s \cdot \bar{I}_s^*)$$

Lors de cet essai, l'identification se fait en deux étapes : à vide ($g=0$) et en court circuit ($g=1$), ou plus généralement, en charge ($\forall g$). Cette procédure est illustrée par le schéma de principe de la figure 2.15.

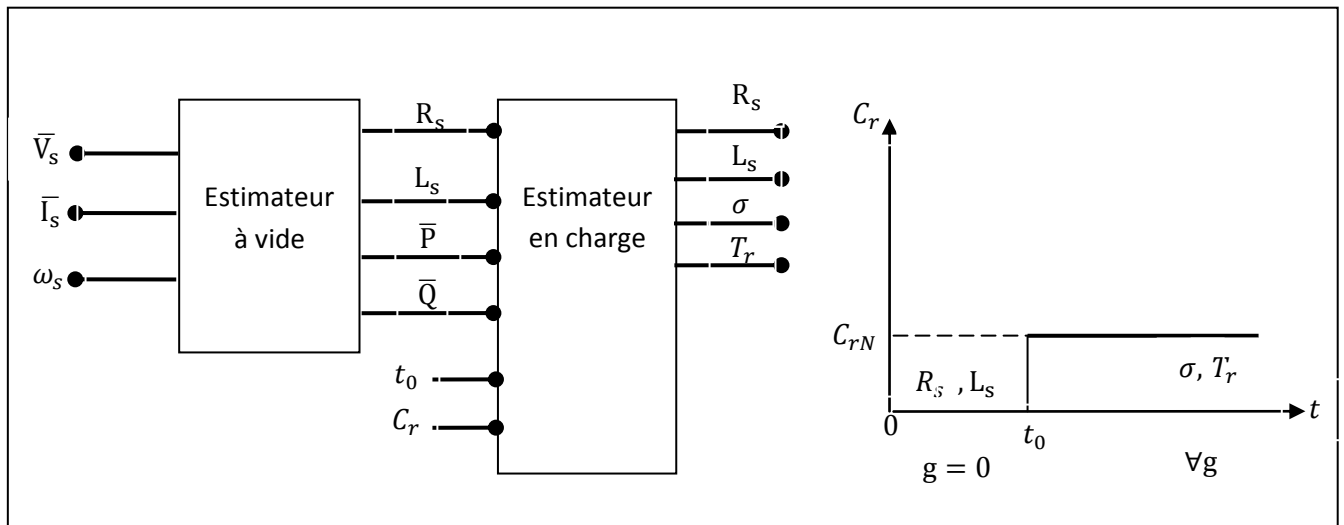


Figure 2.15 : Schéma de principe de l'identification en ligne par simulation

L'identifieur qui apparaît dans le schéma, regroupe deux estimateurs: à vide, avant l'instant t_0 (estimation de R_s et L_s) et en charge, après l'application d'un couple C_r (estimation de σ et T_r).

2.4 Représentation du modèle de Park par la fonction de transfert

Mathématiquement, les moteurs électriques peuvent être représentés par des modèles entrée-sortie sous la forme de fonction de transfert ou sous la forme standard d'équations en variables d'état. Alors, la fonction de transfert n'est autre qu'une structure du modèle de Park qui peut être mieux adaptée à certaines techniques d'identification ; [11]; [24].

2.4.1 Détermination de la fonction de transfert

En partant de la représentation générale de la transformation de Park présentée sur la figure 2.15, on peut établir les équations régissant la dynamique électromagnétique de la MAS en représentation opérationnelle ($\frac{d}{dt} \rightarrow p$) comme suit :

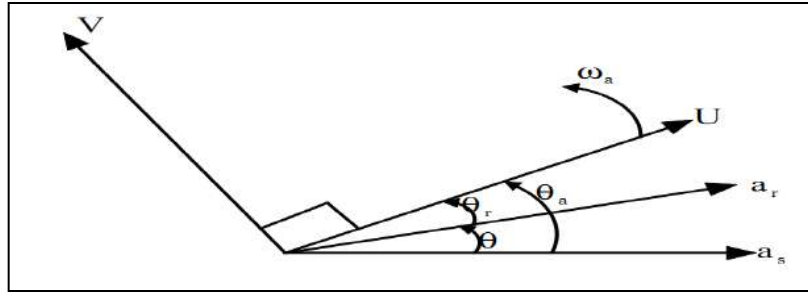


Figure 2.16 : Représentation générale de la transformation de Park

- Equations aux tensions :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + (p + j\omega_a)\overline{\Phi}_s \quad (2.63)$$

$$\overline{V}_r = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + (p + j\omega_r)\overline{\Phi}_r \quad (2.64)$$

avec ;

p : Opérateur de Laplace.

ω_a : Pulsation de rotation du repère (U,V).

$\omega_r = \omega_s - \omega$: Pulsation rotorique (ou de glissement).

- Equations aux flux :

$$\overline{\Phi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \quad (2.65)$$

$$\overline{\Phi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \quad (2.66)$$

En remplaçant l'expression du flux rotorique $\overline{\Phi}_r$ dans l'équation (2.64) pour exprimer le courant rotorique en fonction du courant statorique :

$$R_r \overline{I}_r + (p + j\omega_r)(L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s) = \overline{0}$$

d'où :

$$\overline{I}_r = -\overline{I}_s \frac{(p + j\omega_r)M}{pL_r + R_r + j\omega_r L_r}$$

Cette relation peut aussi s'écrire :

$$\bar{I}_r = -\bar{I}_s \frac{(p+j\omega_r)M/Lr}{p+1/T_r+j\omega_r} \quad (2.67)$$

avec ;

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

En introduisant le courant \bar{I}_r par son expression (2.67) dans l'équation (2.65), l'expression du flux statorique en fonction du courant statorique devient :

$$\bar{\Phi}_s = \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \cdot \frac{p+j\omega_r}{p+\frac{1}{T_r}+j\omega_r} \right] \cdot \bar{I}_s$$

Soit :

$$\bar{\Phi}_s = \frac{\left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) (p + j\omega_r) + \frac{L_s}{T_r}}{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r} \cdot \bar{I}_s$$

ou tout simplement :

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \cdot \frac{p + \frac{1}{\sigma T_r} + j\omega_r}{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r} \cdot \bar{I}_s \quad (2.68)$$

avec ;

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion totale.}$$

σL_s : Inductance des fuites globales.

En portant l'expression (2.68) du flux statorique dans l'équation (2.63), on peut ainsi définir la tension statorique en fonction du courant statorique :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + (p + j\omega_a) \sigma L_s \frac{p + \frac{1}{\sigma T_r} + j\omega_r}{p + \frac{1}{T_r} + j\omega_r} \bar{I}_s$$

Sachant que :

$T_s = L_s / R_s$: Constante de temps statorique, cette dernière expression de V_s se réécrit :

$$\bar{V}_s = \sigma L_s \frac{(p+j\omega_a)\left(p+\frac{1}{\sigma T_r}+j\omega_r\right)+\frac{1}{\sigma T_s}\left(p+\frac{1}{T_r}+j\omega_r\right)}{p+\frac{1}{T_r}+j\omega_r} \bar{I}_s \quad (2.69)$$

Ainsi, à partir du courant et de la tension statoriques, la détermination de la fonction de transfert gouvernant le comportement électrique de la MAS est donnée par :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{p+\frac{1}{T_r}+j\omega_r}{(p+j\omega_a)\left(p+\frac{1}{\sigma T_r}+j\omega_r\right)+\frac{1}{\sigma T_s}\left(p+\frac{1}{T_r}+j\omega_r\right)} \quad (2.70)$$

La fonction obtenue représente la structure du modèle de Park généralisé, elle n'intervient que les grandeurs : tension d'entrée V_s et courant de sortie I_s , et ne dépend que des paramètres à identifier. Appliquée dans les différents référentiels d'observation, cette fonction peut avoir des expressions plus simples dont les paramètres peuvent être aisément estimés.

2.4.1.1 Dans le référentiel lié au stator (α, β)

Sachant que :

$$\omega_a = 0, \text{ donc } \omega_r = -\omega$$

L'expression (2.70) prend la forme :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_r} - j\omega}{p^2 + \left[\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r}\right) - j\omega\right]p + \frac{1}{\sigma T_s}\left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)} \quad (2.71)$$

C'est ce modèle de type fonction de transfert qui servira de base pour l'identification par la méthode des moindres carrés simples présentée au paragraphe 2.4.2.

2.4.1.2 Dans le référentiel lié au rotor (x, y)

Dans ce repère on a :

$$\omega_a = \omega \text{ et } \omega_r = 0$$

Alors, la fonction de transfert se simplifie à :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_r}}{p^2 + \left[\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + j\omega \right] p + \frac{1}{\sigma T_s} \left(\frac{1}{T_r} + j\omega \right)} \quad (2.72)$$

Il est également possible d'identifier l'ensemble des paramètres électriques de la MAS à partir de cette dernière fonction formulée dans le repère rotorique ; [11].

2.4.1.3 Dans le référentiel lié au champ tournant (d, q)

Exprimée dans le repère lié au synchronisme, où

$$\omega_a = \omega_s \text{ et } \omega_r = \omega_s - \omega$$

L'expression (2.70) se transforme en :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_r} + j(\omega_s - \omega)}{(p + j\omega_s) \left(p + \frac{1}{\sigma T_r} + j(\omega_s - \omega) \right) + \frac{1}{\sigma T_s} \left(p + \frac{1}{T_r} + j(\omega_s - \omega) \right)}$$

d'où :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{p + \frac{1}{T_r} + j(\omega_s - \omega)}{p^2 + \left[\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) + j(2\omega_s - \omega) \right] p + \left(\frac{1}{\sigma T_s T_r} - \omega_s(\omega_s - \omega) + j \frac{1}{\sigma} \left[\omega_s \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) - \frac{\omega}{T_s} \right] \right)} \quad (2.73)$$

2.4.2 Identification des paramètres de la fonction de transfert

On considère la fonction de transfert (2.71) du modèle exprimé dans le repère fixe au stator (α, β) en vue de l'identifier par la méthode des moindres carrés simples. Elle est de la forme :

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = T(p) = \frac{b_1 p + b_0}{p^2 + a_1 p + a_0} \quad (2.74)$$

Cette dernière expression génère une équation différentielle complexe :

$$p^2 \bar{I}_s + a_1 p \bar{I}_s + a_0 \bar{I}_s = b_1 p \bar{V}_s + b_0 \bar{V}_s$$

Dans le domaine temporel ($p \rightarrow \frac{d}{dt}$) :

$$\frac{d^2 \bar{I}_s}{dt^2} + a_1 \frac{d \bar{I}_s}{dt} + a_0 \bar{I}_s = b_1 \frac{d \bar{V}_s}{dt} + b_0 \bar{V}_s \quad (2.75)$$

Cette équation différentielle du second ordre traduit la relation entre le courant et la tension statorique, et sa résolution permet de déterminer tous ses coefficients. Elle devient alors :

$$\frac{d^2 \bar{I}_s}{dt^2} = -a_1 \frac{d \bar{I}_s}{dt} - a_0 \bar{I}_s + b_1 \frac{d \bar{V}_s}{dt} + b_0 \bar{V}_s$$

qu'on peut la réécrire aussi :

$$\left[\frac{d^2 \bar{I}_s}{dt^2} \right] = \left[-\frac{d \bar{I}_s}{dt} \quad -\bar{I}_s \quad \frac{d \bar{V}_s}{dt} \quad \bar{V}_s \right] \cdot [a_1 \ a_0 \ b_1 \ b_0]^t \quad (2.76)$$

On pose :

$[\bar{Y}] = \left[\frac{d^2 \bar{I}_s}{dt^2} \right]$: Matrice basée sur la dérivée seconde du courant statorique pour m points de mesures.

$[\bar{H}] = \left[-\frac{d \bar{I}_s}{dt} \quad -\bar{I}_s \quad \frac{d \bar{V}_s}{dt} \quad \bar{V}_s \right]$: Matrice basée sur les mesures du courant et de la tension.

$[\theta] = [a_1 \ a_0 \ b_1 \ b_0]^t$: Vecteur des paramètres à estimer.

La résolution de $[\bar{Y}] = [\bar{H}] \cdot [\theta]$ est inadéquate vu que $[\bar{H}]$ n'est pas une matrice carrée, pour cela une solution appropriée est définie :

$$[\bar{Y}] = [\bar{H}] \cdot [\theta]$$

En introduisant la transposée de $[\bar{H}]$, telle que :

$$[H]^t [\bar{Y}] = [H]^t [\bar{H}] \cdot [\theta]$$

La détermination du vecteur inconnu $[\theta]$ vient à résoudre le système :

$$[\theta] = [H]^t \cdot [H]^{-1} [H]^t [Y] \quad (2.77)$$

L'identification de la fonction de transfert $T(p)$ (2.74) permet d'estimer ses coefficients (a_1, a_0, b_1, b_0) qui sont liés par des relations mathématiques simples aux paramètres réels du modèle de la MAS; [12]; [24], comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \bullet \quad a_1 = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) - j\omega \rightarrow \begin{cases} R_e a_1 = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \\ I_m a_1 = -\omega \end{cases} \\
 & \bullet \quad a_0 = \frac{1}{\sigma T_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \rightarrow \begin{cases} R_e a_0 = \frac{1}{\sigma T_s T_r} \\ I_m a_0 = -\frac{1}{\sigma T_s} \omega \end{cases} \\
 & \bullet \quad b_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \\
 & \bullet \quad b_0 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \rightarrow \begin{cases} R_e b_0 = \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ I_m b_0 = -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \end{cases}
 \end{aligned}$$

Alors les paramètres du modèle de la MAS exprimés en fonction des coefficients sont calculés comme suit :

- La résistance statorique :

$$R_s = \frac{R_e a_0}{R_e b_0} \quad (2.78)$$

- L'inductance statorique :

$$L_s = \frac{R_e a_1 - b_1 \frac{R_e a_0}{R_e b_0}}{R_e b_0} \quad (2.79)$$

d'où, la constante de temps statorique :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} = \frac{R_e a_1}{R_e a_0} - b_1 \frac{1}{R_e b_0} \quad (2.80)$$

- La constante de temps rotorique :

$$T_r = \frac{b_1}{R_e b_0} \quad (2.81)$$

- Le coefficient de dispersion magnétique :

$$\sigma = \frac{1}{L_s} \cdot \frac{1}{b_1} \quad (2.82)$$

Et enfin la vitesse angulaire de rotation ω qui peut être calculée :

$$\omega = -I_m a_1 \quad (2.83)$$

Les résultats obtenus seront donnés au chapitre 3.

2.5 Identification des paramètres mécaniques

L'identification des paramètres électriques du modèle de la MAS ne suffit pas pour une étude complète et efficace des différents régimes dynamique. Ces régimes sont de plus conditionnés par la connaissance des paramètres mécaniques (moment d'inertie, frottements et charge) qui figurent dans l'équation du mouvement (1.40).

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

2.5.1 Détermination du moment d'inertie

La détermination du moment d'inertie du rotor (inertie de toutes les masses tournantes entraînées par la machine) est basée sur la mesure de la vitesse en fonction du temps lors du ralentissement.

La machine à l'étude est alimentée sous sa tension nominale et tourne à vide à une vitesse constante Ω_0 . En coupant alors l'alimentation statorique, la machine ralentit sous l'effet de ses pertes mécaniques totales, et cette décroissance de la vitesse jusqu'à arrêt total, est enregistrée (figure 2.17).

En considérant l'équation du mouvement (1.40), la dynamique de ralentissement est régie par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_{r0} = 0 \quad (2.84)$$

avec ;

J : Moment d'inertie

f : Coefficient de frottement visqueux

Ω : Vitesse de rotation (vitesse angulaire mécanique)

C_{r0} : Couple résistant à vide dû aux pertes mécaniques (couple des pertes à vide)

En divisant l'équation (2.80) terme à terme par le coefficient f, on obtient :

$$\frac{J}{f} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = -\frac{C_{r0}}{f} \quad (2.85)$$

Si on pose :

$$\tau_m = \frac{J}{f} : \text{Constante de temps mécanique.}$$

La résolution de l'équation différentielle (2.85) en Ω , donne :

$$\Omega(t) = K \cdot e^{-t/\tau_m} - \frac{C_{r0}}{f}$$

La constante K est déterminée à partir des conditions initiales. En effet à $t=0$, $\Omega(0) = \Omega_0$.

d'où,

$$\Omega(t) = \left(\Omega_0 + \frac{C_{r0}}{f} \right) e^{-t/\tau_m} - \frac{C_{r0}}{f} \quad (2.86)$$

L'arrêt total de la MAS à l'instant t_f est donné par :

$$\Omega(t_f) = 0 \Leftrightarrow \left(\Omega_0 + \frac{C_{r0}}{f} \right) e^{-t_f/\tau_m} - \frac{C_{r0}}{f} = 0 \quad (2.87)$$

On en déduit :

$$t_f = \tau_m \ln \left(1 + f \frac{\Omega_0}{C_{r0}} \right) \quad (2.88)$$

Le temps de ralentissement t_f (durée du freinage de la MAS) dépend d'une part de l'inertie et d'autre part des pertes en présence.

En partant des considérations physiques suivantes : f est habituellement faible et C_{r0} n'est jamais nul, et moyennant l'approximation mathématique $\ln(x+1) \approx x$ pour $x \ll 1$, on trouve;

[13] :

$$t_f \approx \tau_m f \frac{\Omega_0}{C_{r0}} \quad (2.89)$$

Et par conséquent, on obtient le moment d'inertie J :

$$J \approx t_f \frac{C_{r0}}{\Omega_0} \quad (2.90)$$

Le couple des pertes à vide C_{r0} est calculé d'après :

$$C_{r0} = \frac{P_{méc}}{\Omega_0} \quad (2.91)$$

où,

$P_{méc}$: Pertes mécaniques évaluées à partir de l'essai de séparation des pertes effectué à vitesse constante (figure 2.13).

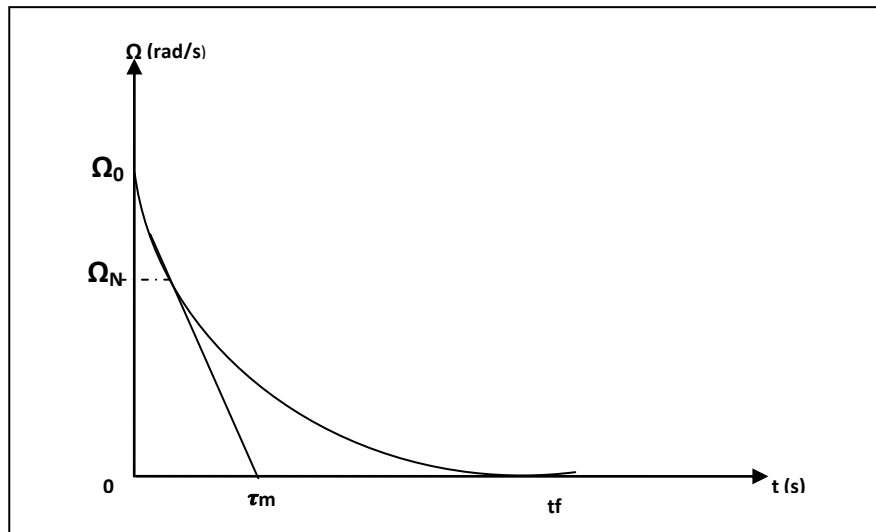


Figure 2.17 : Courbe de ralentissement

2.5.2 Détermination du coefficient de frottements visqueux

En connaissant la constante de temps mécanique τ_m à partir de sa mesure graphique sur la courbe de ralentissement (pente tangente à la courbe au point Ω_N (figure 2.17), le coefficient de frottements visqueux f est directement calculé par :

$$f = \frac{J}{\tau_m} \quad (2.92)$$

La précision sur la valeur de f dépend donc de celle de τ_m et de J .

2.6 Conclusion

Le schéma équivalent est un modèle simple et efficace qui permet l'étude de la MAS, notamment en régime permanent où il trouve tout son intérêt. En effet, à tension imposée, la seule variable est le glissement et le calcul par le schéma équivalent des paramètres de la machine est très pratique.

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

Différentes méthodes d'identification sont présentées, en vue d'estimer les paramètres électriques de la machine et le chapitre s'est achevé par la détermination des paramètres mécaniques en vue d'une simulation du modèle complet et d'une validation globale des approches procédées. La mise au point et la comparaison entre les différents procédés d'identification présentés, feront l'objet du troisième chapitre.

Chapitre 3

Application expérimentale des procédés d'identification

3.1 Introduction

Au cours de ce chapitre, les procédés d'identification précédemment exposés, seront testés expérimentalement sur deux types de machines asynchrones du laboratoire : la MAS à rotor à simple cage et la MAS à rotor bobiné. Les essais expérimentaux effectués seront suivis d'une analyse des résultats obtenus. Enfin, un accent particulier sera mis sur la détermination expérimentale de la constante de temps rotorique. Il s'agit évidemment d'identifier aussi bien les paramètres électriques que mécaniques.

3.2 Identification des paramètres électriques

L'identification des paramètres de la MAS s'appuie sur un modèle d'état bien choisi, cela permet de mieux appliquer la méthode appropriée. En effet, lors de cette investigation, le modèle adopté est celui de Park idéalisé (paramètres constants et ne varient pas au cours du fonctionnement), à quatre paramètres électriques (fuites totalisées dans le stator) sans la prise en compte des pertes fer.

3.2.1 Identification de la MAS à cage

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

1KW ; 220/380 V-50 Hz ; 4.7/2.7A ; 2830 tr/min ; $C_{rN} = 3.3 \text{ Nm}$; $p = 1$; $\cos \varphi_N = 0.76$

3.2.1.1 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 :

$$R_s = 4.5\Omega$$

3.2.1.2 Méthode de la plaque signalétique

Moyennant les relations (2.26) qui caractérisent cette méthode, on peut estimer, très approximativement, les paramètres de la MAS en régime nominal. Les résultats obtenus sont reportés dans le tableau 3.1 donné ci-après :

$R_s (\Omega) \bullet$	$R'_r (\Omega)$	$L_s (H)$	$L'_r (H)$	$M' (H)$	$T_r (s)$	σ
4.5	6.9481	0.7024	0.6066	0.6066	0.0873	0.1364

Tableau 3.1 : Résultats de la méthode de la plaque signalétique

$R_s \bullet$: Valeur mesurée en courant continu.

R'_r , L'_r et M' : Valeurs ramenées au stator.

3.2.1.3 Méthode des essais classiques

La mesure en triphasé des puissances active (P) et réactive (Q) par la méthode des deux wattmètres lors des essais à vide ($g=0$) et à rotor bloqué ($g=1$), permet d'évaluer les composantes de l'impédance Z_e vue du stator et par conséquent de déduire les paramètres R_s (en continu), L_s , σ et T_r de la machine d'étude.

Couplée en étoile, la machine est alimentée directement par un réseau triphasé, à sa tension et à sa fréquence nominales ($V_N=220V$ et $f_s=50Hz$) et tourne à vide. Cependant, lors de l'essai en court circuit, le moteur est soumis à une tension réduite ($V_{cc}\approx 20\%V_N$) afin de limiter le courant appelé au stator à sa valeur nominale ($I_{cc}\approx I_N$).

En considérant la réactance de magnétisation infinie ($R_r' \ll \omega_s M'$; l'hypothèse de Kapp pour le transformateur), on peut estimer, grossièrement (présence de l'entrefer dans la machine asynchrone); [23], la résistance rotorique ramenée R_r' et l'inductance des fuites globales σL_s : paramètres de la figure (2.1).

Les tableaux 3.2 données ci-après, regroupent les mesures relevées et les paramètres identifiés classiquement.

- L'essai à vide :

$V_0(V)$	$I_0(A)$	$P_0(W)$	$Q_0(VAR)$	$\cos\varphi_0$	$R_s(\Omega)$	$L_s(H)$
220	1.84	95	1150	0.0782	4.5000. 10.3595*	0.3993

Tableau (a) : Résultats de l'essai à vide

$R_{s\bullet}$: Valeur mesurée en courant continu

R_{s*} : Valeur mesurée en courant alternatif (par calcul).

- L'essai en court-circuit :

	$V_{cc}(V)$	$I_{cc}(A)$	$P_{cc}(W)$	$Q_{cc}(VAR)$	$\cos\varphi_{cc}$	σ	$\sigma L_s(H)$	$R_r'(\Omega)$	$L_r'(H)$	$T_r(S)$
Essai en C.C	40	2.9	290	175	0.833	0.05446	0.02174	7.6660	0.3775	0.04925
Essai en C.C (hyp. Kapp.)	40	2.9	290	175	0.833	0.05837	0.02331	7.6333	0.3759	0.04924

Tableau (b) : Résultats de l'essai à rotor bloqué.

Tableaux 3.2 : Mesures relevées et résultats de la méthode des essais classiques

A partir de l'essai à vide (R_s mesurée en continu et L_s à 50Hz), l'essai en court circuit a permis de déterminer σ et T_r (R_r' et L_r') et les résultats obtenus, sans et avec l'hypothèse de Kapp, sont remarquablement proches pour les deux estimations en se servant des mêmes mesures.

3.2.1.4 Résultats de l'identification en ligne (on-line)

Un essai en simulation basé sur le modèle de Park à quatre paramètres exprimé dans le repère lié au stator (α, β), permet l'estimation en temps réel des paramètres de la MAS à cage en se servant du calcul de puissances active et réactive en régime établi et d'un vecteur initial de paramètres à identifier (les quatre paramètres du modèle de Park ($R_s, L_s, \sigma,$ et T_r) sont préalablement identifiés par la méthode du diagramme H-G modifiée (H-Gm) en même temps et pour un niveau de saturation et de température donné ; **référence [13]**).

Cet essai montre l'évolution des paramètres en fonction du temps lors de la simulation. Les résultats issus de cette méthode et les variations des paramètres sont donnés ci-après.

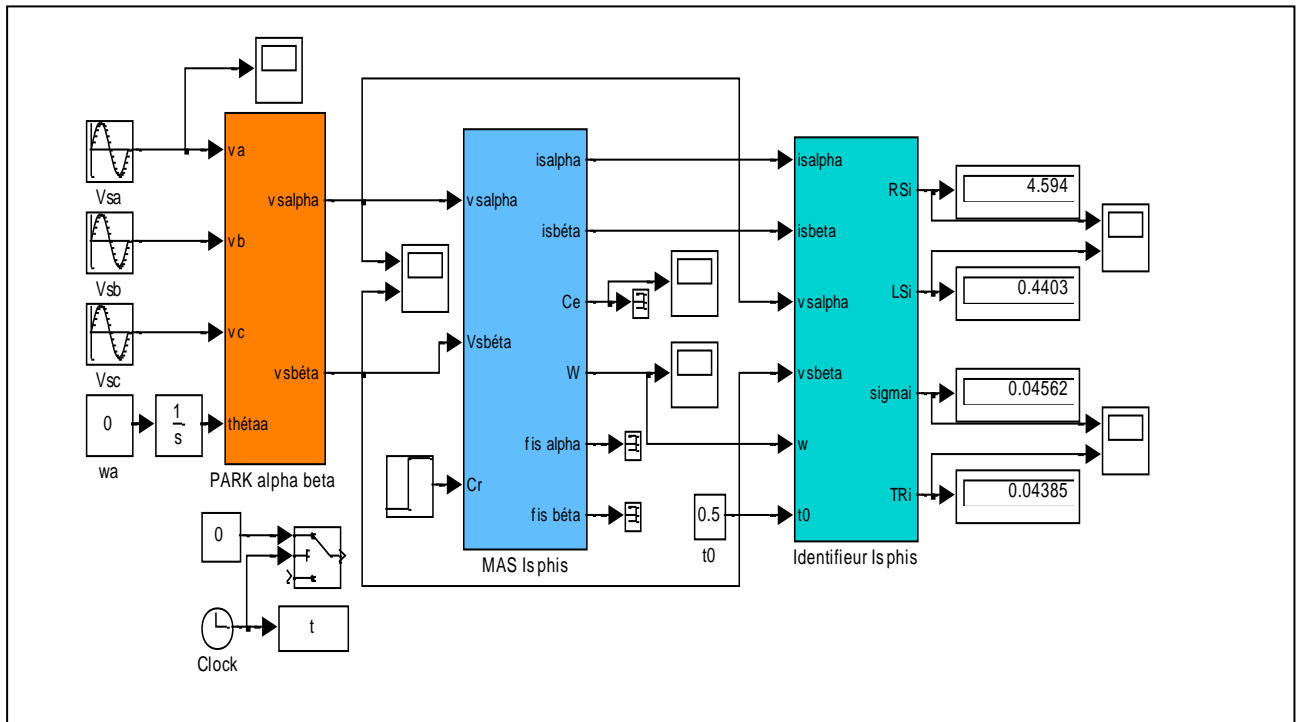


Figure 3.1 : Schéma block de simulation de l'identification en ligne.

Ce type d'identification est réalisé par la technique décrite dans l'identifieur (Is phis) par la figure suivante :

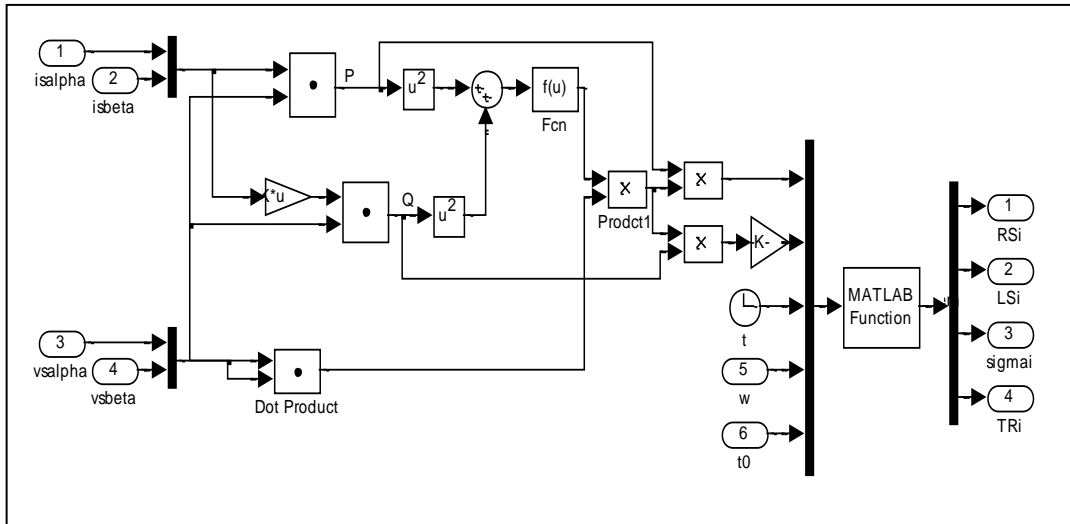
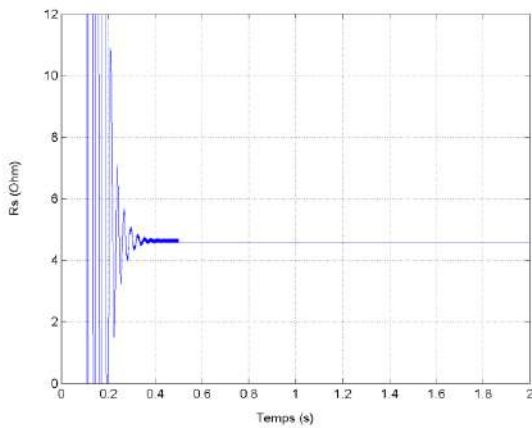
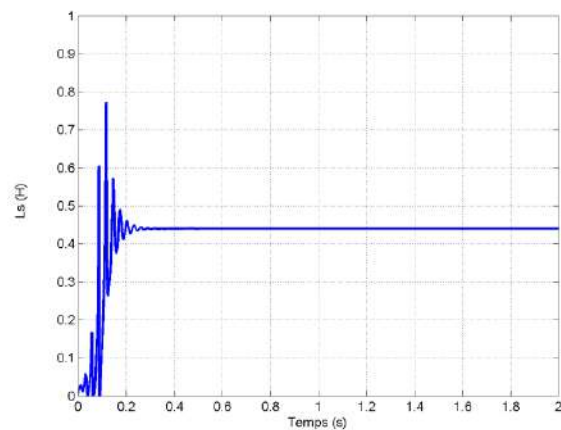


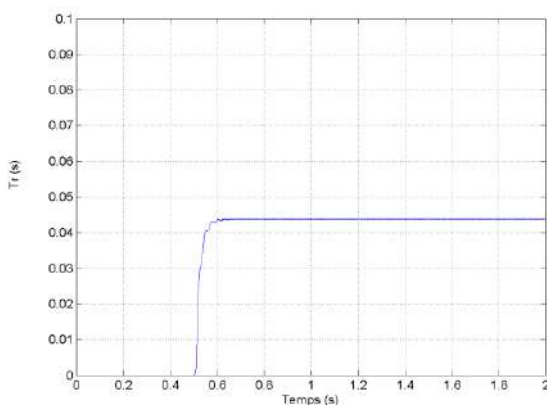
Figure 3.2 : Technique d'identification en ligne par le calcul de puissances



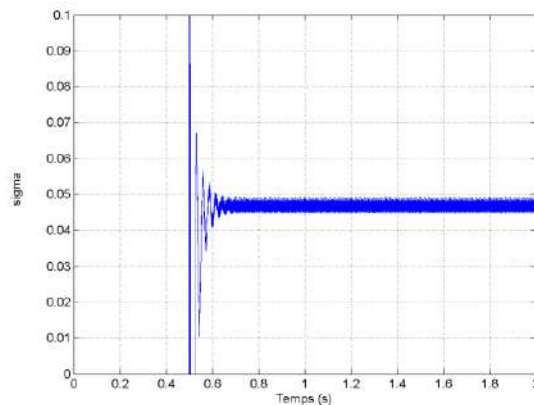
Evolution de la résistance statorique.



Evolution de l'inductance statorique.



Evolution de T_r .



Evolution de Sigma.

Figure 3.3 : Variation des paramètres lors de l'identification en ligne

Les paramètres ainsi obtenus sont rassemblés dans le tableau 3.3 :

	$R_s (\Omega)$	$L_s (H)$	σ	$T_r (S)$
Identifieur à vide ($g=0$)	4.594	0.4403		
Identifieur en charge (g_N)			0.04562	0.04385

Tableau 3.3 : Paramètres identifiés en ligne par simulation

De la figure 3.3, on constate l'efficacité de l'identification en temps réel, qui permet de suivre l'évolution des différents paramètres au cours du temps, et donc, de réajuster leurs valeurs, particulièrement la constante de temps rotorique dont la variation affecte considérablement les performances de la commande de la machine.

En effet, la résistance et l'inductance statoriques R_s et L_s présentent, aux premiers instants de démarrage, des dépassements importants et des oscillations transitoires, puis se stabilisent autour de leurs valeurs initiales. Estimée en charge après l'instant t_0 , la constante de temps rotorique T_r s'accroît presque linéairement pour s'établir après une période transitoire de 0.5sec, à la valeur de 0.04385sec. Le coefficient de dispersion magnétique σ présente des dépassements excessifs qui s'amortissent au bout de quelques alternances pour atteindre la valeur 4.56%.

3.2.1.5 Identification par la méthode des moindres carrés simples

La résolution du système (2.76), qui permet l'obtention du vecteur de paramètres inconnu θ (2.77) par la méthode des moindres carrés simples, requiert un programme sous l'environnement MATLAB basé sur la réponse en courant (\bar{I}_s) suite à une entrée de tension \bar{V}_s (fonction de transfert). Habituellement, le signal d'entrée utilisé est la rampe ou l'échelon (signaux riches en informations); [24].

L'exécution du programme d'identification par les moindres carrés simples donne les résultats du tableau suivant :

$R_s (\Omega)$	$L_s (H)$	σ	$T_r (S)$
4.5	0.4347	0.0482	0.0431

Tableau 3.4 : Paramètres identifiés par la méthode des moindres carrés simples

3.2.2 Application à la MAS à rotor bobiné

La machine asynchrone à rotor bobiné (à bagues) a l'avantage d'avoir son circuit rotorique accessible à la mesure directe de ses paramètres par des essais classiques.

En premier lieu, les deux méthodes de la plaque signalétique et des essais classiques sont appliquées, et lors de cette étape d'identification, on suit la même démarche que pour la MAS à cage.

La machine en question est une MAS triphasée à rotor bobiné de 1KW du laboratoire ayant les indications nominales suivantes :

1KW;220/380 V-50 Hz ; 5.3/3.2 A;1410 tr/min ; $C_{rN}=6.7$ Nm; $P=2$; $\cos\varphi_N=0.71$; $U_{err}=127$; $I_{err}=4.9$ A.

3.2.2.1 Mesures des résistances

La mesure en courant continu permet de déterminer la résistance d'une phase statorique et la résistance d'une phase rotorique :

$$R_s = 7.5 \Omega$$

et, $R_r = 2.15/2 \Omega$

3.2.2.2 Méthode de la plaque signalétique

L'application des relations de cette méthode, permet d'avoir les résultats suivants :

$R_s (\Omega) \bullet$	$R_r (\Omega) \bullet$	$R'_r (\Omega)$	$L_s (H)$	$L'_r (H)$	$M' (H)$	$T_r (s)$	σ
7.5	2.15/2	5.34	0.532	0.442	0.442	0.0827	0.169

Tableau 3.5 : Résultats de la méthode de la plaque signalétique (MAS à rotor bobiné)

$R_s(\bullet)$ et $R_r(\bullet)$: Valeurs mesurées en courant continu.

R'_r, L'_r, M' : Valeurs ramenées au stator.

3.2.2.3 Méthode des essais classiques

L'identification des paramètres de la machine d'étude par la mesure de puissances P et Q en triphasé lors des essais dynamiques à vide et en court circuit donne les tableaux suivants :

- L'essai à vide :

$V_0(V)$	$I_0(A)$	$P_0(W)$	$Q_0(VAR)$	$\cos\varphi_0$	$R_s(\Omega)$	$L_s(H)$
220	2.32	275	1500	0.1803	7.5000● 17.1695*	0.297

Tableau (a) : Résultats de l'essai à vide

$R_{s\bullet}$: Valeur mesurée en courant continu.

R_{s*} : Valeur mesurée en courant alternatif (par calcul).

- L'essai en court circuit

	$V_{cc}(V)$	$I_{cc}(A)$	$P_{cc}(W)$	$Q_{cc}(VAR)$	$\cos\varphi_{cc}$	σ	$\sigma L_s(H)$	$R'_r(\Omega)$	$L'_r(H)$	$T_r(S)$
Essai en C.C	97	2.5	245	680	0.3389	0.3850	0.1143	5.789	0.1826	0.03155
Essai en C.C (hyp. Kapp)	97	2.5	245	680	0.3389	0.3939	0.1169	5.73	0.1800	0.03141

Tableau (b) : Résultats de l'essai à rotor bloqué.

Tableaux 3.6 : Mesures relevées et résultats de la méthode des essais classiques

3.2.2.4 Essais statiques du quadripôle

La réalisation des essais classiques basés sur la méthode statique du quadripôle en triphasé (machine à l'arrêt), permet d'identifier, dans une première approximation, les paramètres électriques au stator et au rotor. A cet égard, deux essais sont à effectuer : l'essai à vide à l'arrêt et l'essai en court circuit à rotor bloqué.

- **Essai à vide à l'arrêt**

L'essai à stator alimenté et rotor ouvert ($I_r = 0$), permet de mesurer l'inductance cyclique statorique L_s et la mutuelle stator-rotor M_{rs} . L'alimentation par le rotor à stator ouvert ($I_s = 0$), permet de mesurer l'inductance cyclique rotorique L_r et la mutuelle rotor-stator M_{rs} . Afin de révéler l'influence de la saturation, deux points sont considérés pour chaque essai : la mesure à 40% et à 100% de la tension nominale à la fréquence du réseau ($f_s = 50\text{Hz}$). Les mesures relevées et les résultats de calcul sont donnés ci-après.

	Vs(V)	Is(A)	Ur(V)	Ir(A)
1. Stator alimenté, non saturé	80	0.49	46	0
2. Rotor alimenté, non saturé	64	0	50	1.125
3. Stator alimenté à V_N	220	2.3	123	0
4. Rotor alimenté à U_{rN}	160	0	127	4

Tableau 3.8 : Mesures relevées lors des essais à vide à l'arrêt.

avec ;

$U_r = \sqrt{3}V_r$: Tension entre deux phases rotoriques.

	$R_s (\Omega)$	$R_r (\Omega)$	$L_s (H)$	$M_{sr}(H)$	$M_{rs}(H)$	$L_r (H)$	$T_r (s)$	σ
Essais: 1 et 2	7.5	2.15/2	0.519	0.172	0.181	0.082	0.076	0.268
Essais : 3 et 4	7.5	2.15/2	0.303	0.098	0.127	0.058	0.054	0.292

Tableau 3.9 : Paramètres identifiés par essais statiques du quadripôle

Les valeurs des différentes inductances déduites des deux essais effectués chacun à deux niveaux de flux, sont remarquablement différentes, ceci est certainement lié à l'état magnétique de la machine. Les inductances mutuelles sont légèrement différentes, alors pour réellement déterminer les paramètres de la machine, on dispose d'un essai à vide, rotor alimenté, qui conduit au même état magnétique ($M_{sr}=M_{rs}$) ; ceci est obtenu pour un courant rotorique qui vaut :

$$I_r = \frac{L_s}{M_{sr}} \cdot I_s$$

avec ;

$\frac{L_s}{M_{sr}}$: Rapport de transformation à rotor ouvert, stator excité.

- **Essai en court circuit à rotor bloqué**

Cet essai permet de mesurer l'inductance mutuelle qui résulte des deux effets statorique et rotorique pour deux cas distincts :

- Stator alimenté et rotor court-circuité ($V_r = 0$) et bloqué ($g = 1$).

- Stator court-circuité ($V_s = 0$) et rotor alimenté et bloqué ($g = 1$) (configuration de la MAS inverse).

Alimentée sous tension réduite ($V_{cc} \ll V_N$) à fréquence nominale, la machine est loin de la saturation (courant magnétisant très faible et $\omega_s M$ très grande), et les résultats issus des deux essais sont regroupés dans le tableau suivant :

	$V_{scc}(V)$	$I_{scc}(A)$	$U_{rcc}(V)$	$I_{rcc}(A)$	$R_s(\Omega)$	$L_s(H)$	$R_r(\Omega)$	$L_r(H)$	$M(H)$
Stator alimenté, rotor en c.c et bloqué	97	2.5	0	5.6			2.15/2	0.082 _{a80V}	0.183
								0.058 _{a220V}	0.130
Stator en c.c, rotor alimenté et bloqué	0	1.93	64	6	7.5	0.519 _{a80V} 0.303 _{a220V}			0.167 0.098

Tableau 3.10 : Mesures et résultats des essais en court circuit à rotor bloqué

- **Variation des inductances en fonction de l'état magnétique.**

L'application des tensions variables à fréquence nominale ($f_s = 50$ Hz) lors des essais à rotor ouvert et à stator ouvert, permet d'étudier la variation des différentes inductances en fonction du courant.

Au vu des résultats obtenus et illustrés par les figures (3.4) et (3.5), on constate que les inductances (L_s et L_r) et les mutuelles inductances (M_{sr} et M_{rs}) sont relativement constantes dans la partie linéaire de la caractéristique de magnétisation. Avec la saturation, celles-ci deviennent variables avec l'état magnétique de la machine, et donc elles dépendent de la tension et du courant appliqués. En effet, le flux n'est plus proportionnel au courant de magnétisation.

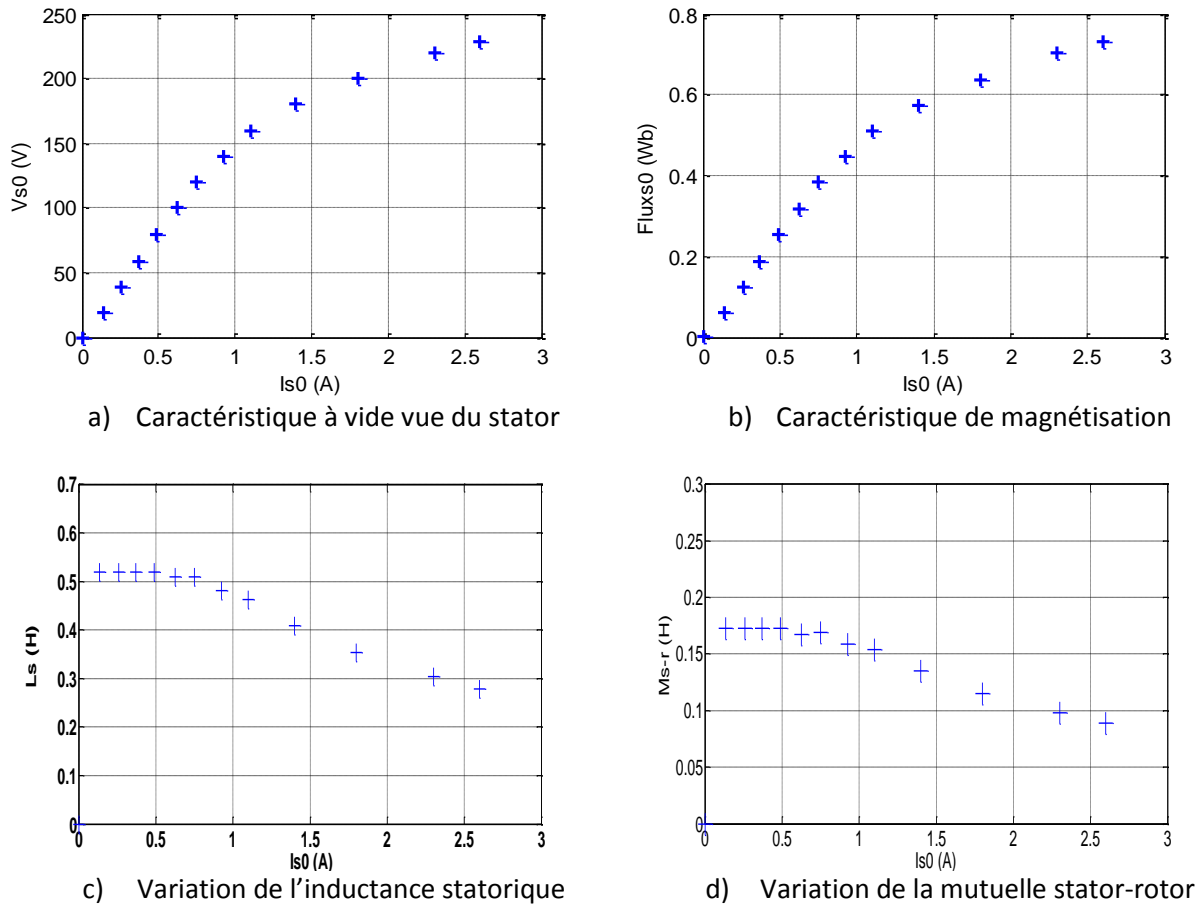


Figure 3.4 : Evolution des inductances en fonction du courant lors de l'essai à rotor ouvert

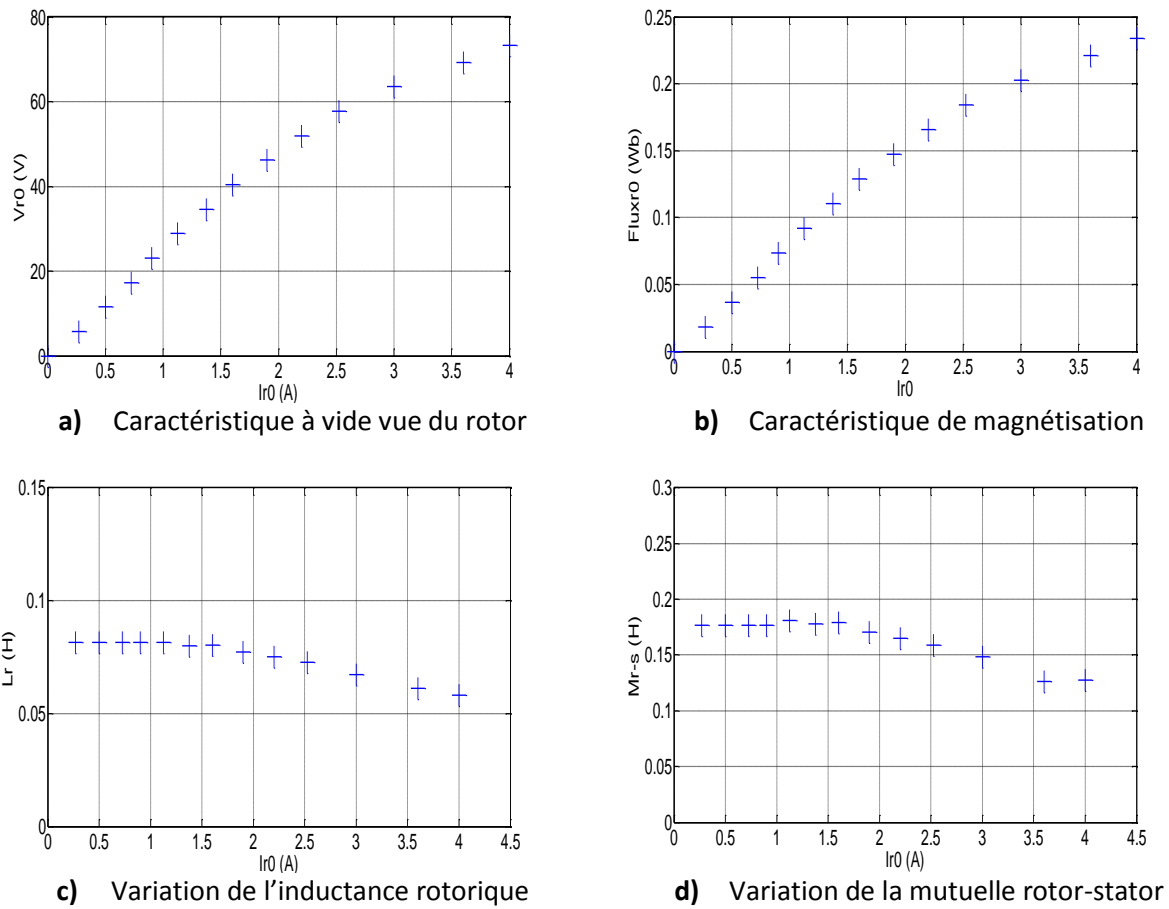


Figure 3.5: Evolution des inductances en fonction du courant lors de l'essai à stator ouvert

Il paraît de la figure (3.6.c) que les caractéristiques superposées $V_{r0} = f(V_{s0})$, pour les deux essais, sont bien linéaires et le phénomène de dispersion est clairement constaté. On note également que l'essai en court circuit donnant $I_{rcc} = f(I_{scc})$, pour les deux cas (rotor en cc et stator en cc), conduit aux mêmes constatations (figure 3.6.d).

Dans notre démarche de calculs, on considère uniquement L_s et L_r mesurées à $V_N= 220V$ et $f_s=50Hz$, et la mutuelle considérée est celle mesurée en court circuit et qui résulte du couplage stator-rotor.

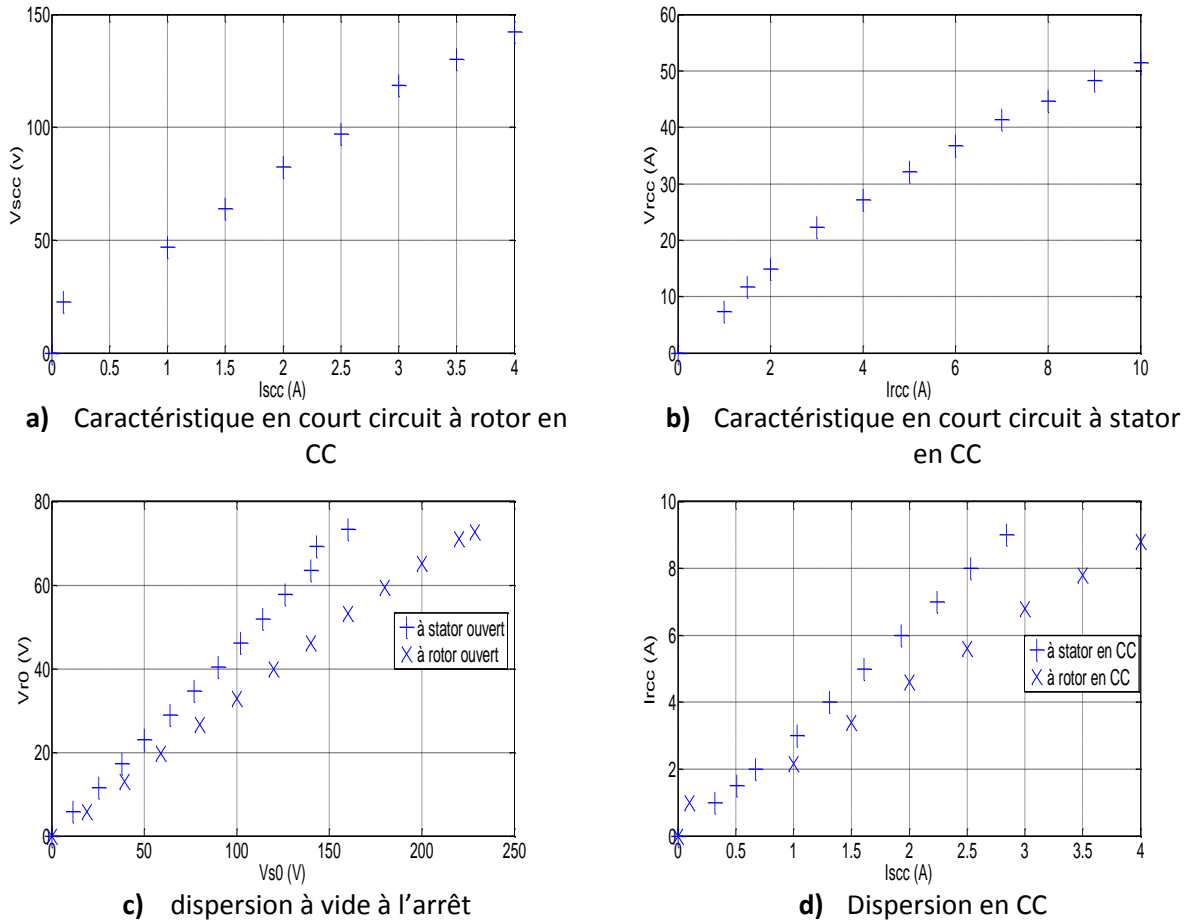


Figure 3.6: Résultats de l'essai en court circuit

3.3 Identification de la résistance des pertes fer

L'identification de la résistance R_F est traitée par la méthode de séparation des pertes lors du fonctionnement de la MAS en moteur à vide, dont le principe est présenté au paragraphe (2.3.2.3) du chapitre précédent.

La mesure en triphasé de la puissance active (P) à tension variable et à fréquence nominale ($f_s = 50$ Hz) par la méthode des deux wattmètres a permis de séparer les pertes mécaniques des pertes fer et d'en déduire ces dernières à la tension nominale $V_N = 220$ V.

Le relevé expérimental des mesures de cet essai et le tracé des courbes ($P_0 - P_{js}$) en fonction de la tension au carré pour les deux MAS à cage (figure 3.6.a) et à rotor bobiné (figure 3.6.b) donnent les résultats suivants :

- Pour la MAS à cage : $P_{Fe} = 38,7W$ à $V_N = 220V$, $f_s = 50Hz$

d'où, $R_F = 623 \Omega$

- Pour la MAS à rotor bobiné : $P_{Fe} = 145W$ à $V_N = 220V$, $f_s = 50Hz$

d'où, $R_F = 274 \Omega$

En effet, les courbes issues de cet essai effectué à une vitesse proche du synchronisme (glissement très faible), montrent bien la variation des pertes fer qui est pratiquement proportionnelle au carré de la tension appliquée. Les pertes mécaniques sont approximativement constantes aussi longtemps que la vitesse de rotation ne varie pas trop.

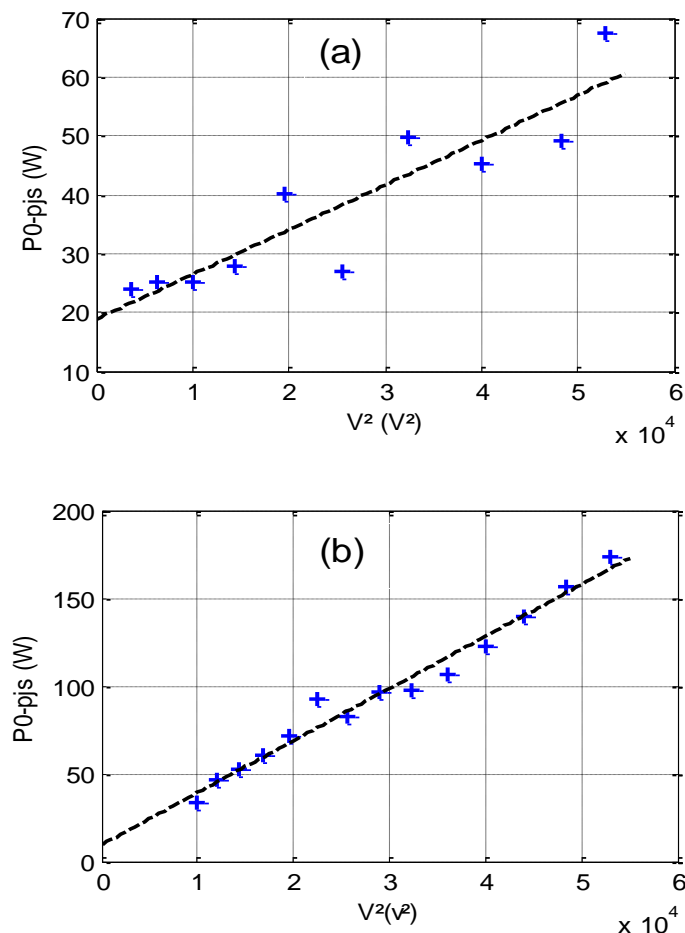


Figure 3.6 : Essai de séparation des pertes

(a) : MAS à cage

(b) : MAS à rotor bobiné.

3.4 Identification de la constante de temps rotorique T_r

Avec le développement de la commande vectorielle et son amélioration considérable dans le domaine des entraînements à courant alternatif, plusieurs techniques d'identification ont vu le jour. La détermination de la constante de temps rotorique T_r et/ou des paramètres la constituant (résistance et inductance rotoriques) a été pour plusieurs travaux de recherche un objectif primordial. Ce paramètre « dominant », dont dépend l'efficacité de la commande vectorielle, peut être identifié par plusieurs techniques en on-line ou en off-line :

En on-line, par exemples :

Par la technique MRAS (Model Reference Adaptive System), [25]; par calcul de puissances, [11]; etc...

En off-line, par exemples :

Par la réponse indicielle à un échelon de tension (MAS à l'arrêt), [12], [19], [26]; par la méthode dynamique (coupure de la tension statorique), [2], [10], [12], [19]; etc...

C'est cette dernière technique qui sera exploitée. L'essai consiste à entraîner la machine sous sa tension nominale au synchronisme par un moteur à courant continu ($\Omega = \Omega_s, g = 0$), puis à enregistrer la tension statorique par phase après l'ouverture du circuit d'alimentation.

L'étude analytique de ce transitoire, montre que cette tension induite au niveau du stator, évolue selon une sinusoïde amortie exponentiellement avec la constante de temps T_r que l'on calcule à partir de deux points correspondants aux deux sommets de l'une des enveloppes exponentielles du signal sinusoïdal amorti de la tension $V_{sa}(t)$.

3.4.1 Démonstration de l'expression de $V_{sa}(t)$

Exprimé dans le repère lié au stator (α, β), le système d'équations qui régit le fonctionnement de la MAS en moteur est donné comme suit : ($\theta_a = 0, \omega_a = 0$),

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{0} = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (3.1)$$

A l'ouverture de la liaison avec le réseau, les courants statoriques sont nuls ($\bar{I}_s(0) = \bar{0}$), les équations (3.1) se simplifient à :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{0} = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r \end{cases} \quad (3.2)$$

A partir des équations (3.2), on déduit une équation différentielle par rapport au courant rotorique \bar{I}_r (la vitesse de rotation ω est supposée constante) ; [10], [12] :

$$\frac{d\bar{I}_r}{dt} + \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega\right) \bar{I}_r = \bar{0} \quad (3.3)$$

à $t=0$, $\bar{I}_r(0) = \bar{I}_{r0}$

La résolution de cette dernière équation, donne :

$$\bar{I}_r = \bar{I}_{r0} e^{-t\left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)} \quad (3.4)$$

Où : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique recherchée

La tension statorique induite après coupure, s'écrit donc :

$$\bar{V}_s = M \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right) \bar{I}_{r0} e^{-t/T_r} \cdot e^{j\omega t} \quad (3.5)$$

Cette expression montre que le vecteur tension \bar{V}_s est représenté sous sa forme polaire, par son module et sa phase qui sont des fonctions du temps.

$$\bar{V}_s = V_s(t) \cdot e^{j\theta(t)}$$

donc,

$$V_s(t) = M \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right) \bar{I}_{r0} e^{-t/T_r}$$

et

$$\theta(t) = \omega t + \alpha$$

En utilisant la transformation inverse de Park, on obtient :

$$V_s(t) = K_t \cdot V_s(0) \cos(\omega t + \alpha) \cdot e^{-t/T_r} \quad (3.6)$$

Ainsi, la formulation de la dynamique de la coupure de la tension a conduit à la forme analytique du signal enregistré (3.6) qui est proportionnel au champ et au courant rotoriques et décroît bien exponentiellement avec la constante de temps T_r .

3.4.2 Détermination expérimentale de la constante de temps T_r

Le relevé expérimental du signal $V_{sa}(t)$ lors de la coupure de l'alimentation de la MAS entraînée au synchronisme, permet de calculer la constante de temps rotorique comme suit :

On a :

$$V_{sa}(t) = K_t V_s(0) \cos(\omega t + \alpha) \cdot e^{-t/T_r}$$

Au sommet de l'enveloppe exponentielle, le terme $\cos(\omega t + \alpha)$ vaut 1 (maximum), et la constante de temps T_r est donnée, à partir de deux sommets distants de $(t_2 - t_1)$ par la relation; [2];[19] :

$$T_r = \frac{t_2 - t_1}{\ln \frac{V_{sa}(t_1)}{V_{sa}(t_2)}} \quad (3.7)$$

Les figures (3.7.a) et (3.7.b) montrent respectivement les relevés expérimentaux de la tension statorique induite lors de la coupure de l'alimentation des deux moteurs asynchrones à cage et à rotor bobiné.

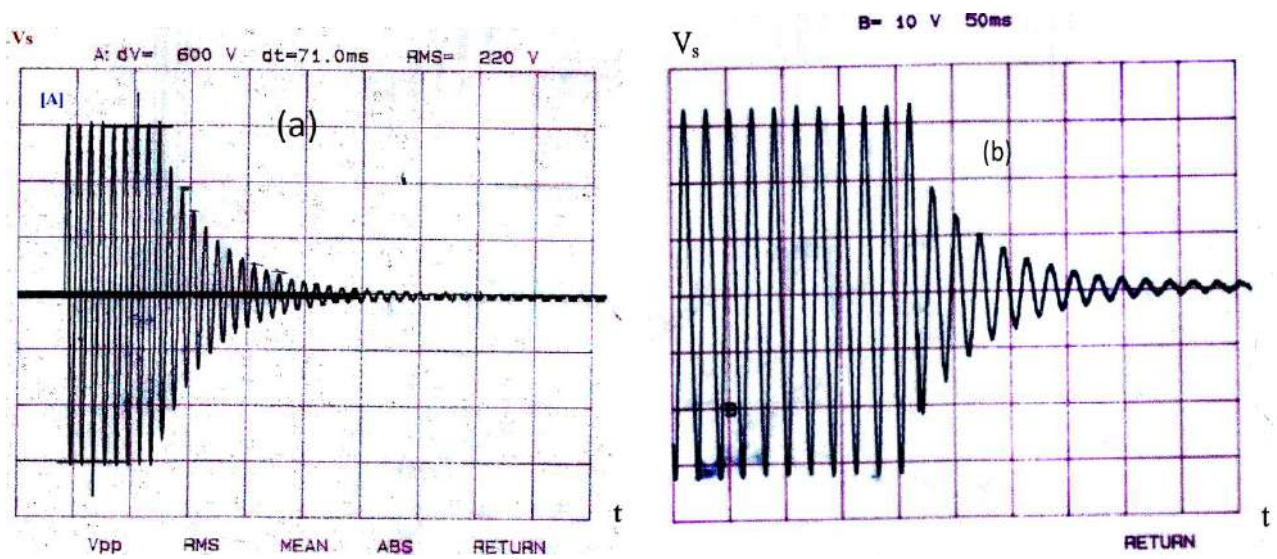


Figure 3.7 : Courbes expérimentales de la coupure de l'alimentation.

(a) : MAS à cage

(b) : MAS à rotor bobiné

- Pour le moteur à rotor à cage de 1 KW :

$$T_r = 0.0848 \text{ s}$$

- Pour le moteur à rotor bobiné de 1KW :

$$T_r = 0.0764 \text{ s}$$

3.5 Identification des paramètres mécaniques

La détermination des paramètres : le moment d'inertie J et le coefficient de frottements visqueux f , est souvent basée sur la mesure des pertes mécaniques et l'enregistrement de la courbe de ralentissement.

L'exploitation des résultats (figures : 3.6.a et 3.6.b) de l'essai de séparation des pertes au fonctionnement à vide, permet d'évaluer les pertes mécaniques au voisinage du synchronisme (Ω_0) et le relevé expérimental des courbes (enregistrement sur oscilloscope) de l'essai de ralentissement effectué sur les deux MAS à cage (figure 3.8.a) et à rotor bobiné (figure 3.8.b) donne :

- Pour la MAS à cage (avec frein à poudre) :

$$P_{\text{méc}} = 19.5W ; Cr_0=0.5 \text{ Nm} ; N_0=2900 \text{ tr/mn} ;$$

alors,

$$J = 0.0026 \text{ kgm}^2$$

et,

$$f = 0.0018 \text{ SI}$$

- Pour la MAS à rotor bobiné (à vide) :

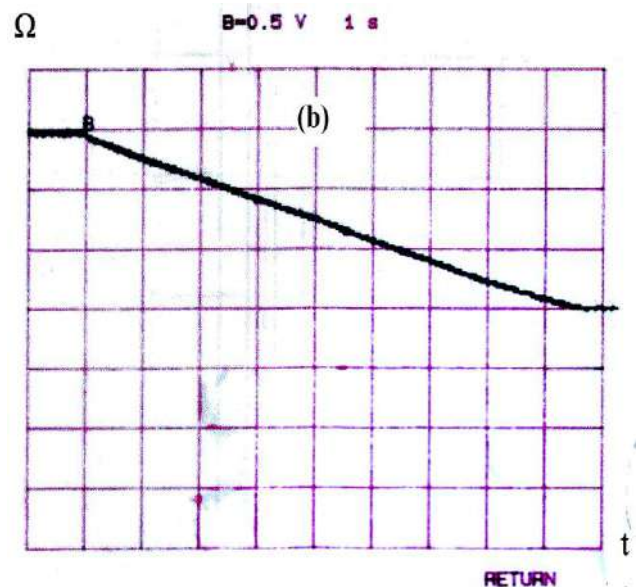
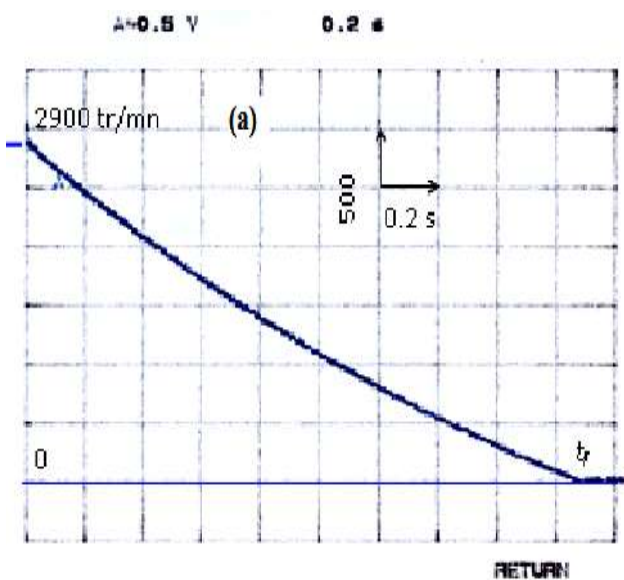
$$P_{\text{méc}} = 9.5W ; Cr_0=0.0615 \text{ Nm} ; N_0=1475 \text{ tr/mn} ;$$

donc,

$$J = 0.0034 \text{ kgm}^2$$

et,

$$f = 0.00056 \text{ SI}$$



Figures 3.8 : Courbes expérimentales de ralentissement.

(a) : MAS à cage.

(b) : MAS à rotor bobiné

3.6 Analyse et interprétation des résultats

A des fins d'analyse et de comparaison, les résultats de l'identification paramétrique issus des diverses méthodes et essais testés sur les deux machines asynchrones, sont reportés dans les deux tableaux récapitulatifs (3.11) et (3.12).

- Pour la MAS à cage

Paramètres Méthodes	$R_s (\Omega)$	$L_s (H)$	σ	$T_r (s)$
Plaque signalétique	4.5 •	0.7024	0.1364	0.0873
Essais classiques	4.50 • 10.3595*	0.3993	0.05446	0.04925
Identif. en ligne	4.594	0.4403	0.04562	0.04385
Moindres carrés simples	4.5 •	0.4347	0.0482	0.0431
Paramètres de référence	4.5	0.4400	0.0454	0.0450

Tableau 3.11 : valeurs des paramètres identifiés par diverses méthodes

- Pour la MAS à rotor bobiné

Paramètres Méthodes	$R_s (\Omega)$	$R_r (\Omega)$	$R_r' (\Omega)$	$L_s (H)$	$L_r (H)$	$L_r' (H)$	$M (H)$	$M' (H)$	$T_r (s)$	σ
Plaque signalétique	7.5 •	2.15/2 •	5.34	0.532	--	0.442	--	0.442	0.0827	0.169
Essais classiques	7.5 • 17.1695 *	2.15/2 •	5.79	0.297	--	0.1826	--	0.1826	0.0315	0.385
Essais statiques du quadripole	7.5 •	2.15/2 •	--	0.303	0.058	--	0.113	--	0.0540	0.292

Tableau 3.12 : Paramètres identifiés par diverses méthodes

$R_{s\bullet}$: Valeur mesurée en courant continu.

R_{s*} : Valeur mesurée en courant alternatif (par calcul).

En plus des résultats précités, les essais de séparations des pertes, de coupure de l'alimentation et de ralentissement ont permis d'évaluer, d'après les relevés expérimentaux des courbes : $(P_0 - \Delta P_{JS})=f(V^2)$, $V_s(t)$ et $\Omega(t)$, respectivement les paramètres : R_F , T_r , J et f .

Paramètres Essais exp.	MAS à cage				MAS à rotor bobiné			
	$R_F(\Omega)$	$T_r(s)$	$J(Kgm^2)$	$f(SI)$	$R_F(\Omega)$	$T_r(s)$	$J(Kgm^2)$	$f(SI)$
Séparation des pertes	623	--	--	--	274	--	--	--
Coupure de V_s	--	0.0848	--	--	--	0.0764	--	--
Ralentissement	--	--	0.0026	0.0018	--	--	0.0034	0.00056

Tableau 3.13 : Paramètres identifiés par essais expérimentaux.

Il ressort des résultats obtenus de l'application des diverses méthodes d'identification, et récapitulés dans les tableaux ci-dessus, les constatations suivantes :

- Pour la MAS à cage :

Comparés aux paramètres de référence (préalablement identifiés en annexe A), tous les procédés testés donnent des résultats proches, à l'exception des résultats de la méthode de la plaque signalétique qui présente, malheureusement, une dispersion relativement importante par rapport aux autres méthodes.

- Pour la MAS à rotor bobiné :

En se privant de l'accès au rotor, les mesures directes effectuées ont permis de déterminer séparément les paramètres de la machine. Cependant, les résultats diffèrent d'un essai à l'autre, et ceci est certainement lié aux conditions de mesure, qui sont loin des conditions de fonctionnement normal. On note que les inductances dépendent de l'état magnétique de la machine, donc de la tension d'essais. La méthode des essais classiques présente un coefficient de dispersion magnétique σ de l'ordre de 40%, ce qui entraîne des fuites globales relativement importantes et par conséquent avoir un effet néfaste sur les performances de la machine (flux, couple, etc ...). A l'exception de ce paramètre, les deux

méthodes à essais classiques et à essais statiques donnent des résultats légèrement différents mais qui s'éloignent des résultats de la plaque signalétique.

- Au niveau des résistances, on constate que la résistance, soit statorique ou rotorique, vue par la source alternative est plus élevée et s'écarte sensiblement de celle mesurée en continu, ce qui laisse entrevoir que R estimée en alternatif tient compte des pertes joules, des pertes fer et des pertes supplémentaires liées aux conditions de mesure (tension, courant, charge, etc ...); [27].
- La mesure de la constante de temps rotorique T_r par la méthode de la décroissance de la tension induite est effectuée lors de la démagnétisation de la machine, donc dans la zone linéaire du circuit magnétique; [27], ce qui justifie les valeurs élevées de T_r pour les deux machines.
- Les mesures graphiques des pertes fer et des pertes mécaniques d'après l'essai de séparation des pertes et de la constante de temps mécanique d'après la courbe de ralentissement ne sont qu'approximatives, et l'identification des paramètres R_f , J et f est peu précise.

3.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'application expérimentale des divers procédés d'identification en testant deux machines du laboratoire.

En effet, un ensemble de méthodes d'identification de type déterministes basées sur des essais expérimentaux ont été revues et exploitées. Il en découle de l'analyse comparative de l'ensemble des résultats d'identification, les déductions suivantes :

- L'identification développée pour la MAS à cage montre que les valeurs des paramètres déterminées par les différentes méthodes sont pratiquement voisines et se confondent remarquablement avec les paramètres de référence, à l'exception des résultats de la méthode de la plaque signalétique qui présente une estimation grossière des paramètres de la machine. Les mêmes constatations sont également notées pour l'identification de la MAS à rotor bobiné.
- Les méthodes classiques appliquées aux deux machines montrent la dépendance des paramètres des conditions de mesure, et les résultats obtenus sont peu précis, et donc

insuffisants pour la modélisation de la MAS, tout particulièrement quand elle est destinée à la commande.

- Les essais statiques du quadripôle testés sur la MAS à rotor bobiné permettant de déterminer séparément ses paramètres, révèlent l'influence de la saturation sur la mesure des inductances, et la mutuelle estimée de l'essai en court-circuit est plus acceptable du fait du couplage magnétique entre armatures.
- La constante de temps rotorique T_r déterminée par la méthode dite dynamique, s'avère relativement élevée par rapport à celle identifiée par les autres méthodes, et ceci est dû à la démagnétisation de la machine (non saturée).
- L'identification des paramètres mécaniques est relativement aisée en s'appuyant sur des relevés expérimentaux, tel que l'essai de ralentissement et l'essai de séparation des pertes, cependant la mesure graphique est peu précise, et il est nécessaire de faire une bonne mesure des pertes mécaniques et de trouver une expression analytique qui représente au mieux la courbe de ralentissement ; [12].

En introduisant les résultats issus des différentes approches dans l'outil de simulation, une validation globale sera faite et le chapitre quatre lui sera dédiée.

Chapitre 4

Simulation et validation

4.1 Introduction

Des travaux ont été réalisés dans l'identification de la machine asynchrone à partir des modèles complexes et des essais expérimentaux. Les paramètres de la machine doivent être identifiés pour une bonne prédiction et une commande performante de celle-ci.

Ce chapitre consiste en la simulation des modèles d'essais des machines étudiées en introduisant les paramètres issus des différentes méthodes exposées précédemment dans le but de valider l'identification développée.

Le démarrage est l'essai dynamique le plus approprié pour examiner les différentes grandeurs régissant le fonctionnement de la MAS. Par conséquent, cet essai a été considéré dans ce travail afin de valider le modèle aussi bien que les grandeurs électromécaniques.

Ce chapitre sera divisé en deux parties principales : une simulation de la machine asynchrone à cage d'écurie, dans laquelle les grandeurs rotoriques sont inaccessibles, et une simulation de la machine asynchrone à rotor bobiné. Le modèle choisi pour les deux types de machines est celui de Park exprimé dans le repère fixe au stator (α, β) . Les simulations seront confrontées aux résultats expérimentaux.

4.2. Rappel du modèle de Park de la MAS

Pour reproduire le fonctionnement de la machine asynchrone, il est possible de simuler le comportement dynamique de la machine avec une bonne précision à partir d'un modèle adéquat bien choisi. Le modèle doit représenter fidèlement les phénomènes physiques de la machine pour prédire son comportement.

Alimentée en tension, la MAS considérée dans cette étude, fonctionnant en moteur, est représentée par le modèle de Park à quatre paramètres exprimé dans le repère lié au stator (α, β) régi par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \\ C_e = p \cdot \Im_m(\bar{\Phi}_s^* \cdot \bar{I}_s) \end{cases} \quad (4.1)$$

Et, l'équation du mouvement :

$$\begin{cases} C_e - C_r = f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \\ \text{où, } \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (4.2)$$

En se servant du modèle d'état (complexe) en $[\bar{I}_s, \bar{\Phi}_s]$ de la MAS triphasée symétrique, défini en Annexe B (Système d'équations (B.11)), pour procéder à la simulation des deux machines.

4.3 Simulation et validation

La simulation numérique est actuellement, l'outil le plus utilisé et le plus efficace qui permet de prédire les comportements des machines, d'identifier les paramètres, de concevoir et de commander ces machines. En effet tous les essais expérimentaux peuvent être représentés par des modèles numériques.

Au fil de ce chapitre, on procède à la simulation des modèles numériques établis à l'aide des paramètres issus des différentes méthodes d'identification en se servant du schéma bloc de simulation présenté ci-après par la figure 4.1, et ceci est en vue, d'une part, de suivre l'évolution des différentes grandeurs électromécaniques, et d'autre part, de comparer et de valider les diverses approches étudiées.

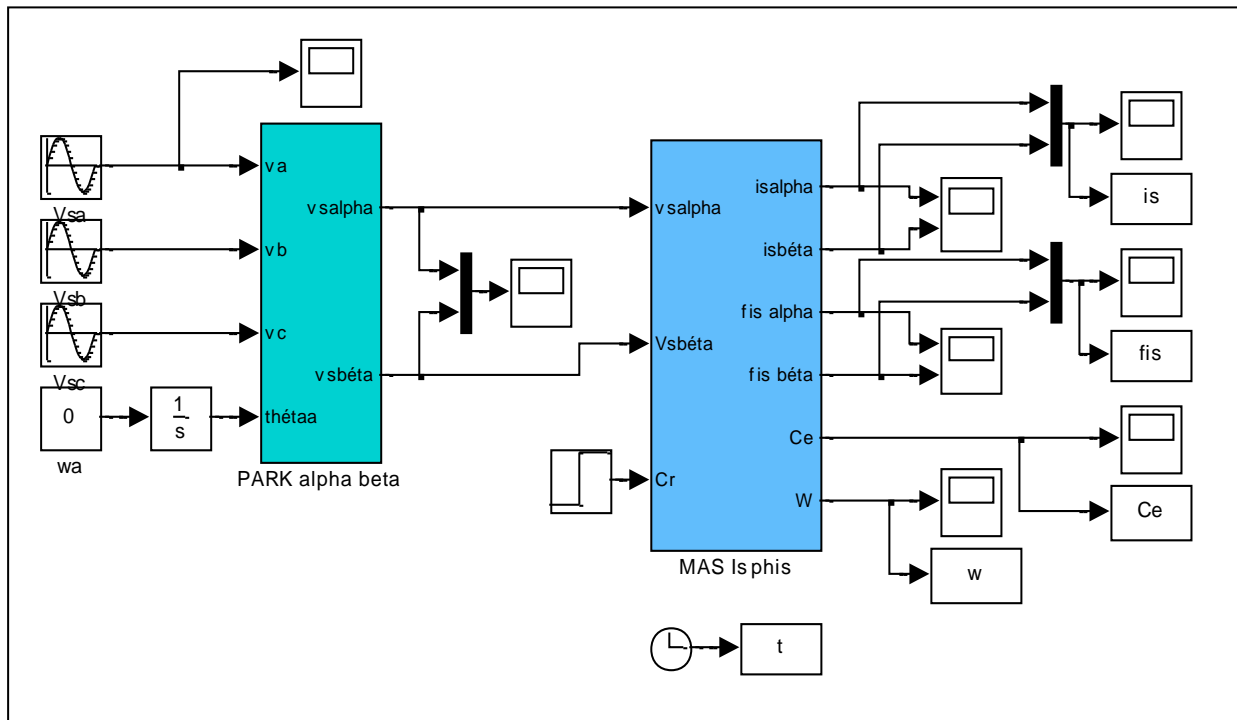


Figure 4.1 : Schéma bloc de simulation du modèle de Park de la MAS alimentée en tension

Le long de cette présente étude, on considère le démarrage à vide de la machine alimentée directement par le réseau sous tension et fréquence nominales.

4.3.1 Simulation de la MAS à cage

Le modèle adopté comme modèle de référence est celui identifié dans la référence [13] par la méthode du diagramme des inductances H-G modifié, où les quatre paramètres (R_s , L_s , σ et T_r) ont été déterminés au même temps (sous les mêmes conditions de fonctionnement) et pour un niveau de saturation et de température donné (prise en compte des états magnétique et thermique de la machine), sans avoir recours aux essais pratiques ni tests intermédiaires. Ainsi, connaissant les paramètres électriques et mécaniques, de la machine, la simulation d'un démarrage à vide sous une tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50Hz suivi

de l'application du couple nominale ($C_N = 3.3 \text{ Nm}$) à l'instant $t=0.4 \text{ s}$, permet d'obtenir les résultats illustrés par la figure 4.2.

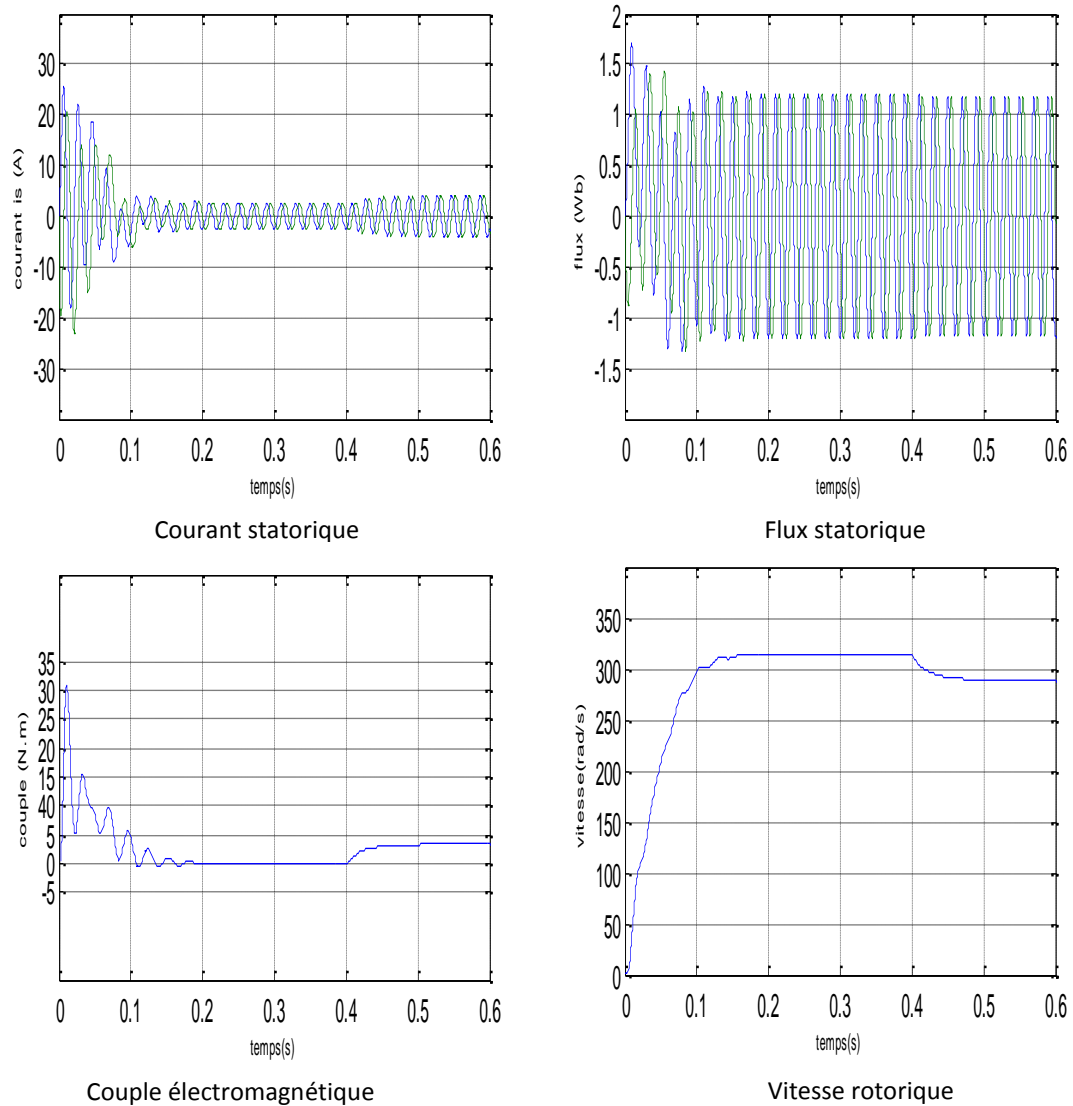


Figure 4.2 : Résultats de simulation de la MAS à cage (paramètres de référence)

A travers ces résultats, on constate que :

- Toutes les grandeurs s'établissent rapidement après un transitoire de 0.2s qui représente le temps de réponse de la machine.

- Un fort appel du courant statorique, certes bref, mais important et qui atteint un maximum de valeur efficace de 6.7 fois sa valeur nominale, puis se stabilise à la valeur constante de 1.92A qui définit le courant nécessaire à la magnétisation de la machine (à vide) sous une tension de 220V. La même dynamique est prévisible sur la caractéristique du flux statorique.
- Aux premiers instants de démarrage, le couple électromagnétique présente des pulsations importantes qui atteignent une valeur maximale de 31Nm. Cela est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après, il revient à une valeur très faible (presque nulle) pour compenser les pertes mécaniques (à vide).
- L'évolution de la vitesse en fonction du temps montre un accroissement presque linéaire, puis elle s'établit au voisinage de la vitesse du synchronisme (314rad/s) après un certain temps (0,2s) dépendant de l'effet de contre réaction des masses tournantes.
- Avec l'application de la charge ($C_r = C_N = 3.3 \text{ Nm}$) à la machine à l'instant $t = 0.4 \text{ s}$, le courant statorique augmente, le couple électromagnétique s'accroît pour s'établir à la valeur C_r imposée par le charge, et la vitesse diminue à 289 rad/s. Ainsi, toutes ces variations justifient la dépendance de toutes les grandeurs de la charge mécanique appliquée, sauf le flux qui accuse une faible variation autour de sa valeur à vide.

4.3.2 Validation de l'identification de la MAS à cage

En se servant de l'outil de simulation, on procède à la validation de l'identification des deux machines d'étude par comparaison des réponses obtenues en simulant les modèles identifiés par les diverses approches examinées.

D'après les résultats regroupés sur la figure 4.3, on constate les éventuelles différences suivantes :

- Toutes les réponses (courant, flux, couple et vitesse) obtenues par la méthode en ligne et celle des moindres carrés simples sont en bonne concordance et entièrement confondues avec celles du modèle de référence.
- La méthode des essais classiques présente une légère différence au niveau des valeurs du couple et de la vitesse.

- A vide, la vitesse atteint, pour les quatre modèles, sa valeur établie au voisinage du synchronisme avec différentes dynamiques, les réponses en couple et en vitesse obtenues par la méthode de la plaque signalétique présentent un temps de réponse de 0.28s. Ce retard est clairement remarqué, et ce modèle est doté des valeurs très faibles du couple maximal (10Nm) et du courant au démarrage.

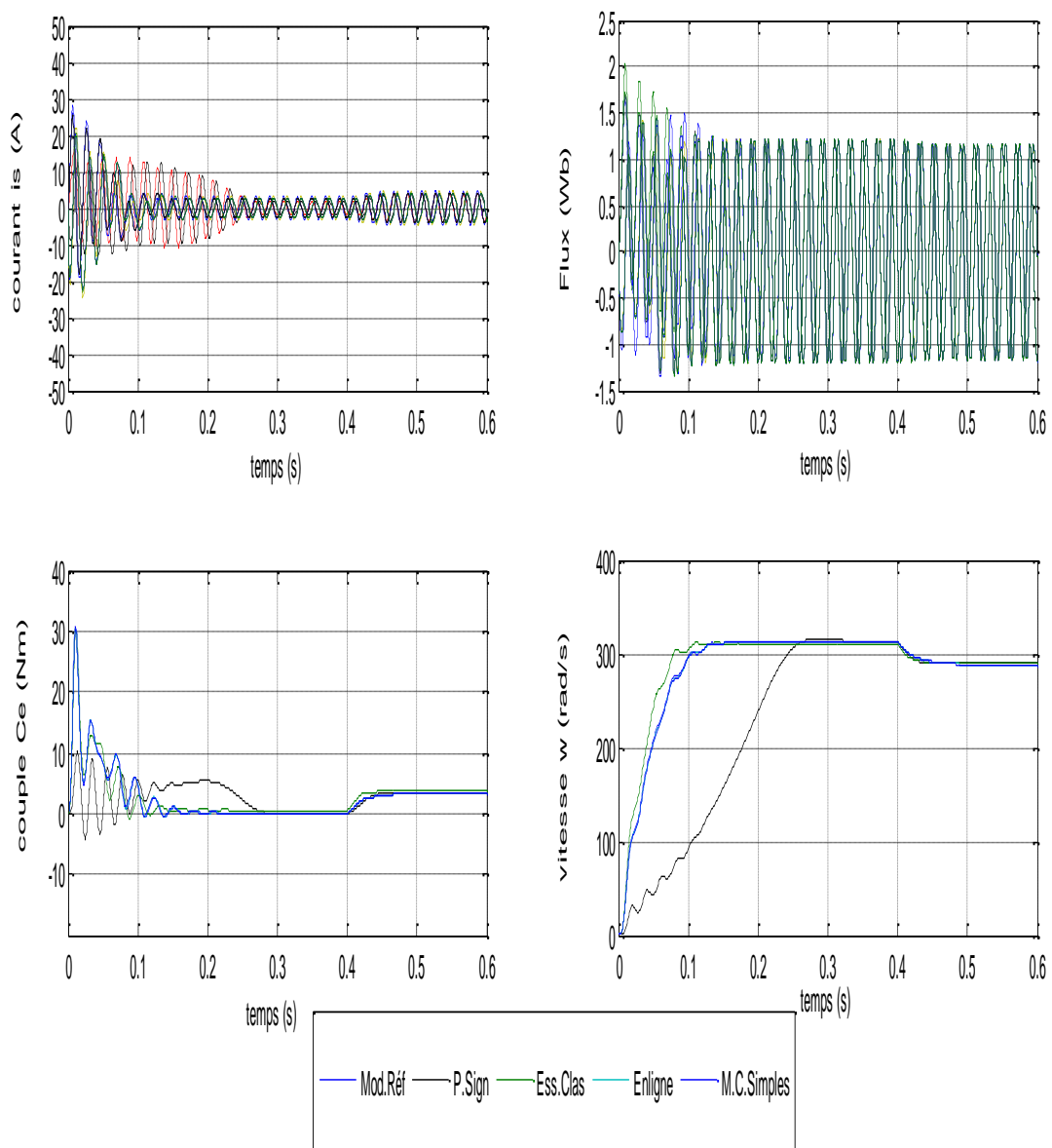


Figure 4.3 Comparaison des caractéristiques obtenues par simulation du modèle de référence et des modèles identifiés par les quatre méthodes.

En plus des tests de validation effectués, il est d'un grand intérêt d'étendre cette analyse de validation pour une comparaison : expérimentation/simulation.

Les figures 4.4 et 4.5 représentent respectivement, les réponses en courant statorique et en vitesse obtenues expérimentalement et par simulation d'un démarrage en charge ($C_r = 0.5 \text{ Nm}$) et sous une tension de 220V et de fréquence 50Hz.

Il en découle de ces résultats comparatifs que tous les modèles présentent les même dynamiques de réponses du courant et de la vitesse avec des régimes transitoires identiques, à l'exception des résultats de la plaque signalétique qui montrent un démarrage très lent de l'ordre de 0.3s avec une faible amplitude du courant maximal, comparativement aux autres modèles et ceci est du aux valeurs relativement élevées des paramètres inductifs.

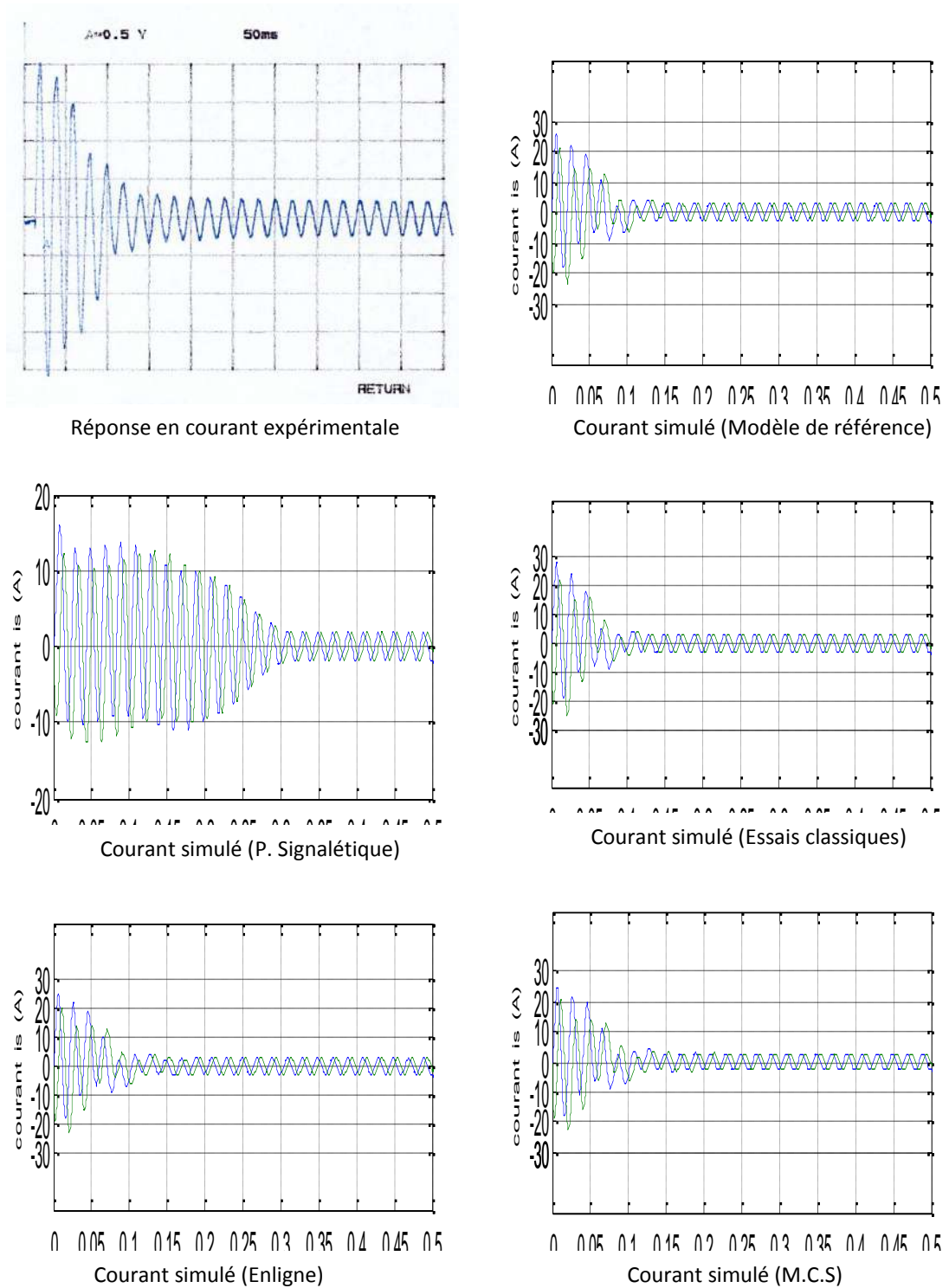
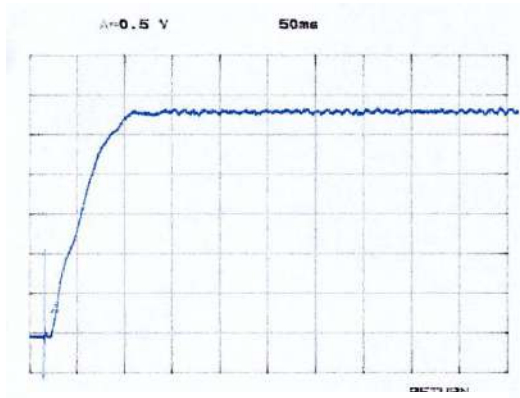
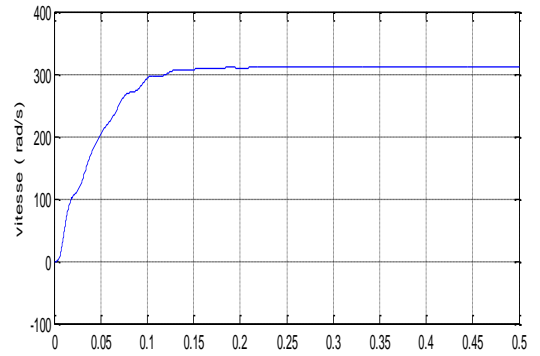


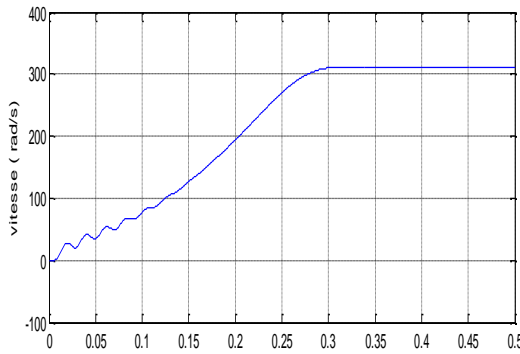
Figure 4.4 Comparaison des réponses en courant statorique obtenues expérimentalement et par simulation des modèles identifiés par les diverses méthodes.



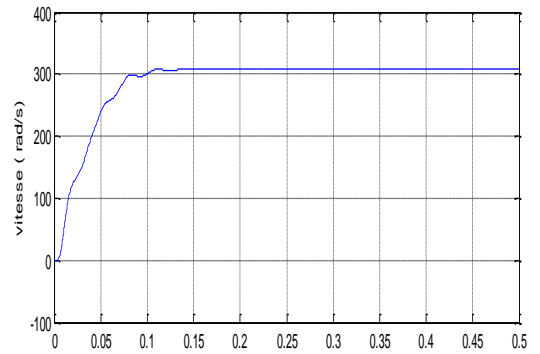
Réponse en vitesse expérimentale



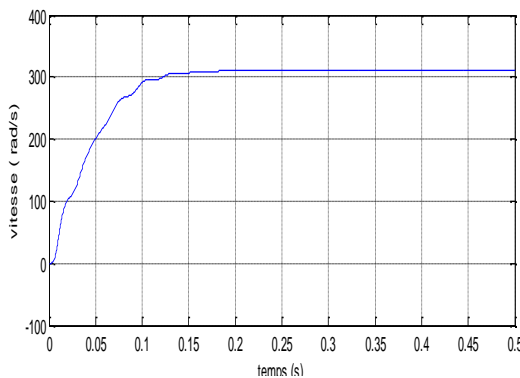
Vitesse simulée (Modèle de référence)



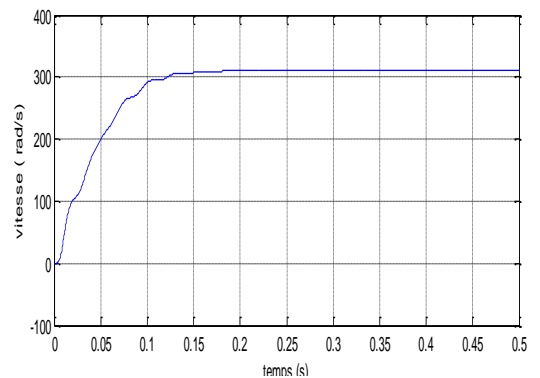
Vitesse simulée (p. Signalétique)



Vitesse simulée (Essais classiques)



Vitesse simulée (En ligne)



Vitesse simulée (M.C.S)

Figure 4.5 : Comparaison des réponses en vitesse obtenues expérimentalement et par simulation des modèles identifiés par les diverses méthodes.

4.3.3 Simulation et validation de l'identification de la MAS à rotor bobiné

La démarche est tout à fait symétrique à l'étude précitée de la MAS à cage. De même, on procède à la simulation et à la validation, par deux voies, des procédés d'identification appliqués à la MAS à rotor bobiné.

La validation par comparaison en simulation des modèles identifiés par les différentes méthodes, pour un démarrage à vide à 220V et à 50Hz suivi de l'application d'une charge mécanique $C_r = 6.7\text{Nm} = C_N$ à l'instant $t=0.4\text{s}$, est obtenue en analysant les réponses superposées et rassemblées sur la figure 4.6.

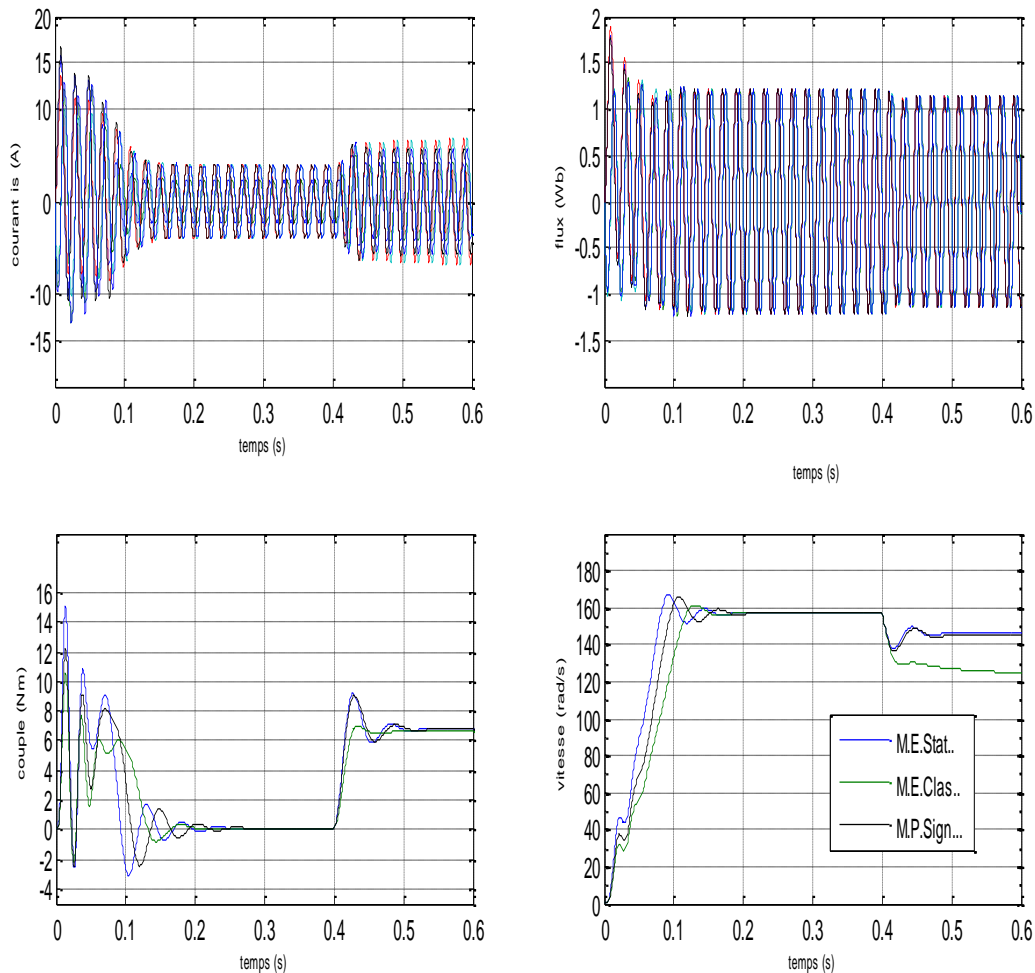


Figure 4.6 Comparaison des caractéristiques obtenues par simulation des modèles identifiés par les trois méthodes.

- A vide, la vitesse atteint, pour les trois cas, sa valeur établie proche du synchronisme (157 rad/s) au bout de 0.2s, avec différentes dynamiques présentant des oscillations au début de démarrage et des faibles dépassements avant de s'établir.

En charge, la diminution de la vitesse obtenue par les essais classiques est remarquablement importante par rapport aux autres vitesses.

- Le couple électromagnétique, présente des pulsations importantes et atteint des valeurs maximales différentes.

La méthode des essais classiques est dotée d'un couple maximal et un courant au démarrage réduits. En charge, le couple s'accroît pour s'établir après quelques dépassements et au bout de 0.1S (il ne s'établit pas instantanément).

La deuxième voie de validation par comparaison: expérimentation/simulation des réponses en courant et en vitesse est analysée d'après les résultats regroupés sur les figures 4.7 et 4.8.

Ainsi, il en découle que :

Tous les modèles présentent des dynamiques légèrement différentes avec des temps de réponse identiques. La vitesse tend à se stabiliser à sa valeur proche du synchronisme et le courant atteint des amplitudes maximales différentes. Les valeurs établies du courant (en régime permanent) sont relativement élevées pour la méthode des essais classiques et celle des essais statiques du quadripôle.

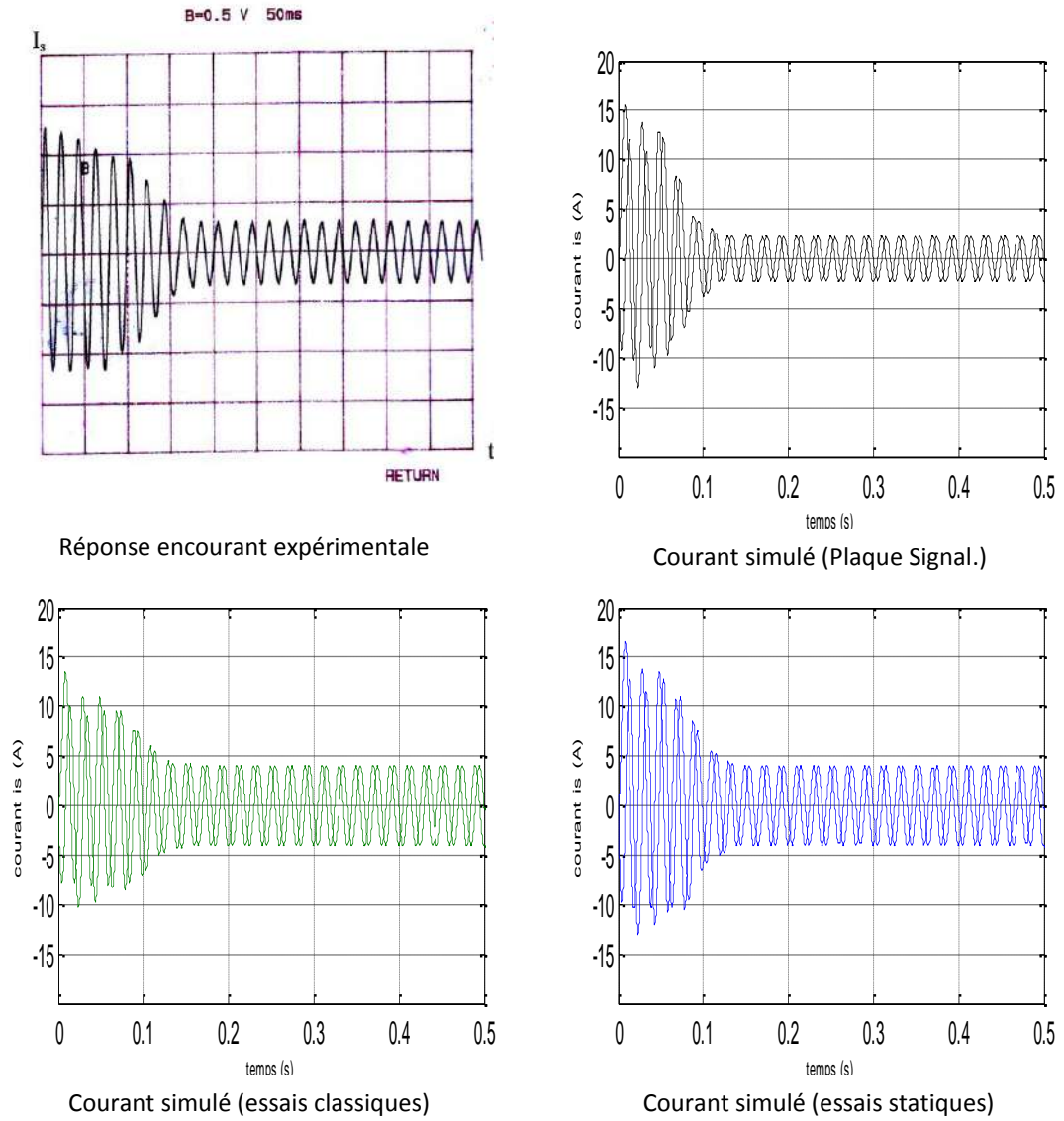


Figure 4.7 Comparaison des réponses en courant statorique obtenues expérimentalement et par simulation des modèles identifiés par les trois méthodes

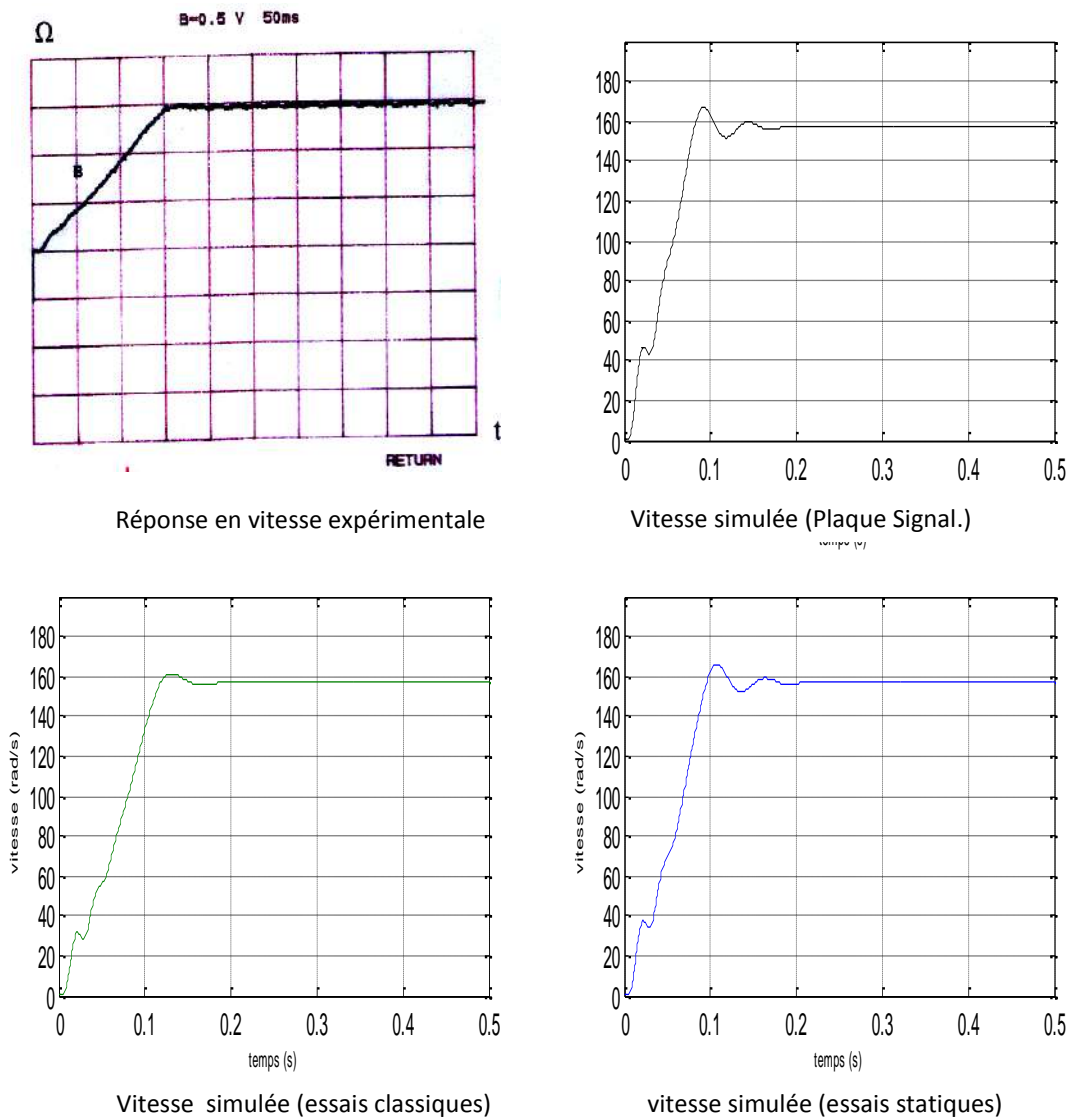


Figure 4.8 Comparaison des réponses en vitesse obtenues expérimentalement et par simulation des modèles identifiés par les trois méthodes.

4.4 Conclusion

Ce dernier chapitre a été réservé à la simulation des modèles identifiés par les diverses approches développées et testées sur deux machines de 1 kW du laboratoire, en vue de suivre le comportement dynamique de la machine, de comparer et de valider l'identification effectuée.

Les résultats de la simulation et l'analyse comparative ont permis de valider, en général (avec des légères différences), les méthodes d'identification exploitées qui s'avèrent satisfaisantes, mais restent insuffisantes. Ces résultats sont confirmés et validés par la deuxième voie de comparaison : expérimentation/simulation.

En résumé, il ressort de cette étude, que toutes les méthodes, bien que simples et classiques, présentent une identification paramétrique acceptable de la MAS, à l'exception de celle de la plaque signalétique (très approximative) qui peut servir d'identification initiale pour les méthodes numériques.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'identification des paramètres de la machine asynchrone triphasée.

Avant de présenter les principaux résultats obtenus à travers cette étude, 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.

Alors, pour procéder à l'identification paramétrique d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- choisir le modèle en fonction de l'objectif fixé, ce choix est souvent lié à des hypothèses supplémentaires pour simplifier l'étude.
- Choisir la méthode d'identification et/ ou les essais appropriés,
- et enfin vérifier la validité du modèle identifié.

Dans ce cadre, le travail accompli par cette présente étude concerne les points suivants :

Dans le premier chapitre, on a présenté la MAS par ses modèles d'action, en l'occurrence son modèle triphasé (réel) et son modèle biphasé (modèle de Park linéarisé) en s'appuyant sur une approche analytique moyennant des hypothèses simplificatrices.

La présentation des schémas équivalents, au sens étendu, menée au fil du second chapitre, a permis d'avoir plusieurs configurations de la MAS à nombre de paramètres réduits qui sont aisément identifiables, et de mettre en œuvre un ensemble de procédés d'identification conventionnels exposés, basés sur des essais expérimentaux.

Au cours du troisième chapitre, les méthodes d'identification précédemment examinées, ont été testées sur deux machines asynchrones de 1 KW du laboratoire : la MAS à cage et la MAS à rotor bobiné, cette étude expérimentale a été suivie d'une analyse comparative des résultats obtenus. On a également proposé et analysé une méthode dite dynamique pour déterminer la constante de temps rotorique, sujet abondamment commenté en particulier dans la commande des MAS. A la fin, la détermination expérimentale des paramètres mécaniques a été effectuée pour avoir un modèle complet en vue d'une validation globale.

En fin, et à travers une simulation en Simulink sous MATLAB, les modèles identifiés par les diverses approches ont été vérifiés et validés par comparaison aux résultats expérimentaux obtenus des essais directs sur les deux machines d'étude.

Il ressort de cette étude que :

- Les résultats de comparaison sont en général encourageants et ils présentent une bonne concordance avec l'expérimentation à l'exception de ceux de la plaque signalétique.
- Les paramètres de la MAS dépendent du point de fonctionnement et donc des conditions de mesure.
- Les résultats d'identification sont satisfaisants en vue d'une simulation du comportement de la machine, à l'inverse ils sont insuffisants pour sa commande et son diagnostic.

Cependant, ces approches, bien que simples et s'annoncent classiques, donnent une idée sur l'ordre de grandeur des paramètres cherchés et servent à l'initialisation d'une identification par diverses méthodes numériques.

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

Annexes

Annexe A

Paramètres des deux Machines asynchrones testées

1. MAS-1 à rotor à cage (Machine identifiée [LSP-IE])

Plaque signalétique :

1KW; 220/380V – 50HZ; 4.7/2.7A ; 2830 tr/mn ; $C_{rN} = 3.3N.m$;

$\rho=1$; $\cos\varphi_N = 0.76$.

Paramètres électriques:

R_s (Résistance du stator) = 4.5000 Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.4400 H

T_r (Constante de temps rotorique) = 0.0450 s

σ (Coefficient de dispersion) = 0.0454

Paramètres mécaniques :

(Avec frein à poudre)

J (Moment d'inertie) = 0.0031 $kg.m^2$

f (Coefficient de frottement) = 0.0002 SI

2. MAS-2 à rotor bobiné (Machine testée du laboratoire des Machines Electriques)

Plaque signalétique :

1KW; 220/380V – 50HZ; 5.3/3.2A; 1410 tr/mn; $C_{rN} = 6.7N.m$;

$p=2$; $\cos\varphi_N = 0.71$; $U_{err} = 127V$; $I_{err} = 4.9A$

Annexe B

Modèles de la MAS alimentée en tension

La dynamique électromagnétique de la MAS triphasée est régie par les équations qui définissent le modèle de la MAS dans le repère d'axes généralisé (U, V) comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_a \bar{\Phi}_s \quad (\text{B.1})$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{B.2})$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (\text{B.3})$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (\text{B.4})$$

Le système d'équations aux flux (B.3) et (B.4) (non différentiel) permet de définir un système d'état de deux vecteurs choisis parmi quatre $(\bar{I}_s, \bar{I}_r, \bar{\Phi}_s, \bar{\Phi}_r)$. On peut avoir exactement six combinaisons d'état possibles à définir ; [13] ; [28] :

- Un modèle tout flux $[\bar{\Phi}_s, \bar{\Phi}_r]^t$.
- Quatre modèles flux-courant $[\bar{I}_s, \bar{\Phi}_s]^t, [\bar{I}_s, \bar{\Phi}_r]^t, [\bar{I}_r, \bar{\Phi}_s]^t$ et $[\bar{I}_r, \bar{\Phi}_r]^t$
- Un modèle tout courant $[\bar{I}_s, \bar{I}_r]^t$.

B.1 Modèle en vecteur d'état $[\bar{I}_s, \bar{\Phi}_s]^t$.

Dans un système d'axes (α, β) lié au stator (repère d'observation fixe au stator) :

$$\omega_a = 0 \text{ et } \omega_r = -\omega_s$$

Les équations (B.1) et (B.2) du modèle général deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \quad (\text{B.5})$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{B.6})$$

A partir des équations (B.3) et (B.4), on peut exprimer \bar{I}_r et $\bar{\Phi}_r$ en fonction de \bar{I}_s et $\bar{\Phi}_s$; et on aboutit aux équations suivantes :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \quad (\text{B.7})$$

$$0 = \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{I}_s + \frac{d\bar{I}_s}{dt} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_s - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{B.8})$$

où :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion totale}$$

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

Expression du couple

Pour le vecteur d'état choisi $[\bar{I}_s, \bar{\Phi}_s]^t$ (combinaison choisie), le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p \cdot \Im_m(\bar{\Phi}_s^* \cdot \bar{I}_s) \quad (\text{B.9})$$

tel que:

p : nombre de paires de pôles (MAS multipolaire).

Aux équations du modèle électromagnétique, on associe l'équation dynamique du mouvement.

$$\begin{cases} C_e - C_r = f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \\ \text{où, } \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

avec,

C_r : Couple de charge (résistant).

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie du rotor.

Ω : Vitesse mécanique.

Pour une alimentation en tension, le modèle d'état (complexe) en $[\bar{I}_s, \bar{\Phi}_s]$ de la MAS triphasée symétrique est régi par le système d'équations différentielles suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{I}_s}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega\right)\bar{I}_s + \frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\bar{\Phi}_s + \frac{1}{\sigma L_s}\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_s\bar{I}_s \\ C_e = p \cdot \Im_m(\bar{\Phi}_s^* \cdot \bar{I}_s) = p, (i_{s\beta}\Phi_{s\alpha} - i_{s\alpha}\Phi_{s\beta}) \\ C_e - C_r = f\Omega + Jd\Omega/dt \quad , \quad \Omega = \omega/p \end{array} \right. \quad (\text{B.11})$$

C'est le modèle de Park à quatre paramètres exprimé dans le repère (α, β) lié au stator, en fonction des variables d'état: courant et flux statoriques.

B.2 Modèle en vecteur d'état $[\bar{I}_s, \bar{I}_r]^t$

Si on choisit le vecteur d'état tout courant $[\bar{I}_s, \bar{I}_r]^t$, on porte les équations aux flux (B.3) et (B.4) dans les expressions des tensions (B.5) et (B.6) qui deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + L_s\frac{d\bar{I}_s}{dt} + M\frac{d\bar{I}_r}{dt} \quad (\text{B.12})$$

$$0 = -j\omega M\bar{I}_s + M\frac{d\bar{I}_s}{dt} + (R_r - j\omega L_r)\bar{I}_r + L_r\frac{d\bar{I}_r}{dt} \quad (\text{B.13})$$

Si l'on divise l'équation (B.13) par L_r , et on pose :

$$\bar{I}_r = a\bar{I}_r'$$

tel que :

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

alors, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{I}_s}{dt} = -\frac{1}{T_s} \bar{I}_s - (1-\sigma) \frac{d\bar{I}_r'}{dt} + \frac{\bar{V}_s}{L_s} \\ \frac{d\bar{I}_r'}{dt} = -j\omega \bar{I}_s + \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \left(\frac{1}{T_r} + j\omega\right) \bar{I}_r' \\ C_e = pM\tilde{\mathcal{J}}_m(\bar{I}_s^* \cdot \bar{I}_r) = p(1-\sigma)L_s\tilde{\mathcal{J}}_m(\bar{I}_s^* \cdot \bar{I}_r') \\ \quad = p(1-\sigma)L_s(i'_{r\alpha}i_{s\beta} - i'_{r\beta}i_{s\alpha}) \\ C_e - C_r = f\Omega + Jd\Omega/dt \quad , \quad \Omega = \omega/p \end{array} \right. \quad (B.14)$$

avec ;

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

Le système d'équations (B.14) ainsi obtenu représente le modèle de Park à quatre paramètres exprimé dans le repère (α, β) lié au stator, en fonction des variables d'état : courants statorique et rotorique.

Références bibliographiques

- [1] **J. Lesenne, F. Notelet et G.Seguir**, Introduction à l'Electrotechnique Approfondie, Edition Technique et Documentation, Paris, 1981.
- [2] **J.P. Caron et J.P. Hautier**, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, Collection : Méthode et Pratique de l'Ingénieur, Electrotechnique, Lille, 1995.
- [3] **M.Poloujadoff**, " The Theory of Three Phase Introduction Squirrel Cage Motors ", Review of Electrical Machines and Power Systems, Vol. 13, pp. 245-264, 1987.
- [4] **G.Séguier et F.Notelet**, Electrotechnique Industrielle, Lavoisier 2^{ème} Edition, Paris, 1985.
- [5] **J. Chatelain**, Machines Electriques, Traité d'Electricité, d'Electronique et d'Electrotechnique Tome I, Presses Polytechniques Romandes, Edition Dunod, Suisse, 1983.
- [6] **D. O'Kelley, S. Sinons**, Generalized Electrical Machine Theory, Londres, 1968.
- [7] **P. Barret et M. Magnien**, Régimes Transitoires des Machines Tournantes Electriques, Edition Eyrolles, Paris, 1982.
- [8] **M.S.Nait- Said**, Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil : Robustesse contre les Dérives Paramétriques, Amélioration des Performances Energétiques, Thèse de Doctorat, Univ. Batna, 1999.

- [9] **E. Mendes**, Contributoin à la modélisation et à la Commande des Actionneurs.
Electriques,Rapport de Synthèse d'Habilitation à diriger des Recherches, Paris, 2000.
- [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] **T. Caussat**, Pilotage Vectoriel Autonome d'une Machine Asynchrone alimentée par
Convertisseur Statique, Thèse de Doctorat, INP de Toulouse, 1995.
- [12] **N. Khenfer**, Machine Asynchrone : ses Modèles, son Identification et sa
Commande », Thèse de Doctorat, ENP d'Alger,1992.
- [13] **N.Nait- Said**, Contribution à l'Identification et à la Commande de la Machine à
Induction, Thèse de Doctorat, Univ Batna, 2003.
- [14] **L.Sahraoui**, Modélisation,Identification et Commande d'une Machine
d'Induction Double Cage,Thèse de Magister,CU.Oum el Bouaghi,2006.
- [15] **N. Belaaj-Merabet et 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 .
- [16] **B. Abdelhadi**, Contribution à la Conception d'un Moteur à Induction Spécial à rotor
Externe pour Système de Propulsion Electrique, Thèse de Doctorat, Univ. Batna, 2004.
- [17] **R.Abdessemed**, Modélisation et Simulation des Machines Electriques, Collection
Technosup ,2011.
- [18] **J. Dos Ghali et J. P. Ray**, Quelques Eléments Pratiques de Base sur les Machines Electriques,
EPF Lausanne, 1990.

- [19] **M.S.Nait- Said**, Cours de Magister, Univ. Batna, 2003.
- [20] **Compte-rendu des essais complémentaires d'Identification** de la Machine à rotor bobiné de l'IRCYN avec Analyse des Effets de Saturation sur l'Estimation des Paramètres. Luc Loron ,1999.
- [21] **S.C.De Lara Jayme**, Identification des Paramètres des Machines Electriques à Courant Alternatif,INP de Toulouse, 1995.
- [22] **M.S.Nait- Said, R. Abdessemed, M.E.H.Benbouzid**, Identification Paramétrique d'une Machine Asynchrone A Cage d'Ecureuil par le Diagramme H-G,16^{ème} journées tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique, Tunisie,1996.
- [23] **D.Aguglia**, Identification des Paramètres d'un Moteur à Induction en vue de sa Commande Vectorielle,Thèse de Doctorat, Univ Laval Québec, Canada,2004.
- [24] **O.Touhami** , Contribution à l'Identification Paramétrique des Machines Electriques,
Thèse de Doctorat, ENP d'Alger, 1994.
- [25] **M.S.Nait-Said, S.Chaouch**, Estimation en Temps Réel de la Constante de Temps Rotorique, d'une Machine à Induction par la Technique MRAS, Proceeding du quatrième Séminaire National en Génie Electrique, Univ.Batna, 2003.
- [26] **M.Boussak**, Contribution à la Modélisation et à l'Identification Paramétrique des Machines à Induction, Thèse de Doctorat, Univ. de Paris 6,1988.
- [27] **H.Al Miah**, Modélisation et Identification en ligne des Paramètres d'une Machine Asynchrone Saturée en Régime Statique, Thèse de Doctorat, Univ. de Poitiers, 1995.
- [28] **S.Khelfa**, Commande Vectorielle d'une Machine à Induction; Impacts de : la Saturation de la Machine et la Modulation du convertisseur, Thèse de Magister, Univ. Batna, 2001.