

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département Electromécanique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : Automatique

Spécialité : Automatique et Informatique industrielle

Par

➤ **LOUNISSI SOULEYMAN**
➤ **YALAOUI NASSIM ABDERRAHMANE**

Intitulé

Etude et simulation de l'observateur de lunberger généralisé (critère du cercle) appliqué sur un système non linéaire.

Soutenu le : 20/06/2022

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. MERABET elkhier</i>	<i>PR</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BENHENICHE abdelhak</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. CHOUDAR adel</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. ZEBIRI fouad</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/2022

Table des matières

<i>Introduction générale</i>	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.1. Introduction.....	2
I.2. Modélisation de la Machine Asynchrone	2
I.2.1. Hypothèses simplificatrices	2
I.2.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé.....	3
I.3. Transformation du système triphasé vers système biphasé	8
I.3.1. Transformation de Clarke	8
I.3.2. Transformation de PARK	9
I.4. Choix du Référentiel.....	11
I.4.1. Référentiel lié au rotor ($\theta_r = 0$)	11
I.4.2. Référentiel lié au stator ($\theta_s = 0$).....	12
I.4.3. Référentiel lié au champ tournant	12
I.5. Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.....	13
I.6. Conclusion	14

Chapitre II : Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires

II.1. Introduction	15
II.2. Classification des systèmes dynamiques	15
II.3. Limitation des méthodes linéaires	16
II.4. Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires	17
II.4.1. Systèmes linéaires.....	17
II.4.2. systèmes non linéaires	18
II.5. Représentation d'état d'un système non linéaire	19
II.6. observabilité et observateurs	19

II.6.1. Observabilité.....	20
II.6.1. Observabilité des systèmes linéaires	20
II.6.2. Observabilité des systèmes non linéaires	21
II.7. Principe d'un observateur.....	24
II.7.1. Objectif d'un observateur	24
II.7.1. Structure d'un observateur.....	25
II.7.2. Etat de l'art pour différents types d'observateurs.....	26
II.8. Observateur de Luenberger	28
II.8.1. Application d'observateur de Luenberger sur MAS.....	28
II.8.2. Détermination de la matrice de gain K	29
II.8.3. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de la vitesse	30
II.8.4. Schéma de l'observateur adaptatif.....	33
II.9. Observateur basé sur le critère du cercle	34
II.9.1. Introduction.....	34
II.9.2. Le critère du cercle	34
II.9.3. Application de l'observateur circulaire sur le MAS	37
II.10. Conclusion.....	39

Chapitre III : Simulation numérique

III.1. Introduction.....	40
III.2. Simulation l'observateur de Luenberger.....	42
III.3. Simulation de l'observateur non linéaire basé sur le critère du cercle.....	45
III.4. Comparaison des resultats.....	49
III.5. Conclusion	50
<i>Conclusion générale</i>	51

Liste de figures

Figure (1.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS [1]	3
Figure (1.2) : Le modèle de la machine après transformation de Park [44]	9
Figure (2.1) : Classification des systèmes dynamiques	15
Figure (2.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état	26
Figure (2.3) : Représentation de l'observateur adaptatif.....	33
tableau (3.1) : Caractéristiques de la machine asynchrone	40
Figure (3.1) : Tension d'alimentation	41
Figure (3.2) : Tension de Commande $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$	41
Figure (3.3) : Bloc de simulation	42
Figure (3.4) Courant statorique de référence et estimé suivant l'axe α	43
Figure (3.5) : Courant statorique de référence et estimé suivant l'axe β	43
Figure (3.6) : flux rotorique de référence et estimé suivant l'axe α	43
Figure (3.7) : flux rotorique de référence et estimé suivant l'axe β	43
Figure (3.8) : Couple électromagnétique mesuré et estimé	44
Figure (3.9) : Variation de la vitesse du rotor mesuré et estimé	45
Figure (3.10) : le courant statorique I_{sa}	47
Figure (3.11) : le courant statorique I_{sb}	47
Figure (3.12) : erreur d'estimation sur le courant I_{sa}	47
Figure (3.13) : Flux rotor mesurés et estimés ϕ_{ra}	48
Figure (3.14) : Flux rotor mesurés et estimés ϕ_{rb}	48
Figure (3.15) : erreur d'estimation sur le flux ϕ_{ra}	48
Figure (3.16) : couple électromagnétique mesuré et estimé	48
Figure (3.17) : erreur d'estimation couple électromagnétique.....	48
Figure (3.18) : Variation de la vitesse du rotor (rd/s)	49
Figure (3.19) : Erreur d'estimation de la vitesse (rd/s).....	49

Liste des symboles

ω_r : Pulsation angulaire rotorique

l : Inductance d'un bobinage seul

L_s : Inductances des enroulements du stator

L_r : Inductances des enroulements du rotor

R_s : La résistance statorique.

R_r : La résistance rotorique.

K_f : Coefficient de frottement visqueux

C_r : Couple de charge.

C_e : Couple électromagnétique

J : Moment d'inertie.

Ω_r : La vitesse angulaire de la machine.

M : Inductance mutuelle cyclique d'une phase stator et d'une phase rotor

M_s : inductances mutuelles de couplages entre bobinages dans le stator.

M_r : inductances mutuelles de couplages entre bobinages dans le rotor.

A : Matrice d'évolution

B : Matrice de commande

C : Matrice d'observation

σ : Coefficient de dispersion

φ_r : Flux statorique

φ_s : Flux rotorique

i_s : Courant statorique

i_r : Courant rotorique

K : Matrice gain d'estimation

L : Matrice gain d'estimation

ε_y : Erreur d'observation

e : Erreur d'estimation

$x(t)$: Vecteur d'état

$\hat{x}(t)$: Vecteur d'état estimé

Remerciements

Nous remercions ALLAH qui nous a donné la force

Nous exprimons nos sincères remerciements :

*A nos parents pour leur contribution pour chaque travail qui nous
avons effectué*

A notre encadreur Dr. A. Benheniche pour son aide

AN membres de jurys

*Et à l'ensemble des personnes qui ont aidé de près ou de loin par le
fruit de leur*

connaissance pendant toute la durée de notre parcours éducatif

Dédicace

*ce travail est dédié a mes chères parents qu'Allah les protège a ma
chère sœur et mon cher frère houssam, pour mes chères amis
akram, oussama, ziyad, haithem, didine, merci pour vos encouragements
et les bon souvenirs*

*A tous les enseignants de notre spécialité un grand merci c'était
un honneur d'être enseigné par vous.*

Nassim abderrahmane

Dédicace

Je dédie cette mémoire

*A mes parents qui m'a soutenu et encouragé durant ces années
d'étude.*

*A mes frères, et mes amis, chamsou, mahdi, nabil, ridha et ceux qui
partagé avec moi tous les moments d'émotion lors de ce travail. Ils
m'ont supporté et encouragé tout au long de mon parcours.*

*A tous les membres de ma famille et toute personne qui proche de mon
cœur.*

*A tous les enseignants de notre spécialité un grand merci c'était
un honneur d'être enseigné par vous.*

Lounissi Souleyman

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est l'étude et simulation de l'observateur de Luenberger généralisé (critère de cercle) appliqué sur un système non linéaire, dans notre étude le système non linéaire est la machine asynchrone, le model de cette machine et complexe le couplage est fort les paramètres sont variables. Ceci pose beaucoup de problèmes pour sa modélisation, son observation. Les approches linéaires restent insuffisantes pour résoudre ces problèmes. C'est pourquoi il est indispensable de recourir aux techniques non linéaires pour la synthèse d'observateurs permettant d'estimer les variables d'état non mesurables de machine asynchrone. Différentes structures d'observateurs pour la machine sont établies et discuter. Nous avons testé l'observateur de Luenberger combiné avec l'estimateur à modèle de référence et l'observateur non linéaire basé sur le critère circulaire, Les performances des observateurs proposés sont illustrées en simulation en utilisant le logiciel (Matlab/Simulink).

ملخص :

الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة ومحاكاة مراقب لونيبرجر المعمم (معيار الدائرة) المطبق على نظام غير خطي، في دراستنا النظام غير الخطي هو الآلة غير المتزامنة، ونموذج هذا الجهاز معقد و اقترانه قوي. هذا يطرح العديد من المشاكل لنمذجتها وملاحظتها. النهج الخطية لا تزال غير كافية لحل هذه المشاكل. هذا هو السبب في أنه من الضروري استخدام التقنيات غير الخطية لتكييف المراقبين لتقدير متغيرات الحالة غير القابلة للقياس لآلة الغير متزامنة. يتم إنشاء ومناقشة هياكل المراقبة المختلفة للآلة. اختبرنا مراقب لونيبرجر جنبًا إلى جنب مع مقدر النموذج المرجعي والمراقب غير الخطي بناءً على المعيار الدائري، وقد تم توضيح أداء المراقبين المقترحين في المحاكاة باستخدام البرنامج (Matlab / Simulink).

Introduction générale

Introduction générale :

Dans L'histoire, Le moteur à courant continu est introduit dans la plupart d'équipements industriels, par ce que son comportement linéaire le rend faciles à commander. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces limites ont orienté les chercheurs vers l'entraînement équipé des machines synchrones et asynchrones.

La machine asynchrone est le meilleur choix pour plusieurs applications industrielles vues sa fiabilité, sa robustesse, son coût de fabrication relativement bas. Cependant, en raison de sa forte non- Linéarité due au couplage entre flux et couple. Les problèmes causés par les capteurs physiques du a leur sensibilité surtout dans les milieux hostiles poussent les chercheurs de s'orienter vers les capteurs logiciels (observateurs). Il existe plusieurs catégories d'observateur utilisant cette approche On peut citer :

Observateurs de Luenberger : Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation les variables non mesurables d'un système.

Observateur à critère circulaire : Récemment, une nouvelle conception d'observateurs d'état a été établie (Observateur à critère circulaire). Cette conception consiste à ajouter à l'observateur de Luenberger un deuxième gain dans la partie non linéaire du système.

Pour atteindre cet objectif notre mémoire sera structurée comme suit :

Le premier chapitre va traiter la modélisation de la machine asynchrone dans l'espace d'état après avoir rappelé les concepts de base de son fonctionnement. Différents modèles d'état linéaire et non linéaire de la machine asynchrone sont présentés selon le choix du vecteur d'état retenu pour représenter la machine.

Dans le deuxième chapitre nous allons exposer des généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires après avoir décrit les deux familles des modèles, a savoir linéaires et non linéaires, avec quelques caractéristiques des systèmes, les notions d'observabilité. Puis nous traitons les limites des systèmes linéaires et décrit les différents types d'observateurs .Enfin, nous décrivons en détails les étapes principales pour la conception de Luenberger et l'observateur basé sur le critère du cercle

Le troisième chapitre est consacré pour Les résultats de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink de l'observateur de Luenberger et l'observateur basé sur le critère du cercle.

Chapitre I :

Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.1. Introduction :

La production industrielle nécessite des systèmes d'entraînement pour fonctionner à des vitesses variables en fonction des demandes ou des contraintes du marché. Cela a incité les chercheurs à se concentrer sur la recherche de nouvelles techniques de contrôle des moteurs à vitesse variable. En conséquence, la technologie de contrôle de vitesse variable bénéficie des progrès de l'électronique de puissance, de l'électronique numérique et de l'informatique. Les variateurs AC sont désormais très compétitifs et concurrencent les variateurs DC. Cependant, afin d'optimiser leurs performances dynamiques et d'élargir leur domaine d'utilisation, les recherches sur le contrôle des machines alternatives triphasées se poursuivent. Dans ce cas, les moteurs asynchrones sont les plus utilisés. Ceci est principalement dû à sa construction simple, sa robustesse, sa fiabilité et ses exigences d'entretien modérées. D'autre part, le modèle de moteur asynchrone est complexe, le couplage est fort, les paramètres sont variables et la commande est compliquée. Dans ce qui suit, nous passerons en revue les différents types de moteurs à induction, en nous concentrant sur leurs domaines d'application.

I.2. Modélisation de la Machine Asynchrone :**I.2.1. Hypothèses simplificatrices :**

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :

Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé.

Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié à la terre (isolé). Ces choix signifient entre autres que :

Les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.2.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

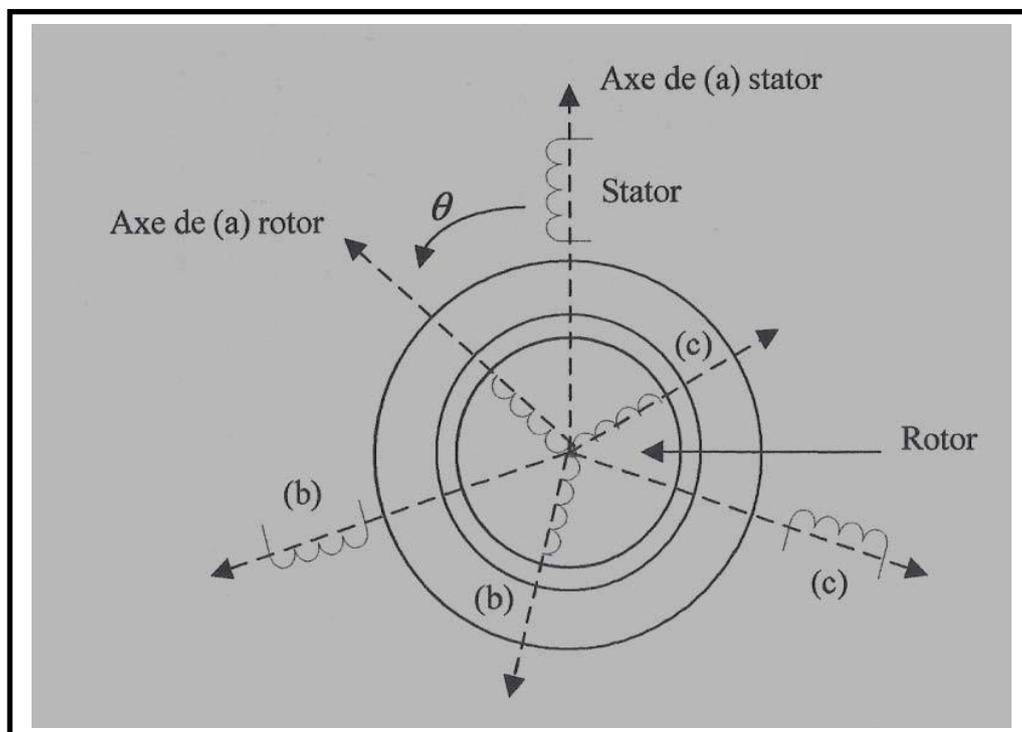


Figure (1.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (1.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase α statorique et la phase a rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire : [3]

$$u = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.1)$$

A. Equations électriques :

$$[u_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (1.2)$$

$$[u_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (1.3)$$

Où l'indices s et r désignent respectivement les grandeurs du stator et du rotor.

$[u]$, $[i]$ et $[\varphi]$ désignent respectivement les vecteurs de tensions, de courants et de flux.

$[R]$ Désigne la matrice de résistance des enroulements. C'est une matrice diagonale de dimension 3.

[2]

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases : $R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

De même : $R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$

B. Equation magnétique :

$$[\varphi_s] = [l_s][i_s] + [M_{rs}][i_r] \quad (1.6)$$

$$[\varphi_r] = [l_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] \quad (1.7)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Sachant que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Où M est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

En utilisant les relations de liaisons électromagnétiques on peut obtenir les différents modèles mathématiques de la machine asynchrone en fonction des variables d'état choisies. Par exemple le

modèle de la machine asynchrone ayant comme variables d'état les courants du stator et les courants du rotor est le suivant [3], [4]:

$$[u_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{[L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]\} \quad (1.11)$$

$$[u_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{[L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s]\} \quad (1.12)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}, \quad (1.13)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Où $[L_s]$ et $[L_r]$ désignent respectivement la matrice des inductances des enroulements du stator et du rotor. l est l'inductance d'un bobinage seul, M_s et M_r sont les inductances mutuelles de couplages entre bobinages respectivement dans le stator et dans le rotor.

L'équation de mouvement du système est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (1.15)$$

Avec K_f , J , C_e et C_r sont respectivement le coefficient de frottement visqueux, le moment d'inertie de rotor, le couple électromagnétique et le couple de charge.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie [2] :

$$[C_e] = P [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}] \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Ce type de modèle est difficile à exploiter car il est non linéaire et à paramètres variables en fonction du temps. De plus l'ordre du modèle déterminé par le nombre de variables d'état de la machine est important. Un modèle réduit peut être obtenu en utilisant la transformation de Concordia ou la transformation de Park.

C. Equations de puissance et de couple :

Sachant que la transformation de Park. Conserve la puissance instantanée [7], cette dernière sera donnée par :

$$\begin{cases} P_i = (u_s)^t \cdot I_s = u_{sa}i_{sa} + u_{sb}i_{sb} + u_{sc}i_{sc} \\ P_i = u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq} \end{cases} \quad (1.17)$$

$$P_i = \left[R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \right] I_{ds} + \left[R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \right] I_{qs} \quad (1.18)$$

Après calcul, on trouve :

$$P_i = [R_s I_{ds}^2 + R_s I_{qs}^2] + \left[\frac{d\varphi_{ds}}{dt} I_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} I_{qs} \right] + [\omega_s (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds})] \quad (1.19)$$

Le premier terme est facilement identifiable aux pertes joules, le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée. Le troisième terme représente donc la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

$$P_e = C_e \Omega_s = \omega_s (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds})$$

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega_s} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds})$$

$$C_e = P (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds})$$

En remplaçant par les expressions des flux φ_{dr} , φ_{qr}

Le couple électromagnétique peut être exprimé par l'équation suivante :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (1.20)$$

D. Equation mécanique :

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, ...etc.), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [8].

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega_r \quad (1.21)$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r$$

Avec :

C_r : Couple de charge.

C_e : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie.

Ω_r : La vitesse angulaire de la machine.

I.3. Transformation du système triphasé vers système biphasé :

I.3.1. Transformation de Clarke :

La modélisation du fonctionnement de la machine asynchrone sous forme d'équations mathématiques ou relations reliant les variables d'entrées aux variables de sorties reste cependant très complexe. D'où la nécessité de rechercher des transformations mathématiques permettant de simplifier cette modélisation. L'idée de Clarke repose sur le fait qu'un champ créé par un système

triphase équilibré peut être identique à celui créé par un système biphasé composé de deux bobines décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle de $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace. Dans ces conditions, il est nécessaire pour cette transformation que le champ ou les forces électromotrices et la puissance instantanée soient conservés. On peut donc remplacer le système triphasé de courant i_{as}, i_{bs}, i_{cs} parcourant N spires par un système biphasé $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ par courant N^{-1} spires. La relation de transformation est donnée par [5] :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{N}{N^{-1}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

I.3.2. Transformation de PARK :

La transformation de Park est ancienne (1929), et si elle est à nouveau à l'ordre du jour, c'est simple car les progrès de la technologie des composants permettent de le faire en temps réel.

La transformation de Park consiste donc à transformer les enroulements stator et rotor en enroulements équivalents en quadrature (voir Figure (1.2)) ($V_{dq} = u_{dq}$)

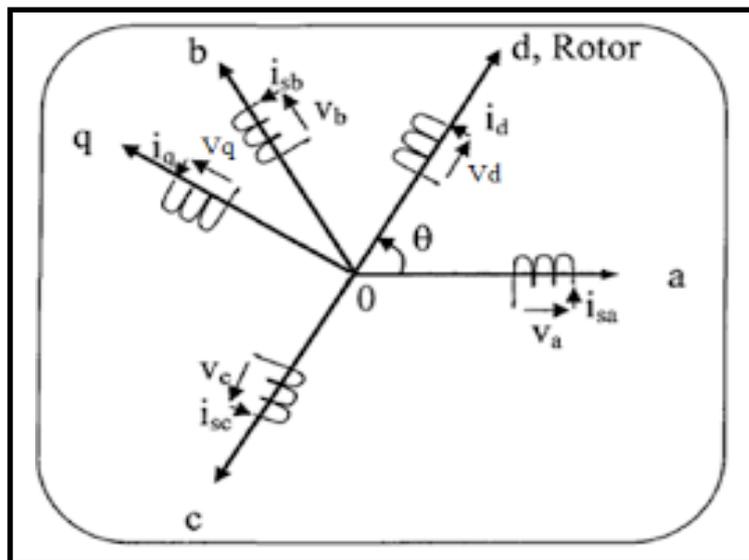


Figure (1.2) : Le modèle de la machine après transformation de Park.

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park $[P(\vartheta)]$:

$$[P(\vartheta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

La matrice inverse est donnée par :

$$[P(\vartheta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

La transformation des grandeurs statoriques et rotoriques est définie par :

$$[i_{dq}]_i = P(\vartheta)[i_{abc}]_i \quad (1.25)$$

$$[u_{dq}]_i = P(\vartheta)[u_{abc}]_i \quad (1.26)$$

$$[\varphi_{dq}]_i = P(\vartheta)[\varphi_{abc}]_i \quad (1.27)$$

Avec : $i = s, r$

I.3.3. Equations électriques :

$$[u_{ds}] = [R_s] \cdot [i_{ds}] + \frac{d[\varphi_{ds}]}{dt} - \frac{d\vartheta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \quad (1.28)$$

$$[u_{qs}] = [R_s] \cdot [i_{qs}] + \frac{d[\varphi_{qs}]}{dt} + \frac{d\vartheta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \quad (1.29)$$

$$0 = [R_r] \cdot [i_{dr}] + \frac{d[\varphi_{dr}]}{dt} - \frac{d\vartheta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \quad (1.30)$$

$$0 = [R_r] \cdot [i_{qr}] + \frac{d[\varphi_{qr}]}{dt} + \frac{d\vartheta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \quad (1.31)$$

I.3.4. Equation magnétiques :

$$\varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad (1.32)$$

$$\varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (1.33)$$

$$\varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad (1.34)$$

$$\varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (1.35)$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s, M = \frac{3}{2} L_m, L_r = l_r - M_r$$

Avec :

L_s : inductance propre cyclique d'une phase stator.

L_r : inductance propre cyclique d'une phase rotor.

M : inductance mutuelle cyclique d'une phase stator et d'une phase rotor.

I.4. Choix du Référentiel :

Pour simplifier le modèle de la machine asynchrone, plusieurs choix pour le positionnement du repère de Park existent, parmi lesquels nous pouvons citer [6]:

I.4.1. Référentiel lié au rotor ($\theta_r = 0$) :

Ici le repère de Park est fixé sur le rotor ce qui permet l'étude des grandeurs statoriques. Dans ces conditions les relations suivantes peuvent être établies :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{Et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

Ce choix du référentiel est utilisé dans les problèmes qui s'intéressent aux régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante en régime permanent.

Donc les équations s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot I_{sx} + \frac{d}{dt} \varphi_{sx} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sy} = R_s \cdot I_{sy} + \frac{d}{dt} \varphi_{sy} + \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{rx} = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d}{dt} \varphi_{rx} \\ V_{ry} = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d}{dt} \varphi_{ry} \end{cases} \quad (I.36)$$

I.4.2. Référentiel lié au stator ($\theta_s = 0$):

Dans ce cas le repère de Park est fixé au stator, c'est le repère naturel ou stationnaire de la machine asynchrone. Il permet d'observer les grandeurs du rotor. Dans ces conditions les relations suivantes peuvent être établies :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Ce référentiel est choisi, si on veut étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

Ce repère est choisi dans le cas des applications nécessitant des variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.37)$$

I.4.3. Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce cas les relations suivantes peuvent être établies

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Ce choix permet de prendre en considération la pulsation de glissement entre le rotor et le stator et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. La régulation de vitesse de rotation du rotor est une application typique dans ce cas. Le choix d'un type de positionnement du repère de Park dépend généralement des objectifs de l'application considérée [6].

Donc les équations s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sy} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rx} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{ry} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.38)$$

I.5. Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

La modélisation de la machine asynchrone dans l'espace d'état est une représentation moderne et générale qui est directement utilisable par les techniques d'estimation ou d'observation des systèmes notamment les techniques utilisant l'observateur de Luenberger ou le filtre de Kalman. Le modèle d'état de la machine asynchrone est un modèle multi variable, non linéaire et non stationnaire, qui reste suffisamment compliqué ce qui à inciter plusieurs équipes de recherche à le lever le défi pour l'application des techniques non linéaires. Selon l'application considérée différentes structures de modèle peuvent être obtenus en fonction des variables d'état choisies. En général, quatre de vecteurs d'état de la machine asynchrone peuvent être choisis selon l'objectif de l'application considérée [9], [10].

Le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension pour un référentiel lié au stator est donné par l'équation d'état :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1.39)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & K\omega_r \\ 0 & -\gamma & -K\omega_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix},$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\gamma = \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right), \quad K = \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{M} \right)$$

Avec :

x : Variable d'état, u : variable d'entrée

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

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

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

A : matrice d'évolution

B : matrice de commande

C : matrice d'observation

I.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation d'un moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension triphasée équilibrée à fréquence constante basée sur des hypothèses simplificatrices. Ensuite, nous avons utilisé la transformation de Clark pour éviter la

complexité des équations différentielles. Cette transformation permet de passer d'un système triphasé à un système biphasé, ce qui signifie la facilité de décision et de contrôle. Dans le prochaine chapitre nous allons étudier les systèmes et observateurs non linéaire.

Chapitre II :

Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires

II.1. Introduction

Le caractère linéaire est généralement une idéalisation car la plupart des systèmes physiques où autres sont en réalité non linéaires. Pour des raisons de simplicité le modèle ayant servi pour la conception de la loi de commande ne tient pas toujours compte de certains phénomènes tels que les perturbations, les frottements, les dynamiques rapides [15] etc.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : après avoir décrit les deux familles des modèles, à savoir linéaires et non linéaires, avec quelques caractéristiques des systèmes. Nous présentons quelques éléments complémentaires qui favorisent la bonne compréhension, c’est à dire les notions d’observabilité. Puis nous traitons la limitation des systèmes linéaires et décrit les différents types d’observateurs.

Enfin, nous décrivons en détails les étapes principales pour la conception de l’observateur de Luenberger et l’observateur basé sur le critère du cercle.

II.2. Classification des systèmes dynamiques

Classifier les systèmes \Leftrightarrow Définir des propriétés pour chaque classe

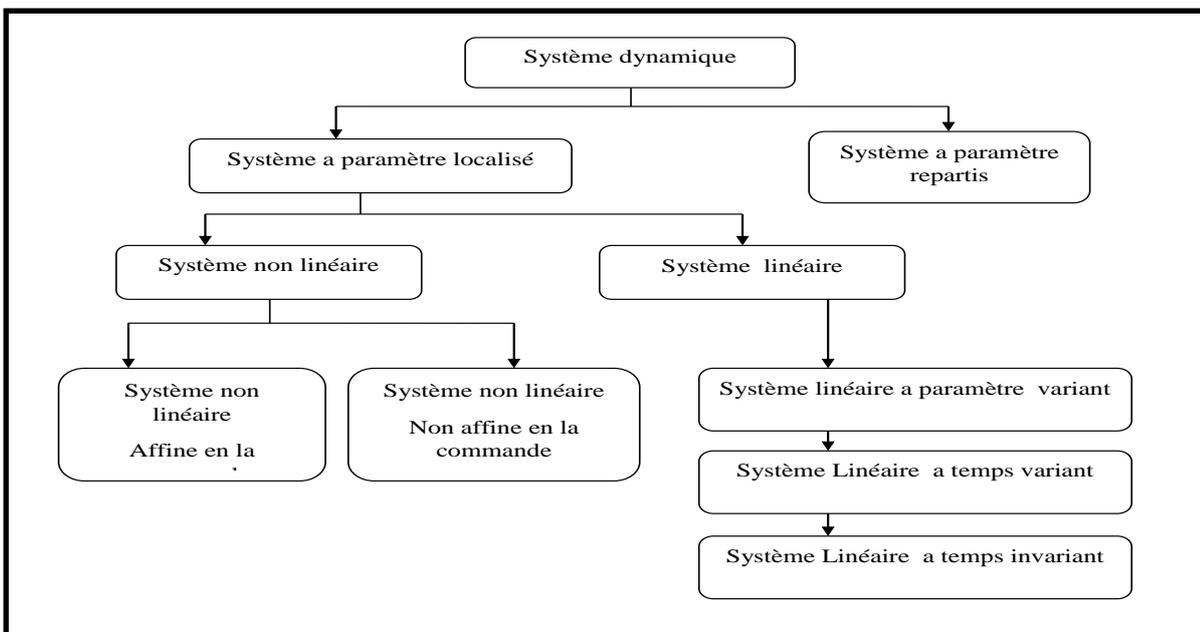


Figure (2.1) : Classification des systèmes dynamiques

II.2.1. Classes des systèmes dynamiques :

- **Système Déterministe** : Pour une valeur donnée de l'entrée u , il n'y a qu'une valeur possible de la sortie y , et Stochastique.
- **Système Causal** : La sa sortie à l'instant t , $y(t)$, ne dépend que des valeurs précédentes (antérieurs) de l'entrée ; i. e $u(\tau)$ pour $\tau \geq t$.
- **Système Stationnaire (à temps invariants)** : Les paramètres du système sont constants (ne varient pas dans le temps) $\Leftrightarrow y(t)$ est la sortie du système pour l'entrée $u(t)$, alors la réponse du système à l'entrée $u(t - \tau)$ sera $y(t - \tau)$.
- **à paramètres localisés**: Il est dimension finie, i.e. son comportement est régi par des équations différentielles ordinaires. Sinon il est à paramètres distribués et décrit par de équations aux dérivées partielles.
- **Système Statique** : Il est décrit par une équation différentielle de dimension nulle (ne faisant intervenir aucune des dérivées), dynamique sinon.
- **Système Mono-variable** : $u(t)$ et $y(t)$ sont scalaires, multi variable.

II.3. Limitation des méthodes linéaires :

A. Progression des systèmes asservis existants :

Aucun système physique n'est complètement linéaire. Les méthodes linéaires ne sont donc applicables que dans un intervalle de fonctionnement limité. Lorsque la plage de fonctionnement requise est grande, un contrôleur linéaire est susceptible de donner de très mauvais résultats, car les non-linéarités dans le système ne peuvent pas être correctement compensées. Les contrôleurs non-linéaires, d'autre part, peuvent traiter directement les non-linéarités dans tout l'intervalle de fonctionnement.

B. Analyse des non-linéarités dures :

Une autre hypothèse de la commande linéaire est que les modèles des systèmes sont en effet indésirables. Cependant, Certains systèmes sont impossibles à modéliser, même localement, à des systèmes linéaires. Par exemple : saturation, zones mortes, et l'hystérésis, sont souvent rencontrées dans la régulation.

C. Les incertitudes du modèle :

Dans la synthèse des régulateurs linéaires, il est nécessaire de supposer que les paramètres du modèle sont bien connus. Cependant, de nombreux problèmes de contrôle comportent des incertitudes dans les paramètres du modèle. Cela peut être dû à une variation lente dans le temps des paramètres (par exemple, de la pression d'air ambiant pendant un vol de l'avion).

D. Simplicité de conception :

La bonne conception des contrôleurs non-linéaires peuvent être plus simple et plus intuitive que leurs contreparties linéaires. Ce résultat a priori impensable vient du fait que la conception des contrôleurs non-linéaires est souvent profondément enracinée dans la physique des plants. Ainsi, le contrôle non-linéaire est un domaine important de l'automatique.

Il fournit une compréhension plus précise de la réalité. Dans le passé, l'application des méthodes de contrôle non-linéaires a été limitée par la difficulté de calcul associé à la conception et l'analyse des contrôleurs non-linéaires. Au cours des dernières années, les progrès de la technologie informatique ont largement soulagé ce problème. [19]

II.4. Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires :**II.4.1. Systèmes linéaires :**

Un système est linéaire s'il est décrit par des équations différentielles linéaires ordinaires à coefficients constants.

Remarque 1 : Tout système linéaire obéit au principe de superposition, défini par les propriétés d'additivité et d'homogénéité.

Additivité : Si les signaux d'entrée $u_1(t)$, $u_2(t)$, ..., $u_n(t)$ ont pour réponses $y_1(t)$, $y_2(t)$, ..., $y_n(t)$. Alors le signal d'entrée $u(t) = u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t)$ a pour réponse $y(t) = y_1(t) + y_2(t) + \dots + y_n(t)$.

Homogénéité : Si le signal d'entrée $u(t)$ a pour réponse $y(t)$, alors $\alpha u(t)$ donne $\alpha y(t)$ où α est une constante.

Remarque 2 : On peut associer à un système linéaire, à l'aide de la transformée de Laplace, une fonction de transfert $H(s)$ qui est une fraction rationnelle en $s = j\omega$.

La forme générale de système linéaire est donnée par :

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i x(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^n b_i \frac{d^i u(t)}{dt^i} \quad (2.1)$$

Où $x(t)$ et $u(t)$ sont respectivement les grandeurs de sortie et d'entrée.

II.4.2. systèmes non linéaires :

Un tel système est non linéaire s'il n'est pas équivalent à un système linéaire dans un sens à préciser. Plusieurs relations d'équivalence peuvent être introduites, donnant des classifications très différentes si le système est commandé ou non. Un système non linéaire commandé est un ensemble d'équations (différentielles par exemple) non linéaires, décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs.

On connaît de nombreux exemples parmi les systèmes mécaniques, électriques ou chimiques : satellites, avions, hélicoptères, automobiles, robots industriels, appareils biomédicaux, etc... [18]

Principe de superposition :

Un système linéaire pourvu d'une entrée u et d'une sortie y obéit au principe de superposition.

Définition 1.1. (Principe de superposition).

Soit deux signaux d'entrées u_1 et u_2 engendrant deux signaux de sorties y_1, y_2 . La réponse à la somme des entrées $u = u_1 + u_2$ est la somme des réponses individuelles, i.e. $y = y_1 + y_2$.

Une conséquence directe de ceci est :

Caractéristique 1.1. Pour tout système obéissant au principe de superposition, la réponse à une amplification du signal par un facteur α engendre une amplification de la sortie par un même facteur α . En d'autres termes si y correspond à u alors la réponse à αu est αy . Ce principe est à l'origine même de la définition d'un système linéaire.

Définition 1.2. Tout système obéissant au principe de superposition est un système linéaire. Par conséquent, tout système qui n'obéit plus au principe de superposition est un système non-linéaire.[19]

II.5. Représentation d'état d'un système non linéaire :

La forme générale d'une représentation d'état d'un système non linéaire de dimension finie est donnée par les deux équations suivantes :

$$\dot{x}(t) = \tilde{f}(x(t), u(t), t) \quad (2.2)$$

$$y(t) = \tilde{h}(x(t), u(t), t) \quad (2.3)$$

La première équation s'appelle Equation d'état alors que la deuxième est Equation de sortie

Les fonctions \tilde{f} et \tilde{h} sont définies comme suit $\tilde{f}: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^n$,

$$\tilde{h}: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^p$$

II.6. observabilité et observateurs :

II.6.1. Observabilité :

L'observabilité des processus est un concept très important en automatique. Afin de reconstruire l'état et la sortie du système, il est nécessaire de savoir a priori si les variables d'état sont est-ce observable. De manière générale, pour des raisons de faisabilité technique, de coût, etc. La dimension du vecteur de sortie est inférieure à la dimension de l'état. Cela signifie qu'à un instant donné t , l'état $x(t)$ ne peut pas être déduit algébriquement de la sortie $y(t)$. En revanche, dans les conditions d'observabilité explicitées plus loin, cet état peut être dérivé de la connaissance des entrées et des sorties dans les intervalles de temps passés : $u([0, t])$, $y([0, t])$.

Le but de l'observateur est de fournir une estimation avec une précision garantie de la valeur actuelle de l'état de l'entrée et de la sortie basée sur le passé. Cette estimation doit être obtenue en temps réel, l'observateur prend généralement la forme d'un système dynamique observé. Avant qu'un observateur puisse synthétiser, il faut se demander si son concept est possible.

II.6.1. Observabilité des systèmes linéaires :

Le critère d'observabilité d'un système linéaire a été introduit par Kalman [11], [12] et est décrit dans de nombreuses références [13], [14], ... etc. Nous présenterons uniquement ceux concernant les systèmes linéaires certains et réguliers. Considérons le système dynamique linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \tag{2.4}$$

Avec $x \in R^n$ le vecteur d'état, $u \in R^m$ le vecteur d'entrée et $y \in R^p$ le vecteur de sortie. Les matrices A, B et C ont des dimensions appropriées.

On appelle observabilité d'un système, la possibilité d'évaluer le vecteur d'état x à partir de mesures effectuées sur le système. On dit que le système (2.4) est observable à l'instant t_1 si à partir de la connaissance du vecteur de sortie y et du vecteur d'entrée u , il est possible en un temps fini $t_2 > t_1$ de déterminer l'état $x(t_1)$. Le critère d'observabilité de Kalman est donné par la matrice d'observabilité suivante :

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

L'observabilité du système (2.4) est garantie si le rang de la matrice d'observabilité \mathcal{O} est égal à l'ordre du système n [11], [12]. O'Reilly [14] a présenté un deuxième critère ; le système (2.4) est complètement observable si :

$$\text{rang} \begin{pmatrix} sI - A \\ C \end{pmatrix} = n \quad (2.6)$$

Pour tout complexe. Un système linéaire est globalement observable s'il est entièrement observable, c'est-à-dire que toutes les composantes du vecteur d'état du système sont observables et peuvent donc être reconstruites par l'observateur. Si le système est non linéaire, il faut faire la distinction entre observabilité globale et locale.

II.6.2. Observabilité des systèmes non linéaires :

Contrairement au cas linéaire, le problème de l'observabilité des systèmes non linéaires est plus compliqué. Dans le cas général des systèmes non linéaires, l'observabilité peut dépendre des entrées appliquées et des conditions initiales, et elle est définie à partir de la notion de distinguabilité. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, u, t) \\ y(t) = h(x, u, t) \end{cases} \quad (2.7)$$

Nous donnons les définitions suivantes :

Définition : (Indistinguabilité) une paire d'états (x_0, x'_0) est dite indistinguable si pour toute entrée $u(t)$ et pour tout $t \geq 0$ nous avons

$$y(x_0, u, t) = y(x'_0, u, t) \quad (2.8)$$

Dans le cas contraire, on dit que x_0 et x'_0 sont distinguables.

Définition : (Observabilité) Le système non linéaire (2.7) est observable s'il n'admet pas de paire indistinguable, c-à-d le système (2.7) est observable si $\forall x_0 \in R^n, x_0$ est distinguable.

Supposons que u et y sont connus et leurs dérivés respectives peuvent être calculées, Le concept d'observabilité peut être interprété de la manière suivante.

Pour un système mono-entrée/mono Sortie (SISO), nous définissons :

$$\begin{cases} \dot{y} = [y & \dot{y} & \ddot{y} & \dots & y^{(n-1)}] \\ \dot{u} = [u & \dot{u} & \ddot{u} & \dots & u^{(n-1)}] \end{cases} \quad (2.9)$$

Chaque dérivée $y^{(i)}$ est une fonction de $x, u, \dot{u}, \ddot{u}, \dots, u^{(i)}$

Soit $\psi^{(i)}$ une fonction définie par :

$$y^{(i)} = \psi_i(x, \dot{u}) \quad (2.10)$$

La dérivée de $y^{(i)}$ est alors donnée par :

$$y^{(i+1)} = \left[\frac{\partial \psi_i(x, \dot{u})}{\partial x} \right] f(x, u) + \left[\frac{\partial \psi_i(x, \dot{u})}{\partial \dot{u}} \right] \frac{d\dot{u}}{dt} \quad (2.11)$$

ce qui est, par définition, $\psi_i(x, \dot{u})$ si $i + 1 \leq n - 1$. En définissant l'opérateur linéaire \mathcal{M}_f par :

$$(\mathcal{M}_f \psi)(x, \dot{u}) = \left[\frac{\partial \psi(x, \dot{u})}{\partial x} \right] f(x, u) + \left[\frac{\partial \psi(x, \dot{u})}{\partial \dot{u}} \right] \frac{d\dot{u}}{dt} \quad (2.12)$$

Alors \dot{y} s'écrit :

$$\dot{y} = \omega(x, \dot{u}) \quad , \quad \omega(x, \dot{u}) = \begin{bmatrix} h(x, u) \\ \mathcal{M}_f(x, u) \\ \vdots \\ (\mathcal{M}_f^{n-1} h)(x, u) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$\omega(x, \dot{u})$ est la matrice d'observabilité.

Si la matrice d'observabilité (2.13) est inversible, c-à-d. il existe ω^{-1} telle que

$$x = \omega^{-1} \omega(\dot{y}, \dot{u}) \quad (2.14)$$

Alors le système correspondant est observable. En outre, si la jacobienne de la matrice d'observabilité,

$$\Omega(x, \dot{u}) = \frac{\partial \omega(x, \dot{u})}{\partial x} \quad (2.15)$$

est inversible en x^0 , alors il existe un voisinage V_{x^0} de x^0 sur lequel ω est inversible. Dans ce cas, le système correspondant est localement observable, ce qui signifie que x^0 est distinguable de tous les points de V_{x^0} .

Pour les systèmes multi-sorties, c'est-à-dire $y \in R^p$, $p > 1$, la notion d'observabilité peut être donnée d'une manière similaire.

Soit :

$$N = [n_1 \quad n_2 \quad \dots \quad n_p]^T \tag{2.16}$$

Un vecteur d'entiers positifs, avec $\sum_{i=1}^p n_i = n$

Définissons :

$$y = [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_p]^T, \quad Eth(x, u) = [h_1(x, u) \quad h_2(x, u) \quad \dots \quad h_p(x, u)]^T \tag{2.17}$$

En posant :

$$\omega_j(x, \dot{u}) = \begin{bmatrix} h_j(x, u) \\ (M_f h_j)(x, u) \\ \vdots \\ (M_f^{n_j-1} h_j)(x, u) \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

Les dérivées de y_j jusqu'à l'ordre n_j sont

$$\begin{bmatrix} y_j & \dot{y}_j & \dots & y_j^{(n_j)} \end{bmatrix}^T = \omega_j(x, \dot{u}) \tag{2.19}$$

La matrice d'observabilité pour les systèmes multi-sorties est alors définie par :

$$\omega_N(x, \dot{u}) = \begin{bmatrix} \omega_1(x, \dot{u}) \\ \omega_2(x, \dot{u}) \\ \vdots \\ \omega_p(x, \dot{u}) \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

S'il existe N tel que $\omega_N(x, \hat{u})$ soit inversible, alors l'état x peut être déterminé à partir de \hat{u}, y , et les dérivées de chaque y_j peuvent être déterminées jusqu'à l'ordre n_j . De ce fait, le système correspondant est observable.

Dans le domaine non linéaire, il existe plusieurs façons de définir la notion d'observabilité. En lien avec le concept d'indistinguabilité des états, une définition très répandue a été établie dans [15]. Des résultats importants ont été établis dans [16] pour une classe spéciale de systèmes affins en la commande.

II.7. Principe d'un observateur :

II.7.1. Objectif d'un observateur :

En général, pour des raisons techniques et économiques, l'état du système n'est pas complètement accessible. En effet, la complexité de la réalisabilité technique ainsi que des coûts prohibitifs pour l'implantation de plusieurs capteurs peuvent réduire considérablement le nombre d'états mesurés. On peut alors considérer que, pour la grande majorité des systèmes, la dimension du vecteur d'état est supérieure à celle du vecteur de sortie ($l < n$). Cette considération signifie que pour tout instant t , le vecteur $x(t)$ ne peut pas être complètement mesuré ou déduit des sorties. Cependant, moyennant des conditions d'existence, l'état peut être reconstruit à l'aide d'un observateur. Ainsi, un dimensionnement judicieux d'un observateur doit permettre une estimation précise et rapide de la valeur des composantes du vecteur d'état $x(t)$.

Soit, de façon plus générale, le système dynamique sys défini par :

$$sys = \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \tag{2.21}$$

dont l'état $x(t)$ est estimé (ou reconstruit) par un système dynamique appelé observateur et noté obs , dont la structure est donnée par :

$$obs = \begin{cases} \dot{z}(t) = Nz(t) + Qu(t) + Ly(t) \\ w(t) = Fz(t) + Ey(t) \end{cases} \tag{2.22}$$

Avec $x(t) \in R^n, u(t) \in R^m$, et $y(t) \in R^l$ représentant respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système. $z(t) \in R_q$ le vecteur d'état de l'observateur, tel qu'il tende asymptotiquement vers $x(t)$ et $w(t)$ représente la sortie du système observateur.

Le système dynamique constituant l'observateur doit assurer que l'erreur de reconstruction, définie par $e(t) = x(t) - z(t)$, tende asymptotiquement vers 0, soit : [19]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = x(t) - z(t) = 0 .$$

II.7.1. Structure d'un observateur :

Afin d'expliquer la procédure générale de la conception d'un observateur, nous allons nous appuyer sur la construction d'un observateur d'ordre plein. Un observateur d'ordre plein permet de reconstruire entièrement le vecteur d'état (t). On note par $z(t)$ la grandeur observée qui correspond à la sortie du système dynamique que constitue l'observateur. Ainsi, pour un ordre plein, on a directement $z(t) = \hat{x}(t)$ avec $\hat{x}(t)$ étant l'estimation de $x(t)$.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.23)$$

Le terme correctif $K(y(t) - \hat{y}(t))$ fait apparaître le gain de correction K , également appelé gain de l'observateur, relatif à l'erreur de la reconstruction de la sortie. On peut aussi écrire l'observateur sous la forme suivante :

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - KC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Ky(t) \quad (2.24)$$

La dynamique de l'erreur de reconstruction, définie par $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$, peut s'écrire :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = (A - KC)\tilde{x}(t) \quad (2.25)$$

A partir de la condition initiale $\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0)$, l'évolution de cette erreur d'estimation est telle que :

$$\tilde{x}(t) = \exp[(A - KC)t]\tilde{x}(0) \quad (2.26)$$

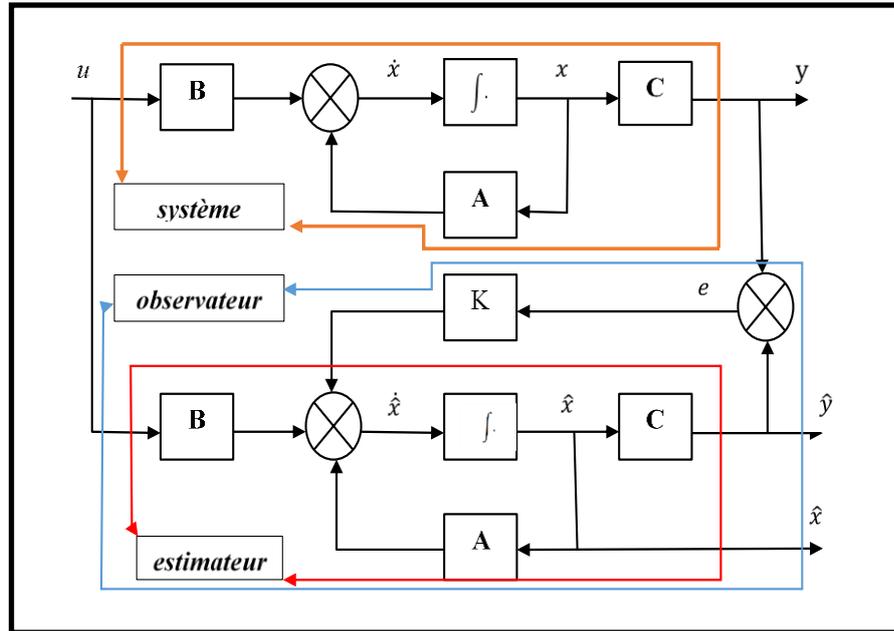


Figure (2.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

II.7.2. Etat de l'art pour différents types d'observateurs :

Il y'a Différents types d'observateurs Dans chaque groupe, il existe plusieurs types d'observateurs, certains observateurs font partie de plusieurs groupes comme le filtre de Kalman (qui se trouve dans la catégorie déterministe et stochastique) ou l'observateur parallèle (qui fait partie de toutes les catégories). Dans ce travail, nous allons considérer que nous disposons d'un modèle sous forme d'état régulier, de dimension finie, déterministe et en temps continu ; nous nous focalisons sur l'étude des observateurs adaptatifs.

Les systèmes initialement approchés étaient des systèmes linéaires, pour lesquels les observateurs de Kalman et luenberger ont donné de bons résultats. Le filtre de Kalman est utilisé dans le cas des systèmes stochastiques en minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation, tandis que l'observateur de Luenberger a été utilisé dans les systèmes linéaires déterministes. Dans le cas des systèmes non linéaires, les observations d'état sont un peu délicates et il n'existe actuellement aucune méthode générale pour la synthèse d'observateurs. Les approches possibles sont des extensions d'algorithmes linéaires ou des algorithmes non linéaires spécifiques. Dans le premier cas,

la mise à l'échelle est basée sur la linéarisation du modèle autour du point de fonctionnement. De nombreuses recherches sur ce sujet (voir [22], [23]) ont produit un grand nombre d'algorithmes d'observation pour des algorithmes non linéaires spécifiques. Nous présenterons ces algorithmes dans la suite de ce chapitre :

A. Observateurs déterministes :

Ce type d'observateur ne prend pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état. Dans cette famille, on trouve plusieurs observateurs comme celui de Kubota et l'observateur adaptatif.

B. Observateurs stochastiques :

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Ils prennent en compte la présence du bruit d'état et de sortie dans le système. Dans ce cette famille on trouve par exemple le filtre de Kalman.

C. Observateurs linéaires :

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariante dans le temps. Les observateurs de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

D. Observateurs non linéaires :

Ce sont les observateurs utilisés pour observer des systèmes non linéaires comme les machines électriques. Il existe deux approches de développement de ces observateurs :

La linéarisation autour du point de fonctionnement, le filtre de Kalman à état retardé fonctionne avec cette approche.

La construction du gain d'observation sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur à Grand gain et l'observateur de Kalman, ces observateurs sont synthétisés en prenant en compte la modélisation non linéaire du système.

II.8. Observateur de Luenberger :

La nécessité de réduire le nombre de capteurs dans les variateurs de vitesse, notamment les capteurs de vitesse, permet de réduire la taille, la complexité et le coût des composants (câblage supplémentaire, maintenance, etc.).

Une technique d'estimation des grandeurs mécaniques (vitesse et couple résistant) ou électriques (flux) d'une machine asynchrone utilisant uniquement des mesures de grandeurs électriques (courant et tension stator) et un modèle du moteur, si le modèle donne une bonne solution à ce les machines sont bien connues.

Ces techniques sont utilisées pour remplacer les informations données par des capteurs mécaniques, parfois appelés observateurs ou capteurs logiciels.

II.8.1. Application d'observateur de Luenberger sur MAS:

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [26].

Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de choisir le modèle de la MAS dans le repère (α, β) lié au stator et donné par la représentation d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega_r)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.27)$$

$$x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T, y = I_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T, U = U_s = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$$

$$A(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega_r \\ 0 & -\gamma & -k\omega_r & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$, \omega_r = p\Omega$$

L'observateur de Luenberger associé à ce modèle s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\dot{x}} = A\hat{x} + BU_s + K\varepsilon_y \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (2.28)$$

K est la matrice gain de l'observateur.

L'erreur d'observation ε_y et sa dynamique sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \varepsilon_y = y - \hat{y} \\ \frac{d\varepsilon_y}{dt} = (A - KC)\varepsilon_y \end{cases} \quad (2.29)$$

La matrice gain K permet d'imposer la vitesse de convergence vers zéro de l'erreur d'observation.

La dynamique de cette erreur d'observation est donc fixée par les pôles de la matrice $(A - K.C)$.

II.8.2. Détermination de la matrice de gain K :

L'objectif est de déterminer la matrice de gains K de l'observateur en fixant une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

L'équation (2.32) intervient dans (2.30), on a alors:

$$\begin{cases} \hat{\dot{x}} = A_0\hat{x} + BU_s + Ky \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (2.30)$$

$$A_0 = A - KC \quad (2.31)$$

Dans la mesure où les variables de sortie sont en même temps les variables d'état $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ la matrice de sortie C est simple et aux éléments constants.

La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. La matrice A_0 détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain K qui peut s'écrire : [27]

$$k = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \\ -K_2 & K_1 & -K_4 & K_3 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Si la paire (A, C) est observable, alors la matrice de gain k de l'observateur peut être choisie (par exemple en utilisant la méthode de placement de pôles) de telle manière que les valeurs propres de $(A - kC)$ soient strictement négatives. En conséquence, l'erreur converge à zéro quand $t \rightarrow \infty$ avec un taux exponentiel désirable.

Les éléments de la matrice de gain k sont donnés par :

$$\begin{cases} K_1 = (1 - k) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_2 = (k - 1) \\ K_3 = \frac{1 - k^2}{K} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} + \frac{K}{T_r} \right) + \frac{1 - k}{K} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_4 = \frac{1 - k}{K} \end{cases} \quad (2.33)$$

A partir d'un choix judicieux des valeurs k il est possible d'établir d'une part une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

II.8.3. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de la vitesse :

D'après notre système, on peut représenter l'observateur par le système d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega_r \\ 0 & -\gamma & -k\omega_r & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante :

$$\hat{\dot{x}} = A(\omega_r) \cdot \hat{x} + BU + K(i_s - \hat{i}_s)$$

$$\text{Avec : } [i_s - \hat{i}_s] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Supposons maintenant que la vitesse Ω est un paramètre constant inconnu. Il est nécessaire de chercher une loi pour estimer ce paramètre.

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de Lyapunov.

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée par

$$\dot{e} = (A - KC)e + (\Delta A)\hat{x} \tag{2.34}$$

Avec :

$$(\Delta A) = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \Omega\Delta \\ 0 & 0 & a_2\Omega\Delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p\Omega\Delta \\ 0 & 0 & p\Omega\Delta & 0 \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

Où :

$$\Delta\Omega = \Omega - \hat{\Omega} \tag{2.36}$$

$$e = x - \hat{x} = \begin{bmatrix} e_{is\alpha} \\ e_{is\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Maintenant considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v = e^T e + \frac{\Delta\Omega^2}{\lambda} \quad (2.38)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dv}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \frac{de}{dt} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \Delta\Omega^2 \quad (2.39)$$

$$\frac{dv}{dt} = e^T \{ (A - KC)^T + (A - KC) \} e - 2a_2 \Delta\Omega (e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \Delta\Omega^2 \quad (2.40)$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique

On obtient:

$$\hat{\Omega} = \lambda a_2 \int_0^t (e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (2.41)$$

Où λ est une constante positive.

Cependant cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante et afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, on estime la vitesse par un régulateur PI décrit par cette relation :

II.9. Observateur basé sur le critère du cercle :

II.9.1. Introduction :

La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, les bruits v et w sont nuls, et Luenberger propose l'observateur suivant pour le système

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu(t) + k y(t) - C\hat{x}(t) \\ \hat{y} = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.43)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ a pour expression

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) \quad (2.44)$$

En utilisant une technique de placement de pôles, il suffit alors de choisir le gain K de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice $A - KC$ soient dans le demi-plan complexe gauche. Pour une meilleure estimation de l'état, la dynamique de l'observateur est choisie plus rapide que celle du système. Pour cela, on fixe les valeurs propres de l'observateur dans le demi-plan gauche du plan complexe de sorte que leurs parties réelles soient plus grandes en valeur absolue que celles de la matrice d'état A . En général, les pôles seront 5 à 6 fois plus rapides, mais ils doivent rester lents par rapport aux bruits de mesures. [43]

II.9.2. Le critère du cercle :

La méthode du critère circulaire est un nouvel axe d'étude introduit pour les systèmes continus, qui peut gérer directement les non-linéarités et est moins contraignant que les méthodes de linéarisation et de grand gain qui tentent d'éliminer la non-linéarité du système en utilisant des transformations d'état non linéaires ou par une correction à grand gain. le terme est utilisé pour contrôler ces non-linéarités. [33]

L'observateur non linéaire basé sur des critères circulaires est plus efficace pour une classe de systèmes non linéaires qui peuvent être décomposés en une partie linéaire et une autre partie non linéaire. Pour ce faire, modélisons le système par les équations d'état et d'observation non linéaires suivantes [34], [35], [36], [37], [38], [39] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + \phi[u(t), y(t)] + Gf[H \cdot x(t)] \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.45)$$

Où A, C et G sont des matrices constantes connues avec des dimensions appropriées. La paire (A, C) est supposé observable. Le terme $\phi[u(t), y(t)]$ est un vecteur de valeur réelle arbitraire qui ne dépend que des entrées et des sorties du système.

$f[H \cdot x(t)]$ est une fonction représentant les non linéarités du système vérifiant les conditions de convergence de l'observateur suivantes [40], [41], [42] :

$$\frac{df_i(s)}{ds} \geq 0, 1 \leq i \leq N, \quad \forall s \in \mathfrak{R}, \quad (2.46)$$

La propriété de non décroissance de la fonction $f(x, u)$ est que pour tout $a, b \in \mathfrak{R}$ la propriété suivante est vérifiée.

$$(a - b)[f(a, u) - f(b, u)] \geq 0 \quad (2.47)$$

Si $f(x, u)$ est continuellement dérivable la relation précédente est équivalente à la relation (2.46).

Si on pose $z = a - b$ alors $[f(a, u) - f(b, u)] = f(t, z)$

et la relation précédente s'écrit alors :

$$zf(t, z) \geq 0 \quad \forall z \in \mathfrak{R} \quad (2.48)$$

Cette dernière relation est connue sous le nom de propriété du secteur. Dans ce qui suit nous rappelons le théorème et les conditions utilisés pour la synthèse d'un observateur non linéaire pour la surveillance de la machine asynchrone.

L'observateur d'état proposé pour le système (2. 54) a la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + \phi[u(t), y(t)] + Gf[H \cdot \hat{x}(t) - K(y - C\hat{x}(t))] + L(y - C\hat{x}(t)) \\ y(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.49)$$

Et $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}(t) - x(t) = 0$, où $\hat{x}(t)$ est l'état estimé du vecteur d'état $x(t)$ du système non linéaire.

Notons que la structure de l'observateur non linéaire est similaire à celle de l'observateur linéaire plus un terme représentant une non linéarité dépendant du temps.

L'observateur d'état (2.49) converge exponentiellement. Si il existe une matrice $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ symétrique définie positive, une matrice constante $Q \in \mathbb{R}^{n \times p}$ un vecteur ligne $K \in \mathbb{R}^p$ tel que les inégalités matricielles linéaires suivantes soient satisfaites :

$$\begin{cases} (A - LC)^T P + P(A + LC) + Q \leq 0 \\ PG + (H + KC)^T = 0 \end{cases} \quad (2.50)$$

Avec $Q = \varepsilon I_n$ et $A = \varepsilon I_n$, $\varepsilon > 0$ une constante. I_n est la matrice unitaire à n^{eme} ordre et

ε est un petit nombre réel positif.

On peut voir que la structure d'observateur non linéaire se compose d'une partie linéaire similaire à l'observateur de Luenberger et d'une partie non linéaire supplémentaire représentant la non-linéarité variant dans le temps. Ci-dessous, nous donnons des preuves de la convergence et de la stabilité de l'observateur non linéaire à critères circulaires.

Démonstration :

L'erreur d'estimation est donnée par $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$. La dynamique de cette erreur est :

$$\dot{e}(t) = (A + LC)e(t) + G[f(H \cdot x(t)) - f(H\hat{x}(t)) + K(\hat{y}(t) - y(t))] \quad (2.51)$$

$$\text{Soient } v = H \cdot x(t) \text{ et } w = H\hat{x}(t) + K(\hat{y}(t) - y(t)) \quad (2.52)$$

Alors la relation (2.51) peut être écrite comme suit:

$$\dot{e}(t) = (A + LC)e(t) + G[f(v) - f(w)] \quad (2.53)$$

La transformée de Laplace donne:

$$E(s) = [sI - (A + LC)]^{-1}GLT[f(v) - f(w)] \quad (2.54)$$

D'autres part :

$$v - w = (H + KC)e(t) \quad (2.55)$$

La relation (2.63) peut s'écrire alors :

$$LT[v - w] = (H + KC)E(s) = (H + KC)[sI_n - (A + LC)]^{-1}G.LT[f(v) - f(w)] \quad (2.56)$$

Par conséquent la fonction de transfert de la dynamique de l'erreur est:

$$F(s) = (H + KC) [sI_n - (A + LC)]^{-1}G \quad (2.57)$$

En posant $z = v - w$ alors $f(z) = [f(v) - f(w)]$.

La propriété du secteur $zf(t, z) \geq 0 \forall t \in \mathcal{R}$ est alors vérifiée.

La dynamique de l'erreur, relation (2.62), peut aussi s'écrire:

$$\dot{e}(t) = (A + LC)e(t) + G.f(z, t) \quad (2.58)$$

$$z = (H + KC)e(t) \quad (2.59)$$

Cela suggère que la dynamique des erreurs d'observation est l'interconnexion de systèmes linéaires et de non-linéarités sectorielles dépendant du temps. Par conséquent, l'observateur non linéaire synthétisé converge asymptotiquement globalement uniformément.

II.9.3. Application de l'observateur circulaire sur le MAS

Le modèle de moteur asynchrone considéré se compose de trois entrées et de cinq variables d'état qui constituent la sortie du système et de deux variables d'état mesurables (courants de stator continu et en quadrature).

La non-linéarité du modèle est principalement introduite par le produit de la pulsation du rotor et de la composante de flux magnétique et l'expression du couple électromagnétique. Un modèle plus

complet prend également en compte la résistance du stator et du rotor ainsi que les variations de couple de charge.

Dans ce chapitre, nous ne considérons que la non-linéarité introduite par la variation de la pulsation du rotor. De tels modèles non linéaires sont couramment utilisés pour étudier les performances de la commande non linéaire, les conditions de surveillance et de diagnostic des défaillances du système de la machine électrique. Par conséquent, ces techniques nécessitent l'estimation du flux de rotor non mesurable et de la vitesse angulaire du rotor sur la base des mesures de tension et de courant du stator. Dans ce cas, l'application de la méthode du critère circulaire permet la construction d'un observateur non linéaire pour le contrôle sans capteur d'un moteur asynchrone afin de vérifier les conditions. La non-linéarité du modèle de machine est une fonction des variables d'état de flux en tant que variables d'état bornées. La forme non linéaire du modèle est $\omega_r \varphi_{r\alpha}$ qui peut être écrite comme l'expression suivante:

$$\omega_r \varphi_{r\alpha} = (\omega_r \varphi_{r\alpha} + \rho \omega_r) - \rho \omega_r \tag{2.60}$$

On peut donc vérifier que :

$$\frac{\partial}{\partial \omega_r} (\omega_r \varphi_{r\alpha} + \rho \omega_r) = \varphi_{r\alpha} + \rho \geq 0 \tag{2.61}$$

Avec $\|\varphi_{r\alpha}\| \leq 2$, donc on peut choisir $\rho \geq 2$.

Alors le modèle de la machine asynchrone est un système non linéaire composé d'une partie linéaire et une non linéarité satisfaisant la propriété de secteur.

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_f}{J} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\gamma = \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right), \beta = \left(\frac{1}{M} \right) \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right)$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\beta \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, G_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \alpha \end{bmatrix}, G_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\alpha \end{bmatrix}$$

$$H_1 = H_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1], H_3 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0], H_4 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$f_1(H_1(x(t))) = (H_1 x(t))x_4(t) = x_5(t)x_4(t) \quad (2.62)$$

$$f_2(H_2(x(t))) = (H_2 x(t))x_3(t) = x_5(t)x_3(t) \quad (2.63)$$

$$f_3(H_3(x(t))) = (H_3 x(t))x_3(t) = x_2(t)x_3(t) \quad (2.64)$$

$$f_4(H_4(x(t))) = (H_4 x(t))x_4(t) = x_1(t)x_4(t) \quad (2.65)$$

Où

$$x(t) = [i_{sd} \ i_{sq} \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rq} \ \omega_r]^T \quad u(t) = [u_{sd} \ u_{sq} \ T_l]^T$$

II.10. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait une étude générale sur les systèmes non linéaires ainsi leurs observations, puis on a cité plusieurs type d'observateurs selon des critères bien déterminé, et enfin on s'est focalisé sur deux, à savoir l'observateur de Luenberger et celui de Luenberger généralisé (critère de cercle). L'avantage de synthétiser des observateurs non linéaires basés sur le critère circulaire est qu'il élimine les contraintes imposées par Lipschitz sur la non linéarité du système et évite les inconvénients de la méthode à grand gain. Cependant, cette approche introduit des contraintes de type Linéaire Matrice d'Inégalité (LMI) à résoudre. Les systèmes non linéaires

bornés sont une grande classe de systèmes, y compris les systèmes impliquant des machines électriques.

Chapitre III :
Simulation numérique

III.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons mener des simulations numériques pour les deux types d'observateurs linéaires et non linéaires. Dans le premier type observateur nous utilisons Luenberger linéaire pour estimer les vecteurs d'état (courant stator, flux rotor et vitesse rotorique) de la machine asynchrone. En ce qui concerne le deuxième type nous avons choisis observateurs non linéaires à savoir, l'observateur non linéaire basé sur le critère du cercle. Avant d'implémenter l'observateur ci-dessus, nous avons choisi le modèle de la machine asynchrone qui sera utilisé dans ce travail. Enfin, nous comparons les résultats obtenus par l'observateur linéaire de Luenberger et basé sur le critère de cercle avec le modèle machine. Les simulations sont réalisées sous Matlab Simulink.

Les caractéristiques du moteur asynchrone de puissance nominale 0.75KW considéré dans cette simulation sont présentées dans le tableau (1.1) :

grandeur	valeur	unité
Puissance nominale	0.75	KW
Fréquence du réseau industriel	50	HZ
Tension du réseau	220/380	V
Vitesse de tension nominale	157	Rad/s
Couple électromagnétique	5	Nm
Résistance statorique	10	Ω
Résistance rotorique	6.3	Ω
Inductance statorique	0.4612	H
Inductance rotorique	0.4612	H
Inductance mutuelle	0.4212	H
Moment d'inertie	0.02	Kgm ²
Frottement visqueux	0	
Paire de pôle	2	

tableau (3.1) : Caractéristiques de la machine asynchrone

Avant de passer aux techniques d'observation et d'estimation des variables non mesurables de notre machine, il est nécessaire d'illustrer les tensions de commandes. La figure (3.1) montre les tensions d'alimentation sur les trois axes (système triphasé) a, b et c et la figure (3.2) montre la tension de commande sur les deux axes (système biphasé) α, β :

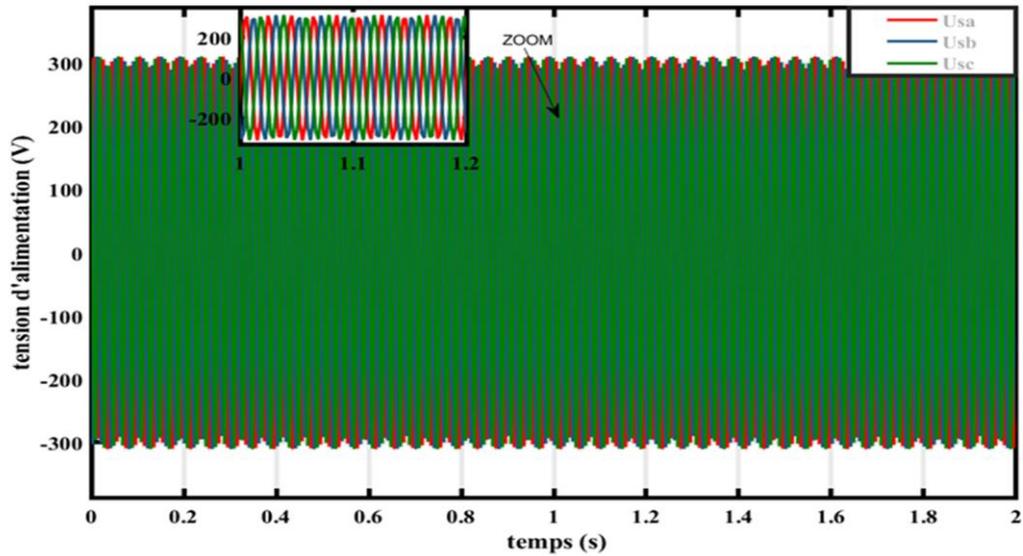


Figure (3.1) : Tension d'alimentation

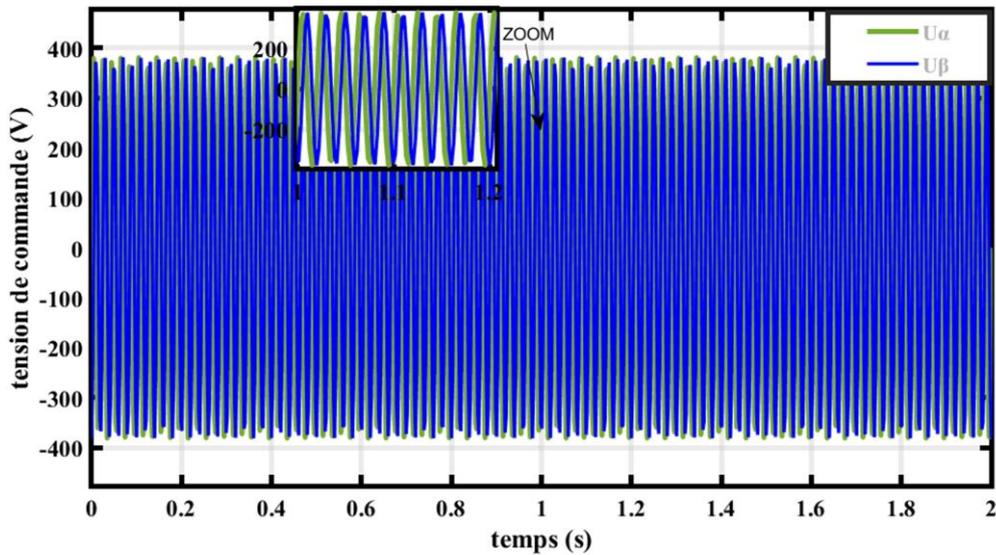


Figure (3.2) : Tension de Commande U_{α} , U_{β}

III.2. Simulation l'observateur de Luenberger :

Dans cette partie, nous utiliserons un observateur de Luenberger linéaire pour estimer les vecteurs d'état (courant stator, flux rotor et vitesse rotorique). Le modèle d'état de notre machine utilisé est celui est le repère lié au stator :

La figure suivante montre la simulation de l'observateur de Luenberger Utilisant Matlab Simulink.

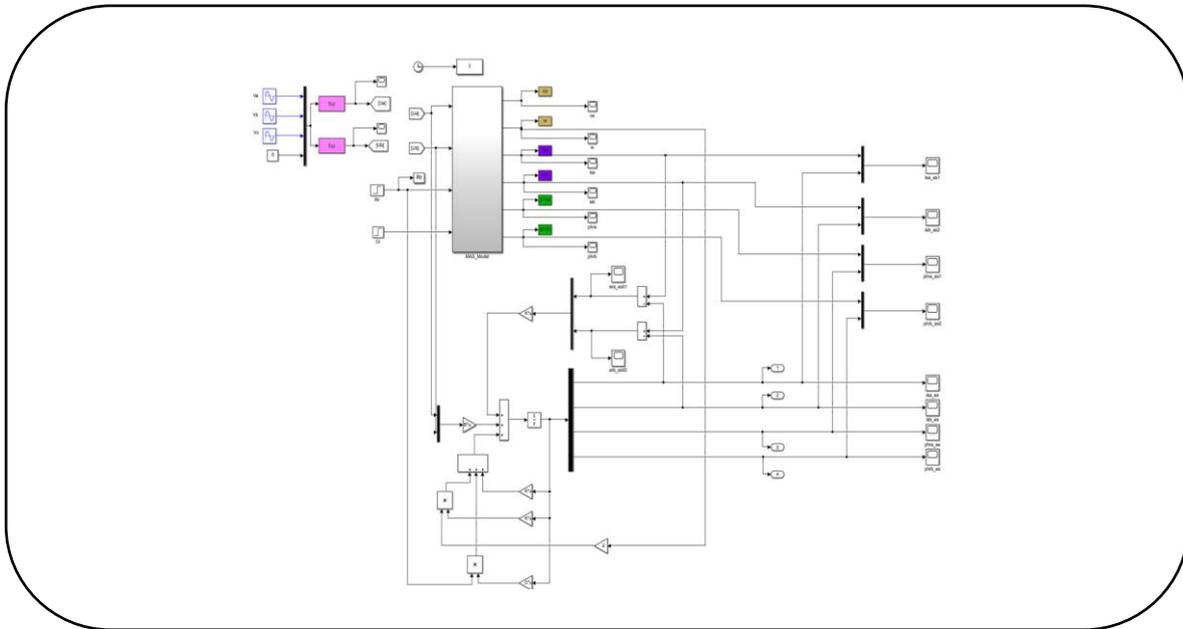
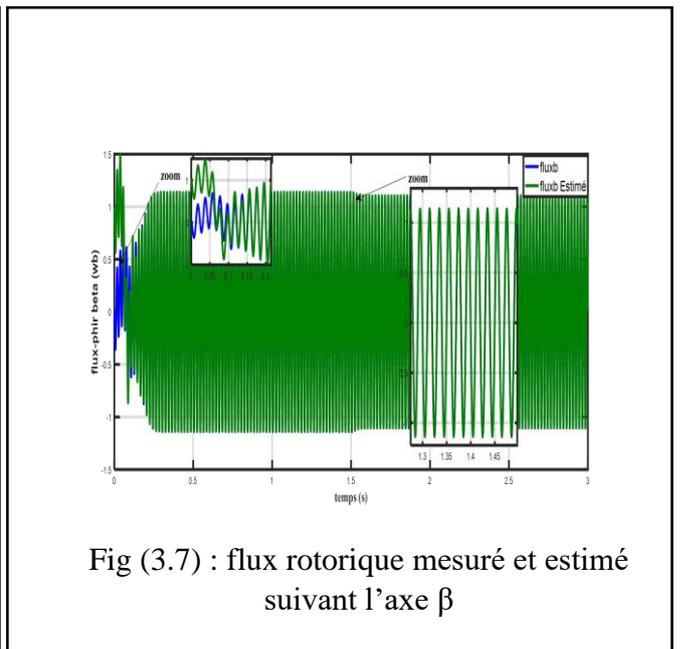
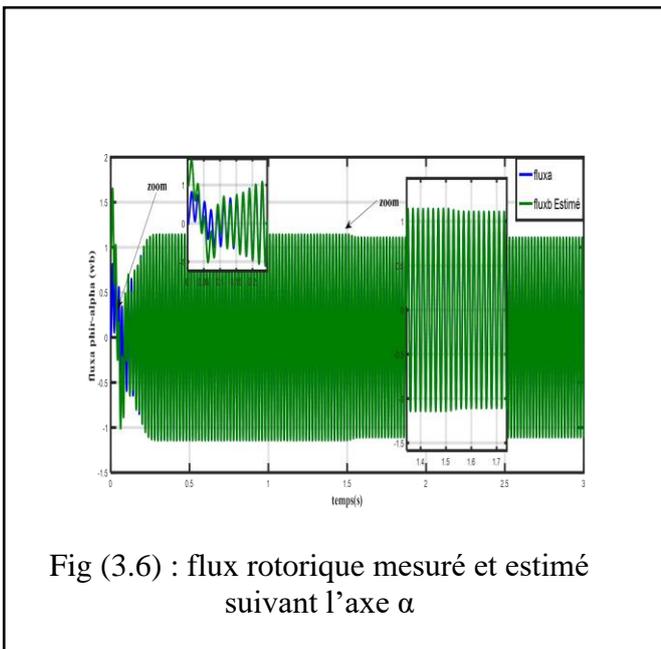
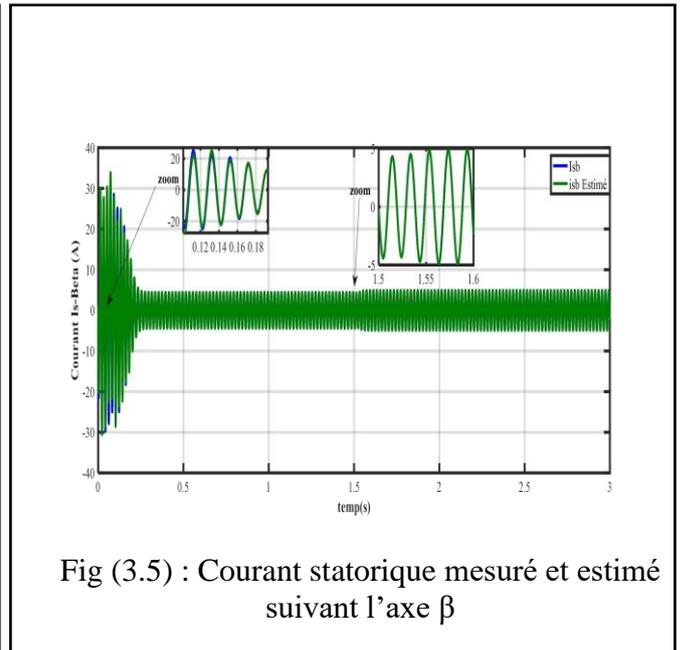
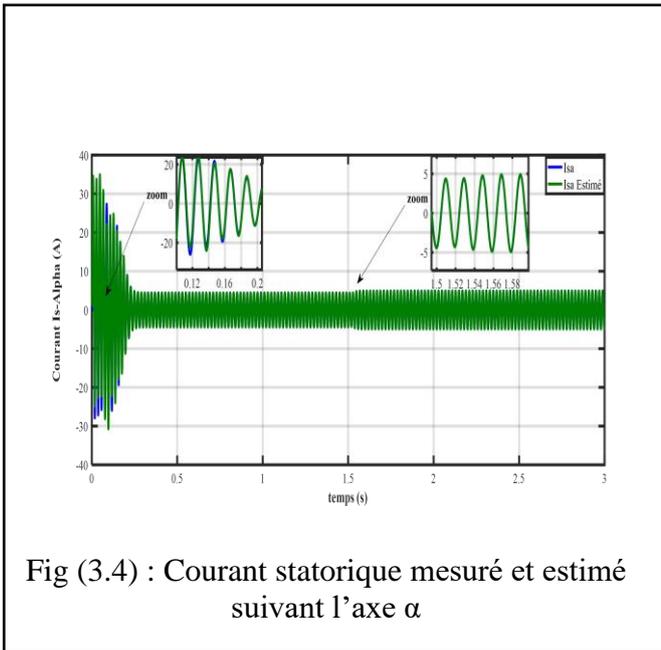


Figure (3.3) : Bloc de simulation

Les figures (3.4) à (3.7) représentent les variables d'état estimées, à savoir : (courants statoriques, flux rotorique) mesurés et estimés sur les deux axes respectivement.



Les résultats de simulation de l'observateur de Luenberger obtenus montrent que ce type d'observateur fonctionne correctement.

A. Estimateur adaptatif :

Dans cette partie, on utilise le logiciel Matlab Simulink, Le modèle précédent de la machine asynchrone est divisé en deux sous système. La simulation de cet estimateur est réalisée en suivant les étapes décrites dans le chapitre 2. On détermine les vecteurs des flux estimés ainsi les courants mesurés. La vitesse est alors estimée selon l'algorithme adaptatif présenté dans le même chapitre. L'estimation du couple est obtenue en utilisant les courants statoriques et les flux rotoriques estimés.

A partir de cet estimateur, on peut estimer les variables d'état non mesurables tels que la vitesse angulaire rotorique à l'aide des variables mesurables tels que la tension et les courants de sortie, mais il n'a pas besoin de connaître la valeur de couple de charge. Après l'estimation des variables d'état non mesurables, on passe à l'estimation du couple électromagnétique.

Les figures (3.8), (3.9) représentent respectivement les vecteurs d'états estimés à savoir : le couple électromagnétique et la vitesse angulaire rotorique.

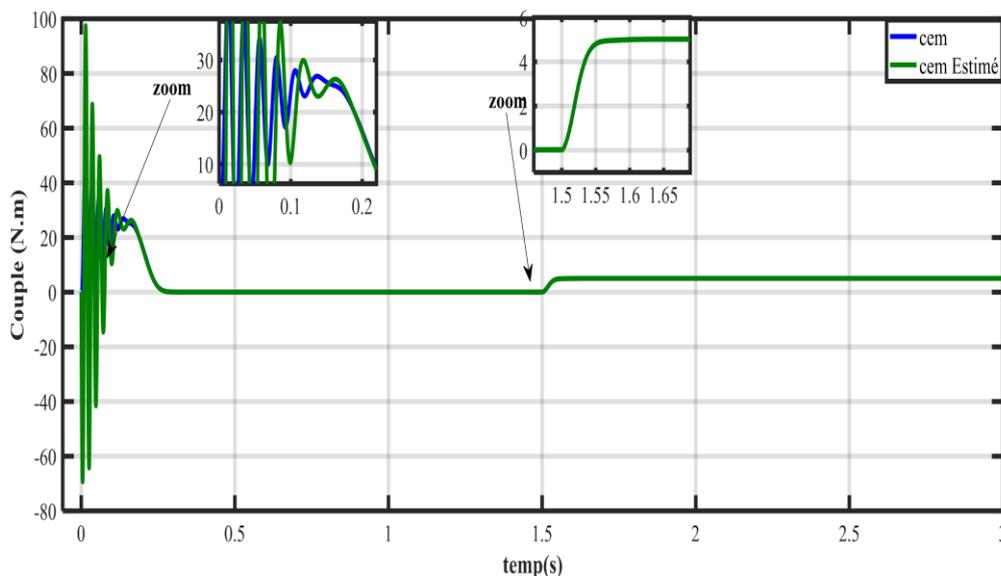


Fig (3.8) : Couple électromagnétique mesuré et estimé

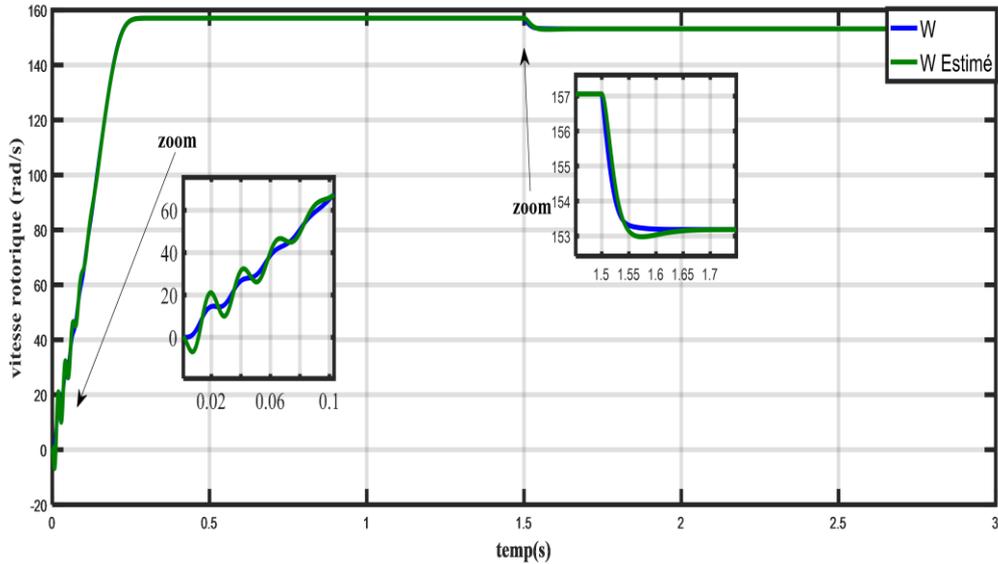


Fig (3.9) : Variation de la vitesse du rotor mesurée et estimée

L'analyse des résultats obtenus montre que après un régime transitoire là où l'observateur de Luenberger essaye de rattraper les valeurs mesurées par contre en régime établi les variables d'état estimés suivent les variables mesurées avec une erreur statique négligeable c-a-d tend vers zéro. On remarque aussi que le temps de réponse de l'observateur est très petit (à l'ordre de 0.1s). Ceci confirme que l'observateur de Luenberger estime convenablement les variables d'état non mesurables de la machine asynchrone considérée.

III.3. Simulation de l'observateur non linéaire basé sur le critère du cercle :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 & \frac{\beta}{T_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_f}{J} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\gamma = \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right), \beta = \left(\frac{1}{M} \right) \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right)$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\beta \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, G_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \alpha \end{bmatrix}, G_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\alpha \end{bmatrix}$$

$$H_1 = H_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1], H_3 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0], H_4 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$f_1(H_1(x(t))) = (H_1 x(t)) x_4(t) = x_5(t) x_4(t)$$

$$f_2(H_2(x(t))) = (H_2 x(t)) x_3(t) = x_5(t) x_3(t)$$

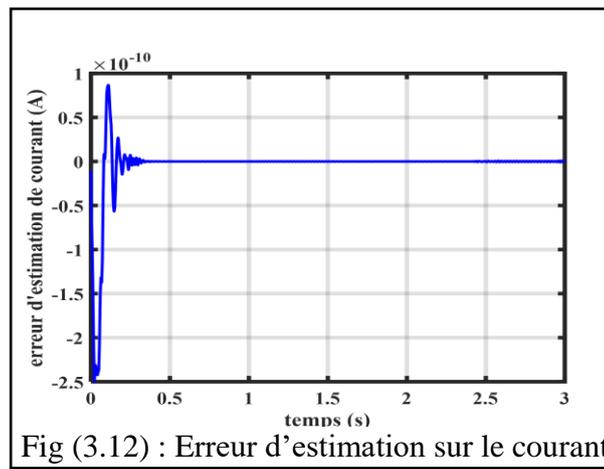
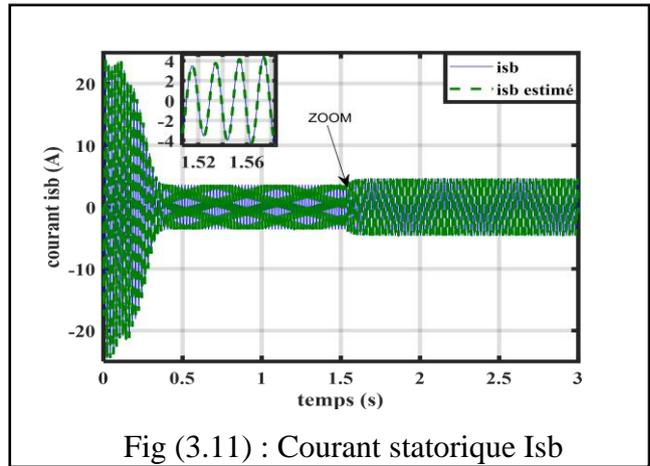
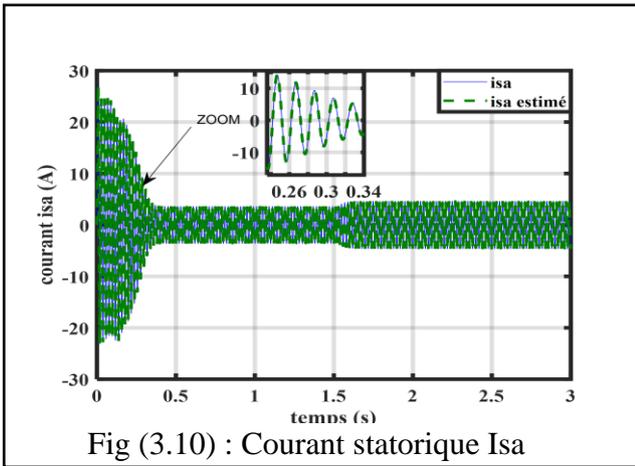
$$f_3(H_3(x(t))) = (H_3 x(t)) x_3(t) = x_2(t) x_3(t)$$

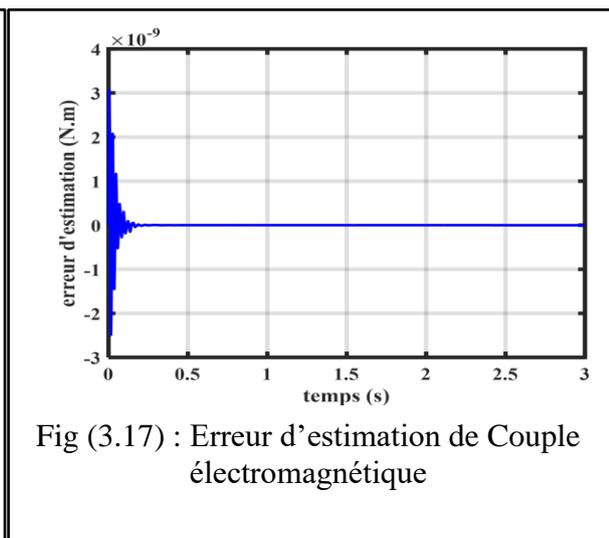
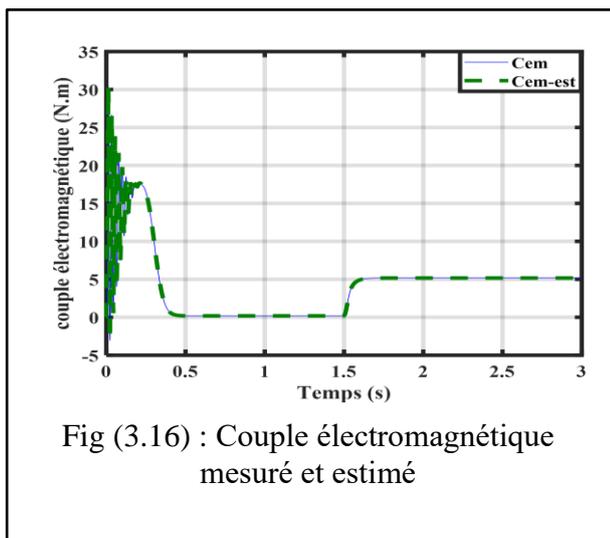
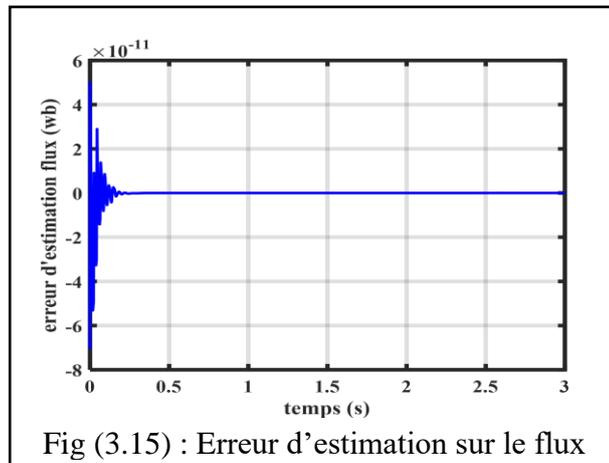
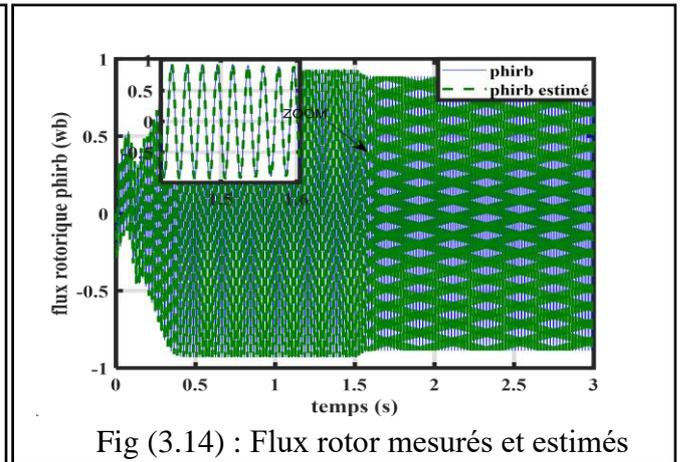
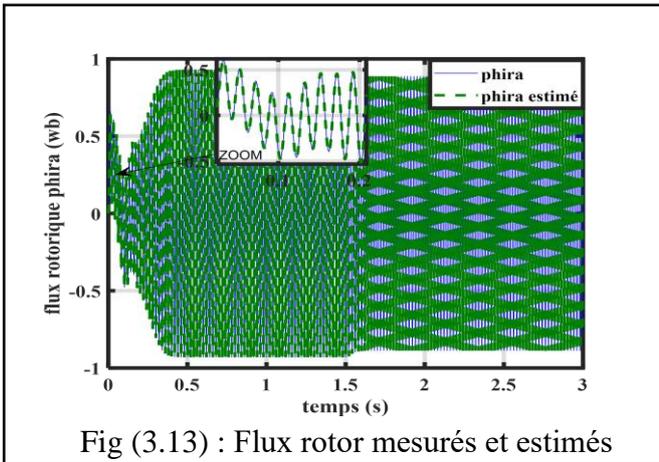
$$f_4(H_4(x(t))) = (H_4 x(t)) x_4(t) = x_1(t) x_4(t)$$

Où

$$x(t) = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5)^T = (i_{sd} \ i_{sq} \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rq} \ \omega_r)^T \quad u(t) = (u_{sd} \ u_{sq} \ T_l)^T$$

Les figures (3.10) à (3.19) représentent respectivement les variables d'états estimées à savoir : les courants statoriques, les flux rotoriques, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation.





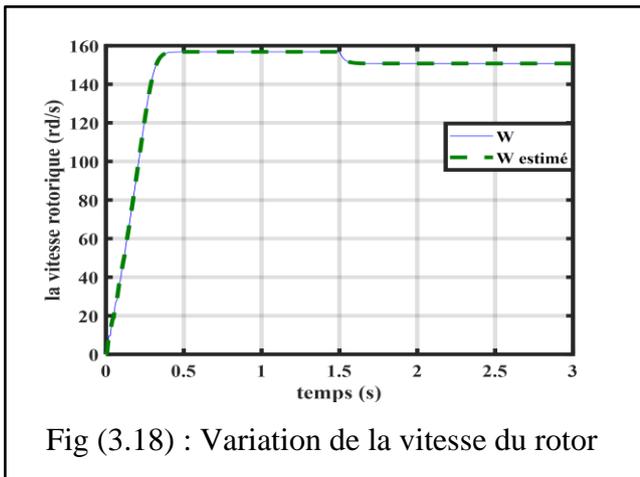


Fig (3.18) : Variation de la vitesse du rotor

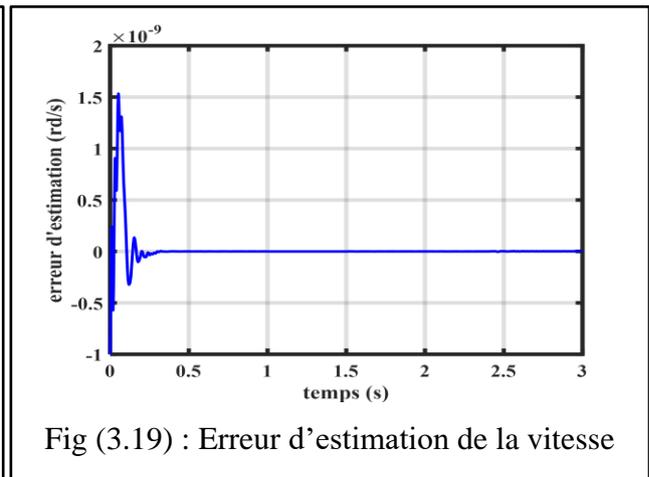


Fig (3.19) : Erreur d'estimation de la vitesse

On remarque que les variables d'état estimées et mesurées sont en parfaite superposition c-à-d on peut remarquer que l'erreur d'estimation est nulle après le régime transitoire, ceci confirme que l'observateur non linéaire de critère du cercle estime parfaitement les variables d'état non mesurables de la machine asynchrone considérée.

Synthèse d'observateurs non linéaires, basée sur la norme circulaire, soumise au fonctionnement des moteurs asynchrones. Pour ça un modèle non linéaire dont le vecteur d'état est courant statorique, flux rotorique et vitesse angulaire rotorique est choisie. Les gains de cet observateur sont déterminés par la résolution des contraintes exprimées en inégalités Matrice linéaire (LMI). Résultats de la simulation montrent que la méthode circulaire fonctionne parfaitement.

III.4. Comparaison des résultats :

La vitesse estimée par l'algorithme de Luenberger dans le cas faible vitesse présente une erreur d'estimation considérable par rapport à sa vitesse nominale. Par contre la vitesse estimée par la méthode du critère circulaire est superposée sur la vitesse mesurée que se soit en régime transitoire ou en régime permanent c-à-d présente une erreur statique nulle ce qui montre l'avantage de l'observateur circulaire sur celui de Luenberger.

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, Nous avons testé l'observateur de Luenberger combiné avec l'estimateur à modèle de référence et l'observateur non linéaire basé sur le critère circulaire par simulation. Les résultats de simulation pour l'observateur de Luenberger montrent qu'il fonctionne bien et assure une bonne estimation des variables d'états à savoir les courants statoriques et les flux rotoriques, et à partir de ces estimés on a estimés la vitesse angulaire par un observateur adaptatif. On sait bien que le moteur asynchrone, est un système complexe dont le modèle est non linéaire et a des paramètres variables, et l'observateur de Luenberger ne tient pas la non linéarité entière, c'est pour cela on a fait appel au deuxième type qu'est l'observateur de Luenberger généralisé ou a critère du cercle.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons testé l'observateur non linéaire basé sur le critère circulaire. En remarque que les variables d'état estimées suivent leurs valeurs de référence en régime permanent et restent très proches de leurs valeurs de référence en régime transitoire.

Une étude comparative montre que la vitesse estimée par l'algorithme d'estimateur adaptatif oscille dans la région des basses vitesses, l'erreur d'estimation est assez grande par rapport aux observateur non linéaire basé sur le critère circulaire, mais l'avantage de cet estimateur est sans connaître le couple de charge peut estimer des variables d'état non mesurables. D'autre part, la vitesse estimée par la méthode du critère circulaire comme presque similaire, le principal avantage de la méthode des critères circulaires est qu'elle permet d'exploiter directement les non-linéarités du système sans essayer à les éliminer, et minimisez l'erreur d'estimation par apport d'autres observateurs. Cependant, il introduit la matrice d'inégalité linéaire LMI comme condition de convergence de l'observateur, et la résolution du LMI détermine la matrice de gain de l'observateur non linéaire.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté est consacré à l'étude et l'analyse de diverses lois d'observations appliqué sur les systèmes non linéaires, et essentiellement sur la machine asynchrone. cette machine est un système non linéaire et multi variable, qui peut être soumis à des variations paramétriques qui conduisent à des incertitudes sur l'ensemble des mesures des variables d'état disponibles qui présentent un intérêt particulier pour l'automatique.

Les problèmes causés par les capteurs physiques du à leur sensibilité surtout dans les milieux hostiles, nous poussent a montré que les capteurs matériels peuvent être remplacés par des estimateurs ou capteurs logiciels (observateurs).

Pour aborder notre étude, nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone dans l'espace d'état qui a été utilisée tout au long de ce travail. Ensuite, nous avons présenté deux types d'observateurs :

- Le premier est l'observateur de Luenberger pour l'estimation des variables d'état de la machine (courant statorique, flux rotorique) donne des résultats très performants, puis un estimateur de vitesse qui peut être mis en œuvre dans les procédures d'estimateur adaptative, L'estimation de la vitesse et le couple électromagnétique donne aussi un résultat très significatif.
- Le deuxième est l'observateur non linéaire basé sur le critère de cercle qui permet de manipuler directement les non linéarités sans essayer à les éliminer et minimisez l'erreur d'estimation du système. L'utilisation de l'observateur basé sur le critère du cercle donne de meilleurs résultats à l'aide de la résolution des LMIs pour le calcul du gain d'estimation, la vitesse estimée par cette méthode presque similaire.

Enfin Ceci permet d'augmenter la fiabilité des systèmes d'entraînement par réduction du nombre de capteurs matériels, et faire l'amélioration et la robustesse de la machine asynchrone.

Références :

- [1] Adel M. "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", thèse doctorat, université du Québec, Mai 2007.
- [2] BourbiaWafa. "Etude Comparée des Estimateurs de Vitesse pour la Commande de la Machine Asynchrone", thèse doctorat, université badji mokhtar-annaba, 2016.
- [3] G. Grellet et G. Clerc : "Actionneurs électriques. Editions Eyrolles", 1997.
- [4] C. Canudas de Witt : "Modélisation contrôle vectorielle et DTC". Paris Hermès Sciences publication, 2000.
- [5] Malek ghanes : "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", Thèse de Doctorat, le 03 Novembre 2005 à l'Ecole Centrale de Nantes.
- [6] B. Bensaker, H. Kherfane, A. Maouche and R. Wamkeu : "Nonlinear modeling of induction motor drives for nonlinear sensorless control purposes. Preprint of 6th IFAC symposium on non linear control system , Vol. 3, pp.1475-1480, Stuttgart, Germany.
- [7] – CheeNum-Ong "dynamic simulation of electric machinery" 1998 by prentice HALL PTR
- [8]- guygrelletguy clerc " Actionneurs électriques " Edition eyrolles 1997.
- [9] B. Bensaker, H. Kherfane, M. Metatla and R. Wamkeu: "State space modelling of induction motors for sensorless control and monitoring purposes. Electromotion International Journal on Advanced Electromechanical Motion Systems". Vol. 10 n°4, pp.483-488.2003.
- [10] B. Bensaker, H. Kherfane, A. Maouche. and R. Wamkeu : "Nonlinear Modelling of Induction Motor Drives for Nonlinear Sensorless Control Purposes". Preprints of 6-thIFAC Symposium on "Nonlinear Control Systems", Vol. 3, pp. 1475-1480, September 1-3, 2004. Stuttgart, Germany.
- [11] R. E. Kalman and J. E. Betram. "Control system analysis and design via the second method of Lyapunov: Continuous-time system.", ASME journal of Basic Engineering", Vol. 82, pp. 371-393, 1960.
- [12] R. E. Kalman. "Mathematical description of linear dynamical systems", SIAM Journal of Control and Optimization Vol. 1, pp. 152-192, 1963.
- [13] A. Akhenak. "Conception d'observateurs non linéaires par approche multi-modèle : application au diagnostic.", Thèse doctorat, Ecole doctorale IAEM Lorraine, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2004.
- [14] J. O'Reilly. "Observer for linear system.", Richard Bellman, Mathematics in Science and Engineering, Vol. 140, Academic Press, New York, 1983.
- [15] R. Hermann and A.J. Krener. "Nonlinear controllability and observability. ", IEEE Trans. Aut. Contr., 22 :728-740, 1977.
- [16] J.P. Gauthier and G. Bornard. "Observability for any $u(t)$ of a class of nonlinear systems. " IEEE Trans. Aut. Contr., 26 :922-926, 1981.
- [17] E. D. Sontag. "A concept of local observability. Syst. & Contr. " Letters, 5(1) :41-47, 1984.
- [18] E.B. Beran and K.M. Grigoriadis. "Computational issues in alternating projection algorithms for fixed-order control design. " In Proc. IEEE American Contr. Conf., Albuquerque, USA, 1997.
- [19] Benoît LARROQUE. "Observateurs de systèmes linéaires Application à la détection et localisation de fautes." Doctorale Systèmes Spécialité : Systèmes Automatiques, 18 septembre 2008
- [20] : Malek G., "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", thèse doctorat, l'École Centrale de Nantes et l'Université de Nantes, Novembre 2005.
- [21] Clerc G., G. Grellet, "Actionneurs électrique, Principe, Modèle, Commande ", Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997
- [22] B. L. Walcott, M. J. Corless and S. H. Zak. "Comparative study of nonlinear state observation techniques.", International Journal of Control, Vol. 45(6), pp. 2109-2132, 1987.

- [23] E. A. Misawa and J. K. Hedrick. "Nonlinear observers—a state of the art survey.", ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 111, pp. 344–352, 1989.
- [24] C. Canu de Wit, "Optimisation discrétisation et observateurs, Hermès", Hermès édition, vol. 2, 2000.
- [25] Van Raumer T., J. M. Dion, L. Dugart and J. L. Thomas, "Applied nonlinear control of an induction motor using digital processing" IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 2, No. 4, December 1994.
- [26] T. B. De Fornel, J. Louis, "Identification et observation des actionneurs électriques 2", Edition Hermès-Lavoisier, 2007.
- [27] D. Ichalal, "Estimation et diagnostic de systèmes non linéaires" Thèse de doctorat, INPL Nancy, 2009.
- [28] Bakhouch Lemnouer, "Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone", Mémoire de Magister, université Ferhat Abbas—Setif, 28/04/2009.
- [29] D. Adelchoudar, "Support du cours", université Mohamed El Bachir El Ibrahimy.
- [30] M. Arcak, P. Kokotovic, "Nonlinear observers: a circle criterion design and robustness analysis". Automatica. Vol. 37, 2001a, pp. 1923–1930.
- [31] Arcak M. and P. Kokotovic, "Feasibility conditions for circle criterion designs". Systems & Control Letters, Vol. 42, 2001b, pp. 405–412.
- [32] S. Ibrir, "Circle-criterion approach to discrete-time nonlinear observer design". Automatica, Vol. 43, 2007, pp. 1432–1441.
- [33] M. Arcak, P. Kokotovic: "Nonlinear observers: A circle criterion design and robustness analysis". Automatica, vol. 37, no. 12, pp. 1923–1930, 2001.
- [34] M. Arcak: "Certainty-equivalence output-feedback design with circle-criterion observers." IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 50, no. 6, pp. 905–909, 2005.
- [35] X. Fan, M. Arcak: "Observer design for systems with multivariable monotone nonlinearities", Systems and Control Letters, Elsevier, vol. 50, pp. 319–330, (2003).
- [36] M. Arcak, Petar Kokotović: "Feasibility conditions for circle criterion designs, systems and control" letters (Elsevier). vol. 42. pp. 405–412; 2001.
- [37] M. Arcak, P. Kokotovich: "Nonlinear observers: a circle criterion design and robustness analysis, Automatica." vol. 37. pp. 1923–1930; 2001.
- [38] A. Glumineau, C.H. Moog, F. Plestan: "New algebraic geometric conditions for the linearization by input–output injection". IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 41(4), pp. 598–603. 1996.
- [39] W.M. Haddad, D.S. Bernstein: "Explicit construction of quadratic Lyapunov functions for the small gain, positivity, circle, and Popov theorems and their application to robust stability." Part ii: Discrete-time theory. International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 4, pp. 249–265.
- [40] M. Arcak, P. Kokotovic, "Nonlinear observers: a circle criterion design and robustness analysis". Automatica. Vol. 37, 2001a, pp. 1923–1930.
- [41] Arcak M. and P. Kokotovic, "Feasibility conditions for circle criterion designs". Systems & Control Letters, Vol. 42, 2001b, pp. 405–412.
- [42] S. Ibrir, "Circle-criterion approach to discrete-time nonlinear observer design". Automatica, Vol. 43, 2007, pp. 1432–1441.
- [43] C. Canu de Wit, "Optimisation discrétisation et observateurs, Hermès", Hermès édition, vol. 2, 2000.

[44] Mr BADRAOUI MOURAD et M^{lle} BEREKSI REGUIG MERIEM. "Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone" Master : Académique, Université Abou BekrBelkaïd – Tlemcen, 06/2016