

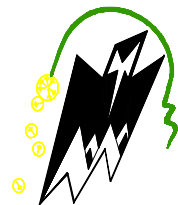
REPUBLIQUE ALGERIENNES DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOD MAMMERI TIZI-OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



Mémoire de Fin d'études

En Vue D'obtention Du Diplôme d'Ingénieur

D'état En Électrotechnique

Option : Machines Électriques

Thème

**Commande Sans Capteurs
De La Machine Asynchrone**

Présenté par :

SABER Mouloud

SMAIL Amar

ZERROUKI Salah

Proposés et dirigés par :

M^r. BENHENICHE.A

M^r. DJOUDI. H

PROMOTION 2009/2010

Remerciements

R *emerciements*

A l'issu de ce travail, nous tenons à exprimer toute notre gratitude à l'ensemble des personnes qui ont contribué chacune à leur manière, à l'accomplissement de ce Mémoire.

Nous voudrions tout d'abord exprimer toute notre reconnaissance à Monsieur BENHENICHE.A et à Monsieur DJOUDI. H pour l'honneur qu'ils nous fait en acceptant de nous encadrer, et de nous orienter tout au long de ce mémoire. leurs conseils, leurs critiques et leur rigueur scientifique, nous ont permis de mener ce mémoire à terme qu'ils trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et plus vif remerciement.

Nos remerciements vont également aux membres du jury qui nous ferons l'honneur d'évaluer ce travail.

Nous tenons à remercier aussi le personnel de la bibliothèque et tous les enseignants qui ont contribué à notre formation dans notre cursus.

Dédicaces

D édicaces

J e dédie ce modeste travail

Ø A mes chers parents qui 'ont veillés toujours sur moi.

Ø A ma très chère grands mère.

Ø A mes chers frères et soeurs

Ø A toute la famille Z erouki et mes proches

Ø A tous mes amis et surtout moh l'A llemagne et H acene

*Ø A tous ce qui m'ont soutenu et encouragé tout au long de mon
cursus*

S alah

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone ;

I.1. Introduction.....	3
I.2. Hypothèses simplificatrices.....	3
I.3. Représentation et mise en équation de la machine.....	4
I.3.1. Équations générales de la machine.....	4
I.3.2. Equations de tentions.....	5
I.3.3. Equation du couplage électromagnétique.....	6
I.3.4. Expression du couple électromagnétique.....	8
I.4. Transformation de Park.....	9
I.5. Expression du couple instantané dans le repère dq.....	13
I.6. Expressions mécaniques de la MAS dans le repère dq	15
I.7. Choix du référentiel de la transformation de Park.....	15
I.7.1. référentiel lié au stator.....	15
I.7.2. référentiel lié au rotor.....	15
I.7.3. référentiel lié au champ tournant.....	16
I.8. Modèle de la machine asynchrone.....	16
I.8.1. modèle d'état de la machine asynchrone alimenté en tension.....	17
I.9. Conclusion.....	20

Chapitre II : Estimation d'état de la machine asynchrone ;

II.1. Introduction	21
II.2. Observabilité et commandabilité.....	22
II.3. Estimateur classiques	23
II.3.1. Estimateurs statiques.....	24
II.3.2. Estimateurs dynamiques	24
II.4. Estimateurs modernes	25
II.4.1. Estimateur de Kalman.....	26
II.4.2. Observateur de Luenberger.....	28
II.5. Conclusion.....	30

Chapitre III : Commande sans capteurs ;

III.1. Introduction.....	31
III.2. Principe de la commande sans capteurs.....	31
III.2.1. Contrainte sur la commande.....	32
III.2.2. Contrainte sur l'état du système	33
III.2.3. Contrainte sur l'état et sur la commande du système.....	34
III.3. Commande sans capteurs par retour d'état.....	34
III.4. Commande par retour d'état du système complet.....	35
III.5. Commande par retour d'état déterministe.....	38
III.6. Commande par retour des sorties.....	40
III.7. Commande par observateur d'état.....	42
III.8. Conclusion	42

Chapitre IV : Simulation Numérique ;

IV.1. Introduction.....	43
IV.2. caractéristiques et modèle de la machine.....	43
IV.3. Etude dynamique de la machine.....	44
IV.4. Synthèse de l'observateur de luenberger.....	47
IV-5. Commande par observateur d'état.....	51
IV.6. Conclusion.....	52
Conclusion Générale	53

Annexes

Bibliographies

Liste des figures

Fig. I.1 : Représentation des enroulements de la MAS dans un espace électrique

Fig. I.2 : Modèle électrique d'une phase statorique

Fig. I.3 : Schéma des référentiels

Fig. I.4 : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

Fig. I.5 : Schéma du modèle de la machine asynchrone en représentation d'état

Fig. II.1 : Principe de l'estimateur de Kalman

Fig. II.2 : Principe d'estimateur de Luenberger

Fig. III.1 : Principe de la commande sans capteurs

Fig. III.2 : Schéma de Principe de la commande du système complet

Fig. III.3 : Principe de la commande par retour d'état

Fig. III.4 : Principe de la commande par retour des sorties

Fig. IV.1 : tensions statoriques dans le repère de Park

Fig. IV.2 : Courant statorique suivant l'axe direct d

Fig. IV.3 : Courant statorique suivant l'axe quadratique q

Fig. IV.4 : Position des pôles et des zéros

Fig. IV.5 : position des pôles de l'observateur par rapport à ceux de la MAS

Fig. IV.6 : La nouvelle sortie de la machine et le vecteur d'état estimé

Fig. IV.7 : courants statoriques estimés

Fig. IV.8 : flux rotoriques estimés

Fig. IV.9: couple électromagnétique estimé

Introduction Générale

Introduction générale

Pendant de nombreuses années, la machine à courant continu a constitué la seule source électromagnétique de la vitesse variable, en raison de la facilité de sa commande ; la machine à courant continu à excitation séparée présente les avantages d'être facilement commandée grâce à l'accessibilité de ces grandeurs et au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple, le courant inducteur est le producteur de flux et le courant induit est producteur de couple. En revanche elle présente inconvénient majeur de fait de la présence des balais frottant sur les collecteurs, ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse de la machine et exige une maintenance importante. Ces limites ont conduit à l'étude des moteurs à courants alternatifs, en particulier la machine asynchrone.

La machine asynchrone à cage d'écurueil est d'une conception simple, robuste, peu coûteuse et d'une maintenance facile. En outre, au démarrage, elle peut supporter des couples pouvant excéder 5 à 7 fois le couple nominal ; cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

Cependant lorsqu'on a voulu transférer l'expérience du contrôle de moteur à courant continu vers le moteur asynchrone, de nombreuses difficultés sont apparues. En effet la cherté de ces capteurs, l'inaccessibilité au rotor pour la mesure des grandeurs d'état de ce dernier.

Le problème posé est donc de déterminer, à partir des seules grandeurs déjà mesurées telles que les courants et les tensions statoriques, les grandeurs non mesurables telles les flux statoriques ou rotoriques et les courants rotoriques.

Pour réaliser cette commande on utilise des estimateurs des variables d'état qui peuvent reconstruire ces variables non mesurables ; et ils se reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations d'état définie dans le repère de Park. Ces estimateurs permettent de reconstituer le comportement des variables non mesurables à partir des seules mesures disponibles.

La technique la plus utilisée se base sur la notion d'observation (L'observateur d'état qu'on appel aussi reconstituteur d'état). La commande sans capteurs par retour d'état consiste donc à remplacer les composantes non mesurables du vecteur d'état par leurs valeurs estimées.

Et pour la commande qu'on va réaliser on utilisera l'observateur déterministe, dit aussi observateur de Luenberger, qui nous permettra de reconstituer l'état d'un système à partir de la mesure des entrées et des sorties en tenant pas compte des éventuels bruits ou erreurs de mesures.

Pour mener à bien notre travail, nous le subdivisons en quatre chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.
- Dans le deuxième chapitre nous allons définir la notion d'observabilité et de commandabilité, et nous citons les différents types d'estimateurs.
- Le troisième chapitre traite les techniques de commande sans capteurs.
- Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation de la machine asynchrone + observateur d'état.

Chapitre I

Modélisation

de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction

Vu la forte utilisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil, et la présence de certaines contraintes qui nous pousse à ne pas utiliser de capteurs (à savoir la cherté de ces capteurs, inaccessibilité, et l'encombre des appareils), il serait un bon exemple d'application de la modélisation, de l'estimation et de la commande par observateur d'état.

Par définition, la modélisation d'un système consiste à prédire sa réponse à une excitation donnée. Le but alors est de trouver des relations mathématiques entre les variables d'entrée et de sortie. Afin de pouvoir développer de telles relations, on a maintenu l'ordre de modèle du système à quatre (4) dont on a supposé que le système est linéaire et non dépendant de la variation de la vitesse qui est prétendue fixe.

Au début du 20^{ème} siècle et jusqu'aux années trente, la modélisation d'une machine électrique était basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie de champ transversal ou du champ tournant. Les équations présentées dans l'espace d'état permettent en outre de calculer la performance de la machine électrique en régime permanent à l'aide d'une formulation complexe, ou dans régime transitoire à l'aide d'une formulation opérationnelle. Ensuite, les méthodes matricielles d'analyse des machines sont développées et deviennent les bases pour les approches de la modélisation, de simulation, d'identification et de la commande. Cependant toutes ces théories qui conduisent à la machine généralisée ont été élaborées sous des hypothèses simplificatrices.

I.2. Hypothèses simplificatrices [2 ; 3]

Il est évident que seul modèle exact d'un système donné est le système lui-même, cependant pour faciliter l'étude et l'analyse, certaines hypothèses sont à supposer :

- Entrefer constant et distribution spatiale sinusoïdale de la force magnétomotrice dans l'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé.
- Perte ferromagnétique négligeable.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur la caractéristique du moteur n'est pas prise en compte.

I.3. Représentation et mise en équation de la machine [1 ; 3]

La structure principale de la MAS est présentée dans la figure ci-dessous ; les trois axes statoriques sont décalés entre eux de l'angle $2\pi/3$, ainsi que le rotor. Un angle θ repère le déphasage entre le rotor et le stator.

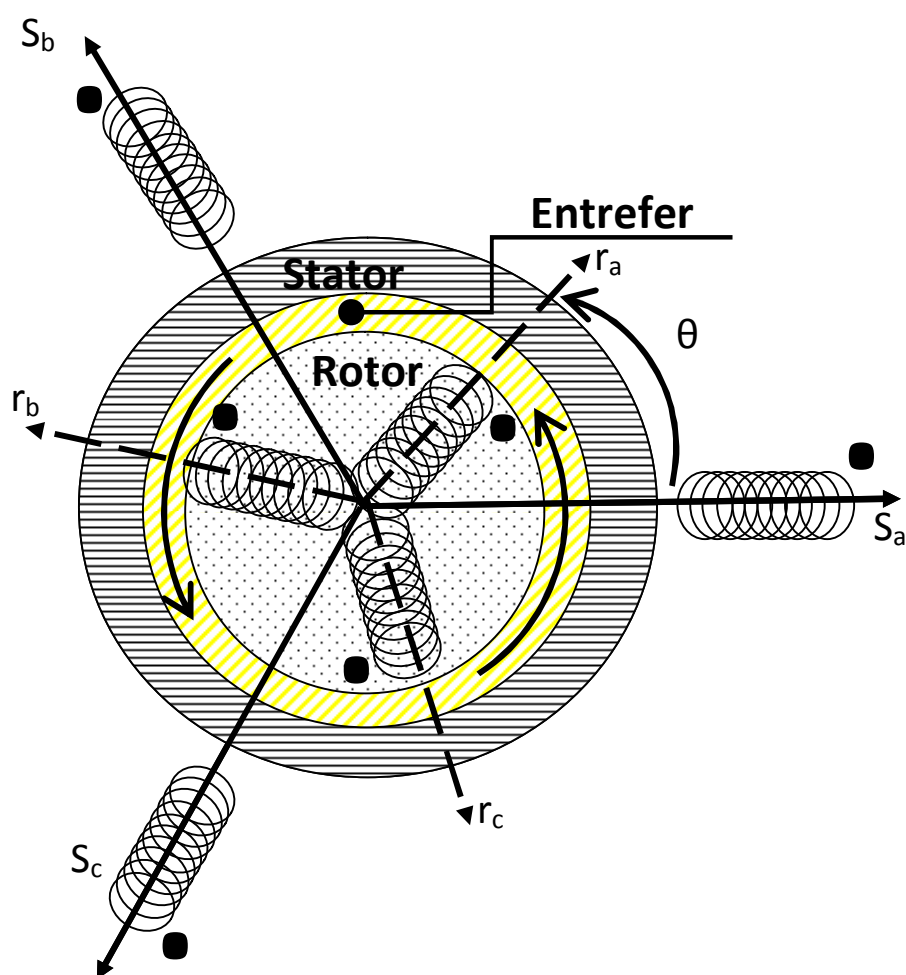


Fig. I.1 : Représentation des enroulements de la MAS dans un espace électrique.

I.3.1. Équations générales de la machine

La machine contient six enroulements couplés magnétiquement, chacun d'eux et peut être représentée par la figure suivante :

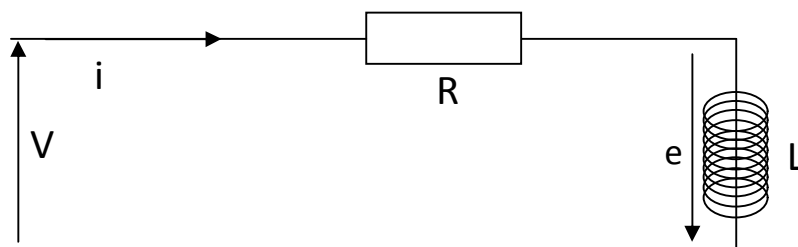


Fig. I.2 : Modèle électrique d'une phase statorique.

Et à partir de ce circuit, la loi des mailles nous permet d'écrire l'équation :

$$v = Ri - e = Ri + \frac{d(\phi)}{dt} \quad (\text{I-1})$$

On déduit alors l'ensemble des équations de la machine.

I.3.2. Équations de tensions

1. Equation des enroulements statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s]$$

2. Equation des enroulements rotorique (rotor court-circuité) :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] = [0]$$

I.3.3. Équations du couplage électromagnétique [2]

Désignation :

l_s : le coefficient d'induction propre de l'enroulement statorique

l_r : le coefficient d'induction propre de l'enroulement rotorique

m_s : le coefficient d'induction mutuelle avec chacun des deux autres bobinages statoriques

m_r : le coefficient d'induction mutuelle avec chacun des deux autres bobinages rotorique

$[L_s]$: matrice inductance propre du stator

$[L_r]$: matrice inductance propre du rotor

$[M_{sr}]$: matrice inductance mutuelle entre le stator et le rotor

m_1, m_2 et m_3 : le coefficient d'induction mutuelle entre un enroulement statorique et les trois bobine rotorique

Remarque : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$ (I-4)

L'expression du flux total à travers le bobinage de l'axe $\vec{S_a}$ est donnée par l'équation :

$$\phi_{sa} = l_s i_{s1} + m_s (i_{s2} + i_{s3}) + m_1 i_{r1} + m_2 i_{r2} + m_3 i_{r3}$$

On résume l'ensemble des équations des flux dans deux équations matrices qui s'écrit comme suit :

$$[\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{I-5})$$

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r][I_r] + [M_{sr}]^T [I_s] \quad (\text{I-6})$$

$$\text{Ou : } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

$$[I_s] = \begin{pmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$[I_r] = \begin{pmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{pmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} m_1 & m_3 & m_2 \\ m_2 & m_1 & m_3 \\ m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos(\theta) \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

Les équations matricielles (I-5) et (I-6) peuvent être réunis dans une équation donnant

$$\begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

En remplaçant (I-12) dans (I-9), (I-2) et (I-3) on tire les équations électriques suivantes:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [[L_s][I_s]] + \frac{d}{dt} [[M_{sr}][I_r]] \quad (\text{I-13})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [[L_r][I_r]] + \frac{d}{dt} [[M_{sr}]^T [I_s]] \quad (\text{I-14})$$

I.3.4. Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique, est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_s \quad I_r] * \frac{d}{d\theta} [L(\theta)] [I_s \quad I_r]^T \quad (\text{I-15})$$

Pour la machine asynchrone, tous les termes des sous matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ sont des constantes par rapport à θ , d'où la forme du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_s \quad I_r] * \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_s \quad I_r]^T \quad (\text{I-16})$$

L'application de la relation fondamentale de dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d}{dt} \omega + f\omega = (C_{em} - C_r) \quad (\text{I-17})$$

La vitesse rotorique $\omega = \omega_r / p = \frac{d\theta}{dt}$

Où :

C_{em} : présente la somme des couples moteurs appliqués

C_r : présente la somme des couples résistants

J : le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes

f : l'ensemble des frottements ramené sur le rotor

p : nombre de paire de pôles du champ électromagnétique

θ : l'angle mécanique (position de l'axe rotorique \vec{ra} par rapport l'axe statorique \vec{Sa})

θ_r : l'angle électrique (position du champ tournant par rapport au stator)

ω : vitesse de rotation par rapport au stator

ω_r : vitesse de glissement du champ par rapport au stator

I.4. Transformation de Park [3]

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des inductances mutuelles. Pour surmonter cette difficulté, on introduit la transformation de Park qui s'impose comme une alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent ; mais plus simple.

La transformation de Park consiste à appliquer aux systèmes (courants, tensions et flux), un changement de variables faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements. Dans ce cas, on considère les enroulements équivalents pour le rotor et le stator qui formés chacun de deux bobinage dont les axes sont en quadrature (d et q) tournant à une vitesse ω_r .

Ce changement de variable est assuré par la matrice de transformation Park

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

L'angle θ de la transformation dépend du choix du référentiel ainsi que des grandeurs statorique et rotorique

Le choix du coefficient $\sqrt{2/3}$ s'arrête sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice P (θ)

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

En supposant le système équilibré (composantes homopolaire nulles), on peut écrire la transformation du système dans la forme ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

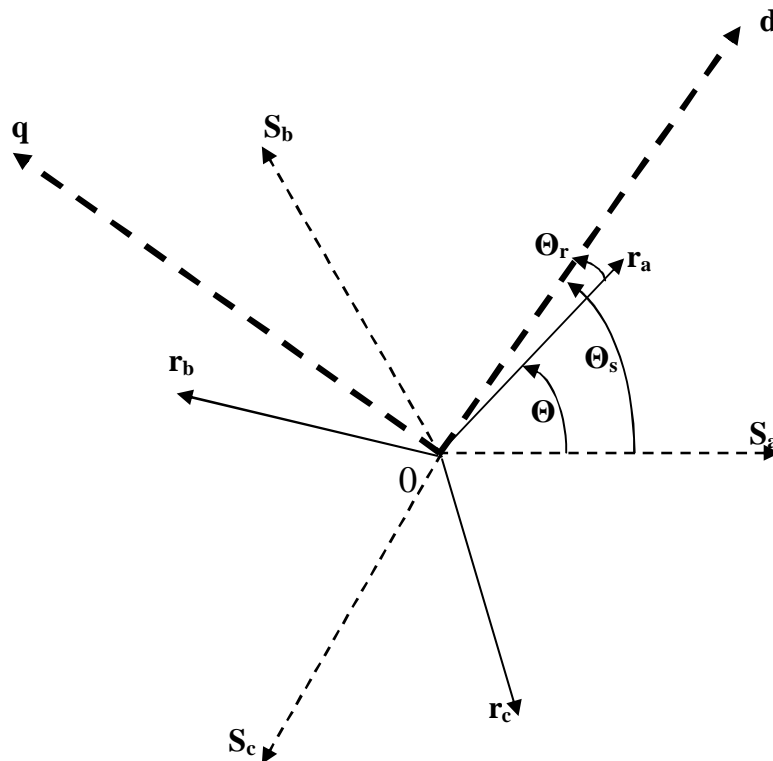


Fig. I.3 : Schéma des référentiels.

Les angles usuels :

$\widehat{S_a O d} = \theta_s$, angle entre axe statorique S_a et axe direct Od

$\widehat{r_a O d} = \theta_r$, angle entre axe rotorique r_a et axe direct Od

$\widehat{S_a O r_a} = \theta$, angle entre axe rotorique S_a et axe rotorique r_a

$\widehat{d O q} = \frac{\pi}{2}$, angle entre axe direct d et axe quadratique q

La vitesse angulaire est donnée par :

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I6-21})$$

On a alors pour les grandeurs statorique

1. Tension :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

$$[V_{dq}]_s = P(\theta) * [V_{abc}]_s$$

2. Courant :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-23})$$

$$[I_{dq}]_s = P(\theta) * [I_{abc}]_s$$

3. Flux magnétique:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

$$[\phi_{dq}]_s = P(\theta) * [\phi_{abc}]_s$$

Et pour les grandeurs rotoriques

1. Tension :

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

$$[V_{dq}]_r = P(\theta) * [V_{abc}]_r$$

2. Courant

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

$$[I_{dq}]_r = P(\theta) * [I_{abc}]_r$$

3. Flux magnétique:

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

$$[\phi_{dq}]_r = P(\theta) * [\phi_{abc}]_r$$

Par application de la transformation de Park sur les équations électriques présidentes [(I-13) et (I-14)] on obtient les équations suivante sur le repère dq

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s I_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_s I_{ds}$$

$$V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) I_{qr}$$

$$V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) I_{dr}$$

(I-28)

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

Et

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr}$$

$$\varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}$$

$$\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}$$

$$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}$$

(I-29)

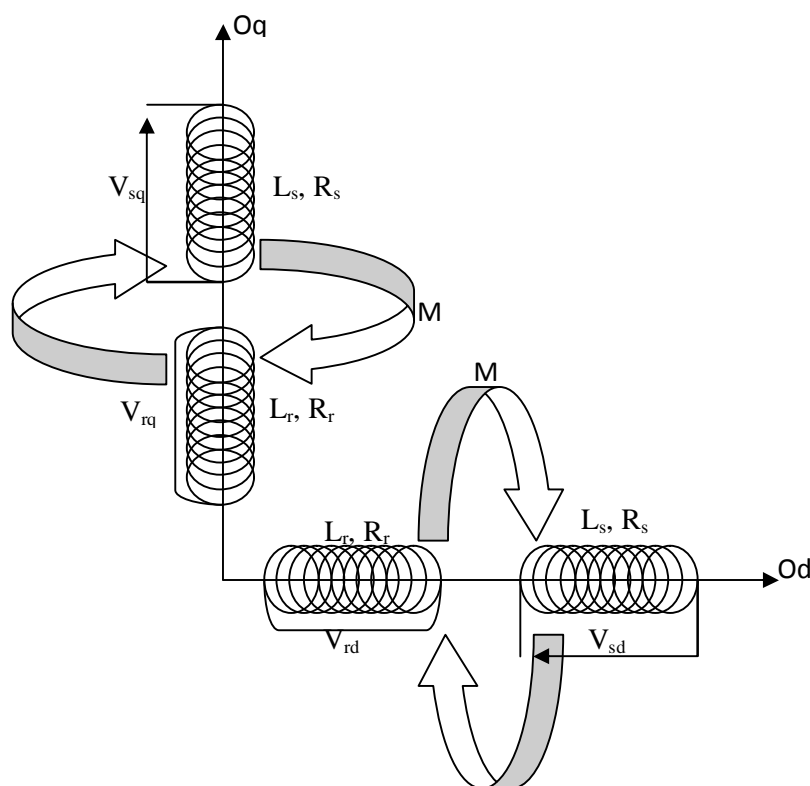


Fig. I.4 : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q.

I.5. Expression du couple instantané dans le repère dq

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d et q :

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} + V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \tag{I-30}$$

Cette puissance se décompose en trois parties :

- **Puissance dissipée par effet joule (Pertes)**

$$R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (\text{I-31})$$

- **Puissance transmise au rotor sous forme de variation d'énergie magnétique**

$$i_{ds} \left[\frac{d\phi_{ds}}{dt} \right] + i_{qs} \left[\frac{d\phi_{qs}}{dt} \right] + i_{dr} \left[\frac{d\phi_{dr}}{dt} \right] + i_{qr} \left[\frac{d\phi_{qr}}{dt} \right] \quad (\text{I-32})$$

- **Puissance mécanique P_m regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires**

$$P_m = (\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\phi_{dr}i_{qr} - \phi_{qr}i_{dr}) \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I-33})$$

Cette équation peut être écrite

$$P_m = (\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) * \omega \quad (\text{I-34})$$

$$\text{Avec : } P_m = C_{em}\Omega = C_{em} \frac{\omega}{p} \quad (\text{I-35})$$

On aura

$$C_{em} = p(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \quad (\text{I-36})$$

Cette équation prend plusieurs formes selon les variables qu'on possède, nous allons prendre la forme ci-dessus :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \quad (\text{I-37})$$

I.6. Équations mécaniques de la MAS dans le repère dq

La relation mécanique tirée par la relation fondamentale de dynamique reste inchangée et exprimé comme suit

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I-38})$$

I.7. Choix du référentiel de la transformation de Park

Jusqu'à présent aucune hypothèse n'a été formulée quant à l'orientation et à la pulsation de ce repère. Le choix se fait en fonction du problème étudié. Il ya trois types de référentiels qui sont intéressants dans la pratique :

I.7.1. Référentiel lié au stator

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_s = 0$ et $\omega_r = -\omega$. Il est souvent choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non aux variations de la fréquence d'alimentation. C'est dans ce repère que nous allons travailler par la suite. Les équations électriques de la machine dans ce repère se résument dans la matrice ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & M p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & M p \\ M p & M \omega & R_r + L_r p & L_r \omega \\ -M \omega & M p & -L_r \omega & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-39})$$

I.7.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_s = \omega$ et $\omega_r = 0$. Il est recommandé dans l'étude des systèmes en régimes transitoires où la vitesse est supposée constante. Dans ce repère les équations sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -L_s \omega & M p & -M \omega \\ L_s \omega & R_s + L_s p & M \omega & M p \\ M p & 0 & R_r + L_r p & 0 \\ 0 & M p & 0 & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

I.7.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_s = \omega$. Dans ce cas, les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler avec ce dernier dans l'étude de la commande de la machine asynchrone. Les équations électriques sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -L_s \omega_s & Mp & -M\omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s p & M\omega_s & Mp \\ Mp & -M(\omega_s - \omega) & R_r + L_r p & -L_r(\omega_s - \omega) \\ M(\omega_s - \omega) & Mp & -L_r(\omega_s - \omega) & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-41})$$

I.8. Modèle d'état de la machine asynchrone [4]

La modélisation de la machine à induction dans l'espace d'état est une version élargie et moderne de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. Cette représentation est directement utilisable par la technique d'estimation ou observation notamment celle utilisée par la technique de Luenberger. Le modèle d'état de la machine asynchrone est un modèle linéaire et représentable par les équations suivantes:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad \text{Équation d'état} \quad (\text{I-42})$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U] \quad \text{Équation d'observation} \quad (\text{I-43})$$

Avec :

$[X]$: Vecteur d'état

$[U]$: Vecteur d'entrée

$[Y]$: Vecteur de sortie

$[A]$: Matrice d'évolution

$[B]$: Matrice de commande

$[C]$: Matrice d'observation

$[D]$: Matrice de transmission directe

I.8.1. Modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en tension

Nous supposons que la machine est alimentée en tension sinusoïdale d'amplitude et de fréquence fixes.

Le modèle électrique des tensions peut s'écrire de la forme

$$[U_n] = [R_n][i] + [L_n] \left[\frac{di}{dt} \right]$$

Avec :

$$[U_n] = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [i] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sd} \\ i_{rd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I-45})$$

Et

$$[R_n] = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega_s & 0 & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s & M \omega_s & 0 \\ 0 & -M(\omega_s - \omega) & R_r & -L_r(\omega_s - \omega) \\ M(\omega_s - \omega) & 0 & -L_r(\omega_s - \omega) & R_r \end{bmatrix}, \quad (\text{I-46})$$

$$[L_n] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-47})$$

Les équations de courants s'écrivent aussi sous la forme :

$$\left[\frac{di}{dt} \right] = [L_n]^{-1} [R_n][i] + [L_n]^{-1} [U_n] \quad (\text{I-48})$$

Le système est mis sous la forme d'équation d'état

$$\left[\frac{dX}{dt} \right] = [A][X] + [B][U] \quad (I-49)$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U]$$

En appliquant le lemme d'inversion des matrices on obtient :

$$\begin{bmatrix} di_{ds}/dt \\ di_{qs}/dt \\ di_{dr}/dt \\ di_{qr}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \\ -\omega_s - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s} \omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & -\frac{M}{\sigma L_r} \omega & -\frac{R_r}{\sigma L_s} & -L_r(\omega_s - \omega) \\ \frac{M}{\sigma L_r} \omega & \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & -L_r(\omega_s - \omega) & -\frac{R_r}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-50)$$

Les composantes des vecteurs d'état peuvent avoir des formes suivantes

$$\begin{cases} X = (i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{ds} \ \varphi_{qs})^t \\ X = (i_{dr} \ i_{qr} \ \varphi_{ds} \ \varphi_{qs})^t \\ X = (i_{dr} \ i_{qr} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr})^t \\ X = (i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr})^t \\ X = (i_{dr} \ i_{qr} \ i_{dr} \ i_{qr})^t \\ X = (\varphi_{ds} \ \varphi_{qs} \ \varphi_{ds} \ \varphi_{qs})^t \end{cases} \quad (I-51)$$

Parmi ces représentations nous nous intéressons à la 4^{ème} dans notre étude

$$\begin{bmatrix} di_{ds}/dt \\ di_{qs}/dt \\ d\varphi_{dr}/dt \\ d\varphi_{qr}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{M}{\sigma L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s} \omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_s} & \omega_r \\ 0 & \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & \frac{R_r}{L_s} & -\frac{R_r}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-52)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-53)$$

Ce modèle présente pour principal avantage le fait que la matrice de sortie C est indépendante des paramètres de la machine asynchrone. En conséquence, l’annulation de l’erreur de sortie d’observateur entraîne automatiquement celle de l’observation des états. Basées sur le modèle d’état d’ordre complet de la machine asynchrone, les méthodes d’observation déterministe permettent d’obtenir une reconstitution des composantes des flux rotoriques.

La représentation d’état est traduite par la figure systématique suivante :

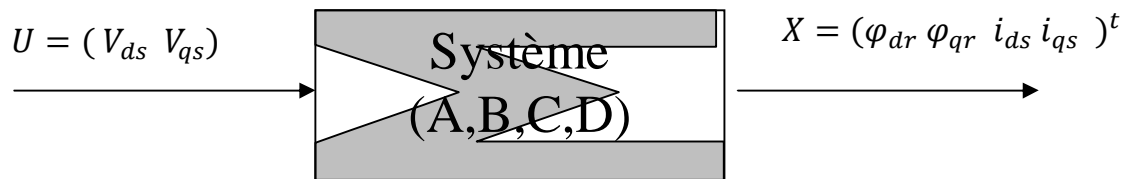


Fig. I.5 : Schéma du modèle de la machine asynchrone en représentation d’état.

I.9. Conclusion

La modélisation de la machine asynchrone dans l'espace d'état est nécessaire pour pouvoir appliquer les techniques modernes de la commande, essentiellement la commande sans capteurs.

Nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite en vertu d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices... , la transformation de Park et l'emploi du calcul matriciel.

Le but de cette commande est qu'elle l'augmentation de la robustesse et la fiabilité de la machine asynchrone et de réduire le coût des systèmes d'entraînement de la commande.

La machine asynchrone a l'avantage d'être robuste, peu coûteuse, de construction simple et elle nécessite que peu d'entretien. Pour ces raisons elle reste toujours très appréciée dans le monde industriel pour des applications qui exigent de haute performance dynamique.

Chapitre II

Estimation d'état de la Machine Asynchrone

Dans ce chapitre on va présenter la notion de bases d'un estimateur d'état ainsi nous citons les différents types d'estimateurs en se basant sur l'observateur de Luenberger.

II.1. Introduction

La machine asynchrone a toujours été appréciée du monde industriel en raison de son faible coût, de sa robustesse, et de sa fiabilité. Sa simple conception s'accompagne toutefois d'une grande complexité du modèle physique. Cette complexité est liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, la non accessibilité dans toutes les grandeurs d'état ou des sorties utilisable, pour des raisons technique (absence de capteurs) ou pour des raisons économiques (coût très élevé) ajoute une complexité supplémentaire pour l'élaboration de la commande des machines électriques.

Le problème posé est donc de déterminer, à partir des seules grandeurs déjà mesurées telles que les courants et les tensions statoriques, les grandeurs non mesurables telles les flux statoriques ou rotoriques et les courants rotoriques.

Les techniques d'estimation des variables d'état peuvent reconstruire ces variables non mesurables par utilisation :

- Des estimateurs classiques en boucle ouverte.
- Des estimateurs modernes (observateurs) en boucle fermée.

Les techniques d'estimation reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations d'état définie dans le repère de Park. En régime permanent (estimateur statique) ou en régime transitoire (estimateur dynamique), ces techniques permettent de reconstituer le comportement des variables non mesurables à partir des seules mesures disponibles.

Dans le cas où les mesures disponibles sont entachées d'erreur du type appareils de mesures ou capteurs un observateur stochastique du type filtre de Kalman est utilisé. L'observateur déterministe, dit aussi observateur de Luenberger, permet de reconstituer l'état d'un système à partir de la mesure des entrées et des sorties ne tenant pas compte des éventuels bruits ou erreurs de mesures.

Les techniques d'observation d'état sont utilisées dans la commande par retour d'état lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Actuellement ces techniques constituent la base des techniques avancées de commande sans capteurs et de surveillance des systèmes.

Dans ce qui suit nous allons présenter le cas général utilisant le filtre de Kalman que nous allons ensuite particulariser au cas déterministe utilisant l'observateur de Luenberger. Mais tout d'abord définissons les notions d'observabilité et de commandabilité d'un système multivariable.

II.2. Observabilité et commandabilité [5]

Avant d'utiliser un système dans une chaîne de commande il faut tout d'abord étudier les possibilités de mesure qu'on peut effectuer sur le système réel et les possibilités de le commander. Les possibilités de mesure sur le système réel constituent les conditions d'observabilité du système et les possibilités de le commander constituent les conditions de commandabilité. Ces deux notions utilisent aussi la représentation d'état, autrement dit le modèle d'état de la machine asynchrone.

Supposons que notre machine soit modélisée, dans le domaine discret pour plus de simplicité, de la manière suivante :

$$Y(k) = CX(k) \quad (\text{II-1})$$

$$X(k + 1) = AX(k) + BU(k) \quad (\text{II-2})$$

La première équation est l'équation d'observation et la deuxième est l'équation d'état. Les matrices A, B et C sont respectivement la matrice d'évolution, de commande et d'observation du système. Elles sont de dimensions appropriées.

La solution de l'équation d'état est donnée par :

$$X(k) = A^k X(0) + \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} B U(l) \quad (\text{II-3})$$

L'équation d'observation devient alors :

$$Y(k) = C A^k X(0) + \sum_{l=0}^{k-1} C A^{k-l-1} B U(l) \quad (\text{II-4})$$

La matrice $OB = [C \ CA \ CA^2 \ \dots \ CA^{n-1}]^t$ est la matrice d'observabilité du système et la matrice $CO = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B]$ est la matrice de commandabilité du système à l'ordre n .

Le système est commandable si le rang de la matrice de commandabilité est égal à n c'est-à-dire l'ordre du système.

II.3. Estimateurs classiques [7]

Ces estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine asynchrone sous forme d'équations écrites dans le repère de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou en régime transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par la résolution directe des équations électromagnétiques de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples est donc rapides, cependant la dynamique de ces algorithmes dépend des modes propres de la machine qui sont sensibles (non robustes) aux variations paramétriques telle que les résistances rotorique et statorique qui varient avec la température et la fréquence.

II.3.1. Estimateurs statiques

L'estimateur statique utilise les équations de la machine exprimées en régime permanent pour reconstruire les variables d'états considérées. Par exemple dans le cas où le vecteur d'états est constitué des courants et flux statoriques $X = \{i_s, \Phi_s\}$, il s'agit de reconstruire le flux statorique. Dans ce cas la machine est modélisée dans un repère tel que $\Phi_s = -\Phi_{qs}$, autrement dit le flux est alors proche de l'axe q , et les conditions d'expérimentation telle que $V_{ds} = V$ et $V_{qs} = 0$.

A partir de la première équation statorique en régime transitoire on aura, en tenant compte de l'hypothèse $\Phi_{ds} = 0$, $\Phi_{qs} = \frac{r_s I_{sd} - KE}{\omega_s}$. Où E désigne la source de tension continue (sortie de redresseur ou de batterie), K est le rapport de modélisation et I_{sd} est le courant statorique mesuré.

L'équation de liaison entre le flux et le courant nous donne :

$$i_{ds} = \frac{1}{\sigma I_s} \Phi_{ds} - \frac{l-\sigma}{\sigma_m} \Phi_{dr}.$$

Comme $\Phi_{ds} = 0$ alors $i_{ds} = -\frac{l-\sigma}{\sigma_m} \Phi_{dr}$. Ce qui nous permettra de déterminer le flux rotorique à partir du courant statorique mesuré.

Ce type d'estimateur donne de bons résultats en régime permanent mais deux inconvénients majeurs limitent son utilisation. Le premier inconvénient est que l'estimateur des variables d'état dépend des paramètres statoriques et rotoriques (r_s, r_r, l_r), difficile à identifier et fortement variables. Le deuxième inconvénient est que l'estimation à faible vitesse est grandement entachée d'erreurs.

II.3.2. Estimateurs dynamiques

Cet estimateur utilise les équations de la machine en régime transitoire par exemple :

$$V_{ds} = r_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \quad \text{ce qui donne par intégration } \Phi_{ds} = \int (V_{ds} - r_s I_{ds}) dt$$

$$V_{qs} = r_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \quad \text{ce qui donne par intégration } \Phi_{qs} = \int (V_{qs} - r_s I_{qs}) dt$$

Et $\Phi_s = \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2}$. Cet estimateur nécessite l'utilisation de deux capteurs de courant i_{as} et i_{bs} de deux capteurs de tension v_{as} et v_{bs} (si la composante homopolaire est nulle, ce qui n'est pas toujours le cas) et une transformation triphasé-biphasé.

II.4. Estimateurs modernes

Les estimateurs modernes permettent d'estimer les variables d'états considérées en boucle fermée ou en boucle ouverte en utilisant l'ordinateur comme outil de traitement des informations concernant le fonctionnement de la machine. Parmi ces estimateurs nous avons l'estimateur de Kalman qui travaille dans un environnement stochastique, autrement dit un environnement où les erreurs de mesures ou perturbations influencent le fonctionnement dynamique de la machine. L'estimateur de Kalman représente le cas général du problème de l'estimation de l'état d'un système bruité. La figure II.1 donne une représentation schématique de la procédure d'estimation de l'état d'un système. Dans le cas déterministe ou les erreurs de mesures ou de perturbations sont négligeables l'estimateur de Luenberger permettra de résoudre le problème de l'estimateur de l'état d'un système.

II.4.1. Estimateur de Kalman

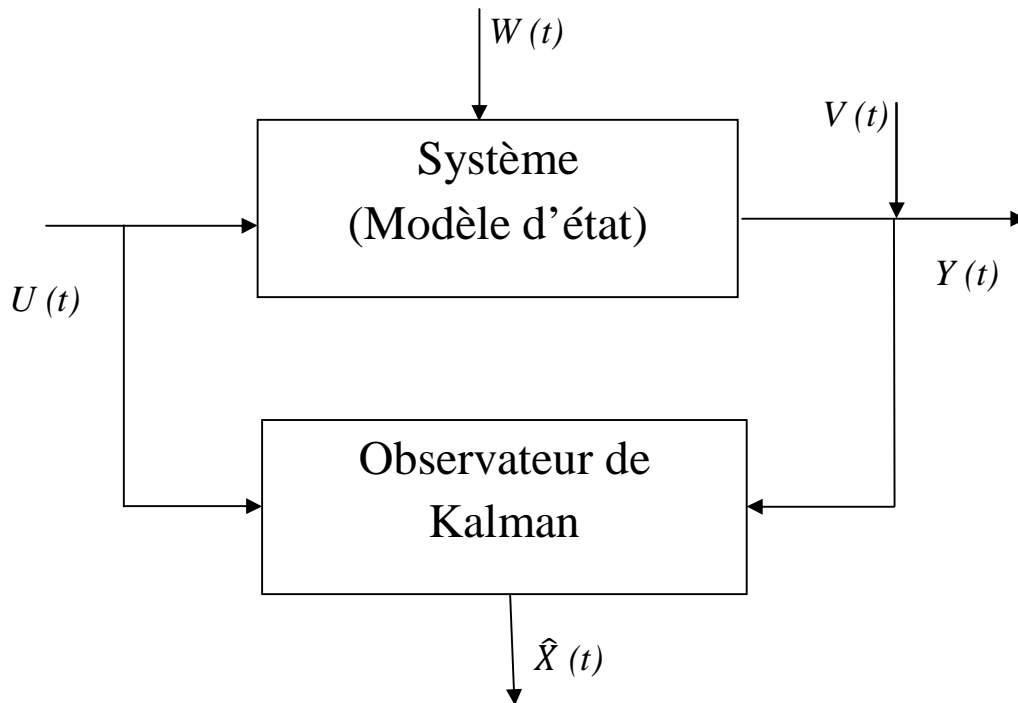


Fig. II.1 : Principe de l'estimateur de Kalman.

Le filtre de Kalman donne une réalisation de la variable aléatoire $\hat{X}(t)$ représentant l'état du système $X(t)$ à l'instant t , qui minimise la variance a priori de l'erreur d'estimation, connaissant le vecteur de mesure $Y(t) = (y_1, y_2, y_3 \dots y_n)$. Pour cela il utilise un modèle stochastique d'un système d'ordre n définie par les équations d'observation et d'états suivantes :

$$Y(t) = CX(t) + DU(t) + V(t) \quad (\text{II-5})$$

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + GW(t) \quad (\text{II-6})$$

Où $U(t)$ et $Y(t)$ sont les signaux d'entrées et de sorties, $X(t)$ est le vecteur d'état du système, $W(t)$ et $V(t)$ sont les bruits d'états du système et de mesure des capteurs. Les matrices A, B, C, D et G sont de dimensions appropriées. Les bruits $W(t)$ et $V(t)$ sont généralement définis par leurs propriétés statistiques de la manière suivante :

$$E[W(t)] = E[V(t)] = 0$$

$$\text{Var}[W(t)] = Q \quad \text{Var}[V(t)] = R \quad \text{et} \quad \text{Cov}[W(t)V'(t)] = S$$

Où $E[\]$ représente l'espérance mathématique c'est-à-dire la valeur moyenne de la variable considérée. $\text{Var}[\]$ représente sa variance et $\text{Cov}[\]$ représente sa covariance.

Le problème de l'observation est de reconstruire tout ou une partie du vecteur d'état $X(t)$ lorsque toute ou une partie de ce vecteur d'état est non mesurable. Cette technique fait réduire le coût des systèmes d'entraînement et augmente leurs fiabilité en utilisant moins de capteurs. Dans le cas où une partie seulement du vecteur d'état est non mesurable l'observateur est dit d'ordre réduit. L'observabilité d'un système définit la possibilité de mesure sur le système réel.

Si un système est observable, il est possible de reconstruire son état à partir des mesure d'entrées et de sorties $U(t)$ et $Y(t)$. Connaissant les matrices A et C l'intérêt de cette reconstruction est multiple, il consiste à obtenir certaines composantes du vecteur d'état pour lesquelles la mesure est difficile, impossible ou très coûteuse.

L'observation des systèmes en utilisant le filtre de Kalman consiste à estimer l'état du système stochastique modélisé par les relations (II-1) et (II-2) d'une manière récursive de façon à être mis en œuvre en temps réel. Dans sa version étendue, il permet d'estimer aussi les paramètres variables ou inconnus d'un système.

Dans ces conditions les équations de l'estimateur de Kalman sont les suivantes :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = A\hat{X}(t) + BU(t) + K(t)[Y(t) - \hat{Y}(t)] \quad (\text{II-7})$$

$$\hat{Y}(t) = C\hat{X}(t) + DU(t) \quad (\text{II-8})$$

$$K(t) = (AP(t)C^T + S)[CP(t)C^T + R]^{-1} \quad (\text{II-9})$$

$$\frac{dP(t)}{dt} = AP(t)A^T + Q - K(t)[CP(t)A^T + S^T] \quad (\text{II-10})$$

Où $K(t)$ est le gain du filtre, $P(t)$ la matrice de variance de l'erreur de d'estimation, R et S sont les matrices varice de bruit d'état, de mesure et d'intercorélation de bruits d'état et de mesure .l'inconvénient du filtre de Kalman c'est qu'il nécessite la connaissance a priori des propriétés statiques des bruits.

II-4.2. Observateur de Luenberger [5 ; 6]

À partir de la mesure des sorties et entrées, estimateur de Luenberger permet de retrouver l'état d'un système observable. Cet observateur est très utilisé dans la commande en absence d'une partie des mesures de la matrice d'état.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone est donné par :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) & (\text{II} - 11) \\ Y(t) = CX(t) + DU(t) & (\text{II} - 12) \end{cases}$$

L'observateur de Luenberger est défini par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}}{dt}(t) = A\hat{X}(t) + BU(t) + L[Y(t) - \hat{Y}(t)] & (\text{II} - 13) \\ \hat{X}(t) = C\hat{X}(t) + DU(t) & (\text{II} - 14) \end{cases}$$

Où L est le gain de l'observateur de Luenberger. Il est à déterminer par une technique de placement de pôle en se basant sur le fait que la dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer.

Ces deux relations précédentes peuvent être écrites sous la forme suivante mettant en évidence les entrées de l'observateur :

$$\frac{d\hat{X}}{dt}(t) = [A - CL]\hat{X}(t) + [B - LD]U(t) + LY(t) \quad (\text{II-15})$$

$$\hat{Y}(t) = C\hat{X}(t) + DU(t) \quad (\text{II-16})$$

L'observateur de Luenberger est schématisé par la figure suivante :

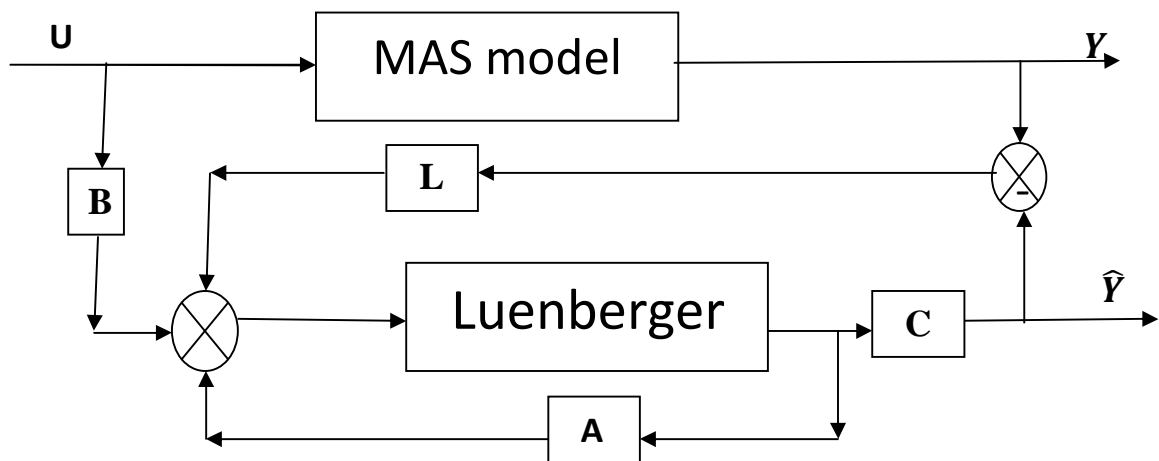


Fig. II.2 : Principe d'estimateur de Luenberger.

La dynamique de l'observateur est commandée par les valeurs propres de la matrice de $[A - LC]$ ou par le placement des pôles.

L'observateur de Luenberger peut être utilisé pour reconstituer n'importe quelle variable d'état de la machine, par exemple la vitesse de rotation du moteur à induction à partir du couple électromagnétique et de la position angulaire (mesuré ou estimé). Lorsque le couple résistant est connu. Le couple électromagnétique est estimé indirectement à partir de l'estimation des flux et de la mesure des courants statoriques. La qualité des résultats est

sensible, directement ou indirectement (par l'intermédiaire de l'estimation des flux) aux variations des paramètres de la machine. Le choix du repère doit être adapté aux grandeurs disponibles (en fonction du type de commande et de la simplicité des calculs).

II.5. Conclusion

L'observation ou l'estimation de l'état des systèmes est une nouvelle technique pour déterminer des grandeurs non mesurées à partir de la mesure des autres grandeurs disponibles.

Dans le cas de la machine asynchrone (moteur à induction) la mesure des courants statoriques permet d'estimer les flux statorique et rotoriques ainsi que les courants du rotor. Cette technique d'observation ou d'estimation permet de réaliser la commande de la machine asynchrone sans capteurs c'est-à-dire on se basant sur un algorithme d'estimation ou ce qu'on appelle aussi un capteur logiciel. Ceci permet d'augmenter la fiabilité des systèmes d'entraînement et leur robustesse tout en diminuant leur coût. Pour les systèmes perturbés par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues le filtre de Kalman est utilisé pour reconstruire les états non mesurables. Dans le cas contraire on utilise l'observateur de Luenberger.

Chapitre III

Commande Sans Capteurs

Dans ce chapitre nous allons présenter quelques techniques de commande appliquées à la machine asynchrone parmi ces techniques nous insistons sur la commande par retour d'état, la commande par retour de sorties et enfin la commande par observateur d'état dans le cas où une partie de variable d'état de la machine est non mesurable. Cette dernière technique est connue sous le nom de commande sans capteurs (Sensorless control).

III.1. Introduction

Les techniques de commande appliquée à la machine asynchrone sont nombreuses. Elles ont pour but de déterminer une commande de telle manière à avoir une meilleure performance temporelle et éventuellement fréquentielle. Parmi ces techniques de commande nous citons la commande sans capteur utilisant un observateur d'état (Observateur de Luenberger ou Filtre de Kalman), elle a pour objectif de diminuer le nombre de capteurs mécaniques à utiliser dans une application industrielle ce qui permet d'améliorer la fiabilité et la robustesse du système d'entraînement tout en diminuant son prix d'achat. L'idée de base de cette technique est de remplacer un certain nombre de capteurs matériels par des capteurs logiciels ou algorithmes d'estimation de variables non mesurables.

Dans le cadre de travail nous allons expérimenter le cas simple de ces techniques de commande sans capteurs en mettant en évidence les difficultés qui peuvent être rencontrées.

III.2. Principe de la commande sans capteurs [7 ; 8 ; 10]

Soit un système modélisé dans l'espace d'état par

$$X(k+1) = AX(k) + BU(k) \quad (\text{III-1})$$

$$Y(k) = CX(k) \quad (\text{III-2})$$

Si l'instant k correspond à l'ordre n du système alors le système d'équations à résoudre comporte n inconnues permettant de déterminer les n signaux de commande $U(l)$ faisant passer le système de l'état $X(0)$ à l'état $X(n)$

La solution du système (III-1), (III-2) est donnée par :

$$X(k) = A^k X(0) + \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} B U(l) \quad (\text{III-3})$$

Elle peut aussi s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$X(k) = A^k X(0) + [A^{k-1}B \ A^{k-2}B \ \dots \ AB \ B] \begin{bmatrix} U(0) \\ U(1) \\ \vdots \\ U(k+1) \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

Où d'une manière équivalente :

$$X(k) - A^k X(0) = P U \quad (\text{III-5})$$

Donc la commande U est donnée par :

$$U = P^{-1} [X(k) - A^k X(0)] \quad (\text{III-6})$$

Où $P = [A^{k-1}B \ A^{k-2}B \ \dots \ AB \ B]$ et $U = [U(0)U(1) \ \dots \ U(k)U(k+1)]$

La relation (III-6) montre que la loi de commande lorsque les conditions initiales sont nulles est de forme :

$$U = -K X \quad (\text{III-7})$$

C'est-à-dire une commande fonction des variables d'état ou commande par retour d'état. Il faut remarquer ici que la matrice P n'est autre que la commandabilité du système.

III.2.1. Contrainte sur la commande

Si on impose alors au signal de commande U une ou plusieurs contraintes, pour le forcer à tendre vers zéro très rapidement, ce que revient à optimiser un critère de performances.

Cette contrainte force aussi le signal de commande à prendre des valeurs très grandes qui ne peuvent être limitées et par conséquent non réalisables.

L'introduction d'une matrice de pondération Q permet d'obtenir une loi de commande plus douce et plus précise que dans le cas la commande précédente. Le critère à minimiser prend la forme :

$$J = U^T Q U \quad (\text{III-8})$$

Où la matrice Q est une matrice symétrique définie positive.

La résolution de ce problème en utilisant la méthode des multiplicateurs de Lagrange donne la loi de commande recherchée:

$$U = (Q^{-1} P^T) (P Q^{-1} P^T)^{-1} X(k_f) \quad (\text{III-9})$$

Qui est aussi une fonction des variables d'état (commande par retour d'état)

III.2.2. Contrainte sur l'état du système

Le critère à minimiser dans ce cas est :

$$J = X^{-T} X \quad (\text{III-10})$$

En prenant $X = R U = A^k X(0) + \sum A^{k-1-l} B U(l)$ avec $X(0) = 0$ le critère devient:

$J = U^T R^T R U = U^T Q U$ ce que revient au cas précédent dont la solution est:

$$U = (Q^{-1} P) (P^T Q^{-1} P)^{-1} X$$

La contrainte peut aussi être imposée à la sortie du système Y(k). Dans cette condition le critère s'écrit:

$$J = Y^T Y = X^T C^{-1} C X = X^T M X = U^T R^T M R U = U^T Q U \quad (\text{III-11})$$

III.2.3. Contrainte sur l'état et sur la commande du système

Le cas d'une contrainte sur la commande et l'état du système peut être traité en combinant les deux précédents. Le critère à minimiser prendra alors la forme suivante:

$$J = X^T X + U^T U \quad (\text{III-12})$$

En utilisant le changement de variable on peut écrire:

$$J = U^T (Q + l) U \quad (\text{III-13})$$

La solution utilisant le multiplicateur de Lagrange est alors:

$$U = [(Q + l)^{-1} P] [P^T (Q + l)^{-1} P]^{-1} X \quad (\text{III-14})$$

III.3. La commande sans capteurs par retour d'état [9 ; 10]

La commande sans capteurs est utilisée dans le cas où tout ou une partie du vecteur d'état est non mesurable. Dans cette condition la partie non mesurable du vecteur d'état doit être estimée en utilisant une technique d'estimation. La technique la plus utilisée se base sur la notion d'observateur. L'observateur d'état qu'on appelle aussi estimateur ou reconstituteur d'état. La commande sans capteurs par retour d'état consiste donc à remplacer les composantes non mesurables du vecteur d'état par leurs valeurs estimées. La loi de commande s'écrit alors:

$$U(t) = -K \hat{X}(t) \quad (\text{III-15})$$

La commande sans capteurs basée sur les techniques d'observation peut être schématisée comme suit :

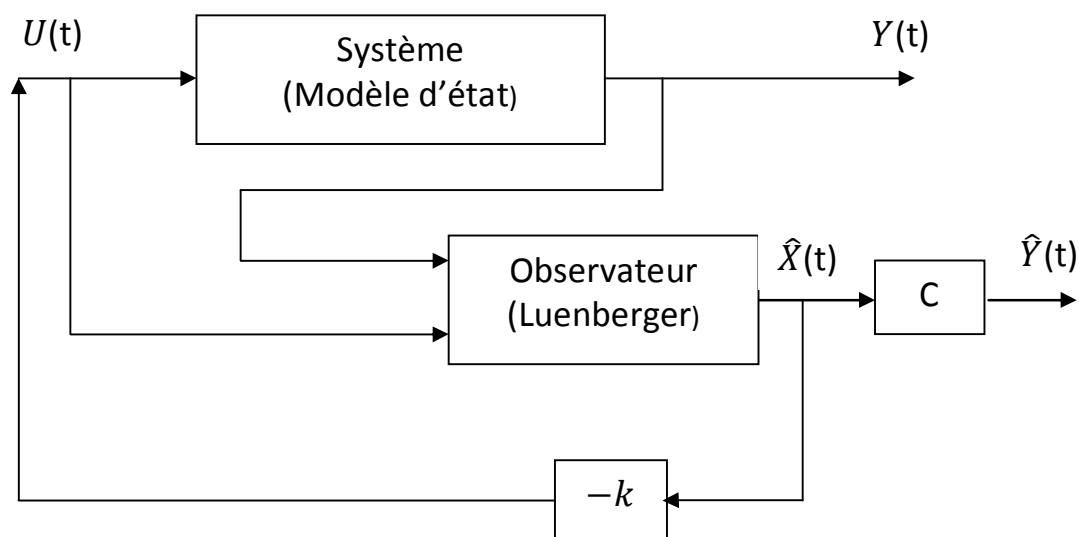


Fig. III.1 : Principe de la commande sans capteurs.

Comme l'indique la figure. III.1 pour le cas générale. Où le gain K est aussi déterminé par une technique de placement de pôles. Dans le cas où le système est déterministe, c'est-à-dire où les bruits n'ont pas d'influence sur le système. L'observateur de Luenberger est utilisé pour reconstruire par exemple la vitesse de rotation d'un moteur électrique ou le flux de son rotor à partir des mesures du courant statorique et par la même occasion on peut aussi estimer le couple électromagnétique.

III.4. La commande par retour d'état du système complet [9]

On considère le système complet (la machine asynchrone et l'observateur) comme un système à deux entrées et quatre sorties comme montre le schéma de principe de la figure. III.2. Dans ce cas on peut faire une nouvelle commande par retour d'état sur le système complet pour estimer les nouvelles de ce système :

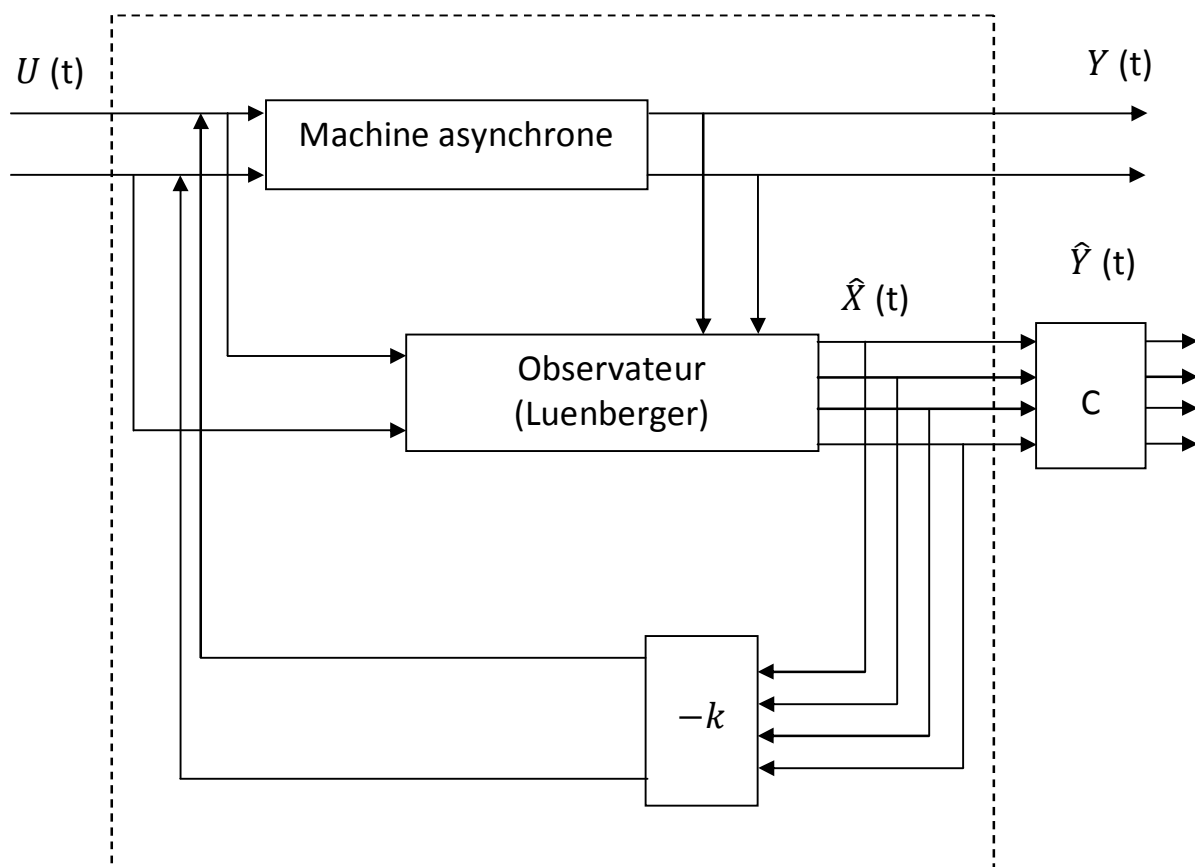


Fig. III.2 : Schéma de Principe de la commande du système complet.

L'étude du système complet se fait comme suit:

1^{ère} étape : on considère que le modèle de la machine asynchrone est l'observateur sont connectés en parallèles.

2^{ème} étape : machine et observateur sont connectés en séries.

A partir de ces hypothèses on peut déterminer le modèle du système complet à deux entrées et quatre sorties comme suit :

Le modèle d'état de la machine asynchrone est représenté d'une manière générale par :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{III-16})$$

$$Y = CX \quad (\text{III-17})$$

L'observateur est représenté par :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = [A - LC]\hat{X}(t) + [B - LD]U(t) + LY(t) \quad (\text{III-18})$$

$$\hat{Y}(t) = C\hat{X}(t) + DU(t) \quad (\text{III-19})$$

Si le système complet (Machine + Observateur) a pour vecteur d'état $Z = \begin{bmatrix} X \\ \hat{X} \end{bmatrix}$ et pour vecteur de commande $U = \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix}$ alors le système complet peut être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\frac{dZ}{dt} = A_Z U + B_Z U \quad (\text{III-20})$$

$$Y_Z = C_Z Z \quad (\text{III-21})$$

Avec A_Z , B_Z et C_Z

$$A = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A - LC \end{bmatrix}, B_Z = \begin{bmatrix} B & 0 \\ B & L \end{bmatrix} \text{ et } C_Z = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}$$

Dans ce cas la nouvelle commande par retour d'état obéit à la forme générale qui est :

$$U(t) = -K_Z \hat{Z}(t) \quad (\text{III-22})$$

Avec k_Z , comme gain de la commande par retour d'état, il est aussi déterminé par une technique de placement de pôle qui prend en considération la dynamique du système et celle de l'observateur. Cette commande permet d'étudier la dynamique du système (Machine asynchrone + Observateur) c'est-à-dire la stabilité à partir de la position des pôles et des zéros comme le montre le chapitre qui est consacré à la simulation.

III.5. Commande par retour d'état déterministe [10]

Le principe de la commande par retour d'état d'un système modélisé dans l'espace d'état, est de déterminer la séquence de commande faisant passer le système de l'état initial $X(0)$ à l'état final $X(k)$ en un nombre fini d'échantillons et par conséquent de déterminer le contrôleur ou correcteur nécessaire. Pour cela considérons la solution de l'équation d'état du système qui est :

$$X(k) = A^k X(0) + \sum_{l=0}^{k-1} A^{k-l-1} B U(l) \quad (\text{III-23})$$

Si l'on se donne l'état $X(0)$ et l'état $X(k)$ cette dernière relation constitue un système d'équations dont la résolution permet de déterminer la séquence de commande $U(l)$ à appliquer.

Si $k = n$, (n est l'ordre du système) les n signaux de commande $U(l)$ faisant passer le système d'état $X(0)$ à l'état $X(k)$ en un temps minimal correspond à la réponse pile du système. La loi de commande ainsi obtenue est connue sous le nom de commande en temps minimal.

Dans ce cas l'équation d'état peut aussi s'écrire sous la forme vectorielle suivante :

$$X(k) = A^k X(0) + [A^{k-1}B \ A^{k-2} \dots \ AB \ B] \begin{bmatrix} U(0) \\ U(1) \\ \vdots \\ U(k-1) \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

Ou d'une manière équivalente :

$$X(k) - A^k X(0) = PU \quad (\text{III-25})$$

Donc la commande U est donnée par :

$$U = P^{-1}[X(k) - A^k X(0)] \quad (\text{III-26})$$

$$\text{Ou } P = [A^{k-1}B \ A^{k-2}B \ \dots \ AB \ B] \text{ et } U = [U(0)U(1) \ \dots \ U(k-2)U(k-1)]$$

La relation (III-26) montre que la commande, lorsque les conditions initiales sont nulles, est de la forme :

$$U = -LX \quad (\text{III-27})$$

C'est-à-dire une loi de commande fonction des variables d'état qu'on appelle commande par retour d'état. Ce type de commande suppose que toutes les composantes du vecteur d'état sont accessibles et par conséquent mesurable.

La figure suivante schématise le principe de la commande par retour d'état :

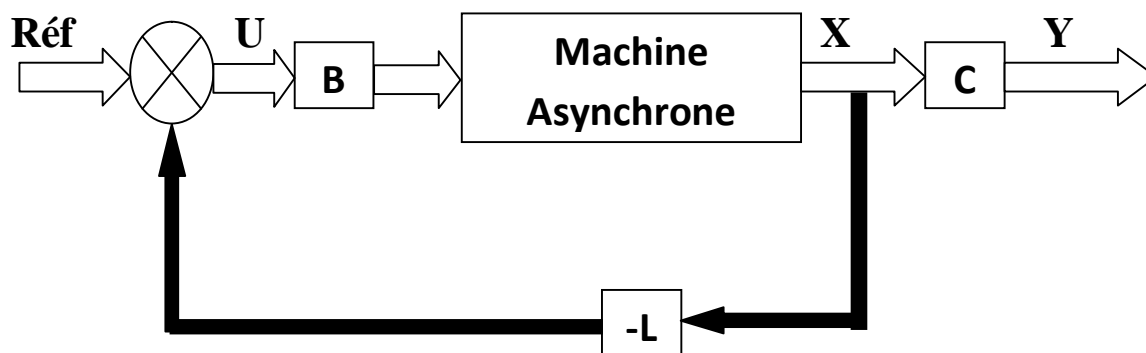


Fig. III.3 : Principe de la commande par retour d'état.

III.6. commande par retour des sorties

On sait bien que la sortie $Y(k)$ d'un système est une partie de son vecteur d'état car $Y(k) = CX(k)$ donc la commande par retour des sorties est une commande par retour d'états partielle donc les équations deviennent :

$$Y(k) = CA^k X(0) + \sum_{l=0}^{k-1} CA^{k-l-1} BU(l) \quad (\text{III-28})$$

Cette dernière équation peut être écrite sous la forme suivante :

$$Y(k) = CA^k X(0) + [CA^{k-1}B \quad CA^{k-2}B \quad CAB \quad CB] \begin{bmatrix} U(0) \\ U(1) \\ \vdots \\ U(k-1) \end{bmatrix} \quad (\text{III-29})$$

Ou d'une manière équivalente :

$$Y(k) - CA^k X(0) = CPU \quad (\text{III-30})$$

Donc la commande U est donnée par :

$$U = P^{-1}[Y(k) - CA^k X(0)] \quad (\text{III-31})$$

La relation (III-31) montre que la loi de commande, lorsque les conditions initiales sont nulles, est aussi de la forme :

$$U = -LY \quad (\text{III-32})$$

C'est-à-dire une commande en fonction des variables de la sortie, connue sous le nom de commande par retour des sorties. La figure suivante schématisé le principe de la commande par retour des sorties.

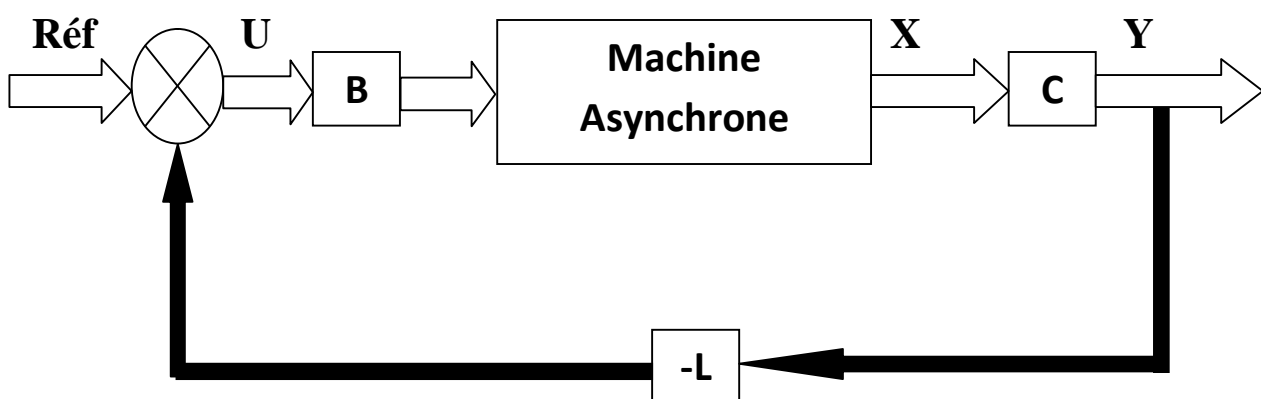


Fig. III.4 : Principe de la commande par retour des sorties.

III.7. Commande par observateur d'état [7]

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que la loi de commande d'un système se ramenée, en général, à une commande par retour d'état. Pour mettre en œuvre ce type de commande il est nécessaire de disposer des capteurs permettant de mesurer des variables ou composantes du vecteur d'état.

Lorsque tout ou une partie du vecteur d'état est non mesurable, il est possible de remplacer le vecteur d'état non mesurable $X(k)$ par son vecteur d'état estimé ou reconstruit $\hat{X}(k)$. Deux orientations peuvent être considérées :

- Le vecteur d'état estimé $\hat{X}(k)$ est obtenu à partir de l'exploitation des mesures prélevées sur les entrées et les sorties d'un système déterministe, dans ce cas on parle de l'observateur de Luenberger. La loi de commande élaborée dans ce cas est dite commande par observateur d'état.
- Le vecteur d'état estimé $\hat{X}(k)$ est obtenu à partir de l'exploitation des mesures prélevées sur les entrées et les sorties d'un système stochastique où les bruits qui affectent le système ont une importance considérable sur la dynamique du système, dans ce cas on parle d'observateur de Kalman ou plus exactement du filtre prédictif de Kalman. La loi de commande élaborée dans ce cas est une loi de commande stochastique.

Et nous de notre cas en choisis la commande par observateur d'état, car notre système est déterministe.

III.8. Conclusion

La commande sans capteurs est une technique moderne de la commande des systèmes modélisés dans l'espace d'état, soit avec la commande par retour d'état qui permet de suivre l'évolution de l'état du système à partir des conditions initiales non nulles ou suite à l'application d'une perturbation, ou soit par la commande par observateur d'état qui peut être mise en œuvre lorsqu'une partie ou l'ensemble du vecteur d'état est non mesurable. Et cette commande a pour objectif de diminuer le nombre de capteurs à utiliser dans une application industrielle ce qui permet d'augmenter la fiabilité et la robustesse du système d'entraînement tout en diminuant son prix d'achat, l'idée de base de cette commande consiste à remplacer un certain nombre de capteurs matériels par des capteurs dits capteurs logiciels, c'est-à-dire des programmes.

Chapitre IV

Simulation Numérique

IV.1. Introduction

Le principe de la simulation est identique pour tous les modèles de la machine asynchrone établis au chapitre 1. Dans ces conditions nous allons expérimenter en simulation le cas du modèle ayant pour vecteur d'état les courants statoriques et les flux rotoriques. Comme les courants statoriques sont des grandeurs mesurables et généralement disponibles, pratiquement dans toutes les boucles de régulation des systèmes d'entraînement; nous allons estimer les autres variables du vecteur d'état de la machine asynchrone notamment les flux rotoriques qui sont utilisés pour réaliser la commande sans capteur de la machine asynchrone considérée sur un langage MATLAB.

IV.2. caractéristiques et modèle de la machine

Grandeurs	Valeurs	Unités
Résistance statorique	5.850	Ω
Résistance rotorique	3.650	Ω
Inductance statorique	0.6758	H
Inductance rotorique	0.6758	H
Inductance mutuelle	0.6750	H
Coefficient de frottement	1	N .s.rd
Nombre de paires de pôles	2	
Tensions (entre ligne)	380	Volt
Pulsation rotorique	303,04	rd/s
Fréquence	50	Hz
Coefficient de dispersion	0.067	
Moment d'inertie	2.960 10⁻³	kg.m ²

Tableau.VI.1 : caractéristiques de la machine utilisée

Le modèle d'état de notre machine lie au stator s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} di_{ds}/dt \\ di_{qs}/dt \\ di_{dr}/dt \\ di_{qr}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{M}{\sigma L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s} \omega & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_s} & \omega_r \\ 0 & \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_s}{\omega_r} & -\frac{R_r}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

IV.3. Etude dynamique de la machine:

Avant de passer à la technique d'observation et d'estimation des grandeurs non mesurables de notre machine nous allons étudier sa dynamique.

La figure VI-2 présente les deux tensions de commande statoriques suivant les deux axes d-q du repère de Park

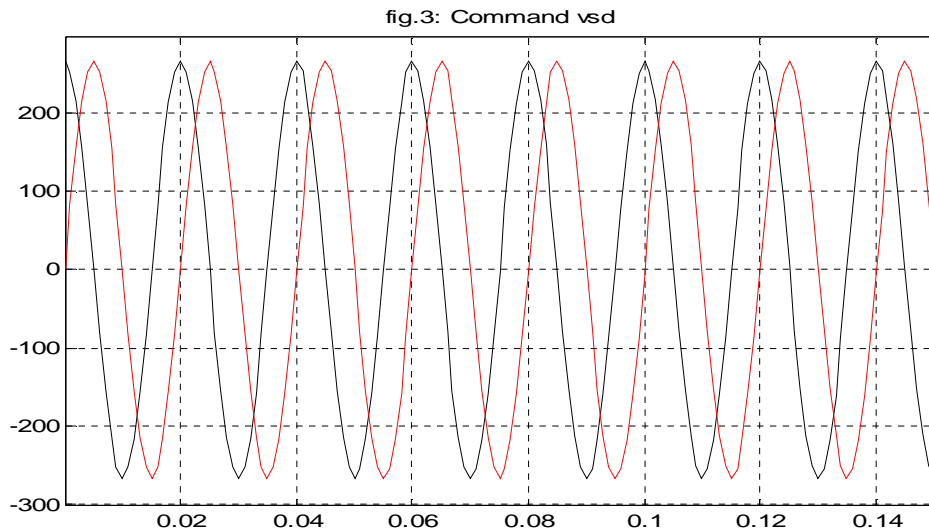


Fig.IV.1 : tensions statoriques dans le repère de Park

Les figures (IV.3) et (IV.4) présente les sorties mesurable de la machine ou bien les deux courants statoriques.

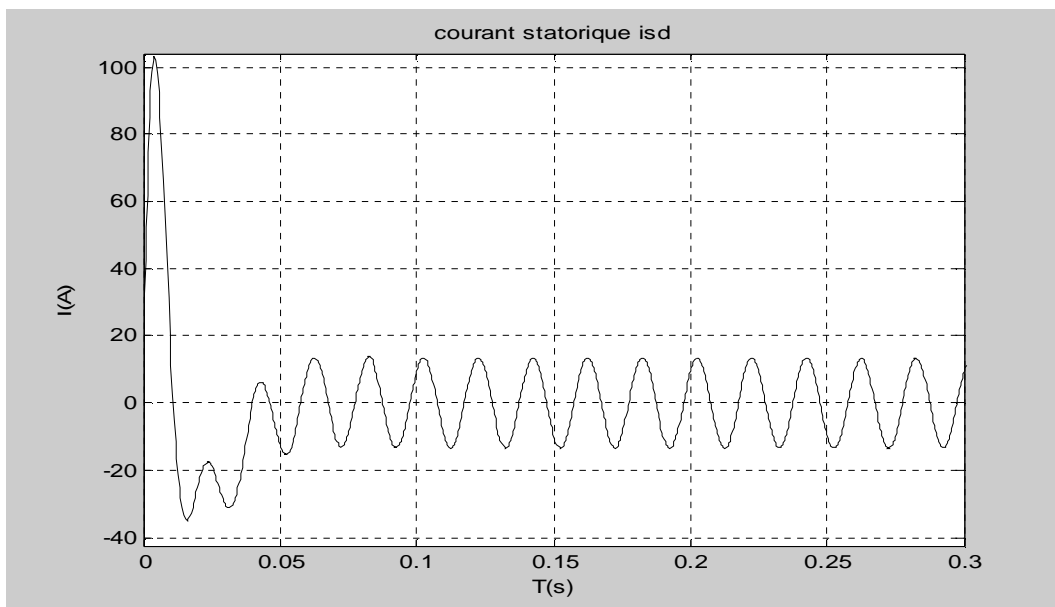


Fig.IV.2 : Courant statorique suivant l'axe direct d

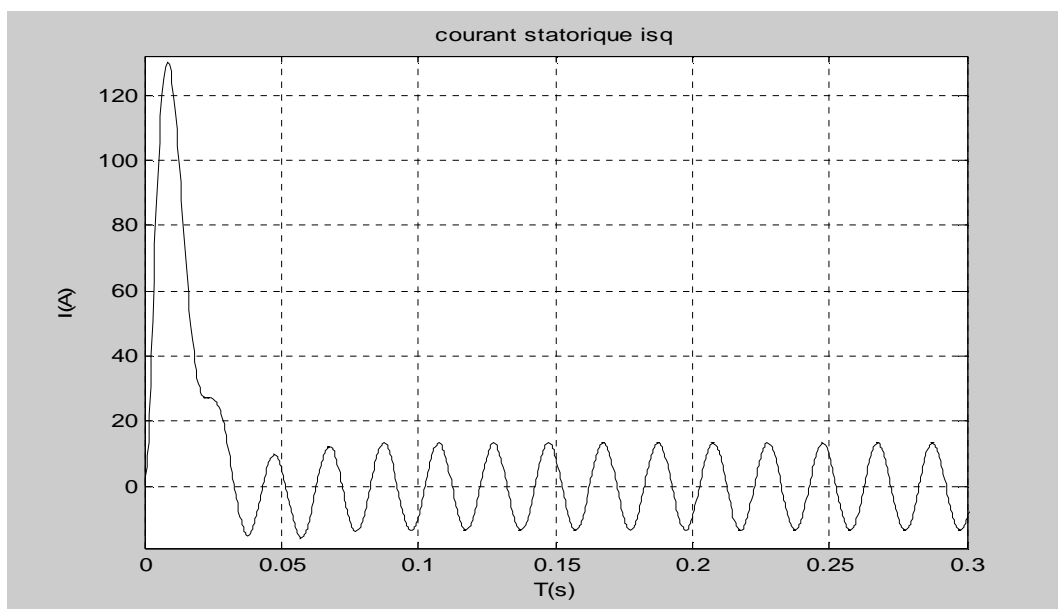


Fig.IV.3 : Courant statorique suivant l'axe quadratique q

La figure (IV.4) présente le positionnement des pôles et des zéros du système sur le plan complexe ; l'instruction *pzmap* de **Matlab** est utilisée dans ce cas ; la figure comporte 4 pôles complexes conjugués ainsi que deux (2) zéros complexes conjugués dont les parties réelles des pôles sont négatifs indiquant alors que le système est stable.

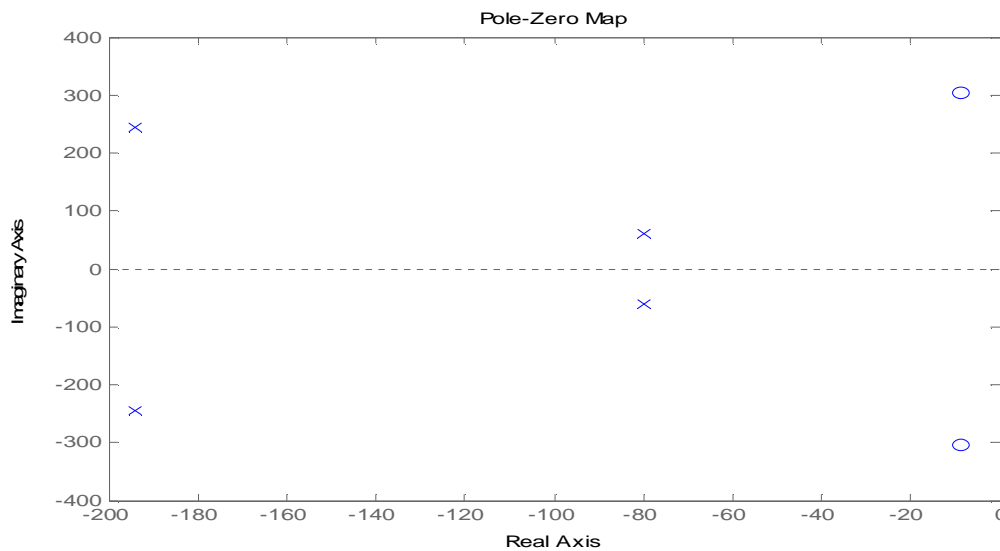


Fig.IV.4 : Position des pôles et des zéros

IV.4. Synthèse de l'observateur de luenberger

L'observateur de luenberger nous permet la détermination (estimation) des grandeurs non mesurables de la machine asynchrone telles que les flux rotoriques et éventuellement le couple électromagnétique de la machine à partir des mesures des courants et des tensions statoriques. L'observateur d'un système doit donner une réponse très rapide par rapport à celle du système à observer, c'est pour cela qu'il doit avoir des pôles légèrement décalé vers la gauche par rapport à ceux du système comme l'indique la figure suivante(VI.5), dans cette figure les pôles du système sont représentés par « o » et les pôles de l'observateur sont représentés par « x ». On peut aussi donner les valeurs numériques des pôles de l'observateur qui sont :

pobs = 1.0e+002 *

-2.9095 + 3.6584i

-2.9095 - 3.6584i

-1.1979 + 0.8967i

-1.1979 - 0.8967i

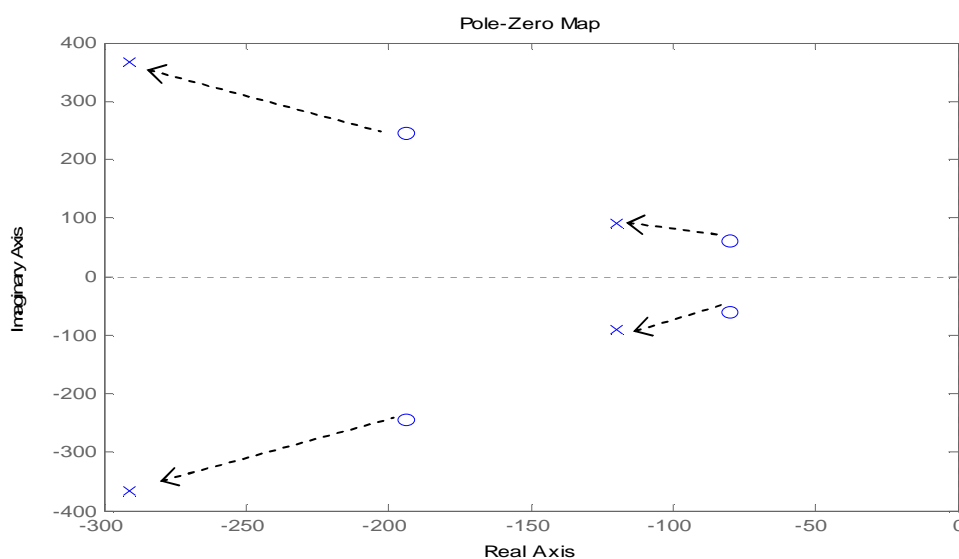


Fig.IV.5 : position des pôles de l'observateur par rapport à ceux de la MAS

L'observateur de luenberger est caractérisé par un vecteur de gain L , déterminé par la technique de placement de pôles, la valeur numérique obtenue pour ce gain matriciel est :

$L =$

[214.3841 -376.1260

-17.8323 59.4459

4.4529 -2.1792

4.4956 -1.9846]

L'estimation des variables d'état de la machine obtenu en utilisant l'observateur de Luenberger est sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{ds}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{qs}}{dt} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{dr}}{dt} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -488.2 & 72.46 & 1039 & 35430 \\ 321.5 & -333.3 & -35430 & 1039 \\ -5.33 & 2.179 & 0 & 0 \\ 4.496 & 1.108 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \\ \hat{\varphi}_{dr} \\ \hat{\varphi}_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 116.7 & 0 & 214.4 & -376.1 \\ 0 & 116.7 & -17.83 & 59.45 \\ 1 & 0 & 4.453 & -2.179 \\ 0 & 1 & 4.496 & -1.985 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \\ \hat{\varphi}_{dr} \\ \hat{\varphi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \end{bmatrix}$$

La figure suivante (IV-6) représente la nouvelle sortie de la machine (i_{sd} et i_{sq}) représentés par les deux premières courbes et le vecteur d'état estimé (\hat{i}_{sd} , \hat{i}_{sq} , $\hat{\varphi}_{dr}$ et $\hat{\varphi}_{qr}$) par l'observateur de Luenberger, on remarque qu'il ya une similitude entre les courants mesurés et ceux estimés par l'observateur

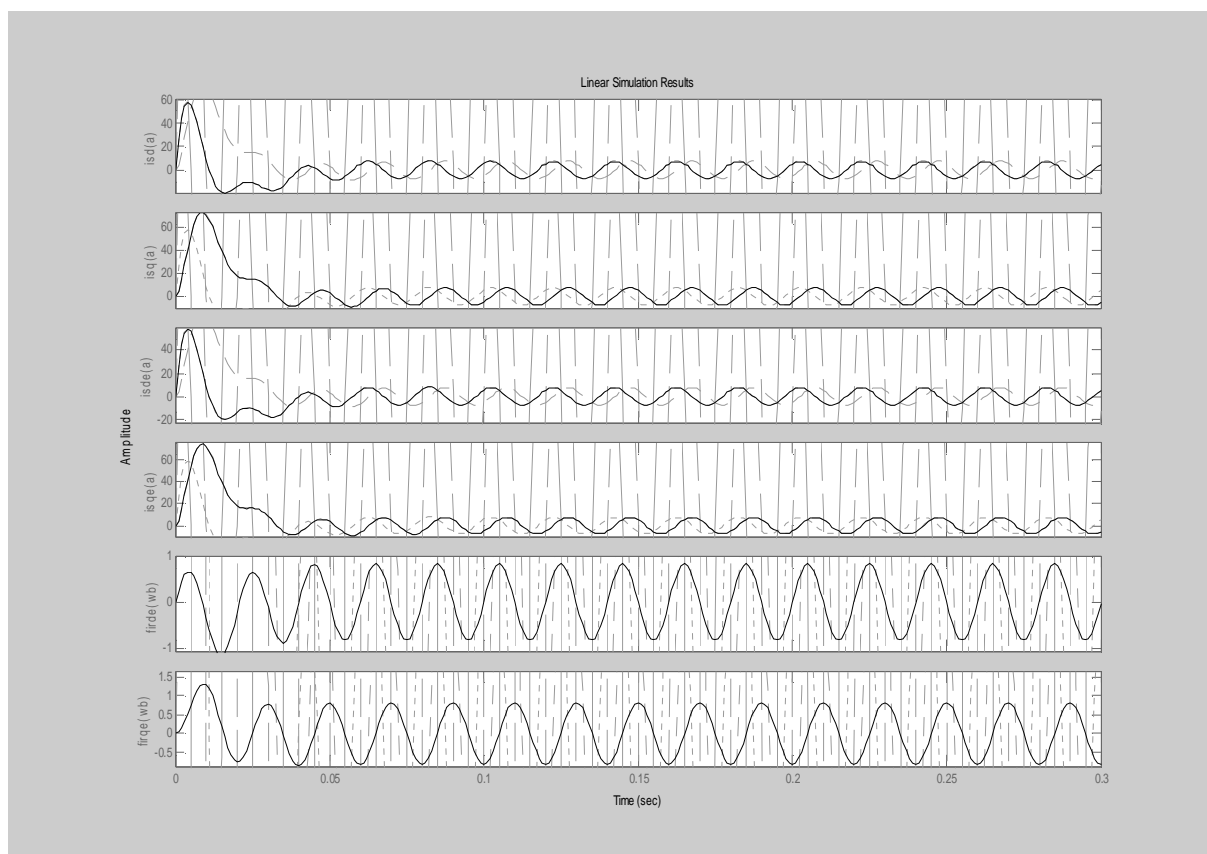
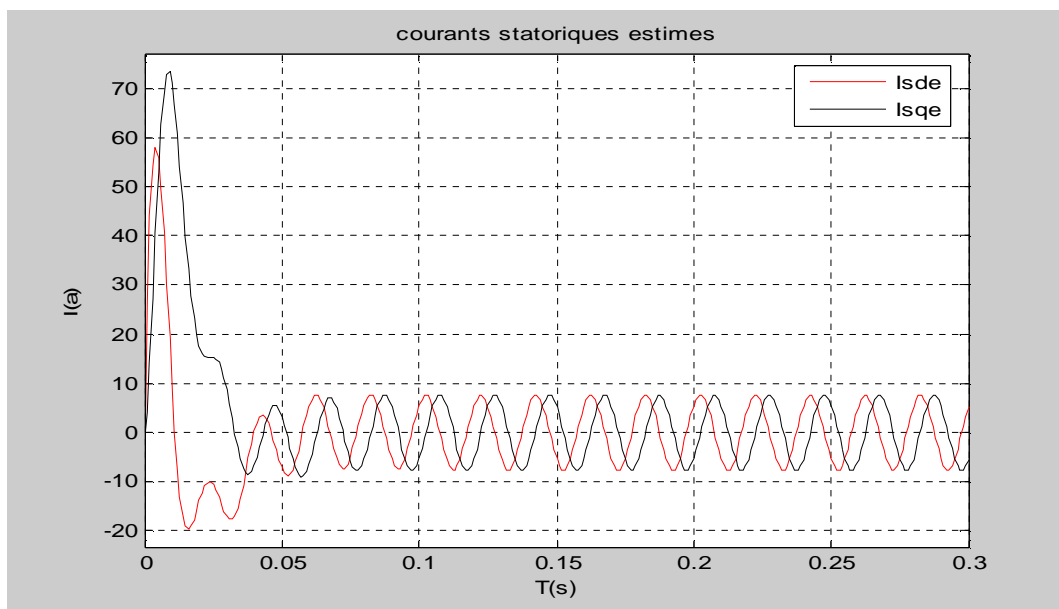
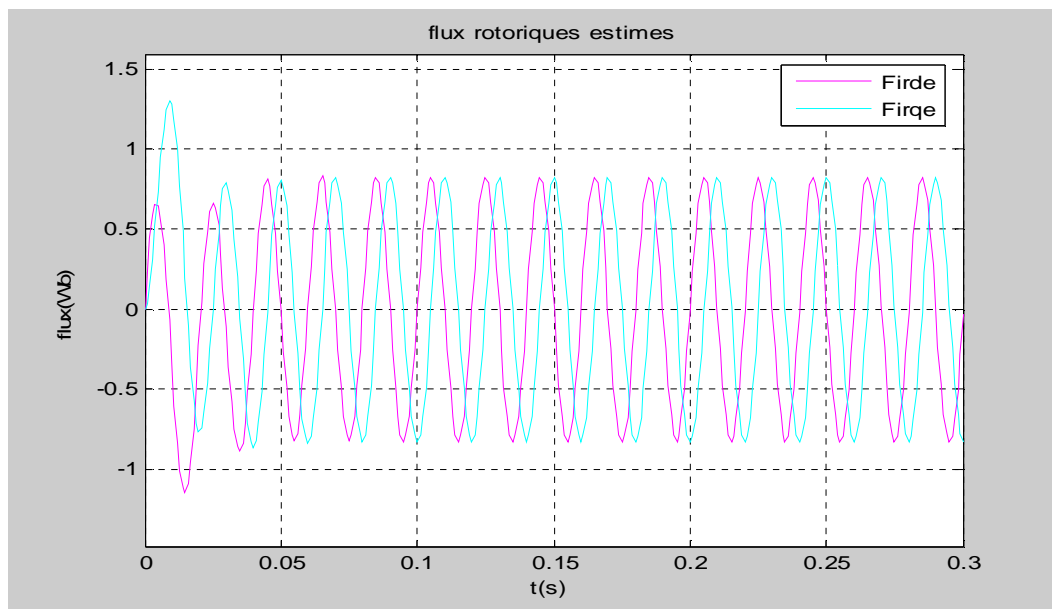


Fig.IV.6 : La nouvelle sortie de la machine et le vecteur d'état estimé

Les figures suivantes (VI.7 et VI.8) représentent le vecteur d'état estimé (courants statoriques et flux rotoriques) ; l'instruction « *estim* » et « place » de *Matlab* sont utilisés pour simuler (synthétiser) l'observateur de luenberger.les résultats obtenus montrent que ce dernier donne une bonne estimation du vecteur d'état pour un système déterministe.

**Fig.IV.7 : courants statoriques estimés****Fig.IV.8 : flux rotoriques estimés**

La figure suivante présente le couple électromagnétique estimé à partir des courants statoriques et les flux rotoriques estimés.

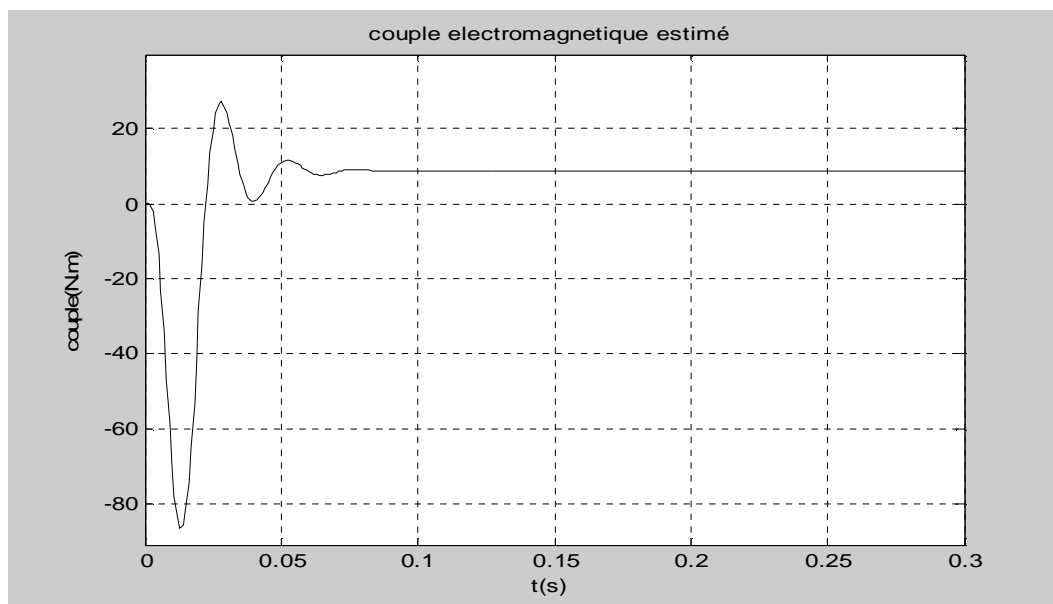


Fig.IV.9: couple électromagnétique estimé

VI.5. Commande par observateur d'état

Après avoir estimés les grandeurs d'état de la machine on utilise ces grandeurs à la commande par retour d'état estimés $U(t) = -K\hat{X}(t)$, tel que le gain K déterminé par la technique de placement de pôles, et après avoir déterminé ce gain on le multiplie par le vecteur d'état \hat{X} et on l'injecte dans la commande pour déterminer la nouvelle commande.

IV.6. Conclusion

Ce dernier chapitre a été consacré à l'exposer à l'application de la technique de l'observation des grandeurs d'état de la machine asynchrone à savoir les courants statoriques et les flux rotoriques ainsi le couple électromagnétique ; pour la commande sans capteurs dans l'espace d'état de la machine asynchrone ; donc la commande sans capteurs sera réalisée à partir des variables non mesurables (flux), estimées par l'intermédiaire de l'observateur de Luenberger.

Les résultats obtenus sont plus au moins en conformité avec l'étude théorique et le travail reste ouvert dans le cas où le système est non linéaire pour estimer des paramètres ou de l'état de la machine asynchrone.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Dans ce rapport nous avons étudié et simulé l'observateur linéaire de Luenberger pour estimer les grandeurs électriques de la machine asynchrone, qu'est concrétisé sous MATLAB (par programmation) pour l'utiliser à la commande sans capteurs, et nous avons pu conclure à la fin que cette technique de commande peut apporter beaucoup d'amélioration sur les performances des machines asynchrones on lui offrant des avantages sur les plans techniques et économiques.

Alors cette théorie va nous permettre de rendre la machine asynchrone plus solide et attractive vu les avantages que peut nous fournir comme la robustesse et la fiabilité, notre étude porte à ajouter à cette machine d'autres avantages à savoir une maintenance peu coûteuses et peu fréquente et l'allègement de l'encombrement embarrassant, donc sans complication de montage et de maintenance et procure à la machine une facilité de commande et une réduction du nombres de capteurs . En effet la diminution de nombres de capteurs (les sondes à effet hall et ...) rend la machine d'une simplicité et efficacité incomparable.

La commande sans capteurs est une technique moderne de la commande des systèmes en boucle fermé, modélisés dans l'espace d'état. Elle utilise un observateur qui travail dans un environnement déterministe qui est l'observateur de luenberger

L'idée de base de cette commande consiste a estimer les grandeurs du vecteur d'état multiplier par un gain de retour pour avoir une commande très robuste a cause de l'élimination des capteurs matériels et les remplaces par des capteurs logiciels c'est-a-dire des programmes ou algorithmes . Il est évident que ceci diminue le nombre de défaillance des systèmes d'entraînements mettant en ouvres ce type de capteurs. L'objectif de notre travail est d'appliquer la technique d'estimation à la commande sans capteurs dans l'espace d'état de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus sont satisfaisantes et le travail reste pour l'application de cet observateur à la commande sans capteur ainsi dans le cas où le système est non linéaire pour l'estimation des paramètres ou l'état de la machine. En outre, les paramètres peuvent varier sous l'influence de la température et la saturation (résistance rotorique) il est donc important de les estimer en temps réel.

Annexes

Annexe A

Paramètres de la machine

Symboles	Descriptions	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	5.850	Ω
R_r	Résistance rotorique	3.650	Ω
L_s	Inductance statorique	0.6758	H
L_r	Inductance rotorique	0.6758	H
M	Inductance mutuelle	0.6750	H
f	Coefficient de frottement	1	N .s.rd
p	Nombre de paires de pôles	2	
U	Tensions (entre ligne)	380	Volt
N_n	Vitesse nominale	1500	Tr/min
f	Fréquence	50	Hz
Pu	Puissance nominale	3	kW
σ	Coefficient de dispersion	0.067	
J	Moment d'inertie	$2.960 \cdot 10^{-3}$	kg.m ²

Annexe B

Les fonctions Matlab utilisées dans notre application

ss : modélisation du système dans l'espace d'état

damp(sys) : retrouver les valeurs propres du système et les pôles de ce dernier

[p,z]=pzmap(sys) : retrouver les valeurs des pôles et des zéros du système (sys)

Lsim [sys,u,t] : simuler un système(sys) à une entrée u et dans un intervalle de temps t

Place (a,c,pobs): cette fonction calcul le gain d'observation

Place (a,b,pobs): cette fonction calcul le gain de la commande

estim: cette fonction simule (système+observateur) et donne les grandeurs estimées et cela suivant le gain de l'observation L

Références

Bibliographie

Bibliographie

[1] **PR. PHILIPPE BARRET** : « Régime Transitoire Des Machines Tournantes Electriques » 1982 Edition EYROLLES.

[2] **PR. SALAH HADDAD** : « Régime Transitoire Des Machines Tournantes Electriques » Cours et exercices résolus, Université M.M de Tizi-Ouzou.

[3] **J.-P. CARONE, J.-P. HAUTIER**: « Modélisation de la machine asynchrone » 1995 Edition TECHNIP.

[4] **L. BAGHLI**: « Modélisation et commande d'une machine asynchrone » 2005 IUFM.de Lorraine UHP.

[5] **D. G. LUENBERGER** : « An Induction To Observer» Décembre 1971 IEEE, Trans Automatic (internet).

[6] **T. DU, M. A. BRDYS**: Implémentation D'observateur De Luenberger Etendu Pour l'Etat Commun Et L'estimation Des Paramètres Du Moteur A Induction. »1993 EPE Prociding (internet).

[7]: **A. METATLA, A. MAUCHE, B. BENSACKER**: «Application des technique d'observations à la commande sans capteurs du moteur à induction », SENSEM Département d'électromécanique Université d'Annaba, 2003.

[8] **J. DUFOUR, S. PERON:** «Commande non linéaire de la machine asynchrone sans capteur mécanique » 2007-2008 Rapport de projet école : ENSICOAN France.

[9] **R. A. SALAS :** « Développement de lois de commande avec observateurs pour la machine asynchrone » 2002 thèses de doctorat, INPG de Grenoble.

[10] **M. PINARD:** « Commande électrique des machines électriques » 2004 Edition DUNOD.

[11] **GUY.SEGUIER, FRANCIS NOTELET :** « Electrotechnique industrielle » 2^e édition.

[12] **T.OURTH :** « Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur » journal de physique, vol, III. n°3.pp, 1123-1133,1993.

[13] **GUY SEGUIER & FRANCIS NOTELET** « Electrotechnique industrielle ».2^{eme} édition, technique et documentation, 1994.

[14] **J. GOGNAT :** « Modélisation et simulation d'une commande vectorielle sous le logiciel MATLAB », stage DESS Génie Électrique, Université Aix-Marseille III, 1999.