

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة الشهيد حمّـة لخضر الوادي
Université d'El Oued



Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique
Filière d'Électrotechnique

Thèse

Présentée par

Kadrine Abderrahmane

Pour l'obtention du diplôme de
Doctorat LMD en électrotechnique
Option optimisation et gestion d'énergie

Titre

**Contribution à la Commande sans Capteur Mécanique de la
Machine Asynchrone**

Thèse soutenue publiquement le (06/10/ 2022) devant le jury composé de

Président: Nadhir MESBAHI, Professeur, Université d'El Oued
Directeur de thèse: Zoheir TIR, Professeur, Université d'El Oued
Co- directeur de thèse: Med. Assaad HAMIDA, Maitre de conférences, Université d'Ouargla
Examineur: Youcef BEKAKRA, Professeur, Université d'El Oued
Examineur: Achour BETKA, Professeur, Université de Biskra
Examineur: Mohamed Redouan KAFI, Maitre de conférences, Université d'Ouargla,
Invité: Mohamed MENAA, Professeur, Université d'USTHB

À mes parents

À mes frères

À toute ma famille

À tous ceux qui me sont chers

Remerciements

Remerciements

*Merci beaucoup, Monsieur « **Tir Zohir** » pour sa patience, sa compréhension et son soutien régulier. Le travailler avec Monsieur «**Tir Zohir** » m'a appris à relever de nouveaux défis avec enthousiasme, avec une crédibilité et une transparence totale, et à faire de mon mieux pour atteindre mes objectifs de manière sophistiquée et moderne, ainsi que Monsieur « **Hamida Mohamed Assaad** » sur ses directives efficaces qui ont tracé les principaux cours de ce travail.*

*Je tiens à exprimer ma gratitude à Monsieur « **Rehouma Ferhat** » Professeur à « **L'université d'El Oued** » et Directeur de la « **Laboratoire d'Exploitation et de Valorisation des Ressources Energétiques Sahariennes** » pour son soutien et ses conseils et sa rigueur pendant la période de formation.*

Je remercie également tous les membres de la commission de la formation méthodologique et scientifique pour toutes leurs directives et recommandations qui ont eu un impact clair sur la qualité de ce travail.

Je remercie chaleureusement les membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail.

Table des Matières

Table des matières

Notations et Acronymes

Table des Figures

Introduction générale 2

Chapitre 1. Modélisation de la Machine Asynchrone et Leur Alimentation

1.1 Introduction 8

1.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone 8

1.3 Hypothèses simplificatrices..... 8

1.4 Modèle dynamique de la machine asynchrone 9

1.4.1 Equations en triphasée 9

1.4.2 Transformation triphasé $\rightarrow$ biphasée 11

1.4.3 Equations en biphasée 12

1.4.3.1 Référentiel lié au champ tournant ($d - q$) 13

1.4.3.2 Référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$) 16

1.5 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone..... 17

1.5.1 Modélisation de l'onduleur 17

1.5.2 Principe de la stratégie de commande..... 19

1.6 Résultats de simulation 21

1.7 Conclusion 26

Chapitre 2. Commande de la Machine Asynchrone

2.1 Introduction 28

2.2 Stabilité des systèmes dynamiques..... 28

2.3 Principe de commande des systèmes non linéaires..... 31

2.4 Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone 32

2.4.1 Principe de la commande à flux orienté..... 32

2.4.2 Mise en équation de la commande à flux rotorique orienté..... 33

2.4.3 Estimation de ω_s et θ_s 34

2.4.4 Expression de couple électromagnétique 34

2.4.5 Conception du système de référence et des régulateurs « PI » 35

2.4.6 Découplage par compensation 39

2.4.7 Résultats de simulation pour la commande « PI »..... 40

2.5 Commande de type Backstepping de la machine asynchrone..... 44

2.5.1 Principe de commande par « Backstepping » 44

2.5.2 Application la commande par « Backstepping » sur la machine asynchrone 46

2.5.2.1 Conception du système de référence et des régulateurs « Backstepping»47

2.5.2.2 Résultats de simulation pour la commande par « Backstepping »	48
2.6 Conclusion	51
Chapitre 3. Observabilité et Observateur à Grand Gain Dynamique	
3.1 Introduction	53
3.2 Observabilité	53
3.2.1 Quelques définitions	53
3.2.1.1 Observabilité au sens global	53
3.2.1.2 Observabilité au sens du rang	55
3.3 Observateurs	56
3.3.1 Principe d'estimation d'état	57
3.3.2 Les différents types des observateurs	58
3.4 Observateur à grand gain dynamique	59
3.4.1 Etude préliminaire et notations	61
3.4.2 Synthèse de l'observateur	64
3.4.2.1 Equations de l'observateur	65
3.4.2.2 Analyse de convergence	66
3.4.2.3 Réglage des paramètres de l'observateur	79
3.5 Conclusion	81
Chapitre 4. Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone	
4.1 Introduction	83
4.2 Modèle d'observation de la machine asynchrone	83
4.3 Observabilité de la machine asynchrone	84
4.3.1 Changement des coordonnées	85
4.4 Observateur grand gain pour la MAS	90
4.4.1 Conception de l'observateur dans les nouvelles coordonnées x	90
4.4.2 Conception de l'observateur dans les coordonnées originales ζ	90
4.4.3 La convergence de l'observateur dans les coordonnées originales ζ	93
4.5 Résultats de simulation	94
4.5.1 Commande vectorielle basée sur la commande « PI » + observateur à grand gain dynamique	94
4.5.2 Commande vectorielle basée sur Régulateurs « Backstepping » + observateur à grand gain dynamique	101
4.6 Conclusion	104
Conclusion Générale	107
Annexe A.	

Table des Matières

A.A.1 Les repères diphasés	110
Annexe B.	
A.B.1 Calcul des régulateurs	111
A.B.1.1 régulation des courants	111
A.B.1.2 régulation de vitesse	112
Annexe C.	
Annexe D.	
A.D.1 Analyse de la stabilité en boucle fermée : « HGO + Commande ».....	116
A.D.1.1 Stabilité « HGO + Commande PI »	116
Bibliographie.....	126

Notations et

Acronymes

Notations

$\mathbb{R}$	Ensemble des nombres réels
$\mathbb{R}^+$	Ensemble des nombres réels positifs ou nuls
$[a, b]$	Intervalle fermé de $\mathbb{R}$ d'extrémités a et b
$]a, b[$	Intervalle ouvert de $\mathbb{R}$ d'extrémités a et b
$[a, b[$	Intervalle semi-fermé de $\mathbb{R}$ d'extrémités a et b
$\mathbb{C}$	Ensemble des nombres complexes
$\mathbb{R}^n$	Espace vectoriel de dimension n construit sur le corps des réels
$\mathbb{R}^{n \times m}$	Ensemble des matrices réelles de dimension n $\times$ m
$\mathcal{C}^k$	Ensemble des fonctions continument différentiables k fois dans $\mathbb{R}^n$
I_n	La matrice identité de dimension n $\times$ n
$0_{n \times m}$	La matrice nulle de dimension n $\times$ m
$\mathcal{M} > 0 (\geq 0)$	La matrice M définie positive (semi définie positive)
$\mathcal{M} < 0 (\leq 0)$	La matrice M définie négative (semi définie négative)
$(\mathcal{M})^T$	Transposée de la matrice M
$\dim(\mathcal{M})$	Dimension de la matrice carrée M
$\det(\mathcal{M})$	Déterminant de la matrice carrée M
$\ \mathcal{M}\ $	Norme Euclidienne
$\lambda_m(\mathcal{M})$	La plus petite valeur propre de la matrice carrée M
$\lambda_M(\mathcal{M})$	La plus grande valeur propre de la matrice carrée M
t	Variable temporelle
$\theta(t)$	Paramètre de réglage du gain de l'observateur
ζ	l'état, du système dans les coordonnées originales
x	l'état, du système dans les nouvelles coordonnées
ζ^* ou $\bar{\zeta}$	Grandeur de référence
$\hat{\zeta}$	Grandeur estimée
$\dot{\zeta} = \frac{d\zeta}{dt}$	Dérivée temporelle de l'état z
$ a $	Valeur absolue du nombre réel a
$\stackrel{\text{def}}{=} \text{ ou } \triangleq$	Egale par définition
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
R_s	Résistances d'enroulements statorique
R_r	Résistances d'enroulements rotorique

Notations et Acronymes

b	<i>Coefficient de frottement</i>
J	<i>Moment d'inertie</i>
T_s	<i>Constate de temps statorique</i>
T_r	<i>Constate de temps rotorique</i>
$\omega_s, \omega, \omega_{sl}$	<i>Pulsations statorique, rotorique, et de glissement</i>

Acronymes

AFO	<i>Observateur adaptatif d'ordre complet (Adaptive Full-Order Observer)</i>
EKF	<i>Filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter)</i>
EVV	<i>Entraînements à vitesse variable</i>
GG (HGO)	<i>Observateur à grand gain (High Gain Observer)</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MAS	<i>Machine Asynchrone</i>
MLI (PWM)	<i>Modulation de la largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation)</i>
MIMO	<i>Entrées multiples sorties multiples (Multiple Input Multiple Output)</i>
MRAS	<i>Système adaptatif à modèle de référence (Model Reference Adaptive System)</i>
MCC	<i>Machine à Courant Continu</i>
PI	<i>Régulateur proportionnel intégrale</i>
RDE	<i>Équation différentielle de Riccati (Riccati Differential Equation)</i>
SNL	<i>Système non linéaire</i>
SMO	<i>Observateur Mode glissant (Sliding Mode Observer)</i>
SDP	<i>Semi définie positive</i>
TVM	<i>Le théorème de la valeur moyenne</i>

Table des

Figures

Table des Figures

Figure 1.1 : Représentation spatial des enroulements de la MAS	9
Figure 1.2 : L'onduleur de tension associé à la MAS	17
Figure 1.3 : Principe de la commande MLI	19
Figure 1.4 : Les différents signaux de la stratégie MLI sinus-triangle	19
Figure 1.5 : La signale MLI	20
Figure 1.6 : Les tensions fournies par l'onduleur avec $m_p = 15$ et $r_p = 0.95$	20
Figure 1.7 : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 4s$, la machine alimentée par le réseau	22
Figure 1.8 : Réponse du couple électromagnétique la machine alimentée par le réseau	23
Figure 1.9 : Composant du courants statoriques selon l'axe s_a la machine alimentée par le réseau	23
Figure 1.10 : Composants du courants statoriques selon les axes d et q la machine alimentée par le réseau.....	23
Figure 1.11 : Composants du flux rotorique selon les axes d et q la machine alimentée par le réseau	24
Figure 1.12 : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 4s$, la machine alimentée par l'onduleur	24
Figure 1.13 : Réponse du couple électromagnétique la machine alimentée par l'onduleur	25
Figure 1.14 : Composant du courants statoriques selon l'axe s_a la machine alimentée par l'onduleur	25
Figure 1.15 : Composants du courants statoriques selon les axes d et q la machine alimentée par l'onduleur.....	25
Figure 1.16 : Composants du flux rotorique selon les axes d et q la machine alimentée par l'onduleur	26
Figure 2.1 : Représentation de l'orientation du flux rotorique	33
Figure 2.2 : Principe du découplage par compensation.....	40
Figure 2.3 : Schéma de contrôle vectorielle « PI ».....	41
Figure 2.4 : Trajectoire du benchmark commande : (a) Vitesse de référence, (b) Couple de charge, (c) Flux de référence.	42
Figure 2.5 : la vitesse de rotation contrôlée « PI ».....	42
Figure 2.6 : L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée « PI »	42
Figure 2.7 : Les composants du flux rotorique selon les axes d et q « PI ».....	43
Figure 2.8 : Réponse du couple électromagnétique « PI »	43

Table des Figures

Figure 2.9 : Les composants de courant statorique selon les axes d et q « PI »	43
Figure 2.10 : Schéma de contrôle vectorielle « Backstepping »	49
Figure 2.11 : La vitesse de rotation contrôlée « Backstepping »	49
Figure 2.12 : L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée « Backstepping »	49
Figure 2.13 : Les composants du flux rotorique selon les axes d et q « Backstepping »	50
Figure 2.14 : Réponse du couple électromagnétique « Backstepping »	50
Figure 2.15 : Les composants de courant statorique selon les axes d et q « Backstepping »	50
Figure 3.1 : L'objectif de l'observation[68].....	57
Figure 3.2 : Principe d'estimation d'état.....	58
Figure 3.3 : Différents types des observateurs [71]	59
Figure 4.1 : Illustration décrivant la méthodologie de ce chapitre	83
Figure 4.2 : Schéma de base, observateur – contrôle « PI »	95
Figure 4.3 : Trajectoires du Benchmark industrielle (a) la vitesse de rotation Ω et (b) le couple de charge appliquée T_L	96
Figure 4.4 : Évolution de $\theta(t)$ avec un paramètre de synthèse dynamique pour deux cas $\theta_1(t)$: Sans bruit et $\theta_2(t)$: Avec bruit « PI ».....	97
Figure 4.5 : Vitesses simulées et estimées sans bruit de mesures « PI »	97
Figure 4.6 : Couple de charge estimé sans bruit de mesures « PI »	98
Figure 4.7 : Vitesses simulées et estimées en présence du bruit de mesure « PI »	99
Figure 4.8 : Couple de charge estimé en présence du bruit de mesure « PI »	99
Figure 4.9 : Vitesses simulées et estimées en présence du bruit de mesure est ₁ Pour $\theta = 2,73$ et est ₂ pour $\theta = 1$ « PI »	100
Figure 4.10 : Couple de charge estimé en présence du bruit de mesure est ₁ Pour $\theta = 2,73$ et est ₂ pour $\theta = 1$ « PI »	100
Figure 4.11 : Vitesses simulées et estimées sans bruit de mesure est ₁ Pour $\theta = 2,73$ et est ₂ pour $\theta = 1$ « PI »	100
Figure 4.12 : Couple de charge estimé sans bruit de mesure est ₁ Pour $\theta = 2,73$ et est ₂ pour $\theta = 1$ « PI »	101
Figure 4.13 : Schéma de base, observateur – contrôle « Backstepping »	101
Figure 4.14 : Évolution de $\theta(t)$ avec un paramètre de conception dynamique pour deux cas $\theta_1(t)$: Sans bruit de mesure et $\theta_2(t)$: Avec bruit de mesure « Backstepping »	102

Table des Figures

Figure 4.15 : (a) Vitesses estimées est_1 : Sans bruit de mesure et est_2 : Avec bruit de mesure « Backstepping » (b) zoom dans [4.8s, 5.4s] et (c) zoom dans [1.4s, 3s]	103
Figure 4.16 : (a) Vitesses simulées mes_1 : Sans bruit de mesure et mes_2 : Avec bruit de mesure « Backstepping » (b) zoom dans [4.8s, 5.4s] et (c) zoom dans [1.4s, 3s]	103
Figure 4.17 : Couple de charge estimé est_1 : Sans bruit de mesure et est_2 : Avec bruit de mesure « Backstepping »	104
Figure A.A.1 : Différents repères diphasés pour une MAS	110
Figure A.B.1 : Boucle de régulation du courant i_{sd}	111
Figure A.B.2 : Boucle de régulation du courant i_{sq}	111
Figure A.B.3 : Boucle de régulation de la vitesse	112

Introduction

Générale

Introduction générale

L'existence du moteur asynchrone (**MAS**) dans les systèmes d'entraînements à vitesse variable (**EVV**) est due à l'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs, qui a permis la construction des convertisseurs de puissances élevées, capables de délivrer des tensions ou des courants d'amplitudes et de fréquence réglables de haute performance.

Actuellement, la recherche scientifique s'est concentrée sur le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des entraînements régulés sans altérer leurs performances dynamiques ou statiques. Dans la littérature, il y'a deux méthodes pour estimer la vitesse rotorique de la **MAS**: l'une est basée sur l'injection de signal à haute fréquence et l'autre est basée sur le modèle de la machine [1]. Les méthodes basées sur l'injection de signaux haute fréquence permettent une estimation précise de la vitesse à faible fréquences du stator, mais, ils sont insensibles à variation paramétriques de la machine, et génèrent un bruit à haute fréquence qui dégrade les performances globale du système [1][2]. Durant la plage de vitesse élevée ou moyenne, les méthodes basées sur le modèle permettent une estimation précise de la vitesse [1].

Plusieurs techniques basées sur le modèle de la machine étudiées dans la littérature pour améliorer la fiabilité du fonctionnement des variateurs de vitesse dans la plage de vitesse nulle ou très faible [3], et parmi eux :

Les techniques basées sur l'observateur de Luenberger qui est l'une des méthodes les plus représentatives dans ce domaine [4]. Aussi, la méthode d'estimation de la vitesse basée sur l'observateur en Mode glissant (**SMO**) [5][93][94] qui est motivée par sa convergence en temps fini et de son robustesse. Cependant, telle méthode entraîne des problèmes de chattering [62]. De plus, cette méthode est difficile à mettre en œuvre, car son gain comprend la fonction de signe et d'autres paramètres de conception dont les valeurs doivent être modifiés en line lorsque des singularités inconnues se produisent [2][10]. Il est également sensible au bruit de mesure [7][9]. En outre, cela conduit à un manque de précision de l'estimation de la vitesse dans des conditions non observables à basse vitesse comme indiqué dans [16].

La méthode d'estimation basée sur le filtre de Kalman étendu (**EKF**) [23], est principalement motivée par sa simplicité de mise en œuvre et de sa robustesse au bruit généré dans le système. Malgré cela, il souffre du manque de stabilité [7][6] [8]. De plus, la technique **EKF** est seulement valable pour une gamme limitée autour du point de fonctionnement, ce qui limite ses performances dynamiques. D'ailleurs, elle nécessite fréquemment une grande quantité de calculs en temps réel [24]. Il est également plus

sensible aux variations des paramètres de la machine, ce qui peut conduire de manière significative à une imprécision de l'estimation de la vitesse dans des conditions non observables à vitesse très faible ou nulle. Un autre défi important de cette technique est son instabilité dans des conditions de régénération [15]. De plus, il n'offre pas de compromis satisfaisant entre la robustesse au bruit de mesure et la bande passante d'estimation [17]. La méthode d'estimation de la vitesse basée sur l'observateur adaptatif d'ordre complet (**AFO**) à partir des erreurs de courants et de tensions, est bien reconnue dans de nombreuses études sur les **EVVs** sans capteur [12][14]. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique est son instabilité lorsque la vitesse du rotor est proche de zéro dans la zone régénérative, même lorsque le bruit de mesure et les erreurs de paramètres ne sont pas pris en compte [13]. Egalement, cette méthode entraîne une erreur entre les vitesses réelle et celle estimée [12].

La méthode d'estimation de la vitesse basée sur le système adaptatif à modèle de référence (**MRAS**) [18][91][92][95], est l'une des nombreuses techniques prometteuses utilisées pour les **EVVs** sans capteur, en raison de sa mise en œuvre pratique, de sa robustesse et de sa faible complexité de calcul [15][18]. Cependant, cette technique présente certains inconvénients, tels que la complexité dans la conception du mécanisme d'adaptation et la sensibilité à l'incertitude dans le modèle de référence [82]. De tels inconvénients peuvent conduire à une déstabilisation du système pendant le mode de fonctionnement régénératif [19].

Dans la Réf. [20], une technique proposée sur l'utilisation des observateurs en cascade basés sur les formes interconnectées pour estimer le vecteur d'état de la **MAS**. Dans [21], un observateur à grand gain interconnecté à un estimateur est également étudié pour reconstruire le vecteur d'état de la **MAS**. Dans le même travail, un observateur à grand gain interconnecté à un estimateur, est également étudié pour reconstruire les états de la **MAS** en se basant sur la méthodologie de conception proposée dans [85]. Ces derniers techniques sont testés et comparées dans les mêmes conditions de fonctionnement de la **MAS**. Pour remédier le problème de comportement indésirable qui manifeste à très faible valeur de vitesse, une solution est proposé en modifiant les gains de l'observateur suivant l'index d'observabilité de la **MAS**, qui fait basculer le mode de l'observateur en estimateur. Cependant, de nombreuses complications liées à cette manière de conception, telles que la commutation des gains, le phénomène du pic [25][26]. Là encore, le principal inconvénient des observateurs interconnectés réside dans la difficulté de leur mise en œuvre et de leur calibrage. En effet, le calcul de leurs gains qui nécessite une résolution de dix-huit équations différentielles ce qu'il explique la complexité de ce type d'observateur [9]. De

plus, l'observateur interconnecté souffre toujours de l'inconvénient d'augmentation énorme du gain lorsque la **MAS** est exploité dans des conditions d'inobservabilité [21].

L'Observateur à grand gain (**HGO**) basée sur la forme canonique a acquis une grande importance pour les **EVVs** sans capteur [22][27]. Sans tenir compte le bruit de mesure, ce type d'observateur a une capacité de reconstruction rapide des états du système et de rejeter l'incertitude dû à la modélisation [28]. L'Observateur **HGO** est basé sur la conception de la forme canonique est principalement motivé par sa simplicité inhérente. De plus, l'ajustement de l'observateur **HGO** est fait via un seul paramètre. **Erreur ! Source du renvoi introuvable..** Les observateurs **HGO** exposent également un compromis entre la sensibilité aux bruits de mesure et la convergence rapide [29][31]. Sur la base de ce compromis, le gain doit être augmenté dans une période transitoire pour atteindre une reconstruction rapide des états du système, car l'effet du bruit de mesure est suffisamment faible. D'autre part, la réduction des gains permet aux états internes de l'observateur d'exercer une faible influence pendant la période transitoire cela nous évitera le phénomène du pic [26][29][32]. En effet, comme rapporté dans [30][33]**Erreur ! Source du renvoi introuvable.,** les gains de l'observateur doivent être réduites afin de remédier le soi-disant «phénomène de pic» des états internes de l'observateur, qui peut se manifeste pendant la période transitoire des états et peut conduire à une déstabilisation de l'observateur. Pour faire face à tels compromis, de nombreuses solutions dans la littérature ont été proposées pour améliorer la version standard des observateurs **HGO** [26][29][31][32][34][35]. Un effort significatif est consacré dans [7][9][17] pour approximer l'observateur standard à grand gain avec des gains fixes pour l'estimation de la vitesse de la machine en exploitant une procédure appropriée pour s'attaquer aux singularités qui se produisent pendant que l'observabilité du système est perdue à basse vitesses. Cependant, comme le montrent dans [7][9][17][83][84][86]**Erreur ! Source du renvoi introuvable.,** l'observateur approximatif souffre toujours du phénomène de pic, de l'oscillation à haute fréquence et de grandes incertitudes en particulier dans les régions non observables. En effet, comme mentionné dans [17][30][31][33], de tels inconvénients sont dus à très grande valeur des gains de l'observateur qui restent inchangés même en présence de bruit de mesure.

Notre contribution dans cette thèse a consisté en l'étude de l'observation des états de la **MAS** en présence de bruit de mesure en utilisant un observateur **HGO** à gain dynamique basé sur une forme canonique. Les gains dans ce cas, seront adaptatif régis par une équation différentielle de Riccati (**RDE**), tous cela pour satisfait le compromis qui a posé entre la précision de l'observateur et sa sensibilité au bruit de mesure, et aussi le phénomène de pic.

Introduction générale

Ce mémoire de thèse est composé de quatre chapitres dont l'introduction et la conclusion, et est structuré de la façon suivante :

Dans le premier chapitre sera consacré au principe de fonctionnement et la modélisation de la **MAS**, et puis sa représentation dans les différents repères, on commence par l'obtention du model de la **MAS** dans le repère de Concordia ($\alpha - \beta$) et puis dans le repère de Park modifié ($d - q$). Pour étudier la dynamique et le comportement de la **MAS** tant aux régimes transitoires qu'au régime permanent, le choix adéquat du repère sera fait selon les objectifs de commande ou d'observation. Et puis, une étude sur la modélisation de l'onduleur et sa technique de commande **MLI** est ajouté. On clôtura ce chapitre par une conclusion.

Le deuxième chapitre nous présenterons les définitions et les concepts fondamentaux de la stabilité des systèmes dynamiques, puis on surviendra à l'étude théorique de principe de commande des systèmes non linéaire en appliquant deux types des régulateurs proportionnel-intégral (**PI**) et de type Backstepping sur la **MAS** **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**[47]et aussi l'étude et l'analyse de la convergence pour chaque type de commande. A la fin de ce chapitre, nous présenterons des résultats de simulations à l'aide de logiciel de Matlab/Simulink.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à faire quelques rappels sur le principe de l'observation d'états et les notions d'observabilité des systèmes non linéaires et une partie sera consacrée sur les observateurs et leurs différents types et leurs utilisations dans l'industrie, puis une étude particulière sera dédiée à l'observateur à grand gain dynamique et l'analyse de sa convergence en tient compte le modèle de la **MAS**.

Dans le quatrième chapitre, nous aurons présenté le modèle d'observation de la **MAS**, puis nous aurons étudié son observabilité après avoir changé les coordonnées afin d'obtenir un modèle non triangulaire observable, où nous aurons confrontés au problème de la singularité, ce qui nous a obligés d'utiliser un outil d'approximation appelé « régularisation de Tikhonov ». Puis nous présenterons des résultats de simulations à l'aide de logiciel de Matlab/Simulink pour vérifier l'observabilité de la vitesse rotorique de la **MAS** dans les conditions d'inobservabilité à basse valeur de vitesse.

En conclusion, on résume les contributions de ce mémoire de thèse comme suivante :

- Un observateur adaptatif non linéaire à grand gain est proposé pour l'estimation de la vitesse de la **MAS** en tenant compte du bruit de mesure haute fréquence.
- Pour surmonter la manifestation de compromis existant entre la sensibilité aux bruits de mesure, la convergence rapide et le phénomène de pic, les gains seront adaptatif régis par une équation dynamique de Riccati.

- L'observateur proposé est basé sur une large classe de formes observables non linéaires et non triangulaires qui sont observables pour toute entrée.
- Une approche d'approximation basée sur une technique appropriée appelée « régularisation de Tikhonov » [40] est introduite pour implémenter l'observateur proposé qui nécessite l'inversion de la matrice Jacobéenne pour permettre l'observateur fonctionne dans presque toutes les régions de fonctionnement de la MAS.
- La validité de l'observateur proposé est également confirmée par sa comparaison avec l'observateur standard à grand gain statique [7][9][17].
- Une application de la commande par Backstepping basée sur un observateur non linéaire à grand gain dynamique pour assurer un bon fonctionnement de l'entraînement à vitesse variable sans capteur mécanique est proposée.

Enfin, à la lumière des résultats obtenus, nous terminerons ce mémoire de thèse avec une conclusion générale et nous proposerons quelques perspectives.

Chapitre 1

Modélisation de la Machine Asynchrone
et Leur Alimentation

1.1 Introduction

Dans ce chapitre sera nous nous intéressons au principe de fonctionnement et la modélisation de la **MAS**. Et puis sa représentation dans les différents repères, en partant par l'obtention du model de la **MAS** dans le repère de Concordia ($\alpha - \beta$) et puis dans le repère de Park modifié ($d - q$). Pour étudier la dynamique et le comportement de la **MAS** tant aux régimes transitoires qu'au régime permanent, le choix adéquat du repère sera fait selon les objectifs de commande ou d'observation. Aussi, on introduite dans ce chapitre une étude de modélisation de l'onduleur et sa technique de commande **MLI**.

1.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le **MAS** triphasé se compose d'une partie fixe (stator) et d'autre mobile (rotor). Le stator est schématiquement constitué de trois enroulements décalés l'un de l'autre à un angle $2\pi/3$ et est soumis par un système d'alimentation de tensions triphasée équilibrés de fréquence f . Ces trois enroulements créent un champ magnétique tournant avec une pulsation de synchronisation $2\pi f/p$ qui est distribuée de manière sinusoïdale dans l'entrefer. La vitesse de synchronisme du champ magnétique tournant en (tr / min) est $60 \times f/p$ (p est le nombre de paires de pôles), [41] le rotor tourne à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme. On dit que le rotor glisse par rapport au champ magnétique tournant. Pour les **MAS** triphasée nous distinguons deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Mais, le type qui porte la dernière structure, est souvent utilisé dans l'industrie vue à son robustesse et sa fiabilité et sa durée de vie [42].

1.3 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie en admettant les hypothèses simplificatrices suivantes :

Hypothèse 1.1. *Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméabilité magnétique due aux encoches.*

Hypothèse 1.2. *Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.*

Hypothèse 1.3. *La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.*

Hypothèse 1.4. Les résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont considérées comme inchangeables.

1.4 Modèle dynamique de la machine asynchrone

Les machines asynchrones peuvent être modélisées pour plusieurs références en fonction des exigences de l'étude.

1.4.1 Equations en triphasée

Le moteur asynchrone étudié dans notre cas est une machine triphasée dont la représentation des différents enroulements statoriques et rotoriques est donnée par la **Figure 1.1**.

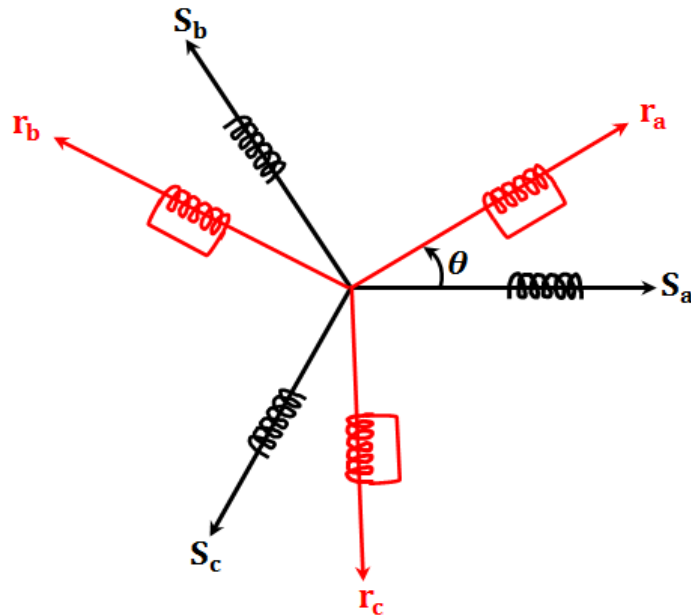


Figure 1.1 : Représentation spatiale des enroulements de la MAS

Dans le cas naturel de la MAS, les trois axes s_a, s_b, s_c sont orientés en coïncidence des axes des trois enroulements statoriques. C'est la même chose pour le rotor. L'axe s_a est considéré comme une référence, et l'angle θ est la position du rotor par rapport l'axe s_a .

L'équation de la MAS en considérant les hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment sont données par :

$$[v_{sabc}] = [\mathcal{R}_s][i_{sabc}] + \frac{d[\phi_{sabc}]}{dt} \quad (1.1)$$

$$[v_{rabc}] = [\mathcal{R}_r][i_{rabc}] + \frac{d[\phi_{rabc}]}{dt} \quad (1.2)$$

Les grandeurs $[v_{sabc}], [i_{sabc}], [\phi_{sabc}]$, représentent respectivement les tensions, les courant et les flux statoriques et les grandeurs $[v_{rabc}], [i_{rabc}], [\phi_{rabc}]$ représentent respectivement les tensions, les courant et les flux rotoriques, d'où :

$$[v_{sabc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \text{ avec } [\phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$[v_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \text{ avec } [\phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Où les matrices de résistance des enroulements du stator $[\mathcal{R}_s]$ et du rotor $[\mathcal{R}_r]$ sont définies comme suit :

$$[\mathcal{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ et } [\mathcal{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

La relation entre les flux totalisés ϕ sur les enroulements et les courants i peut être décrite par la relation suivante :

$$\begin{aligned} [\phi_{sabc}] &= [\mathcal{L}_s][i_{sabc}] + [\mathcal{M}_{sr}][i_{rabc}] \\ [\phi_{rabc}] &= [\mathcal{M}_{rs}][i_{sabc}] + [\mathcal{L}_r][i_{rabc}] \end{aligned} \quad (1.6)$$

Où $[\mathcal{L}_s]$ et $[\mathcal{L}_r]$ sont respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques :

$$[\mathcal{L}_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [\mathcal{L}_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Où l_s et l_r représentent respectivement l'inductance statorique de fuit par phase et l'inductance rotorique de fuit par phase avec m_s et m_r désignent respectivement, l'inductance mutuelle entre les deux phases statorique ou rotorique.

$[\mathcal{M}_{sr}]$, est la matrice des inductances mutuelles :

$$[\mathcal{M}_{sr}] = [\mathcal{M}_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Notons que la matrice $[\mathcal{M}_{sr}]$ dépend de la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques m_{sr} .

Remarque 1.1. Avant de passer au modèle biphasé, il est important d'expliquer les méthodes générale de transition du système triphasé au système biphasé, pour cela la partie suivante sera consacré à expliquer ces méthodes.

1.4.2 Transformation triphasé → biphasée

Vu que les équations des machins asynchrones sont des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique de la **MAS** sera relativement difficile. Pour cela, nous utilisons quelques outils mathématiques pour nous permettre de formuler le modèle de **MAS** sous une autre forme appropriée qui sera régie par des équations différentielles à coefficients constants appelé modèle de Park, ce type de modèle exhibera une simplicité pour maîtriser la **MAS**, et permettra d'obtenir une représentation équivalente à celle en triphasé. Dans la suite, on commence par une transformation de Concordia et puis la transformation de Park. [41]

a) Transformation de Concordia

La transformation de Concordia du modèle de la **MAS** est réalisée grâce à la matrice de transformation suivante :

$$[T_{\alpha\beta}] = K_T \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \text{ avec } K_T = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (1.9)$$

Remarque 1.2. La dernière ligne est liée à la composante homopolaire X_0 qui prend une valeur nulle pour les systèmes équilibré.

On donne les relations de transformation suivantes:

$$[T_{\alpha\beta}]^{-1} = [T_{\alpha\beta}]^T \quad (1.10)$$

$$[X_{\alpha\beta}] = [T_{\alpha\beta}][X_{abc}] \text{ et } [X_{abc}] = [T_{\alpha\beta}]^T [X_{\alpha\beta}] \quad (1.11)$$

b) Transformation de Park

En utilisant la matrice de rotation $[R(\eta)]$ suivante :

$$[R(\eta)] = \begin{bmatrix} \cos(\eta) & \sin(\eta) & 0 \\ -\sin(\eta) & \cos(\eta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

La relation entre le vecteur $[X_{\alpha\beta}]$ et le vecteur $[X_{dq}]$ sont données comme suit :

$$[R(\eta)]^{-1} = [R(\eta)]^T = [R(-\eta)] \quad (1.13)$$

$$[X_{dq}] = [R(\eta)][X_{\alpha\beta}] \text{ et } [X_{\alpha\beta}] = [R(\eta)]^T[X_{dq}] \quad (1.14)$$

et nous définissons la matrice de Park $[P(\eta)]$ comme suit :

$$[P(\eta)] = [R(\eta)][T_{\alpha\beta}] = K_T \begin{bmatrix} \cos(\eta) & \cos\left(\eta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\eta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\eta) & -\sin\left(\eta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\eta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Les propriétés suivantes sont vérifiées :

$$[P(\eta)]^{-1} = K_T \begin{bmatrix} \cos(\eta) & -\sin(\eta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\eta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\eta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\eta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\eta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$[P(\eta)] \frac{d[P(\eta)]^{-1}}{dt} = \frac{d\eta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

1.4.3 Equations en biphasée

En appliquant les transformations précédentes au modèle dynamique de la **MAS**, on trouve trois choix de références importants peuvent être utilisés selon l'objectif de l'étude :

- **Repère lié au champ tournant ($d - q$)** : Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.
- **Repère lié au stator ($\alpha - \beta$) ou repère stationnaire** : Cette méthode retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
- **Repère lié au rotor ($x - y$)** : Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude des grandeurs rotoriques. [42]

1.4.3.1 Référentiel lié au champ tournant ($d - q$)

Le champ tournant est le champ crée par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit le repère lié au champ tournant alors on a :

$\frac{d\eta}{dt} = \omega_s$ pour les grandeurs statoriques et $\frac{d\eta}{dt} = \omega_{sl}$ pour les grandeurs rotoriques. Alors d'après (1.17) on a :

$$[P(\theta_s)] \frac{d[P(\theta_s)]^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } [P(\theta_{sl})] \frac{d[P(\theta_{sl})]^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} & 0 \\ \omega_{sl} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\omega_s = \omega_{sl} + \omega \Rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega \text{ et } \omega = p\Omega \quad (1.18)$$

a) Equations électriques

Les équations électriques de la **MAS** dans un repère de Park lié au champ tournant sont :

$$\begin{aligned} [P(\theta_s)]^{-1} [v_{sdqo}] &= [\mathcal{R}_s] [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdqo}]) \\ [P(\theta_{sl})]^{-1} [v_{rdqo}] &= [\mathcal{R}_r] [P(\theta_{sl})]^{-1} [i_{rdqo}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{sl})]^{-1} [\phi_{rdqo}]) \end{aligned} \quad (1.19)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_{sdqo}] &= [P(\theta_s)] [\mathcal{R}_s] [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdqo}]) \\ [v_{rdqo}] &= [P(\theta_{sl})] [\mathcal{R}_r] [P(\theta_{sl})]^{-1} [i_{rdqo}] + [P(\theta_{sl})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{sl})]^{-1} [\phi_{rdqo}]) \end{aligned} \quad (1.20)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow [v_{sdqo}] &= [\mathcal{R}_s] [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d[P(\theta_s)]^{-1}}{dt} [\phi_{sdqo}] + \frac{d[\phi_{sdqo}]}{dt} \\ [v_{rdqo}] &= [\mathcal{R}_r] [i_{rdqo}] + [P(\theta_{sl})] \frac{d[P(\theta_{sl})]^{-1}}{dt} [\phi_{rdqo}] + \frac{d[\phi_{rdqo}]}{dt} \end{aligned} \quad (1.21)$$

Donc les équations de tension de la machine asynchrone dans le repère ($d - q$) sont :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$\begin{aligned}
v_{rd} = 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{rq} \\
v_{rq} = 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \phi_{rd}
\end{aligned} \tag{1.23}$$

Les flux totalisés :

$$\begin{aligned}
\phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
\phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
\phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
\phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
\end{aligned} \tag{1.24}$$

Où $L_s = l_s - m_s$ et $L_r = l_r - m_r$ avec $M = \frac{3}{2} m_{sr}$

b) Equations mécaniques

L'expression du couple électromagnétique de la MAS est donnée par :

$$T_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \tag{1.25}$$

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale du Newton de mouvement, elle s'écrit donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - b\Omega \tag{1.26}$$

c) Expression en modèle d'état de la MAS

La catégorie du système considéré dans ce travail, consiste à définir la dynamique de vecteur d'état ζ pour le model d'états, et l'entrée u de système et l'équation de sorties y .

Remarque 1.3. [44] Généralement, dans le cas de commande de la MAS avec capteur mécanique de la vitesse de rotation, cette vitesse peut être considérée comme une sortie, et le couple de charge est considéré comme une entrée inconnue.

Remarque 1.4. [44] Dans le cas de commande sans capteur de vitesse, il est nécessaire d'estimer le couple de charge T_L . Où le vecteur d'état ζ est étendu en introduisant le couple de charge comme variable d'état. Nous supposons que le couple de charge est considéré comme une constante par morceau qui se traduit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dT_L}{dt} = 0 \quad (1.27)$$

Le vecteur d'entrée est donc constitué de la tension d'alimentation de la **MAS**, et le vecteur d'état se compose de quantités électriques (courants), magnétiques (flux) et mécaniques (vitesse et couple de charge).

D'abord la relation entre les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (1.24) est donnée comme suivante :

$$\begin{aligned} i_{rd} &= \frac{1}{L_r} \phi_{rd} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} &= \frac{1}{L_r} \phi_{rq} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{aligned} \quad (1.28)$$

Pour les flux statoriques en fonction des courants statorique et les flux rotoriques est :

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} &= \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_{rq} \end{aligned} \quad (1.29)$$

En substituant les relations (1.22) et (1.23), on aboutira aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -K_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + K_2 \phi_{rd} + K_3 \Omega \phi_{rq} + m v_{sd} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = K_4 i_{sd} - K_5 \phi_{rd} + \omega_{st} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = K_4 i_{sq} - K_5 \phi_{rq} - \omega_{st} \phi_{rd} \end{cases} \quad (1.30)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sq}}{dt} = -K_1 i_{sq} - \omega_s i_{sd} + K_2 \phi_{rq} - K_3 \Omega \phi_{rd} + m v_{sq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = K_6 (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - K_8 T_L - K_7 \Omega \\ \frac{dT_L}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.31)$$

Où :

$$\begin{aligned} K_1 &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right), K_2 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{T_r L_r} \right), K_3 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{P}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right), K_4 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{M}{T_r}, K_5 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{T_r} \\ K_6 &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{pM}{J L_r}, K_7 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{b}{J}, K_8 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{J}, \sigma \stackrel{\text{def}}{=} 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, T_r \stackrel{\text{def}}{=} \frac{L_r}{R_r}, m \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

1.4.3.2 Référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$)

Si on choisit le repère lié au stator alors on a :

$\frac{d\eta}{dt} = \mathbf{0}$ pour les grandeurs statoriques et $\frac{d\eta}{dt} = \omega$ pour les grandeurs rotoriques et à partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit :

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{aligned} \quad (1.32)$$

$$\begin{aligned} v_{r\alpha} &= \mathbf{0} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + P\Omega\phi_{r\beta} \\ v_{r\beta} &= \mathbf{0} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - P\Omega\phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (1.33)$$

Les flux totalisés de la MAS :

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{aligned} \quad (1.34)$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère ($\alpha - \beta$) peut être donnée par :

$$T_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.35)$$

L'équation de la vitesse restant inchangée (1.26).

a) Expression en modèle d'état

En suivant les mêmes étapes que dans le système de référence précédent pour écrire le système d'équations sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -K_1 i_{s\alpha} + K_2 \phi_{r\alpha} + K_3 \Omega \phi_{r\beta} + m v_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = K_4 i_{s\alpha} - K_5 \phi_{r\alpha} - p \Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = K_4 i_{s\beta} + p \Omega \phi_{r\alpha} - K_5 \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (1.36)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{s\beta}}{dt} = -K_1 i_{sq} + K_2 \phi_{r\beta} - K_3 \Omega \phi_{r\alpha} + m v_{s\beta} \\ \frac{d\Omega}{dt} = K_6 (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - K_8 T_L - K_7 \Omega \\ \frac{dT_L}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.37)$$

1.5 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone

L'alimentation par un onduleur de tension à deux niveaux piloté par la technique **MLI**, s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension ou le courant d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés. [45]

1.5.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est une structure utilisée pour l'alimentation en tension de la **MAS** pour varier la vitesse rotorique via une technique de commande, L'onduleur de tension à deux niveau est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence du système à piloter, chaque bras compte deux composants de l'électronique de puissance **IGBT** munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la **MAS** une fois l'un ou des interrupteurs $\{T_i \mid i = 1 \dots 6\}$ sont ouverts. La **Figure 1.2** présente un schéma d'alimentation pour la **MAS** avec un onduleur de tension.

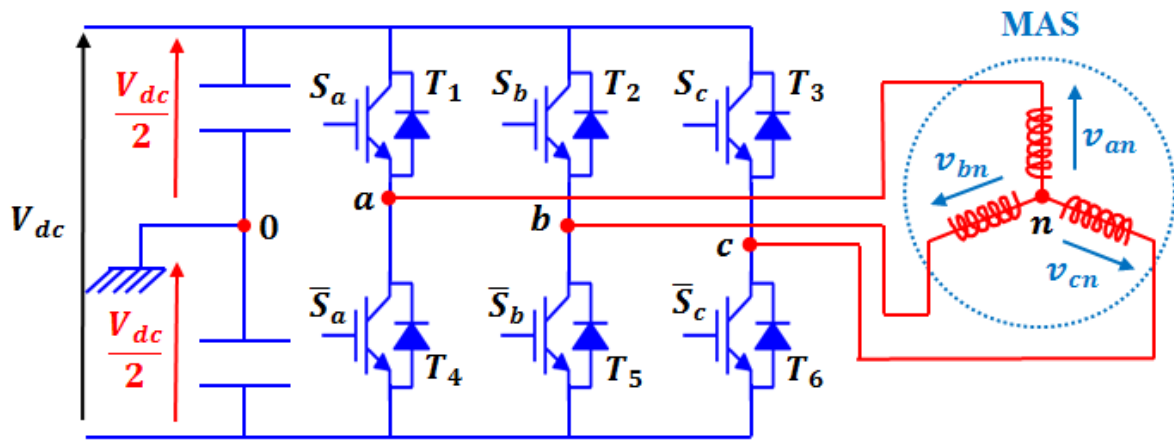


Figure 1.2 : L'onduleur de tension associé à la **MAS**

L'état des interrupteurs $\{T_1, T_2, \dots, T_6\}$, supposés parfaits peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande $\{S_a, S_b, S_c\}$:

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur des demies branches haut (a, b ou c) fermé.

- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur des demies branches haut (a, b ou c) ouvert.

Soit " n " le point neutre du coté alternatif **MAS**, alors les trois tensions composées : v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} &= v_{cn} - v_{an} \end{aligned} \quad (1.38)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$), on aura donc :

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} &= \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} &= \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{aligned} \quad (1.39)$$

En faisant apparaître le point " 0 ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} &= v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} &= v_{co} - v_{ao} \end{aligned} \quad (1.40)$$

En substituant (1.40) dans (1.39) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

Notez que :

$$\begin{aligned} v_{ao} &= v_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} \right) \\ v_{bo} &= v_{dc} \left(S_b - \frac{1}{2} \right) \\ v_{co} &= v_{dc} \left(S_c - \frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (1.42)$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

1.5.2 Principe de la stratégie de commande

La **Figure 1.3** illustre les principaux composants de la technique de commande par **MLI**, cette technique de commande régénère la tension de référence en sortie de l'onduleur suivant l'ordre de générateur de l'onde de référence, telle que la tension de référence régénérée par la technique **MLI** est ensuite comparée à un signal en dent de scie de haute fréquence produit via le générateur de porteuse.

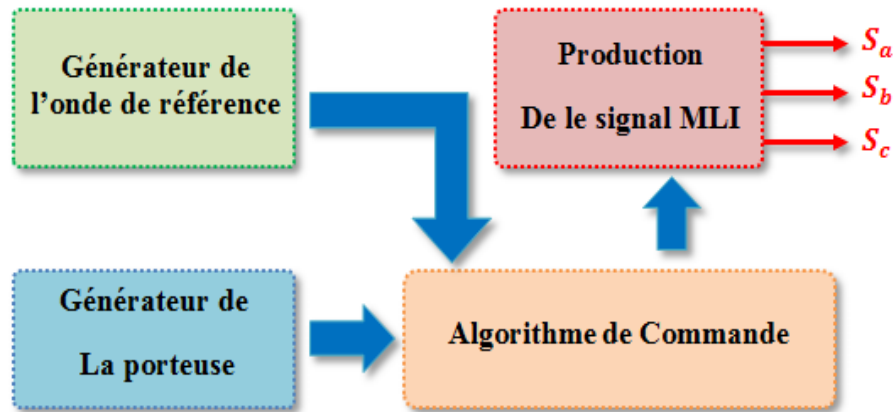


Figure 1.3 : Principe de la commande **MLI**

La **Figure 1.4** montre le résultat de la simulation de la commande **MLI**, à chaque interaction entre le signal de référence v_{sabc}^* et la porteuse, l'algorithme de commande envoie un ordre d'ouverture ou de fermeture des **IGBTs**. [46]

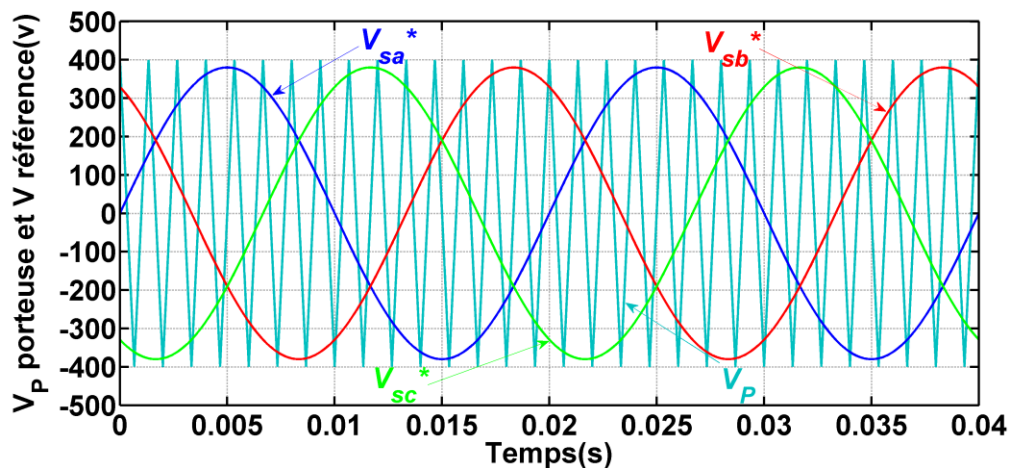


Figure 1.4 : Les différents signaux de la stratégie **MLI** sinus-triangle

La **Figure 1.5** illustre les signaux **MLI** par lesquels l'onduleur va reproduire une tension équivalente à celle de référence.

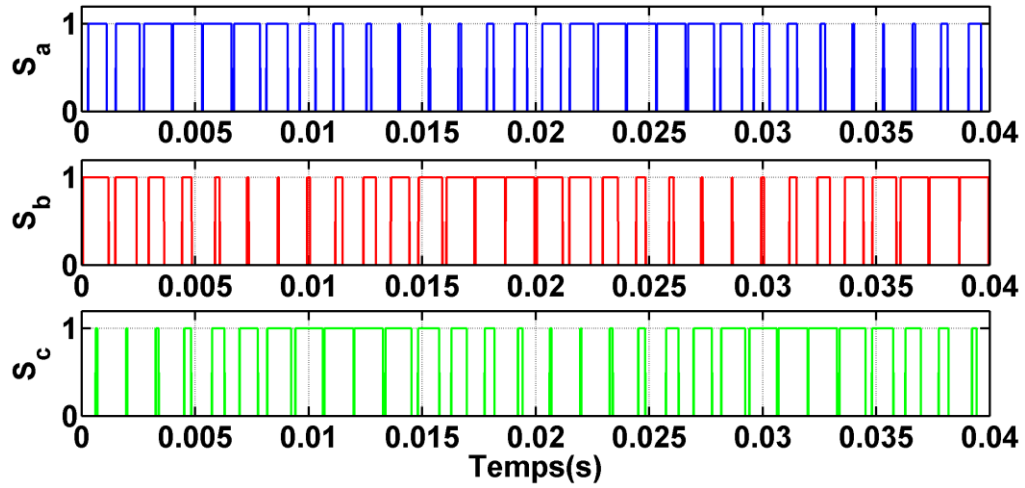
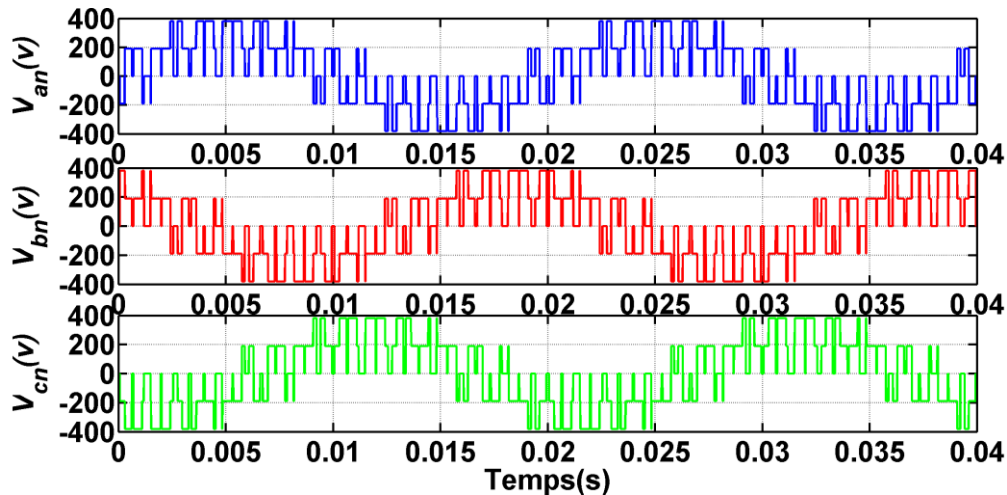


Figure 1.5 : Le signal MLI

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m_p , et le taux de modulation r_p sont donnés les relations suivantes :

$$\begin{aligned} m_p &= \frac{f_p}{f_{ref}} \\ r_p &= \frac{V_{ref}}{V_p} \end{aligned} \quad (1.44)$$

Où f_{ref} et f_p représentent respectivement les fréquences de référence et de modulation avec V_{ref} et V_p représentent respectivement les amplitudes de la tension de référence et la valeur maximale de porteuse. La **Figure 1.6** montre les tensions fournies par l'onduleur.

Figure 1.6 : Les tensions fournies par l'onduleur avec $m_p = 25$ et $r_p = 0.95$

1.6 Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. L'algorithme est testé dans l'environnement **MATLAB**. Les paramètres de la **MAS** présentées dans le **Tableau 1.1**.

<i>Paramètres</i>	<i>symboles</i>	<i>valeur</i>	<i>Unité</i>
<i>Puissance</i>	<i>P</i>	1500	<i>W</i>
<i>Vitesse nominale</i>	Ω	1445	<i>tr/min</i>
<i>Couple de charge nominale</i>	<i>T_L</i>	9	<i>N.m</i>
<i>Tension d'alimentation</i>	<i>U</i>	380	<i>V</i>
<i>Nombre de paires de pôles</i>	<i>p</i>	2	/
<i>Résistance statorique</i>	<i>R_s</i>	4.29	Ω
<i>Résistance rotorique</i>	<i>R_r</i>	2.87	Ω
<i>Inductance cyclique du stator</i>	<i>L_s</i>	0.6458	<i>H</i>
<i>Inductance cyclique du rotor</i>	<i>L_r</i>	0.6257	<i>H</i>
<i>Inductance mutuelle cyclique</i>	<i>M</i>	0.6114	<i>H</i>
<i>Moment d'inertie</i>	<i>J</i>	0.015	<i>Kg.m²</i>
<i>Coefficient de frottement</i>	<i>b</i>	0.0059	<i>N.m.s/rad</i>

Tableau 1.1 : Paramètres de la machine utilisée

a) La MAS est alimentée directement par le réseau publique

La **MAS** est alimenté par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

$$\begin{aligned}
 v_{sa} &= V_M \sin(\omega_s t) \\
 v_{sb} &= V_M \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_{sc} &= V_M \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{1.45}$$

Les **Figure 1.7** représentent l'évolution des caractéristiques de la **MAS** alimentée directement par une source purement sinusoïdale et équilibrée, suivi de l'application d'une charge mécanique $T_L = 9 \text{ N.m}$ durant l'intervalle de temps $t \in [4\text{s}, 9\text{s}]$.

Au démarrage, la **Figure 1.7** illustre l'évolution de la vitesse rotorique de la **MAS**, qui s'évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint d'une valeur très proche de celle du synchronisme vaut 156.75 rad/s , Le début du régime permanent commence à $t \approx 0.4\text{s}$.

La **Figure 1.8** présente l'évolution du couple électromagnétique, au début, le couple de la **MAS** atteint sa valeur maximale de 42.27 N.m et présente des oscillations qui disparaissent à temps de 0.1s où il rejoint 27.62 N.m , puis il diminue d'une façon

presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de $0.87N.m$, qui est due aux frottements.

La **Figure 1.9** exhibe l'évolution du courant statorique i_{sa} , un dépassement excessif marqué induisant de fort appel de courant au démarrage, mais qui disparaissent au bout de $0.1s$ pour donner lieu à des formes parfaitement sinusoïdales. La **Figure 1.10** montre l'évolution des courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse, tandis, des faibles oscillations remarquées au niveau de ces derniers qui disparaissent au bout de $0.1s$. La **Figure 1.11** montre l'évolution des flux rotoriques, on remarque qu'elle est presque analogue à celle du couple électromagnétique, on constate que le régime transitoire des composantes du flux (d) et (q) se stabilisent respectivement à $-1.398Wb$ et à $-0.014Wb$.

En appliquant une couple de charge d'une valeur égale à $T_L = 9N.m$ à partir de l'instant $t = 4s$, on remarque que la vitesse et les courants selon ($d - q$) diminuent et se stabilisent respectivement à $153.18 rad/s$, $i_{sd} = -2.57A$ et $i_{sq} = -3.5A$, par contre des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques et par les flux rotoriques selon ($d - q$), qui se stabilisent respectivement à $T_e = 9.85N.m$ (légèrement supérieur au couple de charge), $i_{sa} = 3.6A$, $\phi_{rd} = -1.34Wb$ et $\phi_{rq} = 0.137Wb$ ce qu'il explique le couplage entre les axes direct et quadratique de la MAS.

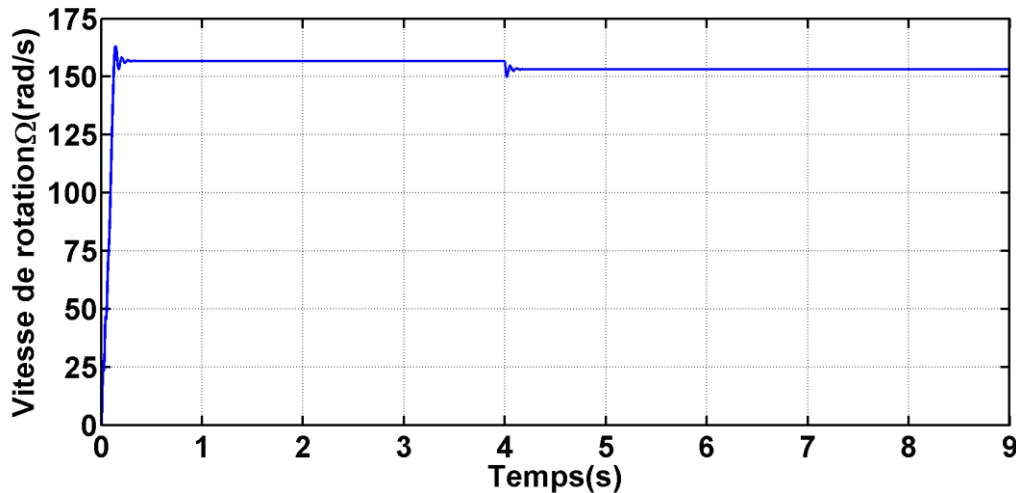


Figure 1.7 : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 4s$, la machine alimentée par le réseau

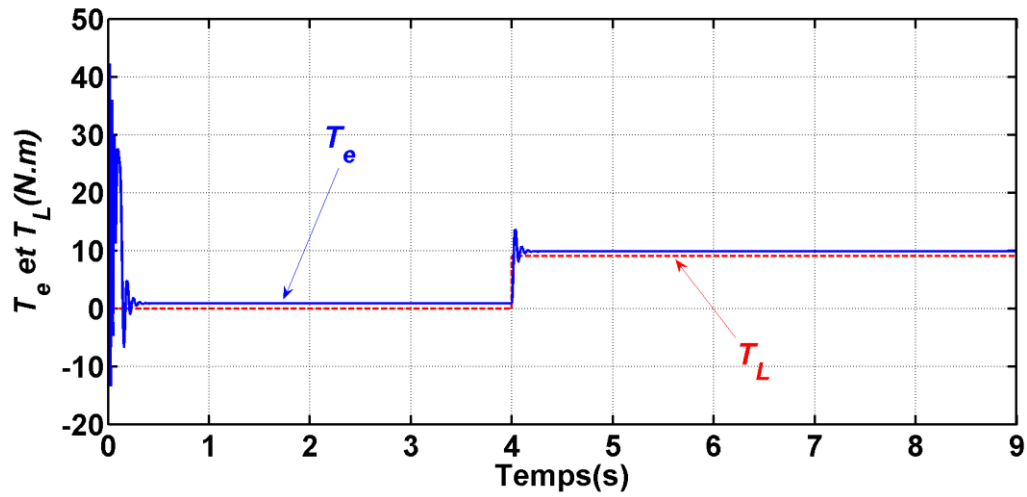


Figure 1.8 : Réponse du couple électromagnétique la machine alimentée par le réseau

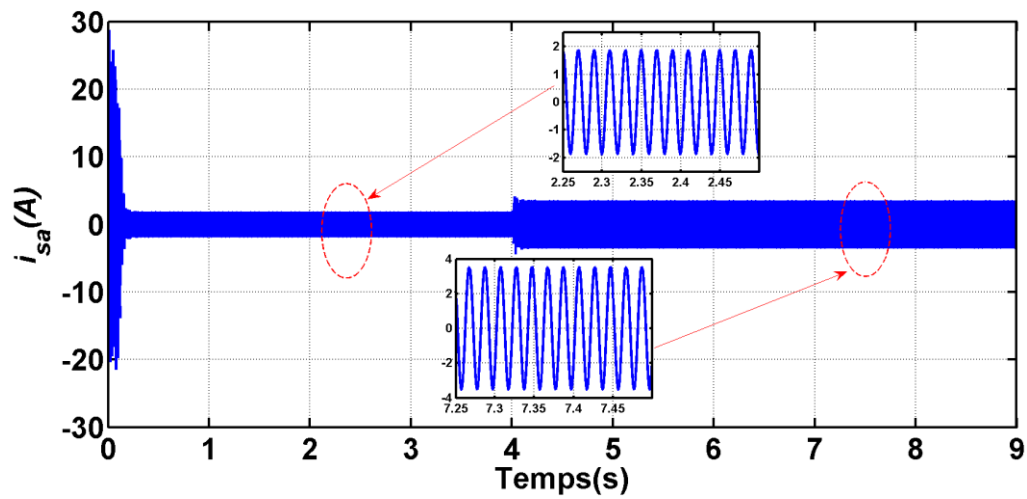


Figure 1.9 : Composant du courants statoriques selon l'axe s_a la machine alimentée par le réseau

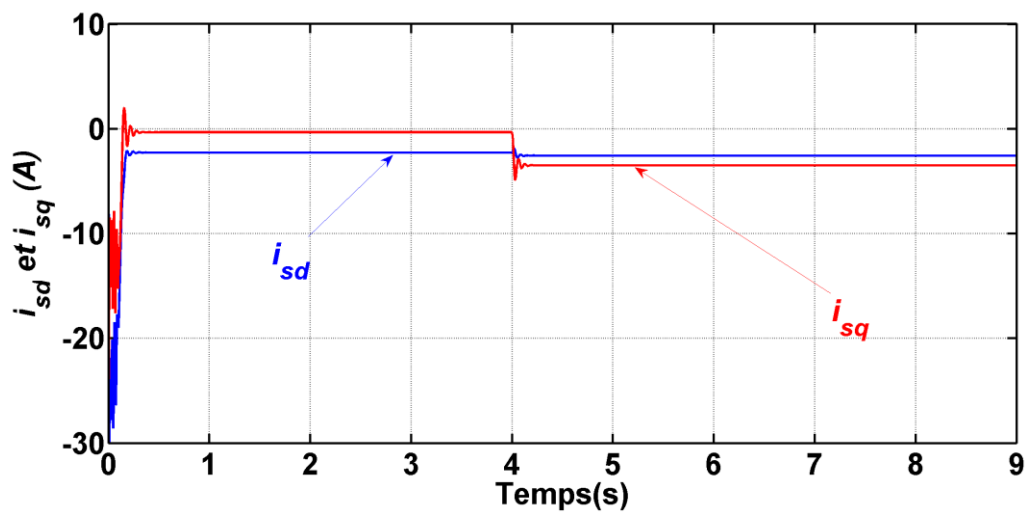


Figure 1.10 : Composants du courants statoriques selon les axes d et q la machine alimentée par le réseau

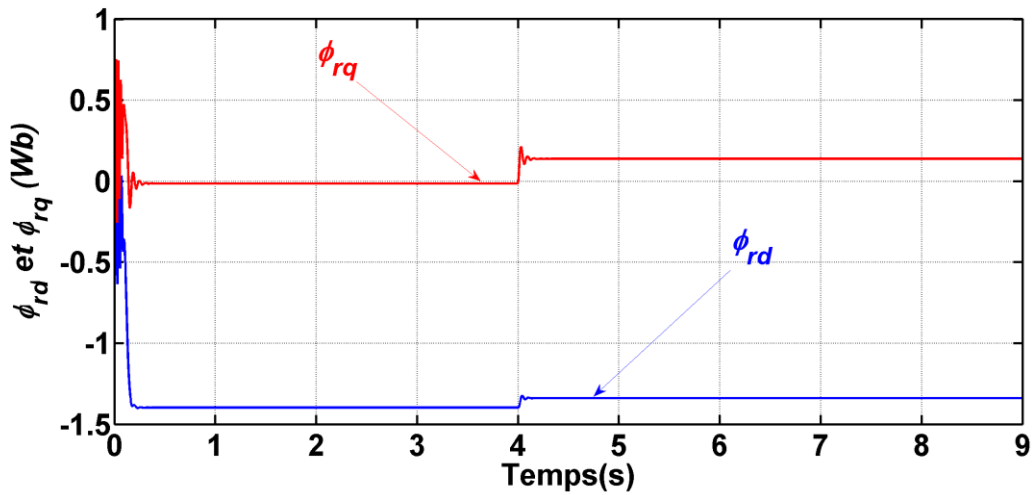


Figure 1.11 : Composants du flux rotorique selon les axes d et q la machine alimentée par le réseau

b) La MAS est alimentée via un onduleur

Les Figure 1.12 représentent l'évolution des caractéristiques de la MAS alimentée par un onduleur de tension à commande MLI sinus-triangle dont $r_p = 0.95$ et $m_p = 25$, suivi de l'application des charges $T_L = 9N.m$ entre la plage de temps $t \in [4s, 9s]$.

Les résultats obtenus dans ce cas-là, sont approximativement similaires avec ceux obtenus par une alimentation purement sinusoïdale. Cependant, ces figures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature, montrent que cette procédure d'alimentation engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs et MLI, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

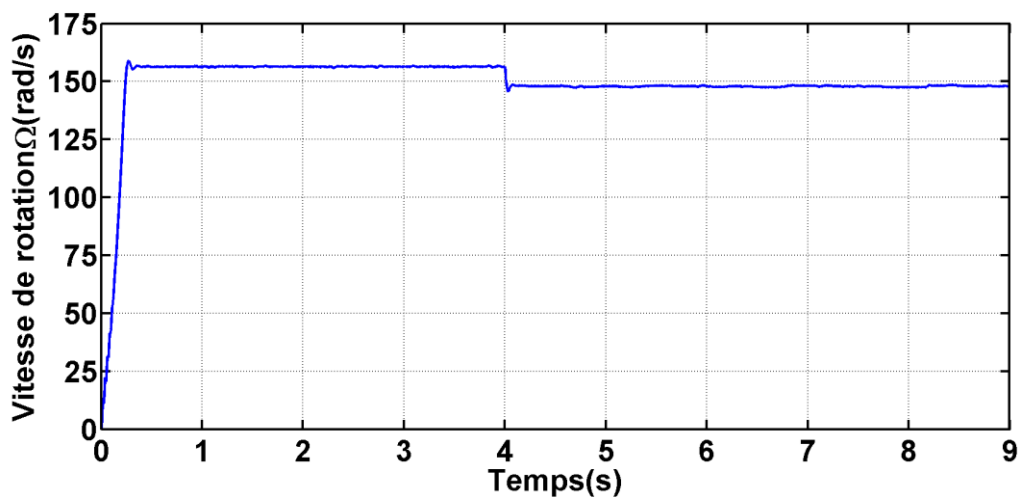


Figure 1.12 : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 4s$, la machine alimentée par l'onduleur

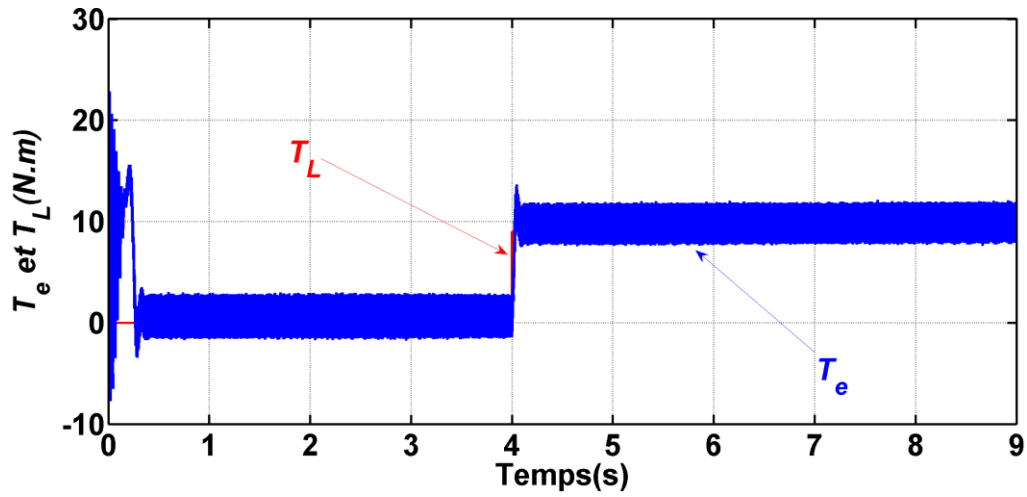


Figure 1.13 : Réponse du couple électromagnétique la machine alimentée par l'onduleur

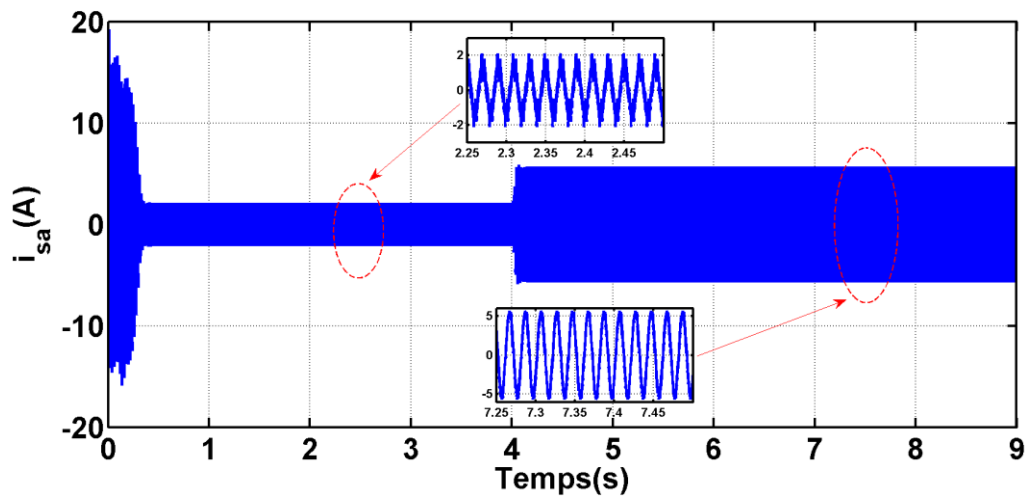


Figure 1.14 : Composant du courants statoriques selon l'axe s_a la machine alimentée par l'onduleur

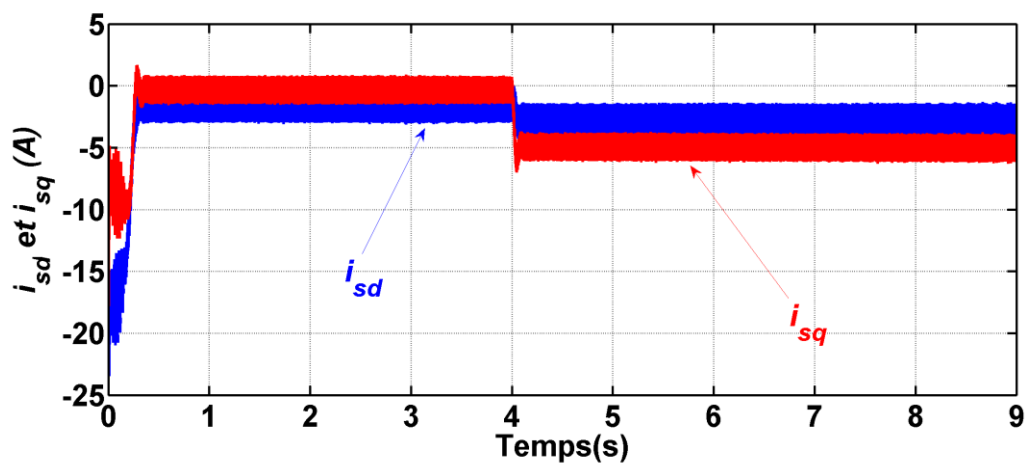


Figure 1.15 : Composants du courants statoriques selon les axes d et q la machine alimentée par l'onduleur

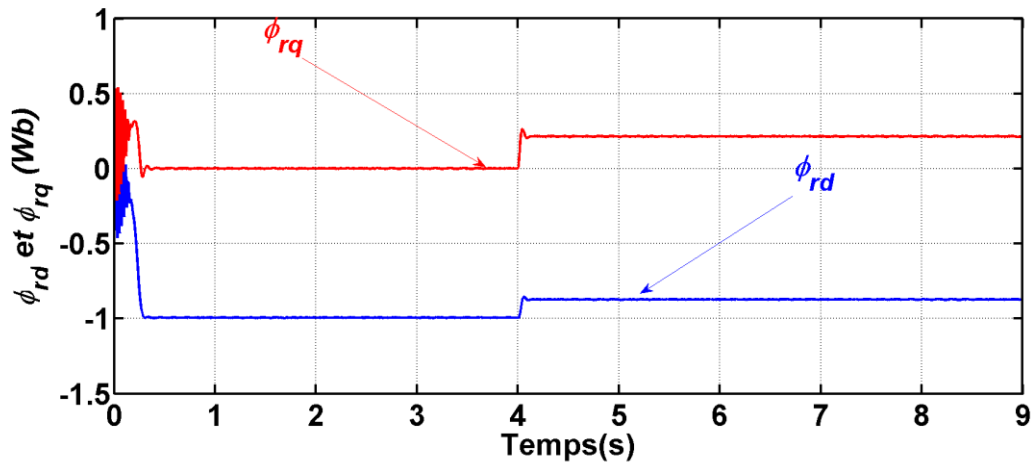


Figure 1.16 : Composants du flux rotorique selon les axes d et q la machine alimentée par l'onduleur

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons formé un modèle de la **MAS** pour le repère lié au champ tournant ($d - q$), et cette étape est importante pour l'application de différentes techniques de commande telle que la commande vectorielle. L'utilisation de ce type de modèle, va nous permet de maîtriser les grandeurs électriques et magnétiques de la **MAS** et va nous faciliter appliquer la technique d'orientation du flux rotorique et puis la commande de vitesse. Aussi, nous avons formé un modèle de la **MAS** pour le repère stationnaire ($\alpha - \beta$) afin de l'utiliser pour concevoir l'observateur à grand gain, de plus ce type de modèle ne contient pas la vitesse de glissement ce qui va minimiser la complexité du modèle. Finalement, nous avons modélisé l'onduleur, qui est considéré comme la partie essentielle pour alimenter la **MAS**, puis nous avons présenté les résultats de simulation avec et sans onduleur, afin d'étudier l'effet de l'introduction de l'onduleur sur la chaîne de commande et notamment sur le fonctionnement de la machine et lors association avec l'observateur.

Chapitre 2

Commande de la Machine Asynchrone

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous appliquerons la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique sur la **MAS**, puis, deux types de régulateurs (**PI et Backstepping**) seront invités et comparés, et puisque l'étude de ce type de contrôle lié à la stabilité, au sens de Lyapunov, à la convergence et la nature de la machine en tant que système dynamique non linéaire, nous devons consacrer une partie initiale à définir quelques concepts et définitions sur la théorie de la stabilisation de système dynamique.

2.2 Stabilité des systèmes dynamiques

Dans cette section nous fournissons quelques définitions et théorèmes de base concernant l'étude de stabilité au sens de Lyapunov d'un système de dimension finie. Considérons l'équation différentielle suivante :

$$\dot{\zeta}(t) = f(\zeta(t), t), \quad \zeta(t_0) = \zeta_0 \quad (2.1)$$

où $\zeta(t) \in \mathbb{R}^n$ est l'état du système, et $\zeta(t, t_0, \zeta_0)$ la solution à l'instant $t \geq t_0$ du système (2.1) initialisée en ζ_0 à l'instant t_0 .

Hypothèse 2.1. *Nous supposons que le système (2.1) possède un unique point d'équilibre ζ_e . Ceci nous mène à présenter les définitions de la stabilité du système (2.1) autour de ce point.*

Définition 2.1. [50] *On dit qu'un état ζ_e est un point d'équilibre du système (2.1) si pour tout instant $t \geq t_0$ l'état du système $\zeta(t) = \zeta_e$. Le point d'équilibre ζ_e vérifie $f(\zeta_e) = 0$.*

Définition 2.2. [50][51] *On dit qu'un point d'équilibre ζ_e est stable au sens de Lyapunov pour (2.1) si $\forall \varepsilon > 0, \forall t_0 \geq 0$ il existe un scalaire positif $\delta(\varepsilon, t_0)$ tel que :*

$$\|\zeta_0 - \zeta_e\| < \delta(\varepsilon, t_0) \Rightarrow \|\zeta(t, t_0, \zeta_0) - \zeta_e\| < \varepsilon, \forall t \geq t_0$$

On dit que le point ζ_e est instable dans le cas contraire.

Définition 2.3. [50][51] *Le point d'équilibre ζ_e uniformément stable pour (2.1) si $\forall \varepsilon > 0$ il existe un scalaire positif $\delta(\varepsilon)$ tel que :*

$$\|\zeta_0 - \zeta_e\| < \delta(\varepsilon) \Rightarrow \|\zeta(t, t_0, \zeta_0) - \zeta_e\| < \varepsilon, \forall t \geq t_0$$

Définition 2.4. [50][51] *Le point d'équilibre ζ_e est attractif si $\forall \varepsilon > 0$ il existe un scalaire positif $\delta(\varepsilon)$ tel que :*

$$\|\zeta_0 - \zeta_e\| < \delta(\varepsilon) \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|\zeta(t, t_0, \zeta_0) - \zeta_e\| = 0, \quad \forall t \geq t_0$$

Lorsque $\delta(\varepsilon) \rightarrow \infty$, on dit que le point d'équilibre ζ_e est globalement attractif.

Définition 2.5. [50][51] *Le point d'équilibre ζ_e est asymptotiquement (globalement asymptotiquement) stable pour (2.1) s'il est stable et attractif (globalement attractif).*

Définition 2.6. [50][51] *Le point d'équilibre ζ_e est exponentiellement stable s'il existe $\alpha > 0, \beta > 0$ et $\gamma > 0$ tels que :*

$$\|\zeta_0 - \zeta_e\| < \gamma \Rightarrow \|\zeta(t, t_0, \zeta_0) - \zeta_e\| < \beta \|\zeta_0 - \zeta_e\| e^{-\alpha(t-t_0)}, \quad \forall t \geq t_0$$

Si cette définition est remplie pour tout $\zeta_0 \in \mathbb{R}^n$ on dit que le point d'équilibre ζ_e est globalement exponentiellement stable.

Maintenant nous étudierons le problème de la stabilité asymptotique non pas pour un point mais pour un voisinage d'un point ζ_e approché par une petite boule B_r de rayon $r > 0$ et centre ζ_e avec $B_r = \{\zeta \in \mathbb{R}^n \mid \|\zeta - \zeta_e\| \leq r\}$

Définition 2.7. [52] *Le système (2.1) sont globalement uniformément bornées si ζ borné pour tout ζ_0 borné.*

Définition 2.8. [52] *B_r uniformément stable pour (2.1) si $\forall \varepsilon > r$ il existe un scalaire positif $\delta(\varepsilon)$ tel que :*

$$\|\zeta_0 - \zeta_e\| < \delta(\varepsilon) \Rightarrow \|\zeta(t, t_0, \zeta_0) - \zeta_e\| < \varepsilon, \quad \forall t \geq t_0$$

La petite boule B_r est globalement uniformément stable s'il est uniformément stable et que les solutions du système (2.1) sont globalement uniformément bornées.

Définition 2.9. [52] *La petite boule B_r est globalement uniformément attractif si pour tout $\varepsilon > r$ et $\gamma > 0$, il existe $T(\varepsilon, \gamma) > 0$ tel que pour tout $t_0 \geq 0$:*

$$\|\zeta_0 - \zeta_e\| < \gamma \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|\zeta(t, t_0, \zeta_0) - \zeta_e\| \leq r, \quad \forall t \geq t_0 + T$$

C'est-à-dire que l'état du système peut évoluer vers n'importe quel point dans B_r .

Définition 2.10. [52][87][89] Le système (2.1) est globalement uniformément pratiquement asymptotiquement stable s'il existe $r \geq 0$ tel que, B_r est globalement uniformément stable et globalement uniformément attractif.

Définition 2.11. [52][53] La petite boule B_r est globalement uniformément exponentiellement stable s'il existe $\gamma > 0$ et $k \geq 0$ tel que pour tout $t_0 \geq 0$ et $\zeta_0 \in \mathbb{R}^n$:

$$\|\zeta(t, t_0, \zeta_0) - \zeta_e\| \leq r + k\|\zeta_0 - \zeta_e\|\exp(-\gamma(t - t_0))$$

Le système (2.1) est globalement uniformément pratiquement exponentiellement stable s'il existe $r > 0$ tel que, B_r est globalement uniformément exponentiellement stable.

Remarque 2.1.[53][54] Lorsque $r = 0$, dans ce cas B_r est un point d'équilibre, alors on pointe la définition classique de la stabilité exponentielle.

a) Méthode directe de Lyapunov

La méthode directe de Lyapunov permet à l'analyser de la stabilité d'un système autour d'un point d'équilibre sans le résoudre exactement, et donne nous des informations sur la stabilité du système ou la nature de cette stabilité.

Définition 2.12. [51] Soit $V(e_\zeta, t) : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^+$ une fonction continue et $e_\zeta = \zeta - \zeta_e$, V est dite propre définie positive si :

- $\forall t \in \mathbb{R}^+, \forall e_\zeta \in \mathbb{R}^n, e_\zeta \neq 0 \quad V(e_\zeta, t) > 0$
- $\forall t \in \mathbb{R}^+, V(e_\zeta, t) = 0 \Rightarrow e_\zeta = 0$
- $\forall t \in \mathbb{R}^+, \lim_{\|e_\zeta\| \rightarrow \infty} V(e_\zeta, t) = \infty$

Définition 2.13. [51] Une fonction $V(e_\zeta, t)$ de classe $\mathcal{C}^1$ est une fonction de Lyapunov locale (globale) au sens large pour le système (2.1) si elle est propre définie positive et s'il existe un voisinage $\mathcal{V}_0$ de l'origine tel que $\forall e_\zeta \in \mathcal{V}_0$ ($e_\zeta \in \mathbb{R}^n$) :

$$\dot{V}(e_\zeta, t) = \frac{\partial V(e_\zeta, t)}{\partial t} + \left(\frac{\partial V(e_\zeta, t)}{\partial e_\zeta} \right) f(\zeta(t), t) \leq 0 \quad (2.2)$$

Si $\dot{V}(e_\zeta, t) < 0$, alors V est appelée fonction de Lyapunov au sens strict pour (2.1).

Définition 2.14. [51] Si le système (2.1) admet une fonction de Lyapunov locale au sens large (au sens strict) alors le point d'équilibre localement stable (asymptotiquement stable).

Ce résultat peut être validé globalement $\forall \zeta \in \mathbb{R}^n$.

Définition 2.15. [51] le point d'équilibre ζ_e de (2.1) est localement exponentiellement stable s'il existe des constantes $\alpha, \beta, \gamma > 0, p \geq 0$ et une fonction $V(e_\zeta, t) : \mathcal{V}_0 \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^+$ de classe $\mathcal{C}^1$ telles que $\forall e_\zeta \in \mathcal{V}_0$:

- $\alpha \|e_\zeta\|^p \leq V(e_\zeta, t) \leq \beta \|e_\zeta\|^p$
- $\dot{V}(e_\zeta, t) \leq -\gamma V(e_\zeta, t)$

Si $\mathcal{V}_0 = \mathbb{R}^n$, alors le point d'équilibre ζ_e de (2.1) est globalement exponentiellement stable.

2.3 Principe de commande des systèmes non linéaires

Maintenant, nous cherchons à résoudre un problème de suivi des systèmes non linéaire multi-variables décrits par les équations d'état et de sortie suivante :

$$\begin{aligned}\dot{\zeta}(t) &= f(\zeta(t), u(t)) \\ y(t) &= h(\zeta(t))\end{aligned}\tag{2.3}$$

Où $\zeta(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}$ et $y(t) \in \mathbb{R}$ désignent respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système avec $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ et $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$

Le problème principal à propos de contrôle de ce type de système est de trouver un système de référence pour l'état et la sortie de sorte que ce système soit un état d'équilibre, et cela n'est réalisé que dans certaines conditions déterminées par la nature du système et l'algorithme utilisé pour former la dynamique de l'erreur de suivi (c'est-à-dire afin d'assurer les conditions de stabilité pour le système d'erreur), c'est pourquoi nous définissons le système d'état de référence comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\zeta}}(t) &= f(\bar{\zeta}(t), \bar{u}(t)) \\ \bar{y}(t) &= h(\bar{\zeta}(t))\end{aligned}\tag{2.4}$$

Où $\bar{\zeta}(t) \in \mathbb{R}^n$, $\bar{u}(t) \in \mathbb{R}$ et $\bar{y}(t) \in \mathbb{R}$ désignent respectivement l'état de référence, l'entrée de référence et la sortie de référence du système (2.4), Alors le problème devient ainsi :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_\zeta(t) = 0$$

Où $e_z(t) = \zeta(t) - \bar{\zeta}(t)$

Alors, le problème peut s'interpréter dans ces conditions comme un problème de régulation pour le système d'erreur obtenu à partir des équations (2.3) et (2.4).

$$\begin{aligned} \dot{e}_z(t) &= f(\zeta(t), u(t)) - f(\bar{\zeta}(t), \bar{u}(t)) \\ e_s(t) &= y(t) - \bar{y}(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Remarque 2.2. Notez que la convergence de l'erreur d'état vers l'origine nécessite la convergence de l'erreur de sortie aussi vers l'origine, mais avec la différence de nature et de vitesse de cette convergence en général car elle est déterminée par la fonction h et la sensibilité du système d'erreur de sortie.

2.4 Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire. La commande de la **MAS** requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70 [43][48][49], grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal, car elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

2.4.1 Principe de la commande à flux orienté

La topologie du contrôleur représentée sur la **Figure 2.3** est basée sur la stratégie de contrôle à flux orienté afin d'obtenir le même découplage entre flux et couple existant naturellement dans les machines à courant continu à excitation séparée [55]. Dans cette stratégie de contrôle, la vitesse angulaire du rotor de référence est comparée au signal de retour et le résultat (erreur) entraîne un régulateur « **PI** » ou « **Backstepping** » pour déterminer la composante en quadrature de la référence de courant du stator pour contrôler le couple électromagnétique, tandis que la composante directe de la référence de courant du stator est chargée de contrôler l'état magnétique de la **MAS**. Les commandes de tension dans le cadre de référence ($d - q$) sont générées par les deux régulateurs « **PI** » ou « **Backstepping** » de la boucle de commande de courant du stator [56]. Que nous étudierons dans cette partie.

2.4.2 Mise en équation de la commande à flux rotorique orienté

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes $(d - q)$, tel que l'axe d soit confondu avec la direction du flux rotorique ϕ_r , voir la **Figure 2.1**.

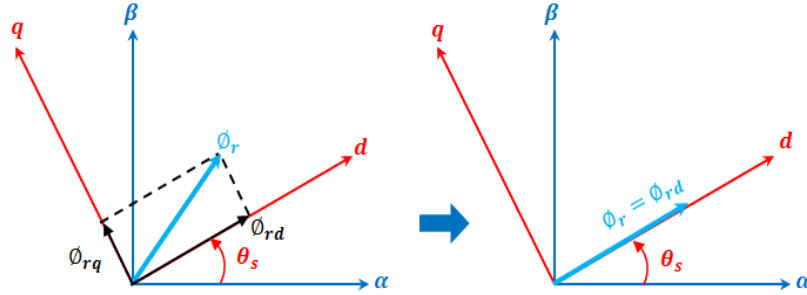


Figure 2.1 : Représentation de l'orientation du flux rotorique

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors :

$$\begin{aligned}\phi_{rd} &= \phi_r \\ \phi_{rq} &= 0\end{aligned}\tag{2.6}$$

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{aligned}v_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ v_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \phi_{rd}\end{aligned}\tag{2.7}$$

celles des flux :

$$\begin{aligned}\phi_{sd} &= \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} &= \sigma L_s i_{sq}\end{aligned}\tag{2.8}$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{aligned}v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd}\end{aligned}\tag{2.9}$$

2.4.3 Estimation de ω_s et θ_s

Dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique Ω et reconstruire de flux rotorique ϕ_r , selon les équations (2.7) et (1.28), nous aurons :

$$\phi_{rd} = \frac{M}{1 + T_r S} i_{sd} \quad (2.10)$$

où S est l'opérateur de Laplace, et aussi :

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (2.11)$$

Alors à partir des équations (2.11) et (1.18) nous aurons :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (2.12)$$

Remarque 2.3. Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique T_r , qui est un paramètre influent sur les performances de cette commande.

La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (2.13)$$

2.4.4 Expression de couple électromagnétique

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (1.25) la nouvelle relation suivante :

$$T_e = \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \quad (2.14)$$

Il devient tout à fait claire qu'en fixant la valeur de ϕ_{rd} à une valeur de référence ϕ_{rd}^* , le couple ne dépendra que du courant statorique i_{sq} (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle.

Les équations de la MAS sont résumées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{T_r L_r} \phi_{rd} \\ v_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ \omega_s = P\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \\ T_r \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \phi_{rd} = M i_{sd} \\ T_e = \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - b\Omega \end{array} \right. \quad (2.15)$$

Le modèle de machine peut être écrit sous forme d'état comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -K_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + K_2 \phi_{rd} + m v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -K_1 i_{sq} - \omega_s i_{sd} - K_3 \Omega \phi_{rd} + m v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = K_4 i_{sd} - K_5 \phi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = K_6 \phi_{rd} i_{sq} - K_8 T_L - K_7 \Omega \end{array} \right. \quad (2.16)$$

Les constantes $\{K_i ; i = 1 \dots 8\}$, σ et m sont définies dans le chapitre précédent.

Ces expressions montrent que le flux ne dépend que de la composante directe du courant statorique i_{sd} , et que si on maintient ce dernier constant, le couple ne dépendra que de la composante en quadrature du courant statorique i_{sq} . Pourtant, dans le cas d'une alimentation en tension v_{sd} et v_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} , donc sur le flux et le couple, d'où vient l'intérêt d'ajouter des termes de compensation afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. Les performances qu'apporte ce découplage additionnel dit aussi par compensation ont été montrées dans [57][58].

Remarque 2.4. [59] *Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter dans la partie (2.4.6).*

2.4.5 Conception du système de référence et des régulateurs « PI »

Comme mentionné précédemment nous générons des signaux de commande u_{sd} et u_{sq} basés sur la régulation des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} à l'aide de régulateurs « PI » selon les relations suivantes :

$$v_{sd}^* = u_{sd} = K_{I_{sd}} \int_0^t (i_{sd}^*(\tau) - i_{sd}(\tau)) d\tau + K_{P_{i_{sd}}} (i_{sd}^* - i_{sd}) \quad (2.17)$$

$$v_{sq}^* = u_{sq} = K_{I_{sq}} \int_0^t (i_{sq}^*(\tau) - i_{sq}(\tau)) d\tau + K_{P_{i_{sq}}} (i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (2.18)$$

D'après (2.16) grâce à cette régulation (compensant les courants de référence), les équations de la machine prennent la forme suivante:

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega}{dt} &= K_6 \phi_{rd} i_{sq}^* - K_8 T_L - K_7 \Omega \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= K_4 i_{sd}^* - K_5 \phi_{rd} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Notez que les deux équations dans (2.19) en fonction des courants de référence i_{sd}^* et i_{sq}^* générés par les régulateurs «PI» de courant et de flux selon les étapes suivantes :

a) Production de courant i_{sd}^*

On obtient le courant de référence i_{sd}^* selon la relation $i_{sd}^* = \frac{1}{M} \phi_{rd}^*$ à travers la relation (2.20) qui définit le bloc de défluxage qui est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\phi_{rd}^* = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } \Omega \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \phi_{rn} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (2.20)$$

Avec ϕ_{rn} et Ω_n est respectivement le flux rotorique nominal et la vitesse nominal.

b) Production de courant i_{sq}^*

Le courant de référence i_{sq}^* est obtenu grâce au couple électromagnétique produit par le régulateur de vitesse comme suit :

$$i_{sq}^* = K_e \left(K_{I\Omega} \int_0^t (\Omega^*(\tau) - \Omega(\tau)) d\tau + K_{P\Omega} (\Omega^* - \Omega) \right) \quad (2.21)$$

Où $K_e = \frac{K_8}{K_6 \phi_{rd}}$, l'erreur de vitesse est définie par :

$$e_\Omega = \Omega^* - \Omega \quad (2.22)$$

D'après (2.19) et (2.21), nous constatons que la dynamique de l'erreur de vitesse est donnée par :

$$\dot{e}_\Omega = -K_8 K_{I\Omega} \int_0^t e_\Omega(\tau) d\tau - K_8 K_{P\Omega} e_\Omega + K_8 T_L + K_7 \Omega + \dot{\Omega}^* \quad (2.23)$$

Comme précédemment nous effectuons le changement linéaire suivant :

$$\chi_\Omega = T_\Omega(e_\Omega) = [I_\Omega \quad e_\Omega]^T \text{ Avec } I_\Omega = \int_0^t e_\Omega(\tau) d\tau$$

Alors :

$$\dot{\chi}_\Omega = A_\Omega \chi_\Omega + B_\Omega \Gamma_\Omega(t) \quad (2.24)$$

Où :

$$A_\Omega = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \alpha_{1\Omega} & \alpha_{2\Omega} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Avec $\alpha_{1\Omega} = -K_8 K_{I\Omega}$; $\alpha_{2\Omega} = -K_8 K_{P\Omega}$ et $\Gamma_\Omega(t) = K_8 T_L + K_7 \Omega + \dot{\Omega}^*$; $B_\Omega = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

Lemme 2.1. *Considérons les relations dans (2.19) de commande. Le régulateur la vitesse sont défini par (2.21), alors cette commande est telle que la vitesse convergent vers leurs valeurs de référence. Plus précisément l'erreur de poursuite en vitesse convergent pratiquement uniformément exponentiellement vers zéro.*

c) Preuve du Lemme 2.1.

Considérons une fonction candidate de Lyapunov V_c suivante :

$$V_c = \chi_\Omega^T P_\Omega \chi_\Omega \quad (2.26)$$

Où :

$$P_\Omega A_\Omega + A_\Omega^T P_\Omega = -Q_\Omega \quad (2.27)$$

Avec $P_\Omega > 0$; $Q_\Omega > 0$

D'après (2.24) et (2.27), nous constatons que la dérivée temporelle de la fonction candidate de Lyapunov V_c est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_c &= \chi_\Omega^T (P_\Omega A_\Omega + A_\Omega^T P_\Omega) \chi_\Omega + 2\chi_\Omega^T P_\Omega B_\Omega \Gamma_\Omega(t) \\ &= -\chi_\Omega^T Q_\Omega \chi_\Omega + 2\chi_\Omega^T P_\Omega B_\Omega \Gamma_\Omega(t) \end{aligned}$$

Et nous définissons la constante η_Ω comme suit :

$$\eta_\Omega = \frac{\lambda_m(Q_\Omega)}{\lambda_M(P_\Omega)}$$

Alors :

$$\begin{aligned}\dot{V}_c &\leq -\eta_\Omega \chi_\Omega^T P_\Omega \chi_\Omega + 2\chi_\Omega^T P_\Omega B_\Omega \Gamma_\Omega(t) \\ &\leq -\eta_\Omega \chi_\Omega^T P_\Omega \chi_\Omega + 2\|\chi_\Omega^T P_\Omega\| \|B_\Omega \Gamma_\Omega(t)\|\end{aligned}$$

Puisque $\Gamma_\Omega(t)$ est un polynôme de variables d'état, alors $\Gamma_\Omega(t)$ est borné si les variables d'état sont bornés c'est ce que la remarque suivant explique.

Remarque 2.5. Le domaine de fonctionnement physique $\mathcal{D}$ de la MAS est défini comme :

$$\begin{aligned}\mathcal{D} = \{ \zeta \in \mathbb{R}^6 \mid |i_{sd}| \leq i_{sd}^{max}, |i_{sq}| \leq i_{sq}^{max}, |\phi_{rd}| \leq \phi_{rd}^{max}, |\phi_{rq}| \leq \phi_{rq}^{max}, |\Omega| \\ \leq \Omega^{max}, |T_L| \leq T_L^{max} \}\end{aligned}$$

Où $\zeta = [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq} \ \Omega \ T_L]^T$ et $i_{sd}^{max}, i_{sq}^{max}, \phi_{rd}^{max}, \phi_{rq}^{max}, \Omega^{max}$ et T_L^{max} Sont les valeurs maximales réelles des courants de stator, flux de rotor, la vitesse de rotation et le couple de charge, respectivement.

D'après la **Remarque 2.5**, nous trouvons :

$$\|B_\Omega \Gamma_\Omega(t)\| \leq l_\Omega \text{ avec } l_\Omega > 0$$

Alors on obtient :

$$\begin{aligned}\dot{V}_c &\leq -\eta_\Omega V_c + 2l_\Omega \|\chi_\Omega^T P_\Omega\| \\ &\leq -\eta_\Omega V_c + 2l_\Omega \sqrt{\lambda_M(P_\Omega)} \sqrt{V_c}\end{aligned} \tag{2.28}$$

En intégrant (2.28) pour $t \geq t_0$, on a :

$$\begin{aligned}\sqrt{V_c} &\leq \sqrt{V_c(t_0)} e^{-\eta_\Omega(t-t_0)} + \frac{l_\Omega}{\eta_\Omega} \sqrt{\lambda_M(P_\Omega)} (1 - e^{-\eta_\Omega(t-t_0)}) \\ &\leq \sqrt{V_c(t_0)} e^{-\eta_\Omega(t-t_0)} + \frac{l_\Omega}{\eta_\Omega} \sqrt{\lambda_M(P_\Omega)}\end{aligned}$$

Soit $r_c = \frac{l_\Omega}{\eta_\Omega} \sqrt{\lambda_M(P_\Omega)}$ on a :

$$\sqrt{V_c} \leq r_c + \sqrt{V_c(t_0)} e^{-\eta_\Omega(t-t_0)} \quad (2.29)$$

Les erreurs de suivi du système de contrôle convergent vers une boule B_{r_c} de rayon r_c . Ceci assure la forte stabilité pratique uniforme exponentielle du système de commande [60].

Ce qui nous permet de confirmer que, V_c est une fonction de Lyapunov. Les erreurs de poursuite du flux et de la vitesse convergent vers leurs valeurs des références.

Remarque 2.6. On note que la convergence est liée aux conditions de stabilité, qui déterminent les valeurs des constantes $\{K_{I_{sd}}, K_{P_{sd}}, K_{I_{sq}}, K_{P_{sq}}, K_{I_\Omega}, K_{P_\Omega}\}$ selon les boucles de régulation représentés dans l'annexe B (Plus précisément pour atteindre la condition (2.27)).

2.4.6 Découplage par compensation

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la MAS et de la partie régulation d'une manière simple et facilite ainsi le calcul des coefficients des régulateurs de courant [57][58]. Notons ici que les termes de découplage ne tiennent pas compte des perturbations dues à la dynamique du flux, ainsi les performances dynamique de l'asservissement du couple et par la suite de vitesse dépendent de la robustesse du régulateur choisi vis-à-vis de ces perturbations [61].

En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse ($\frac{d\phi_{rd}}{dt} = 0$) par rapport aux courants, alors les équations de tensions (2.9) sont réécrites selon la manière suivante :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= \underbrace{R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt}}_{u_{sd}} - \underbrace{\omega_s \sigma L_s i_{sq}}_{e_q} \\ v_{sq} &= \underbrace{R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt}}_{u_{sq}} + \underbrace{\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd}}_{e_d} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Alors :

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = v_{sd} + e_q \\ u_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = v_{sq} - e_d \end{aligned} \quad (2.31)$$

Ainsi donc les actions sur les axes d et q sont donc découplées comme représentés dans le schéma de la **Figure 2.2**.

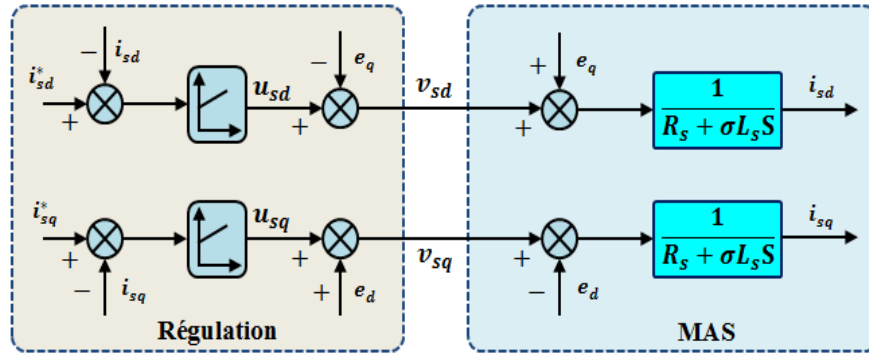


Figure 2.2 : Principe du découplage par compensation

2.4.7 Résultats de simulation pour la commande « PI »

Afin d'évaluer la robustesse et les performances du système de contrôle vectoriel, nous avons simulé le modèle de la machine comme dans le chapitre précédent et son modèle de référence comme le montre la **Figure 2.3**.

La vitesse de l'arbre du rotor et le couple de charge sont tous deux nuls au moment initial. Puis la vitesse du rotor est alors augmentée linéairement jusqu'à ce qu'elle atteigne **25 rad/s** à l'instant $t = 1s$, et reste constante jusqu'à l'instant **3s** et pendant la période de vitesse constante on applique le couple de charge de **9 Nm** dans la période de **1.5s** à **2.5s**. Cette première étape permet de tester la robustesse et les performances de la loi de commande en basse vitesse. La vitesse du rotor est alors augmentée à **100 rad / s** de **3s** à **4s** et reste constante jusqu'à **6s** avec un couple de charge constant appliqué de **5s** à **12s**. Cette deuxième étape permet de tester la loi de commande lors d'une grande vitesse de rotation transitoire. Ensuite, la **MAS** est entraîné à vitesse négative de **7s** à **9s** à un couple de charge qui garde la même valeur et la **Figure 2.4** montré les trajectoires de références pour la vitesse de rotation et flux et le couple de charge appliqués.

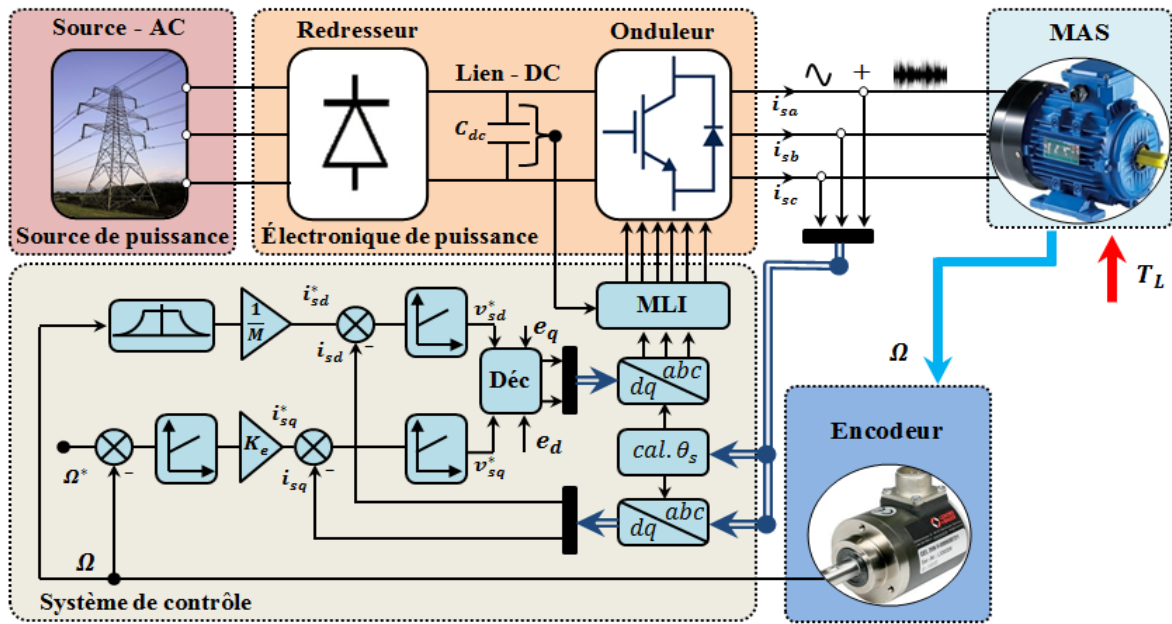
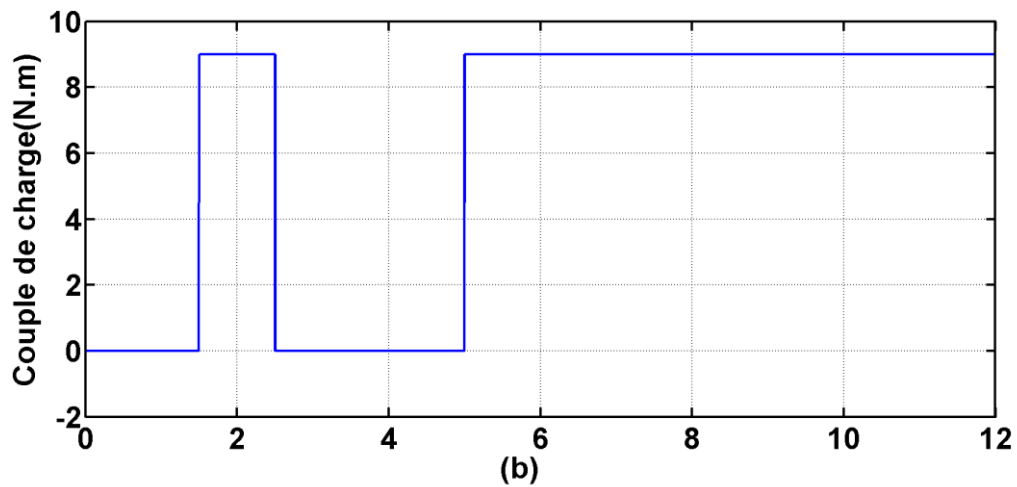
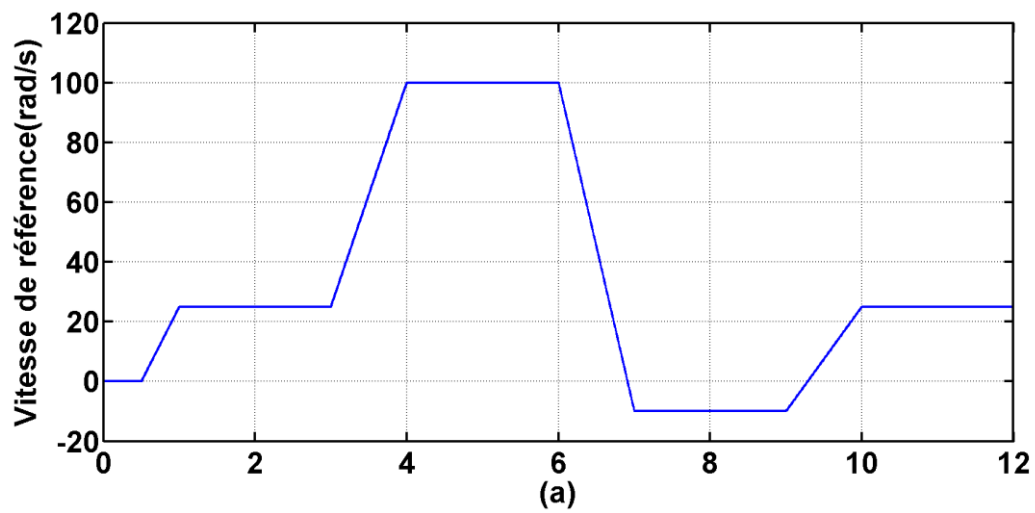


Figure 2.3 : Schéma de contrôle vectorielle « PI »



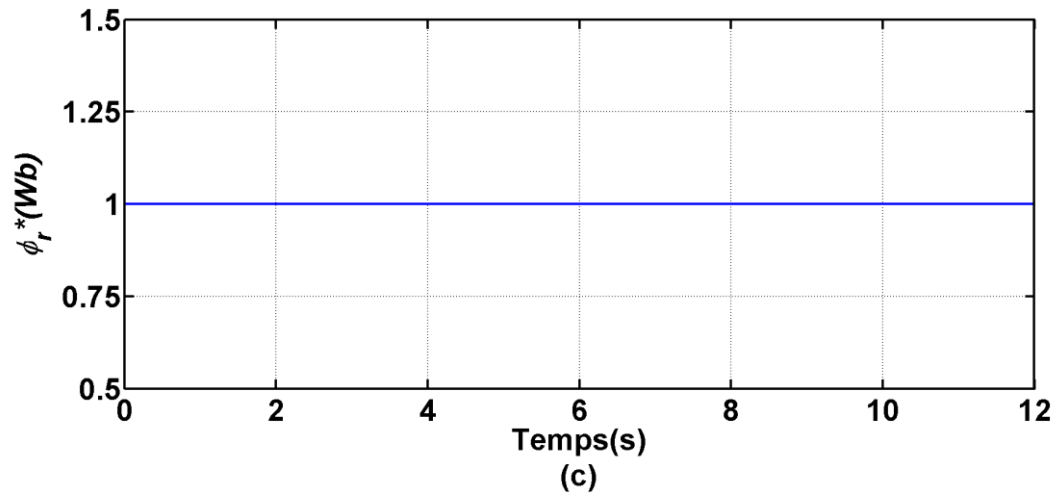


Figure 2.4 : Trajectoire du benchmark commande : (a) Vitesse de référence, (b) Couple de charge, (c) Flux de référence.

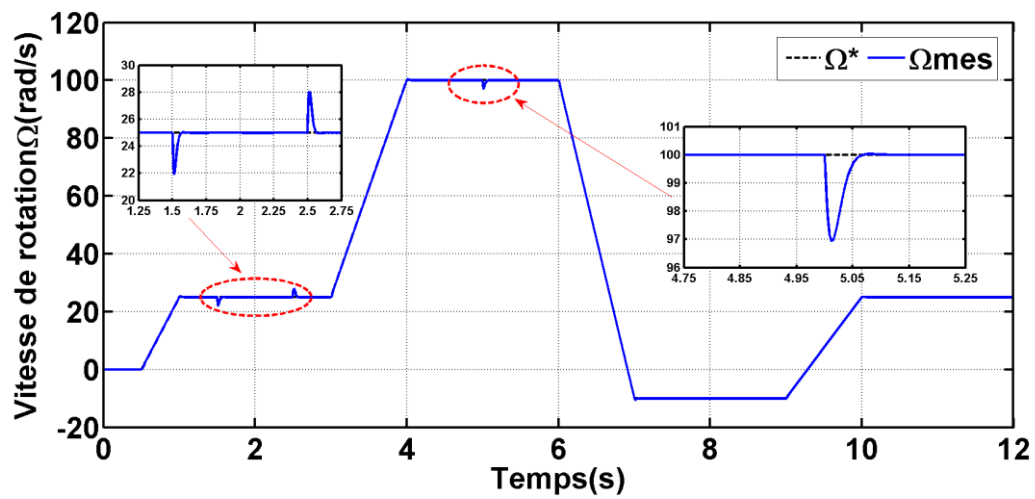


Figure 2.5 : La vitesse de rotation contrôlée « PI »

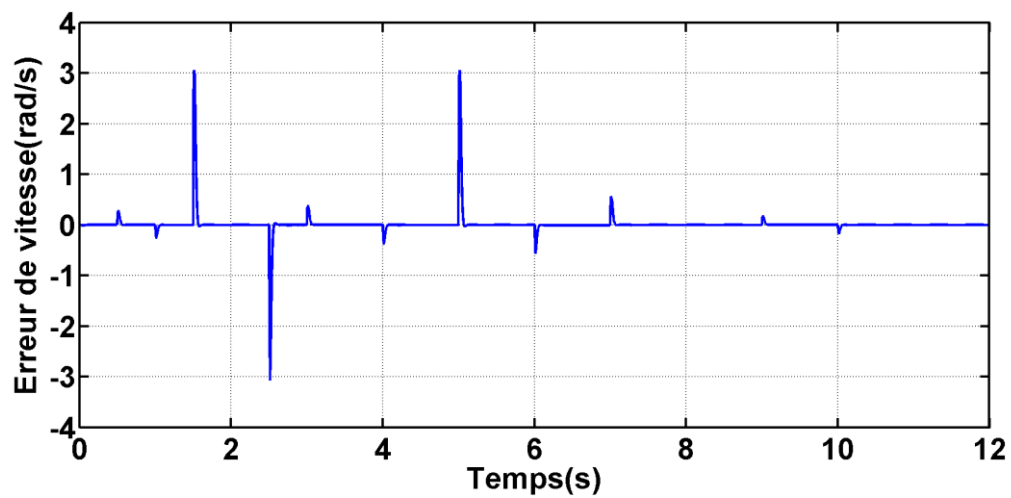


Figure 2.6 : L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée « PI »

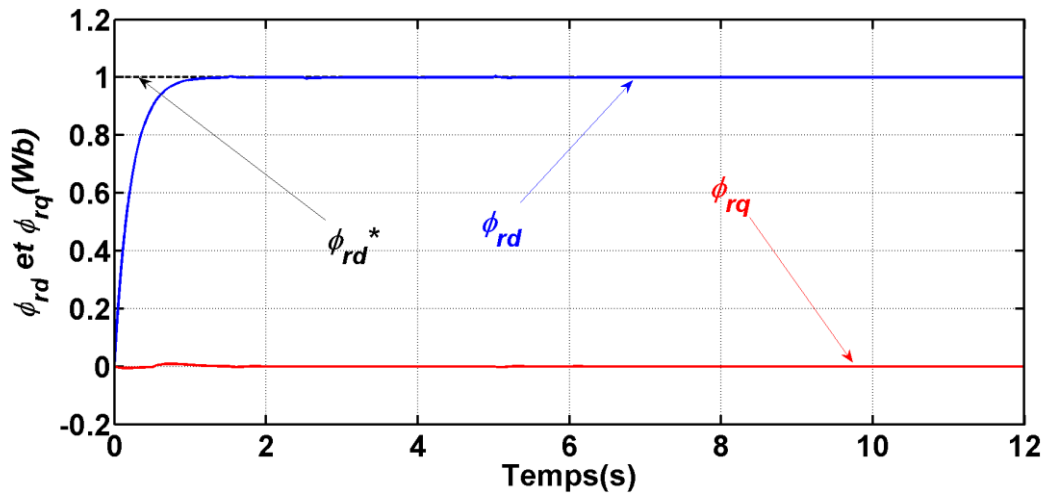
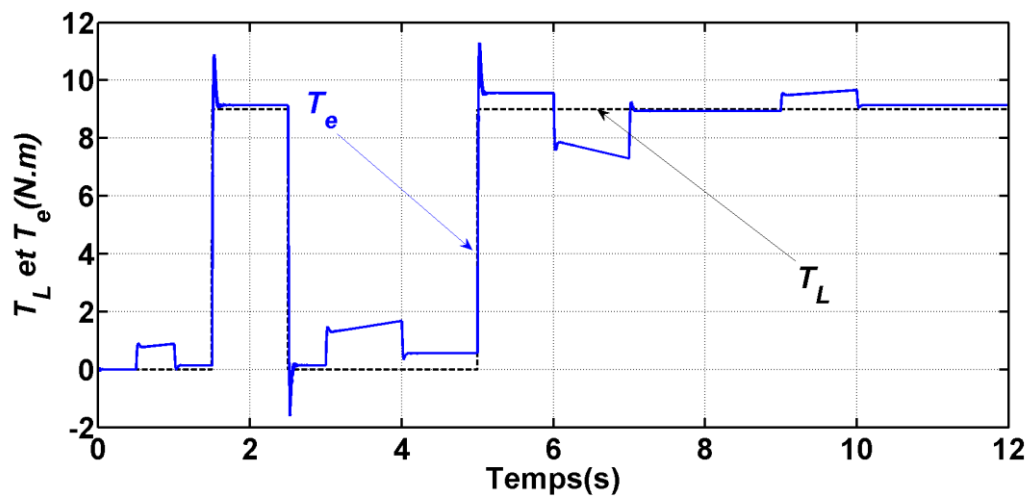
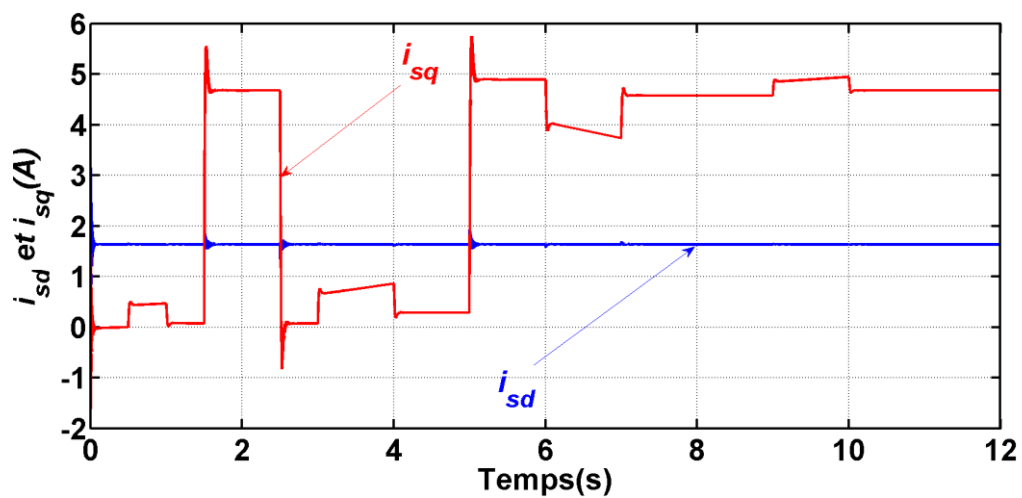
Figure 2.7 : Les composants du flux rotorique selon les axes d et q « PI »

Figure 2.8 : Réponse du couple électromagnétique « PI »

Figure 2.9 : Les composants de courant statorique selon les axes d et q « PI »

La **Figure 2.5** montre les résultats de la simulation pour la commande de la vitesse. On peut remarquer que la vitesse contrôlée suit sa référence avec une erreur de suivi de **3rad / s** comme indiqué sur la **Figure 2.6** initialement comme valeur d'erreur la plus élevée, et cette erreur augmente absolument lorsque le couple est appliqué. On remarque aussi pour les points où se produit un changement dans la nature du mouvement, l'erreur est faible. La **Figure 2.7** montre que la composante du flux sur l'axe **q** est maintenue à zéro et que sa composante sur l'axe **d** est maintenue constante. Le découplage est bien assuré.

La **Figure 2.8** montre l'évolution du couple électromagnétique, où elle incarne le principe de fondamentale du mouvement, et en raison de la réponse du flux magnétique, on note la proportionnalité entre le couple électromagnétique et le courant statorique **i_{sq}** , comme la montre la **Figure 2.9**, sauf pour le régime transitoire s'étendant de **$t = 0s$** à environ **$t = 0.25s$** .

2.5 Commande de type Backstepping de la machine asynchrone

Ces dernières années, de grands progrès ont été réalisés dans le domaine du contrôle des systèmes non linéaires. La technologie du Backstepping est l'une de ces nouvelles percées dans ce domaine [63][64]. Il propose une méthodologie d'agrégation dédiée à la classe des systèmes non linéaires triangulaires. Il est basé sur la décomposition de l'ensemble du système de contrôle, qui est généralement multi variable **MIMO** et d'ordre supérieur, en une série de sous-systèmes de contrôle de premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de contrôle dite virtuelle est calculée. Ce dernier servira de référence pour le sous-système suivant jusqu'à ce que la loi de commande pour l'ensemble du système soit obtenue. De plus, cette technologie présente l'avantage de préserver les éléments non linéaires bénéfiques pour les performances et la durabilité de la commande, contrairement aux méthodes linéaires. La détermination des lois de contrôle qui suivent cette approche repose sur l'utilisation des fonctions de contrôle de Lyapunov.

2.5.1 Principe de commande par « Backstepping »

Dans ce qui suit, nous présenterons le principe général de contrôle des systèmes non linéaires, définis selon le système d'équations d'état (2.32) en utilisant la technique du Backstepping.

$$\begin{aligned}
\dot{\zeta}_1(t) &= g_{\zeta 1}(\zeta_1(t))\zeta_2(t) + \psi_1(\zeta_1(t)) \\
\dot{\zeta}_2(t) &= g_{\zeta 2}(\zeta_1(t), \zeta_2(t))\zeta_3(t) + \psi_2(\zeta_1(t), \zeta_2(t)) \\
&\vdots \\
\dot{\zeta}_n(t) &= g_{\zeta n}(\zeta_1(t), \dots, \zeta_n(t))u(t) + \psi_n(\zeta_1(t), \dots, \zeta_n(t))
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Ces équations peuvent être écrites sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{aligned}
\dot{\zeta}(t) &= D_{g\zeta}(\zeta(t))A\zeta(t) + \psi(\zeta(t)) + D_{g\zeta}(\zeta(t))Bu(t) \\
y(t) &= C\zeta(t)
\end{aligned} \tag{2.33}$$

Où $\zeta(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}$ et $y(t) \in \mathbb{R}$ désignent respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système, les matrices $A, B, C, D_{g\zeta}(\zeta(t))$ et le vecteur $\psi(\zeta(t))$ sont définies comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(n-1) \times 1} & I_{n-1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0}_{1 \times (n-1)} \end{bmatrix} \text{ et } D_{g\zeta}(\zeta(t)) = \text{diag}(g_{\zeta 1}, g_{\zeta 2}, \dots, g_{\zeta n})$$

$$\text{Et } \psi(\zeta(t)) = \begin{bmatrix} \psi_1(\zeta_1(t)) \\ \psi_2(\zeta_1(t), \zeta_2(t)) \\ \vdots \\ \psi_n(\zeta_1(t), \dots, \zeta_n(t)) \end{bmatrix}, C = [\mathbf{1} \quad \mathbf{0}_{1 \times (n-1)}], B = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(n-1) \times 1} \\ \mathbf{1} \end{bmatrix}$$

Comme mentionné précédemment, il est nécessaire de concevoir un système de référence qui puisse être considéré comme un état d'équilibre avec un algorithme qui garantit la convergence du système original vers le système de référence, dans la technique de commande par « **Backstepping** » pour le système (2.33) le système de référence est écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{\zeta}} &= D_{g\zeta}(\zeta)A\bar{\zeta} + \psi(\zeta) + \Lambda_L e_\zeta + A^T D_{g\zeta}(\zeta)e_\zeta + D_{g\zeta}(\zeta)Bu \\
\bar{y} &= C\bar{\zeta}
\end{aligned} \tag{2.34}$$

Où $e_\zeta = \zeta(t) - \bar{\zeta}(t)$ est l'erreur de suivi et $\Lambda_L = \text{diag}(L_{\zeta 1}, L_{\zeta 2}, \dots, L_{\zeta n})$ avec $L_{\zeta i}$, $i = 1 \dots n$ sont des constantes positives et représentent les paramètres de synthèse de la commande par « **Backstepping** »

$$\text{L'état de référence } \bar{\zeta}(t) = \begin{bmatrix} \bar{\zeta}_1(t) \\ \bar{\zeta}_2(t) \\ \vdots \\ \bar{\zeta}_n(t) \end{bmatrix} \text{ et l'entrée } u(t) \in \mathbb{R} \text{ sont alors données par :}$$

$$\begin{cases} \bar{\zeta}_1 = \bar{y} \\ \bar{\zeta}_{k+1} = \frac{1}{g_{\zeta k}} \left(\dot{\bar{\zeta}}_k - \psi_k - L_{\zeta k}(\zeta_k - \bar{\zeta}_k) - g_{\zeta(k-1)}(\zeta_{k-1} - \bar{\zeta}_{k-1}) \right) \\ u = \frac{1}{g_{\zeta n}} \left(\dot{\bar{\zeta}}_n - \psi_n - L_{\zeta n}(\zeta_n - \bar{\zeta}_n) - g_{\zeta(n-1)}(\zeta_{n-1} - \bar{\zeta}_{n-1}) \right) \end{cases} \quad (2.35)$$

Et pour $k = 1 \Rightarrow g_{\zeta(k-1)} = 0$, $(\zeta_{k-1} - \bar{\zeta}_{k-1}) = 0$, alors, le problème peut s'interpréter dans ces conditions comme un problème de régulation pour le système d'erreur obtenu à partir des équations (2.33) et (2.34), on a

$$\begin{aligned} \dot{e}_\zeta &= D_{g\zeta}(\zeta) A e_\zeta - \Lambda_L e_\zeta - A^T D_{g\zeta}(\zeta) e_\zeta \\ e_s &= y - \bar{y} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Théorème 2.1. Les trajectoires d'état et de sortie du système (2.33) où l'entrée $u(t)$ est donnée par (2.35) convergent exponentiellement vers celles du modèle de référence (2.35) pour des valeurs de relativement grandes de $L_{\zeta i}$, $i = 1 \dots n$.

a) Preuve du Théorème 2.1

Nous définissons la fonction de Lyapunov V_ζ comme suivante :

$$V_\zeta = \frac{1}{2} e_\zeta^T e_\zeta \quad (2.37)$$

La dérivée par rapport au temps de la fonction de Lyapunov peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_\zeta &= e_\zeta^T \dot{e}_\zeta \\ &= e_\zeta^T \left(D_{g\zeta}(\zeta) A - A^T D_{g\zeta}(\zeta) \right) e_\zeta - e_\zeta^T \Lambda_L e_\zeta \\ &= -e_\zeta^T \Lambda_L e_\zeta \end{aligned} \quad (2.38)$$

Nous mettons $L_b = \min(L_{\zeta 1}, L_{\zeta 2}, \dots, L_{\zeta n})$ avec $L_{\zeta i}$, $i = 1 \dots n$ on a :

$$\dot{V}_\zeta \leq -2L_b V_\zeta \quad (2.39)$$

C'est la fin de la preuve du **Théorème 2.1**.

2.5.2 Application la commande par « Backstepping » sur la machine asynchrone

Comme dans la partie (2.4.5) nous prenons le système (2.16) comme système original, mais nous le divisons en deux sous-systèmes comme suit :

$$\chi = \begin{bmatrix} \chi_1 \\ \chi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ i_{sq} \end{bmatrix} \text{ et } \xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Alors :

$$\begin{aligned}\dot{\chi} &= D_{g\chi}(\chi)A\chi + \psi_{\chi}(\chi(t)) + D_{g\chi}(\chi(t))Bu_{\chi}(t) \\ \dot{\xi} &= D_{g\xi}(\xi)A\xi + \psi_{\xi}(\xi(t)) + D_{g\xi}(\xi(t))Bu_{\xi}(t)\end{aligned}\quad (2.41)$$

$$\text{Où } D_{g\chi}(\chi) = \begin{bmatrix} K_6\phi_{rd} & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \text{ et } D_{g\xi}(\xi) = \begin{bmatrix} K_4 & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix}$$

Et :

$$\psi_{\chi}(\chi) = \begin{bmatrix} \psi_{\chi}^1(\chi) \\ \psi_{\chi}^2(\chi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_8T_L - K_7\Omega \\ -K_1i_{sq} - \omega_s i_{sd} - K_3\Omega\phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\psi_{\xi}(\xi) = \begin{bmatrix} \psi_{\xi}^1(\xi) \\ \psi_{\xi}^2(\xi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_5\phi_{rd} \\ -K_1i_{sd} + \omega_s i_{sq} + K_2\phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} u_{\chi}(t) \\ u_{\xi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\text{Avec les matrices } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

2.5.2.1 Conception du système de référence et des régulateurs « Backstepping »

Maintenant, nous générons des signaux de commande v_{sd}^* et v_{sq}^* basés sur la régulation des courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et la vitesse de rotation Ω et le flux rotorique ϕ_{rd} à l'aide de régulateur de type « Backstepping » à partir de (2.35) selon les relations suivantes :

$$v_{sq}^* = \frac{1}{m} \left(i_{sq}^* - \psi_{\chi}^2(\chi) - L_{i_{sq}} e_{i_{sq}} - K_6\phi_{rd} e_{\Omega} \right) \quad (2.45)$$

$$v_{sd}^* = \frac{1}{m} \left(i_{sd}^* - \psi_{\xi}^2(\xi) - L_{i_{sd}} e_{i_{sd}} - K_4 e_{\phi_{rd}} \right) \quad (2.46)$$

Lorsque nous générons des courants de référence i_{sd}^* et i_{sq}^* comme suit :

$$i_{sq}^* = \frac{1}{K_6\phi_{rd}} \left(\dot{\Omega}^* - \psi_{\chi}^1(\chi) - L_{\Omega} e_{\Omega} \right) \quad (2.47)$$

$$i_{sd}^* = \frac{1}{K_4} \left(\dot{\phi}_{rd}^* - \psi_{\xi}^1(\xi) - L_{\phi_{rd}} e_{\phi_{rd}} \right) \quad (2.48)$$

$$\text{Où } e_{\chi} = \begin{bmatrix} e_{\chi 1} \\ e_{\chi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\Omega} \\ e_{i_{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega - \Omega^* \\ i_{sq} - i_{sq}^* \end{bmatrix} \text{ et } e_{\xi} = \begin{bmatrix} e_{\xi 1} \\ e_{\xi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\phi_{rd}} \\ e_{i_{sd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{rd} - \phi_{rd}^* \\ i_{sd} - i_{sd}^* \end{bmatrix}$$

À partir de ces relations et (2.36), on trouve la dynamique des erreurs de suivi :

$$\begin{aligned}\dot{e}_\chi &= D_{g\chi}(\chi)Ae_\chi - \Lambda_{L\chi}e_\chi - A^T D_{g\chi}(\chi)e_\chi \\ \dot{e}_\xi &= D_{g\xi}(\xi)Ae_\xi - \Lambda_{L\xi}e_\xi - A^T D_{g\xi}(\xi)e_\xi\end{aligned}\quad (2.49)$$

C'est-à-dire que l'équation s'écrit :

$$\dot{e}_\chi = \begin{bmatrix} \dot{e}_{\chi 1} \\ \dot{e}_{\chi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{\chi 1}e_{\chi 1} + g_{\chi 1}e_{\chi 2} \\ -g_{\chi 1}e_{\chi 1} - L_{\chi 2}e_{\chi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_\Omega \\ \dot{e}_{i_{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_\Omega e_\Omega + K_6 \phi_{rd} e_{i_{sq}} \\ -K_6 \phi_{rd} e_\Omega - L_{i_{sq}} e_{i_{sq}} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\dot{e}_\xi = \begin{bmatrix} \dot{e}_{\xi 1} \\ \dot{e}_{\xi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{\xi 1}e_{\xi 1} + g_{\xi 1}e_{\xi 2} \\ -g_{\xi 1}e_{\xi 1} - L_{\xi 2}e_{\xi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_{\phi_{rd}} \\ \dot{e}_{i_{sd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{\phi_{rd}} e_{\phi_{rd}} + K_4 e_{i_{sd}} \\ -K_4 e_{\phi_{rd}} - L_{i_{sd}} e_{i_{sd}} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

En combinant les relations de dynamique d'erreur, nous obtenons la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_\Omega \\ \dot{e}_{\phi_{rd}} \\ \dot{e}_{i_{sd}} \\ \dot{e}_{i_{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_\Omega & 0 & 0 & K_6 \phi_{rd} \\ 0 & -L_{\phi_{rd}} & K_4 & 0 \\ 0 & -K_4 & -L_{i_{sd}} & 0 \\ -K_6 \phi_{rd} & 0 & 0 & -L_{i_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\Omega \\ e_{\phi_{rd}} \\ e_{i_{sd}} \\ e_{i_{sq}} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

b) Preuve de convergence

Nous définissons la fonction de Lyapunov V_{cb} comme suivante :

$$V_{cb} = V_\chi + V_\xi = \frac{1}{2} e_\chi^T e_\chi + \frac{1}{2} e_\xi^T e_\xi \quad (2.53)$$

À partir de (2.52) on a :

$$\dot{V}_{cb} = -L_\Omega e_\Omega^2 - L_{\phi_{rd}} e_{\phi_{rd}}^2 - L_{i_{sd}} e_{i_{sd}}^2 - L_{i_{sq}} e_{i_{sq}}^2 \leq 0 \quad (2.54)$$

2.5.2.2 Résultats de simulation pour la commande par « Backstepping »

Dans cette partie, nous présenterons les résultats de la simulation en utilisant le même test que nous avons fait dans la partie précédente (C'est-à-dire la **Figure 2.4**), comme le montre la **Figure 2.10**.

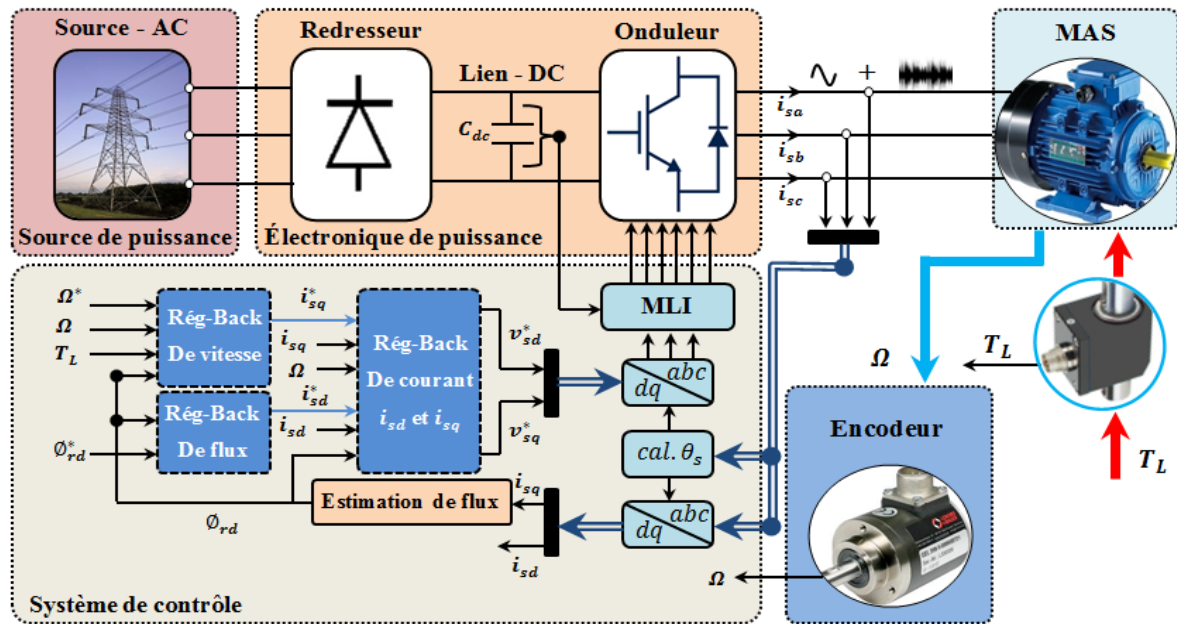


Figure 2.10 : Schéma de contrôle vectorielle « Backstepping »

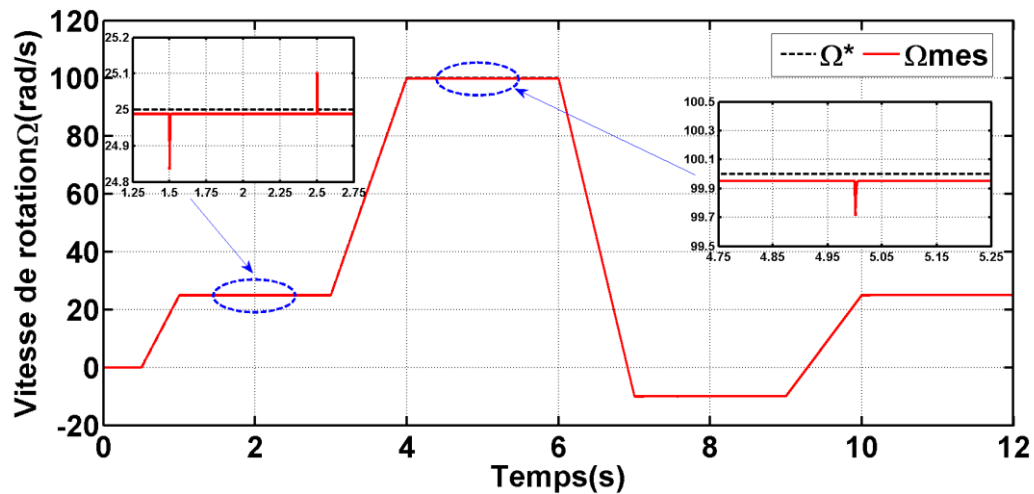


Figure 2.11: la vitesse de rotation contrôlée « Backstepping »

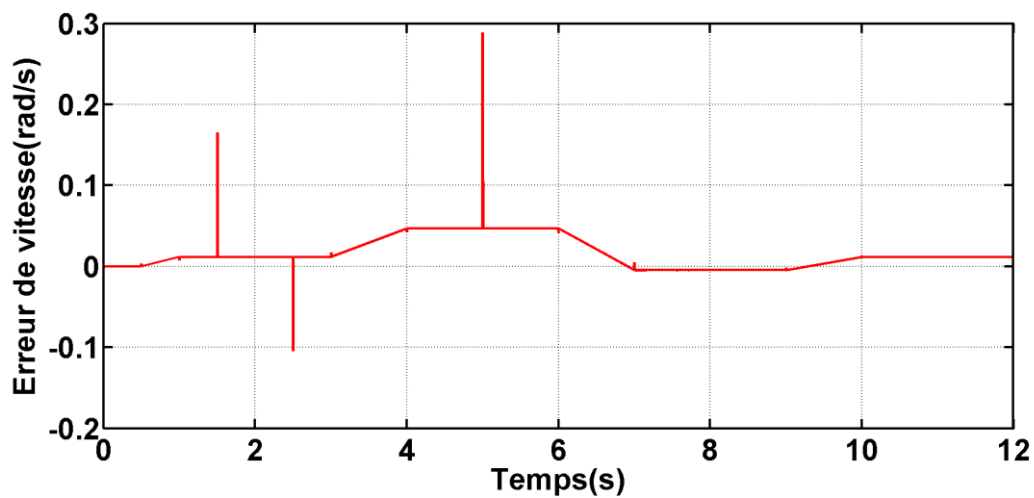


Figure 2.12: L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée « Backstepping »

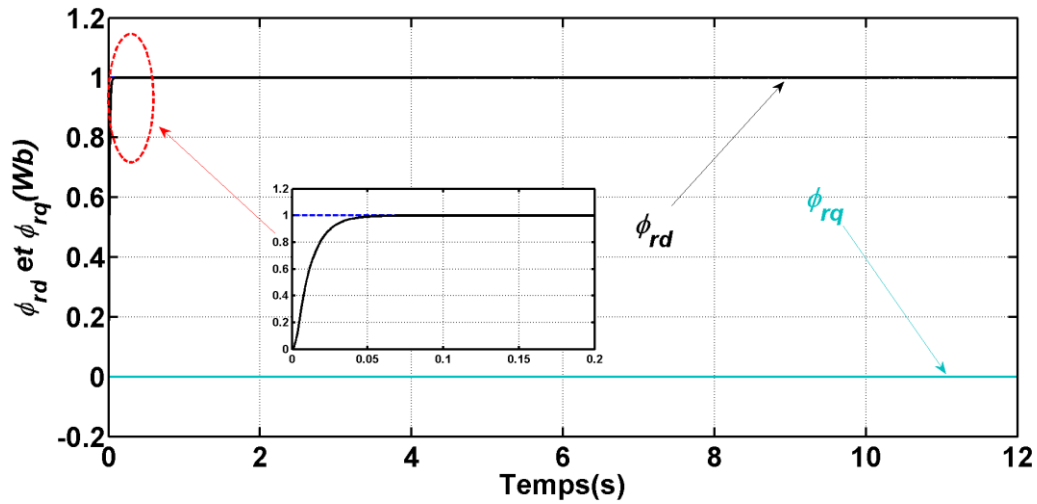
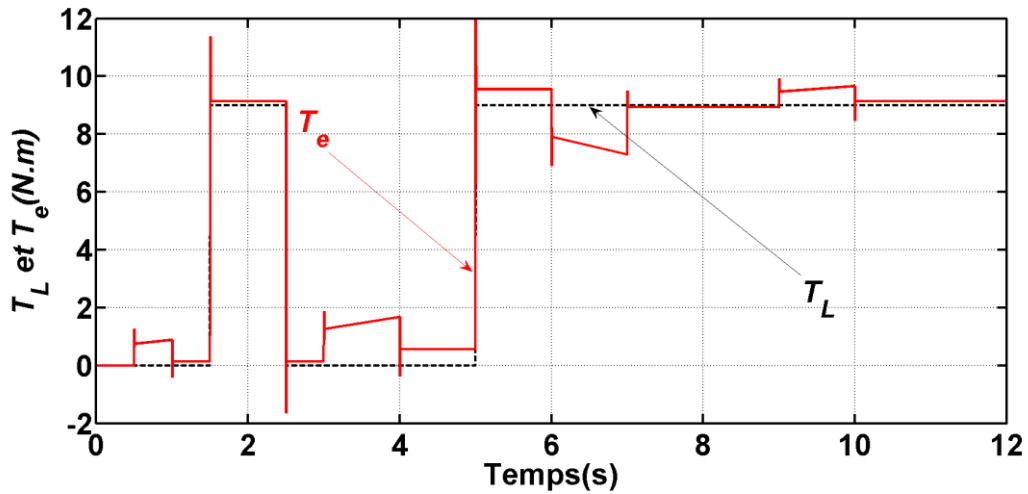
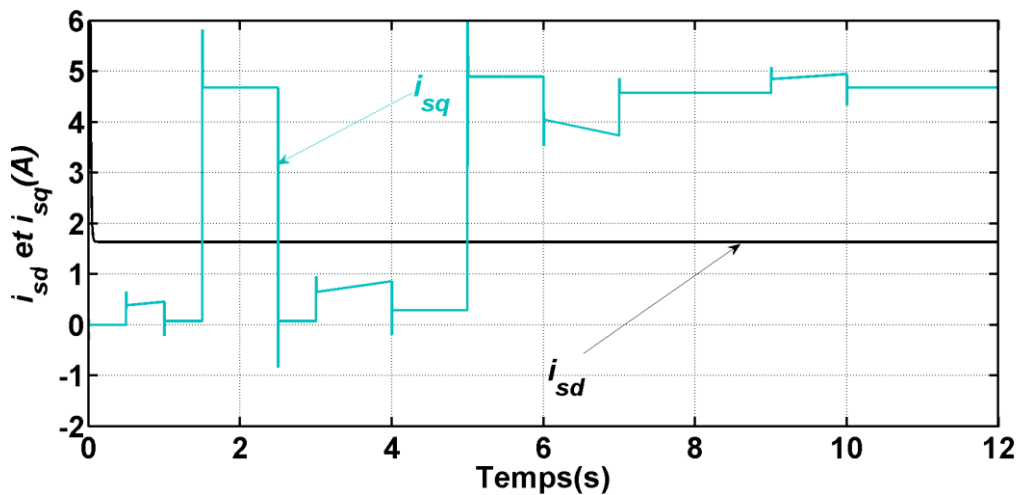
Figure 2.13: Les composants du flux rotorique selon les axes d et q « Backstepping »

Figure 2.14 : Réponse du couple électromagnétique « Backstepping »

Figure 2.15: Les composants de courant statorique selon les axes d et q « Backstepping »

La Figure 2.11 montre les résultats de la simulation pour le contrôle par « Backstepping » de la vitesse. On peut remarquer que la vitesse contrôlée suit sa

référence avec une erreur de suivi de $0.3 \text{ rad} / \text{s}$ La **Figure 2.12** comme valeur d'erreur la plus élevée, et cette erreur augmente absolument lorsque pour chaque application de couple de charge. La **Figure 2.12** montre que comme pour les points où se produit un changement dans la nature du mouvement la présence d'une erreur de position, contrairement aux résultats précédents, mais elle est négligée. La **Figure 2.13** montre que le flux magnétique suit son trajectoire de référence d'une manière similaire au suivi de la vitesse, mais son effet sur le l'application du couple de charge est inférieure à l'effet de la vitesse avec elle, où l'erreur est presque négligeable.

Comme les résultats du test précédent, la **Figure 2.14** illustre l'évolution du couple électromagnétique car il incarne le principe de base du mouvement, et en raison de la réponse du flux magnétique, nous remarquons la proportion entre le couple électromagnétique et le courant statique i_{sq} comme le montre la **Figure 2.15**, sauf pour le cas transitoire s'étendant de $t = 0 \text{ s}$ à Approximativement $t = 0.25 \text{ s}$.

Remarque 2.7. Pour les courbes de ce chapitre, les résultats de contrôle ont été pris sans utilisation l'onduleur de tension.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir présenté les concepts fondamentaux sur la stabilité et le contrôle des systèmes non linéaires, Deux approches de commande dédiées au pilotage de la **MAS** ont été proposées, à savoir commande vectorielle basée sur la structure des régulateurs « **PI** » et commande vectorielle basée sur la structure des régulateurs « **Backstepping** ». Les résultats de simulation, nous ont permis de mettre en évidence les capacités des deux algorithmes proposés en termes de régulation, poursuite, et rejet de perturbation. Après avoir appliqué les deux algorithmes de commande sur la **MAS**, on peut constater que l'impact de l'application instantanée du couple de charge a été plus important dans le cas de la commande vectorielle par régulateurs « **PI** ». Par contre, pour le cas du « **Backstepping** », cette perturbation a été rejetée d'une manière quasi-totale.

Chapitre 3

Observabilité et Observateur à Grand
Gain Dynamique

3.1 Introduction

Le comportement dynamique d'un procédé peut être entièrement décrit par l'évolution de ses variables d'état. Pour la commande d'un système dynamique, la connaissance de ces variables est capitale. Or les grandeurs directement mesurées (sorties) ne couvrent généralement pas la totalité des états dynamiques du procédé, [65] il est nécessaire de reconstruire les variables d'état non mesurées. L'idée utilisée depuis plusieurs années est de remplacer les capteurs matériels par des capteurs logiciels (des observateurs d'état), ce qui permet de reconstituer les informations internes (états, entrées inconnues) du système à partir du modèle de système d'entrée connu et ses sorties, pour cela nous sommes présenterons dans ce chapitre, un ensemble des définitions et des outils de base concernant la théorie de l'observation des systèmes non linéaire, les travaux de ce chapitre portera sur l'observateur à grand gain dynamique, c'est pour ça dans le troisième partie une synthèse de ce type des observateurs est détaillée pour une classe plus générale des systèmes non linéaires multivariables uniformément observable.

3.2 Observabilité

L'observabilité du système est la possibilité de reconstruire l'état par la connaissance du comportement de l'entrée et de la sortie sur une période de temps limitée, dans le cas des systèmes non linéaires, la définition est liée aux entrées et aux conditions initiales.

3.2.1 Quelques définitions

Dans ce qui suit, nous présentons quelques définitions du concept d'observabilité Pour les systèmes non linéaires, soit le système d'état non linéaires suivant :

$$\mathcal{S} \begin{cases} \dot{\zeta}(t) = f(\zeta(t), u(t)) \\ y(t) = h(\zeta(t)) \end{cases} \quad (3.1)$$

Où $\zeta(t) \in \mathcal{V} \subset \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathcal{U} \subset \mathbb{R}^m$ et $y(t) \in \mathcal{Y} \subset \mathbb{R}^p$ sont respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système, $f = [f_1 \dots f_n]^T$ et $h = [h_1 \dots h_p]^T$ sont des fonctions infiniment différentiables sur la variété différentielle $\mathcal{V}$ dans $\mathbb{R}^n$ On notera f_u le champ vectoriel défini par $f_u = f(\zeta, u)$.

3.2.1.1 Observabilité au sens global

Définition 3.1. [66][67] Deux états initiaux différents $\zeta_0 \in \mathcal{V}$ et $\zeta_1 \in \mathcal{V}$ sont dits distinguables dans $\mathcal{V}$ s'il existe un instant $t \geq 0$ et une entrée admissible $u : [0, t] \rightarrow \mathcal{U}$

telle que les trajectoires des sorties respectivement issues de ζ_0 et ζ_1 ne sont pas identiques, i.e. $y(t, \zeta_0, u(t)) \neq y(t, \zeta_1, u(t))$. On dira que l'entrée u distingue les états initiaux ζ_0 et ζ_1 dans $\mathcal{V}$.

Définition 3.2. [66][67] Deux états initiaux différents $\zeta_0 \in \mathcal{V}$ et $\zeta_1 \in \mathcal{V}$ sont dits indistinguables dans $\mathcal{V}$ si pour tout instant $t \geq 0$ et pour toute entrée admissible $u : [0, t] \rightarrow \mathcal{U}$, les trajectoires des sorties respectivement issues de ζ_0 et ζ_1 sont identiques, i.e. $y(t, \zeta_0, u(t)) = y(t, \zeta_1, u(t)) \forall t \in [0, t]$.

Sur la base des deux définitions précédentes, il est devenu possible de connaître le concept d'observabilité et les différentes critères et conditions que nous avons atteintes.

Définition 3.3. [66][67] Un système est observable en $\zeta_0 \in \mathcal{V}$ si tout autre état $\zeta_1 \neq \zeta_0$ est distinguable de ζ_0 dans $\mathcal{V}$. Un système est observable s'il est observable en tout point $\zeta_0 \in \mathcal{V}$.

Définition 3.4. [66][67] Un système est localement observable en ζ_0 si pour tout voisinage ouvert $\mathcal{V}_0$ de ζ_0 l'ensemble des points qui sont indistinguables de ζ_0 dans $\mathcal{V}_0$ via les trajectoires dans $\mathcal{V}_0$ est le point ζ_0 lui-même.

Définition 3.5. [66][67] Un système est localement faiblement observable en ζ_0 s'il existe un voisinage ouvert $\mathcal{V}_0$ de ζ_0 tel que pour tout voisinage ouvert $\bar{\mathcal{V}}_0 \subset \mathcal{V}_0$, l'ensemble des points qui sont indistinguables de ζ_0 dans $\bar{\mathcal{V}}_0$ via les trajectoires dans $\bar{\mathcal{V}}_0$ est le point ζ_0 lui-même.

Nous notons à partir de ces définitions que le concept d'observabilité de cette manière est quelque peu compliqué comme une méthode faisable, comme le concept de continuité, car la définition se rapporte à l'étude à un point, alors que nous voulons étudier un intervalle, nous recourons donc à certaines conditions suffisantes qui sont faciles relativement à vérifier.

3.2.1.2 Observabilité au sens du rang

Définition 3.6. [66][67] *L'espace d'observation est le plus petit sous-espace vectoriel $\mathcal{O}$ de fonctions de l'espace d'état $\mathcal{V}$ à valeurs dans l'espace des sorties $\mathcal{Y}$ contenant les sorties $\{\mathbf{h}_i\}_{i \in [1,p]}$ et invariant pour la dérivation de Lie le long des champs de vecteurs $\mathbf{f}_u$.*

Cet espace peut être vu comme étant une concaténation de la sortie et de ses dérivées temporelles. [68]

Rappelons que la dérivée de Lie d'une fonction $\mathbf{h}$ le long d'un champ de vecteurs $\mathbf{f}$ est donnée par :

$$L_f(\mathbf{h}) = (\nabla \mathbf{h})\mathbf{f} = \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \boldsymbol{\zeta}} \mathbf{f}$$

$$L_f^k(\mathbf{h}) = L_f(L_f^{k-1}(\mathbf{h})) ; L_f^0(\mathbf{h}) = \mathbf{h}$$

Définition 3.7. [66][67] *Soit $d\mathcal{O}$ l'espace des différentielles des éléments de $\mathcal{O}$, le système est localement faiblement observable en $\boldsymbol{\zeta}_0$ si*

$$\dim(d\mathcal{O}(\boldsymbol{\zeta}_0)) = n$$

Où $d\mathcal{O}(\boldsymbol{\zeta}_0)$ n'est autre que l'évaluation de $d\mathcal{O}$ en $\boldsymbol{\zeta}_0$. On dira alors que le système est observable si la propriété ci-dessus est satisfaite pour tout $\boldsymbol{\zeta}_0 \in \mathcal{V}$.

Définition 3.8. [69] *Erreur ! Source du renvoi introuvable.* *Un système est dit observable si sa matrice d'observabilité $\mathcal{O}_y$ qui est la jacobienne de l'espace d'observation est de rang plein, i.e. $\text{rang}(\mathcal{O}_y) = n$.*

$$\mathcal{O}_y \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\partial \mathcal{O}}{\partial \boldsymbol{\zeta}}$$

Définition 3.9. [66][70] *Un système est dit observable si pour tout point $\boldsymbol{\zeta} \in \mathcal{V}$ si l'ensemble de n vecteurs $\mathcal{B}_{\mathcal{O}} = \{L_f^{k-1}(\mathbf{h}) : k = 1, \dots, n\}$ sont linéairement indépendants et constitue une base de l'espace d'observation $\mathcal{O}$, ($\mathcal{O} = \text{Span}\{\mathcal{B}_{\mathcal{O}}\}$) c'est à dire :*

$$\dim(\mathcal{B}_{\mathcal{O}}) = n$$

Où n est la dimension de l'espace d'observation.

Les **Définition 3.7** elles expriment ce qu'on appelle le critère ou la condition du rang, qui est considérée comme le résultat de la définition de l'observabilité au sens global.

Remarque 3.1. [68] *Le critère d'observabilité au sens du rang est une condition suffisante, mais non nécessaire, pour garantir qu'un système dynamique peut être observable.*

Il est important de noter que l'espace d'observation d'un système non linéaire dépend de leurs entrées, ce qui conduit naturellement aux concepts d'entrée universelle et le concept d'observabilité uniforme définis ci-dessous.

Définition 3.10. [66][71] *Une entrée admissible $u : [0, \tau] \rightarrow \mathcal{U}$ est dite universelle pour le système sur l'intervalle de temps $[0, \tau]$ si pour tout couple d'états initiaux distincts $(\zeta_0, \zeta_1) \in \mathcal{V} \times \mathcal{V}$, il existe au moins un instant $t \in [0, \tau]$ tel que $y(t, \zeta_0, u(t)) \neq y(t, \zeta_1, u(t))$. On dira alors qu'une entrée est singulière si elle n'est pas universelle.*

Définition 3.11. [66][71] *Un système est observable pour toute entrée admissible ou uniformément observable si chaque entrée $u : [0, \tau] \rightarrow \mathcal{U}$ est universelle.*

Remarque 3.2. *Il est important de noter que ces définitions nous clarifient le concept d'observabilité, mais il existe de nombreuses définitions que nous n'avons pas couvertes et qui contiennent plus de détails et une étude plus approfondie, il est donc difficile de les absorber toutes dans cette thèse.*

3.3 Observateurs

L'utilisation des observateurs d'état, ou les capteurs logiciels, pour contrôler les machines électriques est une approche suggérée pour résoudre le problème des capteurs matériels (La mesure). Dans un premier temps, le but principal de l'observation était de reconstruire des grandeurs difficiles à mesurer, comme les flux rotoriques dans les machines asynchrones par exemple, afin d'améliorer les performances de contrôle, cependant aujourd'hui les capteurs logiciels d'état sont utilisés à plusieurs objectifs.

Voir la **Figure 3.1**

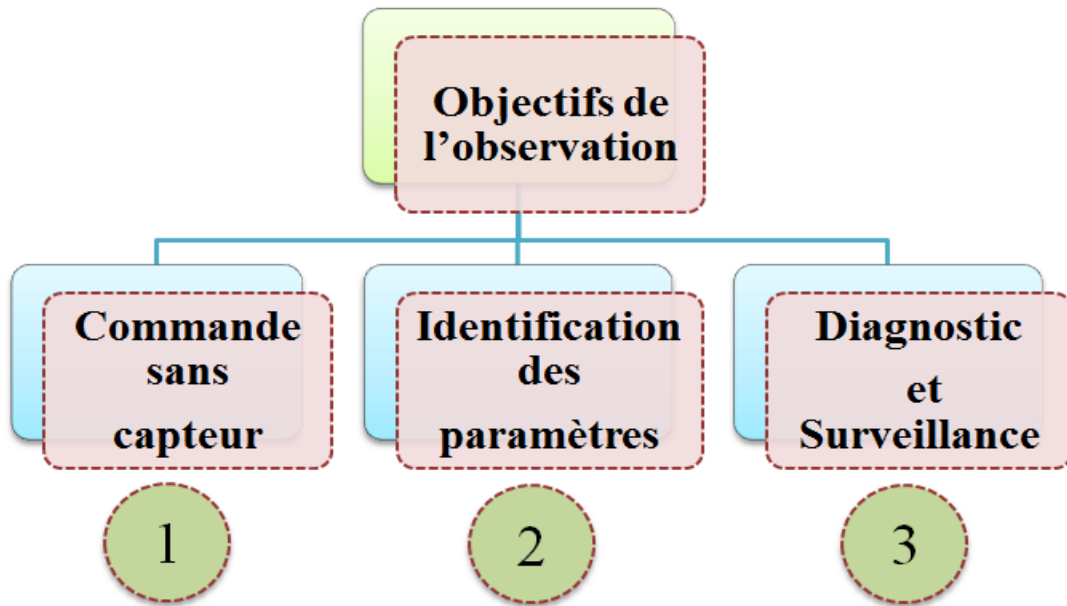


Figure 3.1 : L'objectif de l'observation [68]

- **La commande** : l'objectif de l'observateur est de remplacer certains capteurs dans le but de réduire le coût de la commande et d'améliorer sa fiabilité. La commande sans capteur des machines électriques.
- **Identification des paramètres** : l'observateur est utilisé dans ce cas pour estimer les valeurs des paramètres du modèle de la machine (par exemple : la résistance qui varie avec la température, ou le couple résistant qui varie avec la charge) afin d'améliorer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques.
- **Diagnostic des défauts et surveillance** : l'observateur fournit une estimée des grandeurs mesurées dans le but de détecter la défaillance ou la dégradation des performances des capteurs, en comparant la sortie de ces derniers à la sortie de l'observateur. [68]

Dans ce mémoire de thèse, nous nous intéressons surtout à la commande sans capteur mécanique de la MAS.

3.3.1 Principe d'estimation d'état

L'observateur ou reconstituteur d'état est un capteur logiciel qui permet de reconstruire les variables d'état internes du système à partir de la mesure des entrées et des sorties du système réel. Il s'agit donc d'un système auxiliaire dont les entrées sont les entrées et les sorties du système original et ses sorties sont l'état estimé de l'état du système original. [70] Figure 3.2, montre que le l'observation est une estimation à base de modèle avec une correction par les mesures. Le modèle d'un observateur d'état est une copie du

modèle du système à observer, à laquelle s'ajoute un terme de correction, fonction de l'écart e entre la sortie mesurée et celle estimée. La forme générale d'un observateur d'état du système (3.1) est :

$$\text{OBS} \begin{cases} \dot{\hat{\zeta}}(t) = f(\hat{\zeta}(t), u(t)) + \mathcal{K}_g(y(t) - h(\hat{\zeta}(t))) \\ \hat{y}(t) = h(\hat{\zeta}(t)) \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec $\hat{\zeta}(t)$ et $\hat{y}(t)$ sont respectivement l'état et la sortie estimé, la matrice de gain $\mathcal{K}_g$, dite gain d'observation ou gain d'observateur, peut être constante (statique) ou variante (dynamique) avec le temps.

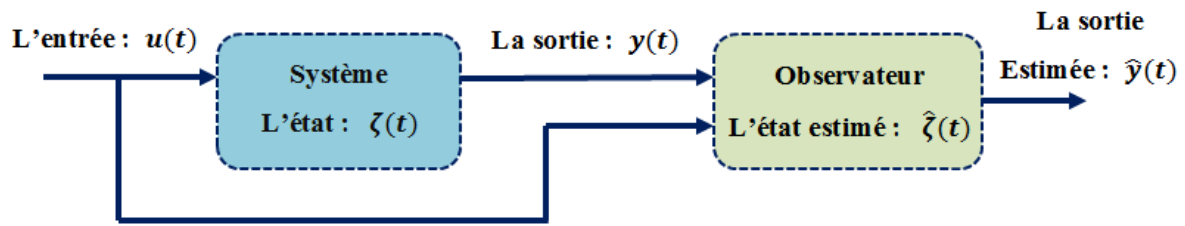


Figure 3.2 : Principe d'estimation d'état

3.3.2 Les différents types des observateurs

Dans le domaine industriel il existe plusieurs classifications des observateurs selon différant considérations, en général le modèle étudié peut être en temps discret ou en temps continu, déterministe ou stochastique, régulier ou singulier, Sur la **Figure 3.3** nous avons représenté les trois fondamentales groupes d'observateurs qui sont : les observateurs adaptatifs (observateur par intervalles [72], observateur parallèle [73] et observateur multi modèles [74]) les observateurs déterministes (observateur algébrique [75], observateur à horizon glissant [76]) et finalement les observateurs stochastiques (filtre DMZ [77] et filtre a particule [78]), [71] et nous remarquerons que dans chaque groupe, il existe plusieurs types des observateurs, certains observateurs font partie de plusieurs groupes comme le filtre de Kalman (qui se trouve dans le groupe déterministe et stochastique) ou l'observateur parallèle (existe en toutes les groupes).

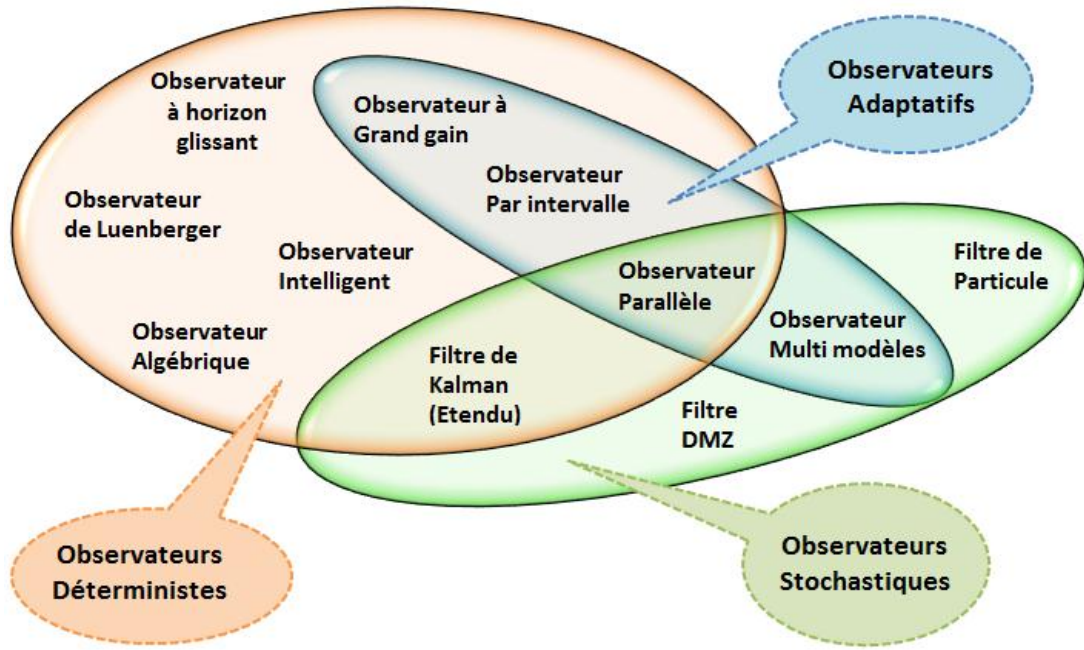


Figure 3.3 : Différents types des observateurs [71]

3.4 Observateur à grand gain dynamique

Dans cette section, nous détaillons le réglage de l'observateur à grand gain pour les classes plus générales de systèmes non linéaires et uniformément observables. Ces classes de systèmes peuvent être décrites par l'expression d'états suivant. [39][70]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + \varphi(u(t), x(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (3.3)$$

Où :

- $x(t)$ est l'état du système et est présenté comme la suivante :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x^1(t) \\ x^2(t) \\ \vdots \\ x^q(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n \quad \text{avec} \quad x^k(t) = \begin{bmatrix} x_1^k(t) \\ x_2^k(t) \\ \vdots \\ x_{\lambda_k}^k(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_k}$$

$$\text{où } x_i^k(t) = \begin{bmatrix} x_{i,1}^k(t) \\ x_{i,2}^k(t) \\ \vdots \\ x_{i,p_k}^k(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p_k} \quad \text{avec } x_{i,j}^k(t) \in \mathbb{R} \quad \text{pour } k = 1, \dots, q; i = 1, \dots, \lambda_k$$

$$\text{et } j = 1, \dots, p_k \text{ avec } \sum_{k=1}^q n_k = \sum_{k=1}^q p_k \lambda_k = n; \quad p_k \geq 1; \quad \lambda_k \geq 2$$

- $u(t)$ et $y(t)$ représentent respectivement l'entrée et la sortie du système. la sortie se présente sous la partition suivante :

$$y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_q(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^p$$

où $y_k(t) \in \mathbb{R}^{p_k}$ pour $k = 1, \dots, q$ avec $\sum_{k=1}^q p_k = p$

- Les matrices diagonales par blocs A et C sont respectivement définies par :

$$A = \text{diag}[A_1 \quad A_2 \quad \dots \quad A_q] ; \quad A_k = \begin{bmatrix} 0 & I_{p_k} & \cdot & 0 \\ \vdots & \cdot & \ddots & \cdot \\ 0 & \dots & 0 & I_{p_k} \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

et

$$C = \text{diag}[C_1 \quad C_2 \quad \dots \quad C_q] \text{ avec } C_k = [I_{p_k} \quad 0 \dots 0] \quad (3.5)$$

où $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et $A_k \in \mathbb{R}^{n_k \times n_k}$ avec $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ et $C_k \in \mathbb{R}^{p_k \times n_k}$

- $\varphi(u(t), x(t))$ est un champ de fonction non linéaire et se présente sous la forme suivante :

$$\varphi(u(t), x(t)) = \begin{bmatrix} \varphi^1(u(t), x(t)) \\ \varphi^2(u(t), x(t)) \\ \vdots \\ \varphi^q(u(t), x(t)) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n$$

$$\text{Où } \varphi^k(u(t), x(t)) = \begin{bmatrix} \varphi_1^k(u(t), x(t)) \\ \varphi_2^k(u(t), x(t)) \\ \vdots \\ \varphi_{\lambda_k}^k(u(t), x(t)) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_k} \text{ et } \varphi_i^k(u(t), x(t)) \in \mathbb{R}^{p_k}$$

$k = 1, \dots, q$ Possède la structure suivante :

- Pour $1 \leq i \leq \lambda_k - 1$

$$\varphi_i^k(u(t), x(t)) = \varphi_i^k(x^1(t), \dots, x^{k-1}(t), x_1^k(t), \dots, x_i^k(t), x_1^{k+1}(t), \dots, x_1^q(t), u(t))$$

- Pour $i = \lambda_k$

$$\varphi_{\lambda_k}^k(u(t), x(t)) = \varphi_{\lambda_k}^k(x^1(t), x^2(t), \dots, x_1^q(t), u(t)) \quad (3.6)$$

Hypothèse 3.1. La fonction $\varphi(\mathbf{u}(t), \mathbf{x}(t))$ est globalement Lipschitz par rapport à $\mathbf{x}$, localement uniformément en $\mathbf{u}$.

Il est à noter que si les conditions de Lipschitz seraient trop restrictives puisqu'elles sont en général localement satisfaites, elles peuvent être particulièrement assouplies dans le cas où la trajectoire de l'état du système se situe dans un ensemble borné grâce à des techniques de prolongement adaptées qui permettent d'obtenir conditions de Lipschitz globales sur tout l'espace d'états. [34]

Remarque 3.3. [70] Cette classe, à notre connaissance à ce jour, est la classe la plus générale représentant des systèmes non linéaires multi-variables uniformément observables.

3.4.1 Etude préliminaire et notations

Dans la suite, certaines notations et définitions seront utilisées dans les équations d'observateur proposées qui seront nécessaires dans l'analyse de convergence de l'erreur d'observation.

Nous considérons $\boldsymbol{\theta} : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}, t \rightarrow \boldsymbol{\theta}(t)$ une fonction dérivable (par rapport le temps) à valeurs positives variable au cours de temps et pour $k = 1, \dots, q$, on considère la matrice diagonale $\Delta_k(\boldsymbol{\theta}(t))$ définie par :

$$\Delta_k(\boldsymbol{\theta}(t)) = \text{diag} \left(\frac{1}{\boldsymbol{\theta}(t)^{\delta_k}} I_{p_k}, \frac{1}{\boldsymbol{\theta}(t)^{2\delta_k}} I_{p_k}, \dots, \frac{1}{\boldsymbol{\theta}(t)^{\lambda_k \delta_k}} I_{p_k} \right) \quad (3.7)$$

Où δ_k est une séquence qui indique la puissance de $\boldsymbol{\theta}$ et est défini comme suit :

$$\begin{cases} \delta_k = 2^{q-k} \left(\prod_{i=k+1}^q \left(\lambda_i - \frac{3}{2} \right) \right) \text{ pour } k = 1, \dots, q-1 \\ \delta_q = 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

Alors que pour tout $k = 1, \dots, q-1$, on a :

$$\frac{\delta_k}{2} = \left(\lambda_{k+1} - \frac{3}{2} \right) \delta_{k+1} \quad (3.9)$$

Puisque $\lambda_k \geq 2$, alors les δ_q constituent une suite décroissante des réels positifs, i.e.

$$\delta_1 \geq \delta_2 \geq \dots \geq \delta_q = 1 \quad (3.10)$$

Remarque 3.4. [34][39][56] Du fait de l'interconnexion des sous-systèmes entre les non-linéarités de bloc, on doit considérer δ_k qui est les puissances de θ . Cette idée prolonge en fait des travaux antérieurs où le paramètre θ est constant. Ce résultat montre un intérêt fondamental pour la prochaine analyse de convergence des erreurs d'observation.

Nous donnons maintenant un Lemme qui sera utile pour analyser la convergence de l'observateur **HGO**. Ce lemme permet de trouver une série de faits qui reflètent en quelque sorte interconnexions des blocs non linéaires.

Lemme 3.1. [34] Pour $k, l = 1, \dots, q$ et $i = 1, \dots, \lambda_k, j = 2, \dots, \lambda_l$, on définit $\chi_{l,j}^{k,i}$

$$\chi_{l,j}^{k,i} = \begin{cases} 0 & \text{si } \frac{\partial \varphi_i^k}{\partial x_j^i}(x, u) \equiv 0 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.11)$$

et considérez la séquence des réels suivante :

$$\sigma_i^k = \sigma_1^k + i\delta_k \text{ pour } k = 1, \dots, q \text{ et } i = 1, \dots, \lambda_k \quad (3.12)$$

Avec :

$$\sigma_1^k = -\lambda_k \delta_k + \lambda_1 \delta_1 + \left(1 - \frac{1}{2^k}\right) \quad (3.13)$$

et les δ_k , sont données par l'expression (3.8). Alors, les termes de cette séquence remplissent la propriété suivante :

$$\text{si } \chi_{l,j}^{k,i} = 1 \text{ alors } \sigma_j^l - \sigma_i^k - \frac{\delta_k}{2} - \frac{\delta_l}{2} \leq -\frac{1}{2^q} \quad (3.14)$$

La preuve de ce lemme est donnée en détail dans [39][70]. Pourtant, deux propriétés du réel σ_i^k seront utilisées au cours de cette thèse, à savoir :

$$\mathcal{P1.} \text{ pour } k = 1, \dots, q \text{ et } i = 1, \dots, \lambda_k \text{ on a } \sigma_i^k > 0$$

et

$$\mathcal{P2.} \text{ pour } k = 1, \dots, q \text{ on a } \sigma_{\lambda_k}^k = \sigma_{\lambda_1}^1 + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2^k}\right)$$

Maintenant, nous commençons à prouver la première propriété mais il faut on note, tout d'abord, que d'après (3.13), on a $\sigma_1^1 = \frac{1}{2}$. Donc on peut montrer que $\sigma_1^k > \sigma_1^{k-1}$ pour tout $k = 2, \dots, q$. En effet :

$$\begin{aligned}
 \sigma_1^k - \sigma_1^{k-1} &= \lambda_{k-1}\delta_{k-1} - \lambda_k\delta_k + \left(\frac{1}{2^{k-1}} - \frac{1}{2^k}\right) \\
 &> \lambda_{k-1}\delta_{k-1} - \lambda_k\delta_k \\
 &= \lambda_{k-1}\delta_{k-1} - \frac{3\delta_k}{2} - \left(\lambda_k - \frac{3}{2}\right)\delta_k \\
 &= \lambda_{k-1}\delta_{k-1} - \frac{3\delta_k}{2} - \frac{\delta_{k-1}}{2} \\
 &= \left(\lambda_{k-1} - \frac{1}{2}\right)\delta_{k-1} - \frac{3\delta_k}{2} \geq \frac{3\delta_{k-1}}{2} - \frac{3\delta_k}{2}, (\lambda_{k-1} \geq 2) \\
 &\geq 0
 \end{aligned}$$

Nous avons donc $\sigma_1^k > \sigma_1^{k-1} > \sigma_1^1 > 0$ et par la suite, on a $\sigma_i^k > 0$ pour $i > 2$, puisque $\sigma_i^k = \sigma_1^k + i\delta_k$ et $\lambda_k\delta_k > 0$. La deuxième propriété est déduite de (3.13) puisqu'on a :

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\lambda_k}^k &= \sigma_1^k + \lambda_k\delta_k = \lambda_1\delta_1 + \left(1 - \frac{1}{2^k}\right) \\
 &= \frac{1}{2} + \lambda_1\delta_1 + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2^k}\right) = \sigma_{\lambda_1}^1 + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2^k}\right)
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Avant de terminer cette section, On définit comme avant quelques matrices qui seront utiles pour la démonstration de la convergence des observateurs. En effet, pour $k = 1, \dots, q$, soit :

$$\Lambda_k(\theta(t)) = (\theta(t))^{-\sigma_1^k} \Delta_k(\theta(t)) \tag{3.16}$$

Avec σ_1^k sont des nombres réels positifs donnés par le **Lemme 3.1** et $\Delta_k(\theta(t))$ est défini par la relation (3.7). En considérant les structures A_k et C_k données respectivement en (3.4) et (3.5), nous pouvons montrer que les identités suivantes sont valides :

$$\begin{aligned}
 \Lambda_k(\theta(t))A_k\Lambda_k^{-1}(\theta(t)) &= \Delta_k(\theta(t))A_k\Delta_k^{-1}(\theta(t)) = (\theta(t))^{\delta_k}A_k \\
 C_k\Lambda_k^{-1}(\theta(t)) &= (\theta(t))^{\sigma_1^k + \delta_k}C_k
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Ajouté à cela peut être facilement vérifié que :

$$\dot{\Lambda}_k(\theta(t)) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{d}{dt}\Lambda_k(\theta(t)) = -\frac{\dot{\theta}(t)}{\theta(t)}(\sigma_1^k I_{n_k} + \delta_k D_k)\Lambda_k(\theta(t)) \tag{3.18}$$

Avec I_{n_k} est la matrice identité par les dimensions $n_k \times n_k$ et D_k est une matrice diagonale par les dimensions $n_k \times n_k$, suivante : $D_k = \text{diag}(1, 2, \dots, n_k)$.

Maintenant, pour $k = 1, \dots, q$, on définit :

$$\tilde{K}_k = [\tilde{K}_{k,1} \ \tilde{K}_{k,2} \ \dots \ \tilde{K}_{k,\lambda_k}]^T \text{ avec } \tilde{K}_{k,i} \in \mathbb{R}^{p_k \times p_k} \quad (3.19)$$

La matrice de dimensions $n_k \times p_k$ d'une manière qui rend la matrice $\tilde{A}_k \stackrel{\text{def}}{=} A_k - \tilde{K}_k C_k$ une matrice de Hurwitz. Il y a donc un nombre réel strictement positif $a > 0$ et q matrices définies positives S_k , de dimensions $n_k \times n_k$ [34] tels que :

$$\tilde{A}_k^T S_k + S_k \tilde{A}_k \leq -a S_k \text{ et } D_k S_k + S_k D_k \geq 0 \quad (3.20)$$

A partir de cette relation, on définit certaines matrices qui seront utilisées lors de l'analyse de convergence des erreurs d'observation, à savoir :

$$\begin{aligned} Q_k &= S_k D_k + D_k S_k \\ \tilde{\Omega}_k &= \delta_k Q_k + 2\sigma_1^k S_k \end{aligned} \quad (3.21)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \tilde{\Omega} &= \text{diag}(\tilde{\Omega}_1, \tilde{\Omega}_2, \dots, \tilde{\Omega}_q) \\ S &= \text{diag}(S_1, S_2, \dots, S_q) \end{aligned} \quad (3.22)$$

En prenant en considération les faits que $Q_k = Q_k^T \geq 0$ (d'après (3.20)), $\sigma_1^k > 0$ et $S_k = S_k^T > 0$ Nous pouvons donc conclure que, $\tilde{\Omega}_k$ est une matrice symétrique semi définie positive **SDP** et l'est aussi $\tilde{\Omega}$. Dans ce contexte, on note par $\lambda_M(\cdot)$ et $\lambda_m(\cdot)$ la valeur propre la plus grande et la plus petite de $(\cdot)$, respectivement. Le nombre de conditionnement de $(\cdot)$, est noté par $\mu(\cdot)$, i.e. $\mu(\cdot) = \frac{\lambda_M(\cdot)}{\lambda_m(\cdot)}$.

Remarque 3.5. *Le théorème de la valeur moyenne (TVM) est l'une des théories les plus importantes que nous utilisons dans l'étude de la convergence, c'est pourquoi nous vous présenterons dans la annexe C un rappel de cette théorème et de certaines relations liées au calcul vectoriel.*

3.4.2 Synthèse de l'observateur

Pour la synthèse de l'observateur, on considère l'**Hypothèse 3.1**, en générale adoptées lors de la synthèse de l'observateurs de type grand gain.

3.4.2.1 Equations de l'observateur

L'observateur proposé pour cette classe générale des systèmes non linéaires est inspiré de l'observateur à grand gain classique avec un gain variable dans le temps comme il est détaillé dans le système des équations d'état suivant [34][81] :

$$\mathcal{O}_k \begin{cases} \dot{\hat{x}}^k(t) = A_k \hat{x}^k(t) + \varphi^k(u(t), \hat{x}(t)) - \Delta_k^{-1}(\theta(t)) \tilde{K}_k C_k e^k(t) & k = 1, \dots, q \\ \dot{\theta}(t) = -\frac{1}{2} \mu_1 \theta(t) (a(\theta(t)) - 1) - g(t) \gamma(\|\tilde{y}(t)\|) & \text{avec } \theta(0) \geq 1 \\ g(t) = \frac{M_o}{1 + \min(\rho, \mathcal{P}_T(t))} & \text{avec } \mathcal{P}_T(t) = \frac{1}{T} \int_{\max(0, t-T)}^t \|\tilde{y}(\tau)\|^2 d\tau \end{cases} \quad (3.23)$$

Avec :

$$\bullet \quad \hat{x}(t) = \begin{bmatrix} \hat{x}^1(t) \\ \hat{x}^2(t) \\ \vdots \\ \hat{x}^q(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n \quad \text{avec} \quad \hat{x}^k(t) = \begin{bmatrix} \hat{x}_1^k(t) \\ \hat{x}_2^k(t) \\ \vdots \\ \hat{x}_{\lambda_k}^k(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_k} \quad \text{où } \hat{x}_i^k(t) \in \mathbb{R}^{p_k}$$

$$\text{Pour } k = 1, \dots, q ; i = 1, \dots, \lambda_k, \quad \sum_{k=1}^q n_k = n$$

- $e^k(t) = \hat{x}^k(t) - x^k(t)$.
- $\tilde{y}(t) = C e(t) = C(\hat{x}(t) - x(t))$.
- $\mu_1 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\lambda_m(S)}{\lambda_M(\tilde{N})}$, où S et $\tilde{N}$ sont donnés respectivement par les équations (3.21) et (3.22)
- $u(t)$ et $y(t)$ sont respectivement l'entrée et la sortie mesurées du système réel.
- Les réels $\rho, T, M_o > 0$ sont les paramètres de synthèse de l'observateur.
- $\gamma : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^+, \|\varepsilon\| \rightarrow \gamma(\|\varepsilon\|)$ une fonction croissante à valeurs réelles positives qui satisfait les propriétés suivantes :
 - $\gamma(0) = 0$
 - $\gamma(X) > 0, X > 0$

Nous notons que les équations de l'observateur contiennent trois paramètres de réglage T, M_o et ρ , et la sélection des deux premiers paramètres sera discutée plus loin. Quant au paramètre ρ , son choix n'est pas critique car il est principalement présenté pour la saturation intégrale $\mathcal{P}_T(t)$. Ainsi, une valeur relativement élevée pour ρ . [34]

Nous mentionnons maintenant le théorème suivant :

Théorème 3.1. [34][81] Supposons que le système (3.3) satisfait l'**Hypothèse 3.1**, alors, les trajectoires du système (3.23) convergent exponentiellement vers celles du système (3.3) pour des valeurs relativement importantes de M_o .

La preuve du **Théorème 3.1** est le but de la section suivante.

3.4.2.2 Analyse de convergence

La démonstration du **Théorème 3.1** est effectuée étape par étape comme suit. Tout d'abord, on doit prouver la délimitation du paramètre de conception $\theta(t)$ tout en fournissant des expressions des bornes inférieure et supérieure correspondantes. En particulier, on doit montrer que pour tout $t \geq 0$, $\theta(t) \geq 1$. On doit ensuite dériver la dynamique de l'erreur d'observation. Cela permet d'établir la limite de l'erreur d'observation de sortie $\tilde{y}(t)$ et par la suite la limite de l'erreur d'observation $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$. Enfin, on prouve successivement la convergence exponentielle à zéro des erreurs d'observation de sortie et d'état. [34]

a) La bornitude de $\theta(t)$

Pour cela, nous distinguons deux cas qui dépendent du signe $\dot{\theta}(t)$. Avant de considérer ces deux cas, il est à noter que d'après l'expression de $\dot{\theta}(t)$ on a :

$$\theta = 1 \Rightarrow \dot{\theta}(t) \geq 0$$

De cette dernière relation, nous découvrons que c'est pour $\theta(0) \geq 1$, on peut déduire :

$$\forall t \geq 0 : \theta(t) \geq 1$$

et on remarque aussi que :

$$\forall t \geq 0 : 0 < g(t) \leq M_o$$

On discute maintenant des deux cas mentionnés ci-dessus.

- **Cas 1.** $\dot{\theta}(t) \geq 0$: Puisque $\theta(t) \geq 1$ et d'après l'équation (3.23), on obtient :

$$a(\theta(t) - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}(t)\|) \leq 0$$

Ceci implique que :

$$\theta(t) \leq 1 + \frac{g(t)\gamma(\|\tilde{y}(t)\|)}{a} \leq 1 + \frac{M_o}{a} \gamma(\|\tilde{y}(t)\|)$$

Donc :

$$\forall t \geq 0 : 0 < \theta(t) \leq 1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \quad (3.24)$$

Avec γ_{max} est la borne supérieure de $\gamma(X)$.

- **Cas 2. $\dot{\theta}(t) \leq 0$:** Puisque $\theta(t) \geq 1$ et d'après l'équation (3.23), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{\theta}(t) &\leq -\frac{\mu_1}{2} (a(\theta(t) - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}(t)\|)) \\ &\leq -\frac{a\mu_1}{2} \theta(t) + \frac{a\mu_1}{2} \left(1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

En intégrant l'inégalité (3.25) entre un temps t_0 et t , avec $t_0 < t$, on obtient :

$$\begin{aligned} \theta(t) &\leq e^{-\frac{a\mu_1}{2}(t-t_0)} \theta(t_0) - \left(1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) e^{-\frac{a\mu_1}{2}(t-t_0)} + \left(1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) \\ &\leq e^{-\frac{a\mu_1}{2}(t-t_0)} \theta(t_0) + \left(1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) \\ &\leq \theta(t_0) + \left(1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Maintenant, le temps t_0 peut prendre la valeur 0 car $\theta(0) \geq 1$ est choisie arbitrairement. Elle peut prendre, par ailleurs, la fin du domaine où $\dot{\theta}(t) \geq 0$. Par référence à la relation (3.24), on a :

$$\theta(t_0) \leq 1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a}$$

En conséquence, pour tout t_0 , on a :

$$\theta(t_0) \leq \max \left(\theta(0), 1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) \quad (3.27)$$

En utilisant (3.27), l'inégalité (3.26) devient :

$$\theta(t) \leq \max \left(\theta(0), 1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) + \left(1 + \frac{M_O \gamma_{max}}{a} \right) \quad (3.28)$$

En résumé, et d'après les inégalités (3.24), et (3.28), $\theta(t)$ est bornée et satisfait la relation suivante :

$$\forall t \geq 0 : \theta(t) \leq \theta_{\max} \stackrel{\text{def}}{=} \max \left(\theta(0), 1 + \frac{M_o \gamma_{\max}}{a} \right) + \left(1 + \frac{M_o \gamma_{\max}}{a} \right) \quad (3.29)$$

On s'intéresse, maintenant, à détailler le reste de la preuve de la convergence. Pour cela, on dérive par rapport au temps le vecteur $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ et on considère $e^k(t)$ la $k^{\text{ième}}$ composante de $e(t)$. Pour simplifier les expressions, tant qu'il n'y a pas d'ambiguïté, nous omettons la variable temps " t ", on obtient alors :

$$\dot{e}^k = A_k e^k + \varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) - \Delta_k^{-1}(\theta) \tilde{K}_k C_k e^k \quad (3.30)$$

Où u une entrée admissible telle que $\|u\|_\infty \leq B_u$, $B_u > 0$, est une constante donnée. Pour $k = 1, \dots, q$, on considère :

$$\bar{e}^k = \Lambda_k(\theta) e^k \quad (3.31)$$

À travers l'équation (3.30) et en utilisant (3.17) et (3.18), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{\bar{e}}^k &= \Lambda_k(\theta) \dot{e}^k + \dot{\Lambda}_k(\theta) \Lambda_k^{-1}(\theta) \bar{e}^k \\ &= \Lambda_k(\theta) A_k \Lambda_k^{-1}(\theta) \bar{e}^k + \Lambda_k(\theta) \left(\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) \right) \\ &\quad - \Lambda_k(\theta) \Delta_k^{-1}(\theta) \tilde{K}_k C_k \Lambda_k^{-1}(\theta) \bar{e}^k - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma_1^k I_k + \delta_k D_k) \bar{e}^k \\ &= \theta^{\delta_k} A_k \bar{e}^k - \theta^{\delta_k} \tilde{K}_k C_k \bar{e}^k + \Lambda_k(\theta) \left(\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) \right) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma_1^k I_k + \delta_k D_k) \bar{e}^k \\ &= \theta^{\delta_k} \tilde{A}_k \bar{e}^k + \Lambda_k(\theta) \left(\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) \right) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} (\sigma_1^k I_k + \delta_k D_k) \bar{e}^k \end{aligned}$$

Soit :

$$V_k(\bar{e}^k) = \bar{e}^{kT} S_k \bar{e}^k \quad (3.32)$$

et soit :

$$V(\bar{e}) = \sum_{k=1}^q V_k(\bar{e}^k(t)) = \bar{e}^T S \bar{e}$$

Avec S , est la matrice définie dans (3.21) et (3.22), une fonction candidate de Lyapunov.

On note que d'après (3.31) et (3.32), on a pour $\theta(t) \geq 1$:

$$\forall t \geq 0 : \|\bar{e}^k(t)\|^2 \leq \frac{1}{\lambda_m(S_k)} V_k(\bar{e}^k(t))$$

et par conséquent, on a :

$$\forall t \geq 0: \quad \|\bar{e}(t)\| \leq \frac{1}{\sqrt{\lambda_m(S)}} \sqrt{V(\bar{e}(t))} \quad (3.33)$$

et on remarque aussi que :

$$\forall t \geq 0: \quad \|\bar{e}^k(t)\| \leq \|e^k(t)\| \leq \theta^{\sigma_{\lambda_k}^k} \|\bar{e}^k(t)\| \leq \frac{\theta^{\sigma_{\lambda_k}^k}}{\sqrt{\lambda_m(S)}} \sqrt{V(\bar{e}^k(t))} \quad (3.34)$$

Alors :

$$\forall t \geq 0: \quad \|\bar{e}(t)\| \leq \|e(t)\| \leq \beta \|\bar{e}(t)\| \leq \frac{\beta}{\sqrt{\lambda_m(S)}} \sqrt{V(\bar{e}(t))} \quad (3.35)$$

$$\text{où } \beta \stackrel{\text{def}}{=} \theta^{\sigma_{\lambda_1}^1 + \frac{1}{2}} \quad (3.36)$$

Maintenant, on a :

$$\begin{aligned} \dot{V}_k &= 2\bar{e}^{kT} S_k \dot{\bar{e}}^k \\ &= 2\theta^{\delta_k} \bar{e}^{kT} S_k \tilde{A}_k \bar{e}^k + 2\bar{e}^{kT} S_k \Lambda_k(\theta) \left(\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) \right) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{kT} (2\sigma_1^k S_k + \delta_k Q_k) \bar{e}^k \\ &= 2\theta^{\delta_k} \bar{e}^{kT} S_k \tilde{A}_k \bar{e}^k + 2\bar{e}^{kT} S_k \Lambda_k(\theta) \left(\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) \right) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{kT} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k \end{aligned}$$

Avec $\tilde{\Omega}_k$, est la matrice définie dans (3.21) et (3.22). En utilisant (3.20), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_k &\leq -a\theta^{\delta_k} \bar{e}^{kT} S_k \bar{e}^k + 2\bar{e}^{kT} S_k \Lambda_k(\theta) \left(\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) \right) - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{kT} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k \\ &\leq -a\theta^{\delta_k} V_k + 2 \left\| S_k \bar{e}^k \right\| \left\| \Lambda_k(\theta) \left(\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) \right) \right\| - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{kT} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k \\ &\leq -a\theta^{\delta_k} V_k + 2\sqrt{\lambda_M(S)} \sqrt{V_k} \times \sum_{i=1}^{\lambda_k} \frac{1}{\theta^{\sigma_i^k}} \left\| \varphi_i^k(u, \hat{x}) - \varphi_i^k(u, x) \right\| - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{kT} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k \end{aligned}$$

Avec σ_i^k et σ_j^l sont définies par (3.12). Alors :

$$\dot{V}_k \leq -a\theta^{\delta_k} V_k + 2\rho_k \sqrt{\lambda_M(S)} \sqrt{V_k} \times \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \chi_{l,j}^{k,i} \theta^{-\sigma_i^k} \|e_i^l\| - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{kT} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k \quad (3.37)$$

Où $\rho_k = \sup \left\{ \left\| \frac{\partial \varphi_i^k}{\partial x_j^l}(u, x) \right\| ; x \in \mathbb{R}^n \text{ et } \|u\|_\infty \leq B_u \right\}$ et la séquence des réels $\chi_{l,j}^{k,i}$ est définie par le **Lemme 3.1** Alors :

$$\dot{V}_k \leq -a\theta^{\delta_k} V_k + 2\rho_k \sqrt{\lambda_M(S)} \sqrt{V_k} \times \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \chi_{l,j}^{k,i} \theta^{\sigma_j^l - \sigma_i^k} \|\bar{e}_i^l\| - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{k^T} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k$$

Ainsi nous obtenons :

$$\dot{V}_k \leq -a\theta^{\delta_k} V_k + 2\rho_k \sqrt{\lambda_M(S)} \sqrt{V_k} \times \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \chi_{l,j}^{k,i} \theta^{\sigma_j^l - \sigma_i^k} \frac{\sqrt{V_l}}{\sqrt{\lambda_m(S)}} - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{k^T} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k$$

Donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_k \leq & -a\theta^{\delta_k} V_k + 2\rho_k \mu(S) \sqrt{\theta^{\delta_k} V_k} \times \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \chi_{l,j}^{k,i} \theta^{\sigma_j^l - \sigma_i^k - \frac{\delta_k}{2} - \frac{\delta_l}{2}} \sqrt{\theta^{\delta_l} V_l} \\ & - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{k^T} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k \end{aligned} \quad (3.38)$$

Maintenant, puisque $\theta(t) \geq 1$, comme s'est montré dans la bornitude de $\theta(t)$ et d'après le **Lemme 3.1**, on a :

$$\theta^{\sigma_j^l - \sigma_i^k - \frac{\delta_k}{2} - \frac{\delta_l}{2}} \leq \theta^{-\frac{1}{2q}}$$

Alors, l'inégalité (3.38) devient :

$$\dot{V}_k \leq -a\theta^{\delta_k} V_k + 2\lambda_k \rho_k \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} \sqrt{\theta^{\delta_k} V_k} \times \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \sqrt{\theta^{\delta_l} V_l} - \frac{\dot{\theta}}{\theta} \bar{e}^{k^T} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k \quad (3.39)$$

On considère $W_k(\bar{e}^k) = \bar{e}^{k^T} \tilde{\Omega}_k \bar{e}^k$ et $W(\bar{e}) = \sum_{k=1}^q W_k(\bar{e}^k(t)) = \bar{e}^T \Omega \bar{e}$ On a :

$$\begin{aligned} \mu_1 W_k & \leq V_k \leq \mu_2 W_k \\ \text{Où : } \mu_1 & \triangleq \frac{\lambda_m(S)}{\lambda_M(\Omega)}, \quad \mu_2 \triangleq \frac{\lambda_M(S)}{\lambda_m(\Omega)} \quad \text{et} \quad \frac{\mu_2}{\mu_1} = \mu(S) \mu(\Omega) \end{aligned}$$

Donc, l'inégalité (3.39) devient :

$$\dot{V}_k \leq -a\theta^{\delta_k} V_k + 2\lambda_k \rho_k \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} \sqrt{\theta^{\delta_k} V_k} \times \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \sqrt{\theta^{\delta_l} V_l} - \frac{\dot{\theta}}{\theta} W_k$$

Maintenant, pour $k = 1, \dots, q$, on considère $V_k^* = a\theta^{\delta_k} V_k$ et soit $V^* = \sum_{k=1}^q V_k^*$. On note que puisque $\theta(t) \geq 1$ et d'après (3.10), on a :

$$a\theta V = a\theta^{\delta_q} V \leq V^* \leq a\theta^{\delta_1} V$$

Alors :

$$\begin{aligned} \dot{V}_k &\leq -V_k^* + 2\lambda_k \frac{\rho_k}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} \sqrt{V_k^*} \times \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \sqrt{V_l^*} - \frac{\dot{\theta}}{\theta} W_k \\ &\leq -V_k^* + 2\lambda_k n \frac{\rho_k}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} \sqrt{V_k^*} \sqrt{V^*} - \frac{\dot{\theta}}{\theta} W_k \\ &\leq -V_k^* + 2\lambda_k n \frac{\rho_k}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} V^* - \frac{\dot{\theta}}{\theta} W_k \end{aligned}$$

Donc :

$$\dot{V} \leq -V^* + 2n^2 \frac{\rho_M}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} V^* - \frac{\dot{\theta}}{\theta} W$$

Avec $\rho_M = \max\{\rho_k, 1 \leq k \leq q\}$. En remplaçant $\frac{\dot{\theta}}{\theta}$ par son expression, on obtient :

$$\dot{V} \leq -V^* + 2n^2 \frac{\rho_M}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} V^* + \frac{\mu_1}{2} (a(\theta - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)) W \quad (3.40)$$

Maintenant, nous devons comparer $\theta(t)$ avec la valeur θ_c , nous allons donc distinguer deux cas où :

$$\theta_c \triangleq \left(8n^2 \frac{\rho_M}{a} \mu(S) \right)^{2q} \quad (3.41)$$

- **Cas 1.** $\theta > \theta_c$: On peut facilement vérifier que :

$$2n^2 \frac{\rho_M}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} < \frac{1}{4} \Rightarrow 1 - 2n^2 \frac{\rho_M}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}} > \frac{3}{4} \quad (3.42)$$

En utilisant (3.40) et (3.42), l'inégalité (3.40) devient :

$$\dot{V} \leq -(1 - 2n^2 \frac{\rho_M}{a} \mu(S) \theta^{-\frac{1}{2q}}) V^* + \frac{\mu_1}{2} (a(\theta - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)) W$$

$$\begin{aligned}
&\leq -\frac{3}{4}a\theta V + \frac{\mu_1}{2}(a(\theta - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)) W \\
&= -\frac{3}{4}a\theta V + \frac{\mu_1}{2}a(\theta - 1)W - \frac{\mu_1}{2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|) W \\
&\leq -\frac{3}{4}a\theta V + \frac{1}{2}a(\theta - 1)V - \frac{\mu_1}{2\mu_2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|) V \\
&= -\frac{1}{4}a(\theta + 2)V - \frac{\mu_1}{2\mu_2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|) V \\
&\leq -\frac{1}{4}a(\theta + 1)V - \frac{\mu_1}{4\mu_2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|) V
\end{aligned} \tag{3.43}$$

- **Cas 2.** $\theta \leq \theta_c$: En utilisant (3.40) et le fait que $\theta^{-\frac{1}{2q}} \leq 1$ l'inégalité (3.40) devient :

$$\begin{aligned}
\dot{V} &\leq -V^* + \frac{\theta_c^{\frac{1}{2q}}}{4}V^* + \frac{\mu_1}{2}(a(\theta - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)) W \\
&\leq -V^* + a\frac{\theta_c^{\frac{1}{2q}}}{4}\theta^{\delta_1}V + \frac{\mu_1}{2}(a(\theta - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)) W \\
&\leq -V^* + a\frac{\theta_c^{\frac{1}{2q}}}{4}\theta_c^{\delta_1}V + \frac{\mu_1}{2}(a(\theta - 1) - g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)) W \\
&\leq -a\theta V + a\frac{\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}}{4}V + \frac{1}{2}a(\theta - 1)V - \frac{\mu_1}{2\mu_2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)V \\
&= -\frac{1}{2}a(\theta + 1)V + a\frac{\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}}{4}V - \frac{\mu_1}{2\mu_2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)V \\
&\leq -\frac{1}{4}a(\theta + 1)V + a\frac{\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}}{4}V - \frac{\mu_1}{4\mu_2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)V
\end{aligned} \tag{3.44}$$

En comparant (3.43), (3.44) on peut facilement conclure que pour tout θ , on a :

$$\dot{V} \leq -\frac{a}{4}(\theta + 1)V + a\frac{\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}}{4}V - \frac{\mu_1}{4\mu_2}g(t)\gamma(\|\tilde{y}\|)V \tag{3.45}$$

Le reste de la démonstration est une présentation détaillée de la bornitude de $\|\tilde{y}(t)\|$ et la bornitude de $\|e(t)\|$, puis nous expliquerons la nature de la convergence vers zéro pour chacun d'eux, en plus précis, la convergence exponentielle de $\|\tilde{y}(t)\|$ et de $\|e(t)\|$.

b) La bornitude de l'erreur d'observation de la sortie $\|\tilde{y}(t)\|$

Nous expliquons dans ce qui suit la bornitude de $\|\tilde{y}(t)\|$. En effet, pour ce faire, On utilisant des preuves basées sur une hypothèse autre que ce que nous voulons prouver, jusqu'à ce que nous atteignons une contradiction. Où on choisit ρ suffisamment grande afin d'obtenir :

$$\exists N > 0; \exists t^* > T; \forall t \geq t^* - T : \|\tilde{y}(t)\| > N \text{ et } \frac{1}{T} \int_{t^*-T}^t \|\tilde{y}(\tau)\|^2 d\tau > \rho \quad (3.46)$$

Par conséquent, on a :

$$\forall t \geq t^* - T : \|\tilde{y}(t)\| > N \text{ et } g(t) = \frac{M_o}{1 + \rho}$$

On considère $\gamma_N = \gamma(N)$. Puisque γ est une fonction positive croissante de $\|\tilde{y}(t)\|$, alors, on a :

$$\forall t \geq t^* - T : \gamma(\|\tilde{y}(t)\|) \geq \gamma_N$$

On choisit M_o comme suit :

$$M_o = \frac{\lambda(1 + \rho)}{\gamma_N} \quad (3.47)$$

Où λ est une constante positive choisie de telle façon que $\lambda > a \frac{\mu_2}{\mu_1} \theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}$. Pour $t \geq t^* - T$, en utilisant (3.46), l'inéquation (3.45) devient :

$$\dot{V}(\bar{e}(t)) \leq -\frac{a}{4}(\theta + 1)V(\bar{e}(t)) + a \frac{\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}}{4} V(\bar{e}(t)) - \frac{\mu_1}{4\mu_2} \frac{M_o \gamma_N}{(1 + \rho)} V(\bar{e}(t))$$

En remplaçant M_o par son expression, (3.47), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{e}(t)) &\leq -\frac{a}{4}(\theta + 1)V(\bar{e}(t)) + \frac{1}{4} \left(a \theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}} - \frac{\mu_1}{\mu_2} \lambda \right) V(\bar{e}(t)) \\ &\leq -\frac{1}{4} \left(\frac{\mu_1}{\mu_2} \lambda - a \theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}} \right) V(\bar{e}(t)) \end{aligned}$$

Le résultat d'intégration de l'inégalité entre $t^* - T$ et t donne :

$$V(\bar{e}(t)) \leq \exp\left(-\frac{1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)(t - (t^* - T))\right)V(\bar{e}(t^* - T)) \quad (3.48)$$

Si on choisit $t = 2(t^* - T)$, on obtient :

$$V(\bar{e}(2(t^* - T))) \leq \exp\left(-\frac{1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)(t^* - T)\right)V(\bar{e}(t^* - T)) \quad (3.49)$$

Puisque $V(\bar{e}(t^* - T))$ est constante, on peut choisir λ suffisamment grande afin d'obtenir :

$$V(\bar{e}(2(t^* - T))) \leq \lambda_m(S) \frac{N^2}{4\beta^2} \quad (3.50)$$

En combinant (3.48) avec (3.50) et (3.35), on obtient, pour $t \geq t^* - T$:

$$\begin{aligned} \|\tilde{y}(2(t^* - T))\|^2 &\leq \|e(2(t^* - T))\|^2 \leq \beta^2 \|\bar{e}(2(t^* - T))\|^2 \\ &\leq \frac{\beta^2}{\lambda_m(S)} V(\bar{e}(2(t^* - T))) \leq \frac{N^2}{4} \end{aligned}$$

Alors :

$$\|\tilde{y}(2(t^* - T))\| \leq \frac{N}{2}$$

Ceci est en contradiction avec (3.46) donc $\|\tilde{y}(t)\|$ est bornée, on note $B_{\tilde{y}}$ la borne supérieure de $\|\tilde{y}(t)\|$, i. e.

$$\forall t \geq 0 : \|\tilde{y}(t)\| \leq B_{\tilde{y}} \quad (3.51)$$

c) La bornitude de vecteur de l'erreur d'observation $\|e(t)\|$

Nous montrons maintenant la bornitude de $\|e(t)\|$. Pour ce faire, nous présentons la transformation des coordonnées suivante :

$$\tilde{e}^k = \Lambda_k(\bar{\theta})e^k, k = 1, \dots, q \quad (3.52)$$

Avec $\bar{\theta}$ est une constante qui satisfait :

$$\bar{\theta} \geq \max\{\theta_{\max}, \theta_c\} \quad (3.53)$$

Où $\theta_{\max}$ et θ_c sont données par (3.29) et (3.41), respectivement. Alors, la dynamique de l'erreur (3.30) est transformée en :

$$\begin{aligned} \dot{e}^k &= A_k e^k - \Delta_k^{-1}(\bar{\theta}) \tilde{K}_k C_k e^k + \varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x) + \Delta_k^{-1}(\bar{\theta}) \tilde{K}_k C_k e^k \\ &\quad - \Delta_k^{-1}(\theta) \tilde{K}_k C_k e^k \end{aligned} \quad (3.54)$$

(Notez l'addition et la soustraction du terme $\Delta_k^{-1}(\bar{\theta}) \tilde{K}_k C_k e^k$)

En utilisant (3.52) et (3.54) donc comme précédemment, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{e}}^k &= \theta^{\delta_k} (A_k - \tilde{K}_k C_k) \tilde{e}^k + \Lambda_k(\bar{\theta}) (\varphi^k(u, \hat{x}) - \varphi^k(u, x)) + \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{K}_k \tilde{y}_k \\ &\quad - \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \end{aligned}$$

On considère, maintenant, $\tilde{V}_k(\tilde{e}^k) = \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{e}^k$ et on considère la fonction de Lyapunov

$\tilde{V}(\tilde{e}) = \sum_{k=1}^q \tilde{V}_k(\tilde{e}^{kT}) = \tilde{e}^T S \tilde{e}$ pour le système (3.54). Comme précédemment, on peut montrer que (voir l'inégalité (3.39)) :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}}_k &\leq -a \bar{\theta}^{\delta_k} \tilde{V}_k + 2 \lambda_k \rho_k \mu(S) \bar{\theta}^{-\frac{1}{2q}} \sqrt{\bar{\theta}^{\delta_k} \tilde{V}_k} \times \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \sqrt{\bar{\theta}^{\delta_l} \tilde{V}_l} + \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k \\ &\quad - \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \end{aligned}$$

Maintenant, pour $k = 1, \dots, q$, on considère $\tilde{V}_k^* = \bar{\theta}^{\delta_k} \tilde{V}_k$ et soit $\tilde{V}^* = \sum_{k=1}^q \tilde{V}_k^*$. On note que :

$$\bar{\theta} \tilde{V} = \bar{\theta}^{\delta_q} \tilde{V} \leq \tilde{V}^* \leq \bar{\theta}^{\delta_1} \tilde{V} \quad (3.55)$$

Alors :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}}_k &\leq -a \tilde{V}_k^* + 2 \lambda_k \rho_k \mu(S) \bar{\theta}^{-\frac{1}{2q}} \sqrt{\tilde{V}_k^*} \times \sum_{l=1}^q \sum_{j=2}^{\lambda_l} \sqrt{\tilde{V}_l^*} + \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k \\ &\quad - \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\leq -a\tilde{V}_k^* + 2\lambda_k n \rho_k \mu(S) \bar{\theta}^{-\frac{1}{2q}} \sqrt{\tilde{V}_k^*} \sqrt{\tilde{V}^*} + \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k \\
&\quad - \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \\
&\leq -a\tilde{V}_k^* + 2\lambda_k n \rho_k \mu(S) \bar{\theta}^{-\frac{1}{2q}} \tilde{V}^* + \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k - \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k
\end{aligned}$$

Alors :

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{V}} &\leq -a\tilde{V}^* + 2n^2 \rho_M \mu(S) \bar{\theta}^{-\frac{1}{2q}} \tilde{V}^* \\
&\quad + \sum_{k=1}^q \left(\bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k - \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \right)
\end{aligned}$$

D'après le choix de $\bar{\theta}$ et en utilisant (3.42), on obtient :

$$\dot{\tilde{V}} \leq -a\frac{3}{4}\bar{\theta}\tilde{V} + \sum_{k=1}^q \left(\bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k - \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \right)$$

Maintenant, il est clair que :

$$0 \leq \sum_{k=1}^q \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k \leq q \|\tilde{K}_M\| B_{\tilde{y}} \frac{\lambda_M(S)}{\sqrt{\lambda_m(S)}} \sqrt{\tilde{V}}, \quad (\sigma_1^k > 0) \quad (3.56)$$

Avec $B_{\tilde{y}}$ est la borne supérieur de $\|\tilde{y}(t)\|$ donnée par (3.51) et $\|\tilde{K}_M\| = \max_{1 \leq k \leq q} \|\tilde{K}_k\|$.

Identiquement, puisque $\frac{\theta}{\bar{\theta}} < 1$, on a $\left\| \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \right\| < 1$ et :

$$0 \leq \sum_{k=1}^q \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \leq q \|\tilde{K}_M\| B_{\tilde{y}} \frac{\lambda_M(S)}{\sqrt{\lambda_m(S)}} \sqrt{\tilde{V}} \quad (3.57)$$

Selon les estimations mentionnées précédemment, nous avons :

$$\dot{\tilde{V}} \leq -a\frac{3}{4}\bar{\theta}\tilde{V} + 2\bar{\alpha}B_{\tilde{y}}\sqrt{\tilde{V}} \quad (3.58)$$

Avec $\bar{\alpha} = q \|\tilde{K}_M\| \frac{\lambda_M(S)}{\sqrt{\lambda_m(S)}}$, ceci conduit à :

$$\sqrt{\tilde{V}(\tilde{e}(t))} \leq \exp\left(-\frac{3}{8}a\bar{\theta}t\right) \sqrt{\tilde{V}(\tilde{e}(0))} + \frac{8\bar{\alpha}}{3a\bar{\theta}} B_{\tilde{y}} \left(1 - \exp\left(-\frac{3}{8}a\bar{\theta}t\right)\right)$$

$$\leq \exp\left(-\frac{3}{8}a\bar{\theta}t\right)\sqrt{\tilde{V}(\tilde{e}(0))} + \frac{8\bar{\alpha}}{3a\bar{\theta}}B_{\tilde{y}} \quad (3.59)$$

Par conséquent, $\tilde{V}(\tilde{e}(t))$ est bornée et par la suite l'est aussi $\tilde{e}(t)$, ou équivalent parlant $e(t)$. Dans ce contexte, on note B_e la borne supérieure de $\|e(t)\|$, i.e.

$$\forall t \geq 0 : \|e(t)\| \leq B_e \quad (3.60)$$

d) La convergence vers zéro de l'erreur d'observation de la sortie $\|\tilde{y}(t)\|$

Montrons que $\|\tilde{y}(t)\|$ converge vers zéro. En fait, on montrera non seulement que $\tilde{y}$ converge vers zéro, mais aussi qu'il le fait de manière exponentielle. Cela peut être fait par un argument de contradiction. En effet, supposons que $\tilde{y}$ ne converge pas exponentiellement vers zéro. Ceci implique que [34] :

$$\forall c > 0; \forall \alpha > 0; \forall T^* > T; \forall t^* > T^* : \|\tilde{y}(t^*)\| > ce^{-\alpha t^*}$$

Mais, puisque la fonction $t \rightarrow \|\tilde{y}(t)\|$ est une fonction continue, on a aussi :

$$\begin{aligned} \forall c > 0; \forall \alpha > 0; \forall T^* > T; \exists T_1 > 0; \forall t \in [t^*, t^* + T_1] : \|\tilde{y}(t)\| > ce^{-\alpha t} \\ > ce^{-\alpha(t^* + T_1)} \end{aligned} \quad (3.61)$$

Maintenant, puisque $\|\tilde{y}(t)\|$ est bornée et en choisissant $\rho > B_{\tilde{y}}^2$, on a pour $t > t^*$:

$$g(t) \geq \frac{M_o}{1 + B_{\tilde{y}}^2} \quad (3.62)$$

Maintenant, on choisit M_o comme suit :

$$M_o = \frac{\lambda(1 + B_{\tilde{y}}^2)}{\gamma_m} \quad (3.63)$$

Avec $\gamma_m = \inf\{\gamma(\|\tilde{y}(t)\|); t \in [t^*, t^* + T_1]\}$ et λ est une constante positive qui satisfait

$\lambda > a \frac{\mu_2}{\mu_1} \theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}$ En utilisant (3.62), l'inégalité (3.45) devient :

$$\dot{V}(\bar{e}(t)) \leq -\frac{a}{4}(\theta + 1)V(\bar{e}(t)) + a \frac{\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}}{4}V(\bar{e}(t)) - \frac{\mu_1}{4\mu_2} \frac{M_o \gamma_m}{(1 + B_{\tilde{y}}^2)}V(\bar{e}(t))$$

En remplaçant M_o par son expression, (3.63) , dans (3.45), on obtient pour tout $t \in [t^*, t^* + T_1]$:

$$\begin{aligned}
\dot{V}(\bar{e}(t)) &\leq -\frac{a}{4}(\theta + 1)V(\bar{e}(t)) + \frac{1}{4}\left(a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}} - \frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda\right)V(\bar{e}(t)) \\
&\leq -\frac{1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)V(\bar{e}(t))
\end{aligned} \tag{3.64}$$

En intégrant (3.64) sur l'intervalle $[t^*, t^* + T_1]$, on a :

$$V(\bar{e}(t^* + T_1)) \leq \exp\left(-\frac{T_1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)\right)V(\bar{e}(t^*))$$

Ou équivalent parlant :

$$\|\bar{e}(t^* + T_1)\| \leq \sqrt{\mu(S)}\exp\left(-\frac{T_1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)\right)\|\bar{e}(t^*)\|$$

D'après (3.35) :

$$\|\tilde{y}(t^* + T_1)\| \leq \|e(t^* + T_1)\| \leq \beta\|\bar{e}(t^* + T_1)\| \tag{3.65}$$

Alors :

$$\begin{aligned}
\|\tilde{y}(t^* + T_1)\| &\leq \beta\sqrt{\mu(S)}\exp\left(-\frac{T_1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)\right)\|\bar{e}(t^*)\| \\
&\leq \beta\sqrt{\mu(S)}\exp\left(-\frac{T_1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)\right)\|e(t^*)\| \\
&\leq B_e\beta\sqrt{\mu(S)}\exp\left(-\frac{T_1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)\right)
\end{aligned}$$

Avec B_e est la borne supérieure de $e(t)$ donnée par (3.59). Il est clair, maintenant, que si on choisit λ suffisamment grande de telle sorte à avoir :

$$B_e\beta\sqrt{\mu(S)}\exp\left(-\frac{T_1}{4}\left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\lambda - a\theta_c^{\delta_1 + \frac{1}{2q}}\right)\right) \leq \frac{1}{2}ce^{-\alpha(t^* + T_1)} \tag{3.66}$$

La combinaison de (3.61) et (3.66) de conduit à une contradiction, i.e.

$$0 \leq ce^{-\alpha(t^* + T_1)} \leq \|\tilde{y}(t^* + T_1)\| \leq \frac{1}{2}ce^{-\alpha(t^* + T_1)}$$

La convergence vers zéro de $\tilde{y}$ est prouvée et on a alors :

$$\exists c > 0; \exists \alpha > 0; \exists T^* > T; \forall t > T^* : \|\tilde{y}(t)\| < ce^{-\alpha t} \quad (3.67)$$

e) *La convergence vers zéro du vecteur des erreurs d'observation* $\|e(t)\|$

Considérons de nouveau le même changement des variables donné par (3.52). Selon (3.67) On a :

$$0 \leq \sum_{k=1}^q \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \tilde{K}_k \tilde{y}_k \leq q \|\tilde{K}_M\| \frac{\lambda_M(S)}{\sqrt{\lambda_m(S)}} \sqrt{\tilde{V}} ce^{-\alpha t} \quad (3.68)$$

$$0 \leq \sum_{k=1}^q \bar{\theta}^{-\sigma_1^k} \tilde{e}^{kT} S_k \Delta_k^{-1} \left(\frac{\theta}{\bar{\theta}} \right) \tilde{K}_k \tilde{y}_k \leq q \|\tilde{K}_M\| \frac{\lambda_M(S)}{\sqrt{\lambda_m(S)}} \sqrt{\tilde{V}} ce^{-\alpha t} \quad (3.69)$$

D'après les estimations mentionnées précédemment on a :

$$\dot{\tilde{V}} \leq -a \frac{3}{4} \bar{\theta} \tilde{V} + 2\bar{\alpha} \sqrt{\tilde{V}} ce^{-\alpha t} \quad (3.70)$$

Ceci conduit à :

$$\begin{aligned} \sqrt{\tilde{V}(\tilde{e}(t))} &\leq \exp\left(-\frac{3}{8} a \bar{\theta} (t - T^*)\right) \sqrt{\tilde{V}(\tilde{e}(T^*))} + m_1 \exp(-\alpha t) - m_2 \exp\left(-\frac{3}{8} a \bar{\theta} t\right) \\ &\leq \exp\left(-\frac{3}{8} a \bar{\theta} t\right) \sqrt{\tilde{V}(\tilde{e}(T^*))} + m_1 \exp(-\alpha t) \end{aligned} \quad (3.71)$$

Où $\bar{\theta}$ est donnée par (3.53) avec $m_1 = \frac{\bar{\alpha} c}{\frac{3}{8} a \bar{\theta} - \alpha}$ et $m_2 = m_1 \exp\left(\left(\frac{3}{8} a \bar{\theta} - \alpha\right) T^*\right)$. Il est clair à partir de (3.71) que $\tilde{V}(\tilde{e}(t))$ converge exponentiellement vers zéro. Ceci termine la preuve du théorème.

3.4.2.3 Réglage des paramètres de l'observateur

Comme mentionné précédemment, les techniques standard de conception d'observateurs à grand gain basées sur une forme canonique observable révèlent qu'il existe un compromis entre la sensibilité au bruit de mesure et la convergence rapide. De plus, un tel type d'observateur est confronté au phénomène de pic des états internes de l'observateur exposés pendant la période transitoire, ce qui peut conduire à une déstabilisation du système. Pour faire face à ce compromis, le gain de l'observateur, impliquant l'utilisation d'un paramètre de conception scalaire variable dans le temps régi par l'équation différentiel de Riccati, garantit le meilleur compromis entre la convergence rapide des états et la réjection du bruit. Avec une telle adaptation, le paramètre de gain de l'observateur prend

une petite valeur pendant la période transitoire des états internes de l'observateur et évite le pic du système. Comme indiqué dans l'équation de $\theta(t)$, ce dernier implique trois paramètres de réglage T, M_o et ρ . [56]

Remarque 3.6. [34] *Le choix du paramètre ρ n'est pas critique parce qu'il est introduit principalement pour saturer l'intégrale $\mathcal{P}_T(t)$. Par conséquent, le choix d'une valeur suffisamment grande pour ce paramètre peut convenir.*

Le choix des autres paramètres T, M_o et la fonction γ se fait comme suit :

a) Choix de la fonction γ

Choix de γ : Il est nécessaire que la fonction $\gamma(\cdot)$ à valeur réelle soit positif, croissante et bornée avec $\gamma(0) = 0$. Bien sûr, de nombreuses fonctions réelles satisfont à ces exigences. Nous donnons ici deux expressions qui ont été utilisées dans [34] et [56].

- **Choix 1 :** $\gamma(X) = \frac{X^2}{1+X^2}$ avec $X \in \mathbb{R}_+^*$
- **Choix 2 :** $\gamma(X) = \tanh(X^2)$ avec $X \in \mathbb{R}_+^*$

b) Choix des paramètres M_o et T

La fonction $g(t)$ peut s'écrire comme suit :

$$g(t) = \frac{M_o}{1 + \min(\rho, \mathcal{P}_T(t))} \quad \text{avec} \quad \mathcal{P}_T(t) = \frac{1}{T} \int_{\max(0, t-T)}^t \|\tilde{y}(\tau)\|^2 d\tau$$

Où $\mathcal{P}_T(t)$ représente la puissance de l'erreur d'observation de sortie $\tilde{y}(t)$, calculée sur une fenêtre glissante de largeur T . Il est clair que la fonction $g(t)$ est bornée comme suit :

$$\forall t \geq 0 : \frac{M_o}{1 + \rho} \leq g(t) \leq M_o$$

Notez qu'en l'absence le bruit de mesures, le paramètre M_o peut être réglé sur des valeurs élevées. Cela permet au paramètre de gain $\theta(t)$ d'atteindre rapidement des valeurs élevées. En conséquence, l'erreur d'observation disparaît rapidement et, par conséquent, la diminution des valeurs du paramètre $\theta(t)$ à la valeur prédéfinie $\theta(t) = 1$ est obtenue. Cependant, lorsque la présence de mesures de bruit est inévitable, l'adoption des grandes valeurs de M_o doit être évitée. En effet, comme mentionné précédemment, des valeurs

élevées de M_o autorisent le paramètre de gain $\theta(t)$ permettent d'atteindre des valeurs élevées et l'observateur devient très sensible au bruit. Du point de vue de l'insensibilité au bruit, la valeur de M_o est divisée par la puissance de l'erreur d'observation de sortie qui est calculée sur une fenêtre mobile de largeur égale à T . Il est à noter que de petites valeurs de T sont plus recommandées en présence de mesures de bruit avec une variance qui varie continuellement de manière significative et relativement rapide. Au contraire, dans le cas où la variance des mesures de bruit est constante ou varie lentement, les valeurs de T doivent être relativement élevées. [56]Erreur ! Source du renvoi introuvable.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts fondamentaux et définitions sur l'observabilité. Aussi, nous avons montré la conception d'un observateur à grand gain dynamique pour une classe de systèmes en cascade non triangulaires [34]. Une telle conception est inspirée de celles proposées dans les Réf. [29] et [39]. L'adaptation des gains de l'observateur a pour but d'améliorer la performance de l'observateur proposé notamment dans les environnements bruyants. L'approche constructive de Lyapunov a été suivie pour aborder l'analyse de la convergence de l'approche proposée. Cet observateur peut être considéré comme une version améliorée de celui proposé dans [39].

Chapitre 4

Commande Sans Capteur de la Machine
Asynchrone

4.1 Introduction

Motivés par la réduction du coût de mise en œuvre, les industriels s'efforcent de réduire le nombre des appareils de mesure utilisés. En effet, la présence de ces appareils augmente la complexité et le coût du contrôle (câblage, coût de maintenance, etc.). La mise en œuvre du contrôle vectoriel de la MAS nécessite la mesure des courants statoriques, également une mesure de la vitesse mécanique. Pour ces types de contrôle, la connaissance du couple de charge est également indispensable pour rendre la boucle de vitesse moins sensible à cette perturbation. L'utilisation d'un capteur pour mesurer toutes ces quantités entraîne un coût du contrôle supplémentaire. Il faut donc trouver d'autres moyens pour obtenir des variables difficiles à mesurer, comme le couple de la charge ou les variables que l'on ne souhaite pas mesurer (vitesse mécanique, position, flux). L'installation de l'observateur (capteur logiciel) est une solution à ce problème. [44]. La démarche de conception d'un observateur à grand gain est basée sur le diagramme illustrée à la **Figure 4.1**.

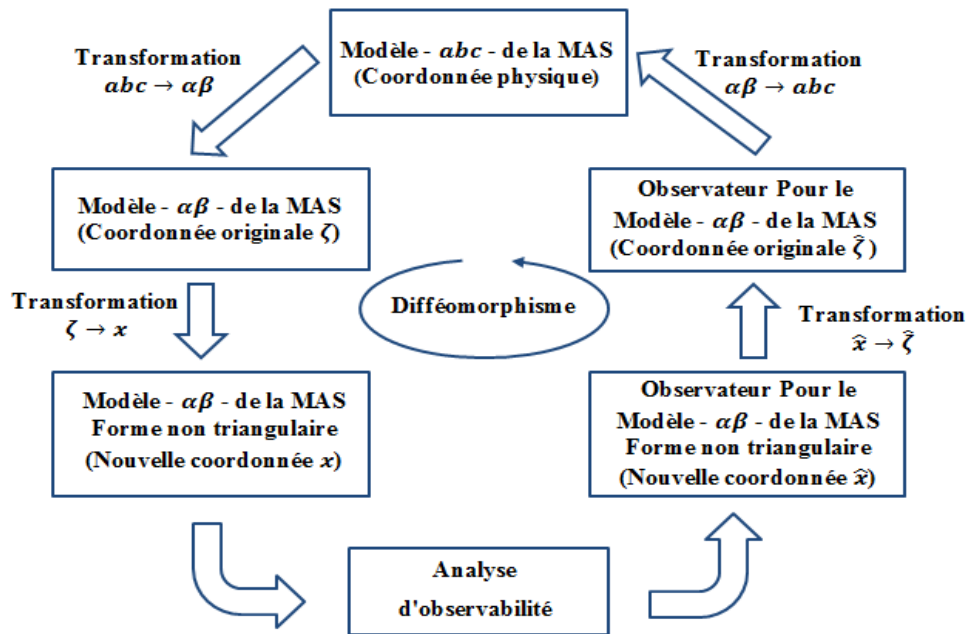


Figure 4.1 : Illustration décrivant la méthodologie de ce chapitre

4.2 Modèle d'observation de la machine asynchrone

Les observateurs de machines asynchrones ont été synthétisés à partir de la description de leur comportement dynamique dans le repère $(\alpha - \beta)$ en considérant le couple de charge comme une composante du vecteur d'état. Le modèle dynamique de **MAS** est décrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\zeta} = f(\zeta, u) \\ y = h(\zeta) + \ell \end{cases} \quad (4.1)$$

Où $\zeta(t) \in \mathbb{R}^6$, $u(t) \in \mathbb{R}^2$ et $y(t) \in \mathbb{R}^2$, $\ell \in \mathbb{R}^2$ désignent respectivement l'état, l'entrée, la sortie du système et les bruit de mesure et donc :

$$\zeta = \begin{bmatrix} \zeta^1 \\ \zeta^2 \end{bmatrix} \text{ où } \zeta^1 = \begin{bmatrix} \zeta_1^1 \\ \zeta_2^1 \\ \zeta_3^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \text{ et } \zeta^2 = \begin{bmatrix} \zeta_1^2 \\ \zeta_2^2 \\ \zeta_3^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\beta} \\ \Omega \\ T_L \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \text{ et } u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Où :

$$f(\zeta, u) = \begin{bmatrix} -K_1 i_{s\alpha} + K_2 \phi_{r\alpha} + K_3 \Omega \phi_{r\beta} + m v_{s\alpha} \\ K_4 i_{s\alpha} - K_5 \phi_{r\alpha} - p \Omega \phi_{r\beta} \\ K_4 i_{s\beta} - K_5 \phi_{r\beta} + p \Omega \phi_{r\alpha} \\ -K_1 i_{s\beta} + K_2 \phi_{r\beta} - K_3 \Omega \phi_{r\alpha} + m v_{s\beta} \\ K_6 (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - K_8 T_L - K_7 \Omega \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Et comme précédemment $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$, Ω et T_L , désignent respectivement les tensions et les courants statoriques, les flux rotoriques, la vitesse de rotation et le couple de charge, et $K_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right)$, $K_2 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{T_r L_r} \right)$, $K_3 = \frac{P}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right)$, $K_4 = \frac{M}{T_r}$, $K_5 = \frac{1}{T_r}$, $K_6 = \frac{pM}{J L_r}$, $K_7 = \frac{b}{J}$, $K_8 = \frac{1}{J}$, $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $m = \frac{1}{\sigma L_s}$,

Ce modèle sera utilisé pour concevoir un observateur pour la MAS sans capteurs mécaniques en utilisant l'approche de réglage à grand gain présentée dans le chapitre précédent avec une attention particulière aux conditions souhaitées, en particulier les conditions de l'observation.

4.3 Observabilité de la machine asynchrone

Dans ce qui suit, nous examinerons la possibilité d'observation du modèle de moteur asynchrone (4.1) dans le but de concevoir un observateur qui fait une estimation des variables d'état mécanique et magnétique du moteur à partir des mesures disponibles. Pour ce faire, nous utiliserons une transformation régulière qui permet de réécrire le modèle spéciale sous une forme non triangulaire observable.

4.3.1 Changement des cordonnées

Dans cette section, on introduira une transformation d'état classique qui met le système (4.1) sous une forme canonique observable. Nous allons maintenant définir la transformation Φ , qui met le système (4.1) sous la forme désiré dans lequel on fait la conception de l'observateur.

Soit l'application injective suivante $\Phi : \mathbb{R}^6 \rightarrow \mathbb{R}^6$:

$$\zeta \rightarrow x = \Phi(\zeta) = \begin{bmatrix} \Phi^1(\zeta) \\ \Phi^2(\zeta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^1 \\ x^2 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \Phi^1(\zeta) = \begin{bmatrix} \Phi_1^1(\zeta) \\ \Phi_2^1(\zeta) \\ \Phi_3^1(\zeta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^1 \\ x_2^1 \\ x_3^1 \end{bmatrix} \text{ et } \Phi^2(\zeta) = \begin{bmatrix} \Phi_1^2(\zeta) \\ \Phi_2^2(\zeta) \\ \Phi_3^2(\zeta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^2 \\ x_2^2 \\ x_3^2 \end{bmatrix}$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_1^1(\zeta) \\ \Phi_2^1(\zeta) \\ \Phi_3^1(\zeta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ L_f^1(h_1) + g_{u1}(h_1) \\ L_f^2(h_1) + L_f^1(g_{f1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ K_2\phi_{r\alpha} + K_3\Omega\phi_{r\beta} \\ K_3\dot{\Omega}\phi_{r\beta} + K_3\Omega\dot{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_1^2(\zeta) \\ \Phi_2^2(\zeta) \\ \Phi_3^2(\zeta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_2 \\ L_f^1(h_2) + g_{u2}(h_2) \\ L_f^2(h_2) + L_f^1(g_{f2}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\beta} \\ K_2\phi_{r\beta} - K_3\Omega\phi_{r\alpha} \\ -K_3\dot{\Omega}\phi_{r\alpha} - K_3\Omega\dot{\phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Et nous définissons les fonctions g_u , g_r et g_f comme suit :

$$\begin{cases} g_u(h) = \begin{bmatrix} g_{u1}(h_1) \\ g_{u2}(h_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 i_{s\alpha} - mV_{s\alpha} \\ K_1 i_{s\beta} - mV_{s\beta} \end{bmatrix} \\ g_r = \begin{bmatrix} g_{r\alpha} \\ g_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_2 \phi_{r\alpha} \\ K_2 \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \\ g_f = \begin{bmatrix} g_{f1} \\ g_{f2} \end{bmatrix} = g_u(h) - g_r \end{cases}$$

Notez que la transformation considérée $\Phi : \zeta \rightarrow x = \Phi(\zeta)$ permet ainsi de récrire le modèle de la MAS (4.1) sous une forme non triangulaire (3.3) où :

$$\varphi^1(u, x) = \begin{bmatrix} \varphi_1^1(u, x) \\ \varphi_2^1(u, x) \\ \varphi_3^1(u, x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{u1}(h_1) \\ L_f^1(g_{r\alpha}) \\ L_f^1[L_f^2(x_1^1) + L_f^1(g_{f1})] \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\varphi^2(u, x) = \begin{bmatrix} \varphi_1^2(u, x) \\ \varphi_2^2(u, x) \\ \varphi_3^2(u, x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{u2}(h_2) \\ L_f^1(g_{r\beta}) \\ L_f^1[L_f^2(x_1^2) + L_f^1(g_{f2})] \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

et donc :

$$\begin{cases} \dot{x}_1^1 = x_2^1 - g_{u1}(h_1) \\ \dot{x}_2^1 = x_3^1 + L_f^1(g_{r\alpha}) \\ \dot{x}_3^1 = L_f^1(L_f^2(x_1^1) + L_f^1(g_{f1})) \\ \dot{x}_1^2 = x_2^2 - g_{u2}(h_2) \\ \dot{x}_2^2 = x_3^2 + L_f^1(g_{r\beta}) \\ \dot{x}_3^2 = L_f^1(L_f^2(x_1^2) + L_f^1(g_{f2})) \end{cases} \quad (4.7)$$

Puisque cette forme non triangulaire (4.7) peut être observable pour n'importe quelle entrée, nous pouvons conclure que le modèle (4.1) de la **MAS** peut être observable pour n'importe quelle entrée si et seulement si la transformation $\Phi : \zeta \rightarrow x = \Phi(\zeta)$ est un difféomorphisme ou équivalent si et seulement si la matrice Jacobéenne était inversible.

Où la matrice Jacobéenne de la transformation Φ est définie comme suit :

$$j(\zeta) = \frac{\partial \Phi(\zeta)}{\partial \zeta} \quad (4.8)$$

Pour simplifier l'étude de l'inversibilité de la matrice $j(\zeta)$ (l'observabilité de la **MAS**) nous définissons les matrices T_{jL}, T_{jC}, J_2, F et $j_O(\zeta)$ et les vecteurs ζ_r, ζ_s et ζ_m comme suit :

$$j(\zeta) = T_{jL} j_O(\zeta) T_{jC} \quad (4.9)$$

Avec :

$$T_{jL} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } T_{jC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } \zeta_r = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}; \quad \zeta_s = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}; \quad \zeta_m = \begin{bmatrix} \Omega \\ T_L \end{bmatrix} \text{ et } F = \begin{bmatrix} K_5 & p\Omega \\ -p\Omega & K_5 \end{bmatrix}$$

Où les relations suivantes sont remplies :

$$j^{-1}(\zeta) = T_{jC}^{-1} j_O^{-1}(\zeta) T_{jL}^{-1} \quad \text{et} \quad \begin{cases} T_{jL}^{-1} = T_{jL}^T \\ T_{jC}^{-1} = T_{jC}^T \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\zeta_r^T J_2 \zeta_r = \zeta_s^T J_2 \zeta_s = \zeta_m^T J_2 \zeta_m = 0 \quad \text{et} \quad J_2^{-1} = -J_2 \quad (4.12)$$

Et à partir de ces propriétés on obtient :

$$j_o(\zeta) = \begin{bmatrix} A_o & B_o \\ H_o & G_o \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{6 \times 6} \quad (4.13)$$

Avec :

$$A_o = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Phi_1^1}{\partial \zeta_1^1} & \frac{\partial \Phi_1^1}{\partial \zeta_1^2} \\ \frac{\partial \Phi_1^2}{\partial \zeta_1^1} & \frac{\partial \Phi_1^2}{\partial \zeta_1^2} \end{bmatrix} = I_2, B_o = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Phi_1^1}{\partial \zeta_2^1} & \frac{\partial \Phi_1^1}{\partial \zeta_3^1} & \frac{\partial \Phi_1^1}{\partial \zeta_2^2} & \frac{\partial \Phi_1^1}{\partial \zeta_3^2} \\ \frac{\partial \Phi_1^2}{\partial \zeta_2^1} & \frac{\partial \Phi_1^2}{\partial \zeta_3^1} & \frac{\partial \Phi_1^2}{\partial \zeta_2^2} & \frac{\partial \Phi_1^2}{\partial \zeta_3^2} \end{bmatrix} = \mathbf{0}_{2 \times 4} \quad (4.14)$$

$$\text{et } H_o = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_3 & H_4 \\ H_5 & H_6 \\ H_7 & H_8 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \begin{cases} H_1 = \frac{\partial \Phi_2^1}{\partial \zeta_1^1} = 0 \\ H_2 = \frac{\partial \Phi_2^1}{\partial \zeta_1^2} = 0 \\ H_3 = \frac{\partial \Phi_2^2}{\partial \zeta_1^1} = 0 \\ H_4 = \frac{\partial \Phi_2^2}{\partial \zeta_1^2} = 0 \end{cases} \begin{cases} H_5 = \frac{\partial \Phi_3^1}{\partial \zeta_1^1} = -K_3 K_6 \phi_{r\beta}^2 \\ H_6 = \frac{\partial \Phi_3^1}{\partial \zeta_1^2} = K_3 K_6 \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta} + K_3 K_4 \Omega \\ H_7 = \frac{\partial \Phi_3^2}{\partial \zeta_1^1} = K_3 K_6 \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta} - K_3 K_4 \Omega \\ H_8 = \frac{\partial \Phi_3^2}{\partial \zeta_1^2} = -K_3 K_6 \phi_{r\alpha}^2 \end{cases} \quad (4.15)$$

Où :

$$G_o = \begin{bmatrix} G_1 & G_2 \\ G_3 & G_4 \end{bmatrix} \mapsto \begin{cases} G_1 = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{13} & G_{14} \end{bmatrix} \\ G_2 = \begin{bmatrix} G_{21} & G_{22} \\ G_{23} & G_{24} \end{bmatrix} \end{cases} \begin{cases} G_3 = \begin{bmatrix} G_{31} & G_{32} \\ G_{33} & G_{34} \end{bmatrix} \\ G_4 = \begin{bmatrix} G_{41} & G_{42} \\ G_{43} & G_{44} \end{bmatrix} \end{cases}$$

Avec les matrices G_1 et G_2 sont données par :

$$\begin{cases} G_{11} = \frac{\partial \Phi_2^1}{\partial \zeta_2^1} = K_2 \\ G_{12} = \frac{\partial \Phi_2^1}{\partial \zeta_3^1} = K_3 \Omega \\ G_{13} = \frac{\partial \Phi_2^2}{\partial \zeta_2^1} = -K_3 \Omega \\ G_{14} = \frac{\partial \Phi_2^2}{\partial \zeta_3^1} = K_2 \end{cases} \begin{cases} G_{21} = \frac{\partial \Phi_2^1}{\partial \zeta_2^2} = K_3 \phi_{r\beta} \\ G_{22} = \frac{\partial \Phi_2^1}{\partial \zeta_3^2} = 0 \\ G_{23} = \frac{\partial \Phi_2^2}{\partial \zeta_2^2} = -K_3 \phi_{r\alpha} \\ G_{24} = \frac{\partial \Phi_2^2}{\partial \zeta_3^2} = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

Et les matrices G_3 et G_4 sont données par :

$$\begin{cases} G_{31} = \frac{\partial \Phi_3^1}{\partial \zeta_2^1} = K_3 K_6 \phi_{r\beta} i_{s\beta} + K_3 p \Omega^2 \\ G_{32} = \frac{\partial \Phi_3^1}{\partial \zeta_3^1} = -K_3 K_6 \phi_{r\beta} i_{s\alpha} - K_3 K_5 \Omega + K_3 \dot{\Omega} \\ G_{33} = \frac{\partial \Phi_3^2}{\partial \zeta_2^1} = -K_3 K_6 \phi_{r\alpha} i_{s\beta} + K_3 K_5 \Omega - K_3 \dot{\Omega} \\ G_{34} = \frac{\partial \Phi_3^2}{\partial \zeta_3^1} = K_3 K_6 \phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + K_3 p \Omega^2 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\begin{cases} G_{41} = \frac{\partial \Phi_3^1}{\partial \zeta_2^2} = -K_3 K_7 \phi_{r\beta} + K_3 \dot{\phi}_{r\beta} + K_3 p \Omega \phi_{r\alpha} \\ G_{42} = \frac{\partial \Phi_3^1}{\partial \zeta_3^2} = -K_3 K_8 \phi_{r\beta} \\ G_{43} = \frac{\partial \Phi_3^2}{\partial \zeta_2^2} = K_3 K_7 \phi_{r\alpha} - K_3 \dot{\phi}_{r\alpha} + K_3 p \Omega \phi_{r\beta} \\ G_{44} = \frac{\partial \Phi_3^2}{\partial \zeta_3^2} = K_3 K_8 \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (4.18)$$

Les notations I_k , $\mathbf{0}_k$ et $\mathbf{0}_{k \times m}$ sont utilisées pour désigner respectivement, la matrice identité d'ordre $k \times k$ et la matrice nulle $k \times k$, et la matrice nulle rectangulaire $k \times m$, à travers ceci et l'équation (4.13) nous trouvons que la matrice $j_o(\zeta)$ est régulière si et seulement si la matrice G_o est régulière.

Puisque G_1 est une matrice carrée inversible ($\det(G_1) = (K_2)^2 + (K_3 \Omega)^2 \neq 0$) on peut alors factoriser la matrice G_o comme suit :

$$G_o = LU \quad (4.19)$$

Avec :

$$L = \begin{bmatrix} I_2 & \mathbf{0}_2 \\ G_3 G_1^{-1} & G_4 - G_3 G_1^{-1} G_2 \end{bmatrix} \text{ et } U = \begin{bmatrix} G_1 & G_2 \\ \mathbf{0}_2 & I_2 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Et compte tenu de la structure des matrices L et U , on peut en conclure que la matrice G_o est inversible si et seulement si la matrice L_o est inversible.

$$L_o \stackrel{\text{def}}{=} G_4 - G_3 G_1^{-1} G_2 = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 \\ l_3 & l_4 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Supposons que $L_o \stackrel{\text{def}}{=} [L_{o1} \quad L_{o2}]$ on peut déterminer les deux colonnes L_{o1} et L_{o2} à partir des expressions (4.16) - (4.18) et (4.21) de définition des matrices G_o et L_o , soit

$$\begin{aligned}
L_{\mathcal{O}1} &= -K_3 J_2 (\dot{\zeta}_r + p\Omega J_2 \zeta_r - K_7 \zeta_r + (\dot{\Omega} I_2 + K_6 \zeta_r \zeta_r^T J_2 - \Omega F) G_1^{-1} K_3 J_2 \zeta_r) \\
&= -K_3 J_2 (\dot{\zeta}_r + p\Omega J_2 \zeta_r - K_7 \zeta_r + (\dot{\Omega} I_2 + K_6 \zeta_r \zeta_r^T J_2 - \Omega F) p F^{-1} J_2 \zeta_r) \\
&= -K_3 J_2 (\dot{\zeta}_r + p\Omega J_2 \zeta_r - K_7 \zeta_r + (\dot{\Omega} F^{-1} + K_6 \zeta_r \zeta_r^T J_2 F^{-1} - \Omega I_2) p J_2 \zeta_r) \\
&= -K_3 J_2 (\dot{\zeta}_r - K_7 \zeta_r + (\dot{\Omega} F^{-1} + K_6 \zeta_r \zeta_r^T J_2 F^{-1}) p J_2 \zeta_r) \\
&\stackrel{\text{def}}{=} -K_3 J_2 Z
\end{aligned} \tag{4.22}$$

$$L_{\mathcal{O}2} = K_3 K_8 J_2 \zeta_r \tag{4.23}$$

Il est clair que les colonnes $L_{\mathcal{O}1}$ et $L_{\mathcal{O}2}$ de la matrice $L_{\mathcal{O}}$ sont linéairement indépendantes si et seulement si les vecteurs Z et ζ_r sont linéairement indépendants ou de manière équivalente $\zeta_r^T J_2 Z \neq 0$. Et tels :

$$\begin{aligned}
\zeta_r^T J_2 Z &= \zeta_r^T J_2 (\dot{\zeta}_r - K_7 \zeta_r + (\dot{\Omega} F^{-1} + K_6 \zeta_r \zeta_r^T J_2 F^{-1}) p J_2 \zeta_r) \\
&= \zeta_r^T J_2 \dot{\zeta}_r + p \dot{\Omega} \zeta_r^T J_2 F^{-1} J_2 \zeta_r \\
&= \zeta_r^T J_2 \dot{\zeta}_r + p \dot{\Omega} \frac{1}{(K_5)^2 + (p\Omega)^2} \zeta_r^T J_2 (K_5 I_2 + p\Omega J_2) J_2 \zeta_r \\
&= \zeta_r^T J_2 \dot{\zeta}_r - p K_5 \frac{\dot{\Omega}}{(K_5)^2 + (p\Omega)^2} \zeta_r^T \zeta_r
\end{aligned} \tag{4.24}$$

On peut conclure que la transformation Φ est difféomorphisme si et seulement si :

$$\zeta_r^T J_2 \dot{\zeta}_r - p K_5 \frac{\dot{\Omega}}{(K_5)^2 + (p\Omega)^2} \zeta_r^T \zeta_r \neq 0 \tag{4.25}$$

La condition (4.25) peut être exprimée de différentes manières, notamment :

$$\dot{\theta}_\phi \neq -p K_5 \frac{\dot{\Omega}}{(K_5)^2 + (p\Omega)^2} \tag{4.26}$$

Où $\theta_\phi = \arctan\left(\frac{\phi_{ra}}{\phi_{r\beta}}\right)$ est la phase du flux du rotor et $\dot{\theta}_\phi = -\frac{\zeta_r^T J_2 \dot{\zeta}_r}{\zeta_r^T \zeta_r}$ et aussi :

$$\arctan\left(\frac{\phi_{ra}}{\phi_{r\beta}}\right) - \arctan\left(\frac{p\Omega}{K_5}\right) \text{ n'est pas constante} \tag{4.27}$$

On notera que les conditions (4.25) et (4.26) sont similaires à celles qui ont été obtenues dans [83] et que la condition (4.26) ou (4.27) stipule que le modèle (4.1) est observable tant que la phase du flux du rotor et sa vitesse ne sont pas simultanément constantes. Mais ces conditions restent stipulant que le système n'est pas observable dans tous les cas comme dans [44][69][83][84].

4.4 Observateur grand gain pour la MAS

4.4.1 Conception de l'observateur dans une nouvelle coordonnée x

La conception d'un observateur à grand gain dynamique en coordonnées x pour le système (4.7) est donnée par :

$$\begin{aligned} \mathcal{O}_1 \quad & \begin{cases} \hat{x}^1(t) = A_1 \hat{x}^1(t) + \varphi^1(u(t), \hat{x}(t)) - \Delta_1^{-1}(\theta(t)) \tilde{K}_1 C_1 e^1(t) \\ \hat{y}_1 = C_1 \hat{x}^1 \end{cases} \\ \mathcal{O}_2 \quad & \begin{cases} \hat{x}^2(t) = A_2 \hat{x}^2(t) + \varphi^2(u(t), \hat{x}(t)) - \Delta_2^{-1}(\theta(t)) \tilde{K}_2 C_2 e^2(t) \\ \hat{y}_1 = C_1 \hat{x}^1 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Cette structure provienne de la définition fondamental de l'observateur à grand gain, à partir de la structure du système (3.3) Où $q = 2, k = \{1, 2\}, \lambda_1 = \lambda_2 = 3, p_1 = p_2 = 1$ alors les gains $\tilde{K}_1$ et $\tilde{K}_2$ s'expriment comme suit :

$$\tilde{K}_1 = S_1^{-1} C_1^T = \begin{bmatrix} 3 \\ 3 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } \tilde{K}_2 = S_2^{-1} C_2^T = \begin{bmatrix} 3 \\ 3 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Et les valeurs de δ_1 et δ_2 peuvent être déterminées à partir de la formule générale (3.8) avec $\delta_1 = 3$ et $\delta_2 = 1$, où les matrices $\Delta_1(\theta(t))$ et $\Delta_2(\theta(t))$ sont données par :

$$\Delta_1(\theta(t)) = \text{diag}\left(\frac{1}{\theta^{\delta_1}}, \frac{1}{\theta^{2\delta_1}}, \frac{1}{\theta^{\lambda_1 \delta_1}}\right) \text{ et } \Delta_2(\theta(t)) = \text{diag}\left(\frac{1}{\theta^{\delta_2}}, \frac{1}{\theta^{2\delta_2}}, \frac{1}{\theta^{\lambda_2 \delta_2}}\right)$$

Avec $\theta(t)$ est le paramètre de réglage de l'observateur définis comme suit :

$$\dot{\theta}(t) = -\frac{1}{2} \mu_1 \theta(t) (a(\theta(t)) - 1 - g(t) \gamma(\|\tilde{y}(t)\|)) \text{ avec } \theta(0) \geq 1 \quad (4.29)$$

$$\text{Et } g(t) = \frac{M_0}{1 + \min(\rho, \mathcal{P}_T(t))} \text{ où } \mathcal{P}_T(t) = \frac{1}{T} \int_{\max(0, t-T)}^t \|\tilde{y}(\tau)\|^2 d\tau \text{ avec } \gamma(\|\tilde{y}(t)\|) = \frac{\|\tilde{y}(t)\|^2}{1 + \|\tilde{y}(t)\|^2}$$

Où : S_k est l'unique solution de l'équation algébrique de Lyapunov suivante :

$$S_k + A_k^T S_k + S_k A_k = C_k^T C_k \quad (4.30)$$

4.4.2 Conception de l'observateur dans les coordonnées originales ζ

Nous allons maintenant écrire le modèle de l'observateur (4.28) dans les coordonnées originales en ζ comme suit :

$$\hat{\zeta}(t) = f(\hat{\zeta}(t), u(t)) - \left(\frac{\partial \Phi(\zeta)}{\partial \zeta} \right)^{-1} \Delta^{-1}(\theta(t)) S^{-1} C^T C e(t) \quad (4.31)$$

L'inverse de la matrice Jacobéenne $\mathbf{j}_o^{-1} = \left(\frac{\partial \Phi(\zeta)}{\partial \zeta} \right)^{-1}$ est donné comme suite :

$$\mathbf{j}_o^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_{2 \times 4} \\ -\mathbf{G}_o^{-1} \mathbf{H}_o & \mathbf{G}_o^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

D'où, $\mathbf{G}_o$ est donnée par (4.16) - (4.18).

Comme indiqué précédemment, il est important de noter que la mise en œuvre de l'observateur à grand gain (4.31) nécessite un réglage judicieux du gain d'observation pour éviter les singularités intrinsèques lors de la perte d'observabilité lorsque la MAS fonctionne en zone non observable. Ceci est cohérent avec le fait que l'état d'observation est satisfait presque partout dans l'espace d'états.

L'expression matricielle $\mathbf{j}_o^{-1}$ définie avec (4.32) est factorisé par $\mathbf{LU}$ de la matrice $\mathbf{G}_o$ donnée par (4.16) - (4.18). En fait, nous avons :

$$\mathbf{G}_o^{-1} = \mathbf{U}^{-1} \mathbf{L}^{-1} \quad (4.33)$$

avec :

$$\mathbf{U}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1^{-1} & -\mathbf{G}_1^{-1} \mathbf{G}_2 \\ \mathbf{0}_2 & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{L}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 \\ -\mathbf{L}_o^{-1} \mathbf{G}_3 \mathbf{G}_1^{-1} & \mathbf{L}_o^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

alors :

$$\mathbf{G}_o^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1^{-1} + \mathbf{G}_1^{-1} \mathbf{G}_2 \mathbf{L}_o^{-1} \mathbf{G}_3 \mathbf{G}_1^{-1} & -\mathbf{G}_1^{-1} \mathbf{G}_2 \mathbf{L}_o^{-1} \\ -\mathbf{L}_o^{-1} \mathbf{G}_3 \mathbf{G}_1^{-1} & \mathbf{L}_o^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Pour éviter la singularité de $\mathbf{G}_o^{-1}$, il suffit de rechercher une approximation de l'inverse de $\mathbf{L}_o$. L'inverse de $\mathbf{L}_o$ peut être approximé en utilisant une technique appelée la « régularisation de Tikhonov » [40]. Il introduit une constante positive δ dans la formule de $\mathbf{L}_o^{-1}$ qui sera noté $\mathbf{L}_o^+$:

$$\mathbf{L}_o^+ = (\mathbf{L}_o^T \mathbf{L}_o + \delta \mathbf{I}_2)^{-1} \mathbf{L}_o^T \quad \text{où } \delta > 0 \quad (4.36)$$

Notez que :

$$\mathbf{L}_o^+ = \frac{\Delta_o \text{Adj}(\mathbf{L}_o) + \delta \mathbf{L}_o^T}{\Delta_o^2 + \delta \sum_{i=1}^4 l_i^2 + \delta^2} \quad (4.37)$$

Où $\Delta_o = \det(\mathbf{L}_o)$ et $\text{Adj}(\mathbf{L}_o) = \begin{bmatrix} l_4 & -l_2 \\ -l_3 & l_1 \end{bmatrix}$

Notez que la matrice L_O^+ peut être déterminé dans tout l'espace d'états ($\Delta_O^2 + \delta \sum_{i=1}^4 l_i^2 + \delta^2 > 0$), que l'état observé soit satisfait ou non, mais c'est une bonne approximation lorsque le nombre scalaire δ est arbitrairement très petit. Cette approximation permet de suggérer une modification appropriée de la matrice j_O^{-1} pour des considérations d'implémentation sans singularités.

$$j_O^+ = \begin{bmatrix} I_2 & 0_{2 \times 4} \\ -G_O^+ H_O & G_O^+ \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Où la matrice est définie selon la relation suivante :

$$G_O^+ = \begin{bmatrix} G_1^{-1} + G_1^{-1} G_2 L_O^+ G_3 G_1^{-1} & -G_1^{-1} G_2 L_O^+ \\ -L_O^+ G_3 G_1^{-1} & L_O^+ \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

alors :

$$j^+(\zeta) = T_{jC}^{-1} j_O^+(\zeta) T_{jL}^{-1} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} \Lambda_{U1}^+(\zeta) \\ \Lambda_{U2}^+(\zeta) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Un observateur de structure (4.28) est conçu pour la MAS. Les équations de l'observateur proposé sont :

$$\begin{cases} \hat{\zeta}^1(t) = f^1(\hat{\zeta}(t), u(t)) - \Lambda_{U1}^+(\hat{\zeta}) \Delta^{-1}(\theta(t)) \tilde{K} C e(t) \\ \hat{\zeta}^2(t) = f^2(\hat{\zeta}(t), u(t)) - \Lambda_{U2}^+(\hat{\zeta}) \Delta^{-1}(\theta(t)) \tilde{K} C e(t) \end{cases}$$

En utilisant les variables originales du moteur, on a :

$$O_1 \left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{c} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} \end{array} \right) = \begin{pmatrix} -K_1 \hat{i}_{s\alpha} + K_2 \hat{\phi}_{r\alpha} + K_3 \hat{\Omega} \hat{\phi}_{r\beta} \\ K_4 \hat{i}_{s\alpha} - K_5 \hat{\phi}_{r\alpha} - p \hat{\Omega} \hat{\phi}_{r\beta} \\ K_4 \hat{i}_{s\beta} + p \hat{\Omega} \hat{\phi}_{r\alpha} - K_5 \hat{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} m & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} \\ \hat{y}^1 = \hat{i}_{s\alpha} \end{array} \right. \quad (4.41)$$

$$O_2 \left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{c} \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\hat{\Omega}}{dt} \\ \frac{d\hat{T}_L}{dt} \end{array} \right) = \begin{pmatrix} -K_1\hat{i}_{s\beta} - K_3\hat{\Omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + K_2\hat{\phi}_{r\beta} \\ K_6(\hat{\phi}_{r\alpha}\hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}\hat{i}_{s\alpha}) - K_8\hat{T}_L - K_7\hat{\Omega} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & m \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{pmatrix} \\ -\Lambda_{U2}^+(\hat{\zeta})\Delta^{-1}(\theta(t))\tilde{K}Ce(t) \\ \hat{y}^2 = \hat{i}_{s\beta} \end{array} \right. \quad (4.42)$$

Avec $\tilde{K} = S^{-1}C^T$ et $\Delta(\theta) = \text{diag}(\Delta_1(\theta), \Delta_2(\theta))$

Remarque 4.1. Le domaine de fonctionnement physique $\mathcal{A}$ de la MAS est défini comme :

$$\mathcal{A} = \{ \zeta \in \mathbb{R}^6 \mid |i_{s\alpha}| \leq i_{s\alpha}^{max}, |i_{s\beta}| \leq i_{s\beta}^{max}, |\phi_{r\alpha}| \leq \phi_{r\alpha}^{max}, |\phi_{r\beta}| \leq \phi_{r\beta}^{max}, |\Omega| \leq \Omega^{max}, |T_L| \leq T_L^{max} \}$$

Où $\zeta = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \Omega \ T_L]^T$ et $i_{s\alpha}^{max}, i_{s\beta}^{max}, \phi_{r\alpha}^{max}, \phi_{r\beta}^{max}, \Omega^{max}$ et T_L^{max} sont les valeurs maximales réelles des courants de stator, flux de rotor, la vitesse de rotation et le couple de charge, respectivement. Ces valeurs maximales sont définies à partir de la fiche technique du moteur.

Avant de passer à la présentation des résultats, nous devons prouver la convergence de l'observateur dans les coordonnées originales.

4.4.3 La convergence de l'observateur dans les coordonnées originales ζ

A condition que $\Phi(\zeta)$ soit un difféomorphisme local sur un domaine ouvert $\mathcal{B}_x$ à un domaine compact $\mathcal{A}$ et $\forall \zeta \in \mathcal{A}$, ainsi que son inverse [88]. La convergence de la solution nulle pour $e(t)$ implique également la convergence de $\tilde{\epsilon}(t) = \hat{\zeta}(t) - \zeta(t)$ comme :

$$\begin{aligned} e(t) = \hat{x}(t) - x(t) &= \Phi(\hat{\zeta}) - \Phi(\zeta) \\ &= \left(\frac{\partial \Phi(\epsilon)}{\partial \zeta} \right) \tilde{\epsilon}(t) \end{aligned} \quad (4.43)$$

Avec $\epsilon = \zeta + \bar{\rho}\tilde{\epsilon}(t)$ et $\bar{\rho}$ est défini dans l'annexe C (TVM).

Alors :

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{e}}(t) &= \left(\frac{\partial \Phi(\epsilon)}{\partial \zeta} \right)^{-1} \mathbf{e}(t) \\
\Rightarrow \|\tilde{\mathbf{e}}(t)\| &= \left\| \left(\frac{\partial \Phi(\epsilon)}{\partial \zeta} \right)^{-1} \mathbf{e}(t) \right\| \\
&\leq \left\| \left(\frac{\partial \Phi(\epsilon)}{\partial \zeta} \right)^{-1} \right\| \|\mathbf{e}(t)\|
\end{aligned} \tag{4.44}$$

Où $\|\mathbf{e}(t)\| \leq \lambda_\theta e^{-\mu_\theta t} \|\hat{\mathbf{x}}(0) - \mathbf{x}(0)\|$ selon (3.71)

Et d'après la **Remarque 4.1** on a :

$$\left\| \left(\frac{\partial \Phi(\epsilon)}{\partial \zeta} \right)^{-1} \right\| \leq B_\Phi \quad \text{où} \quad \left\| \left(\frac{\partial \Phi(\epsilon)}{\partial \zeta} \right)^+ \right\| \leq B_\Phi^+ \tag{4.45}$$

Avec $B_\Phi, B_\Phi^+, \lambda_\theta$ et μ_θ sont des constantes positive on a :

$$\|\tilde{\mathbf{e}}(t)\| \leq B_\Phi^+ \lambda_\theta e^{-\mu_\theta t} \|\hat{\mathbf{x}}^k(0) - \mathbf{x}^k(0)\| \tag{4.46}$$

Ça veut dire la convergence vers zéro de l'erreur d'observation de système originale $\tilde{\mathbf{e}}(t)$ est prouvée.

4.5 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présenterons les résultats de simulation obtenus en appliquant les deux techniques de commande (« **PI** » et « **Backstepping** »)

4.5.1 Commande vectorielle basée sur la commande « **PI** » + observateur à grand gain dynamique

Pour mieux apprécier l'efficacité de l'observateur proposé, des études de simulation ont été réalisées selon le schéma observateur-contrôle présenté dans la **Figure 4.2**.

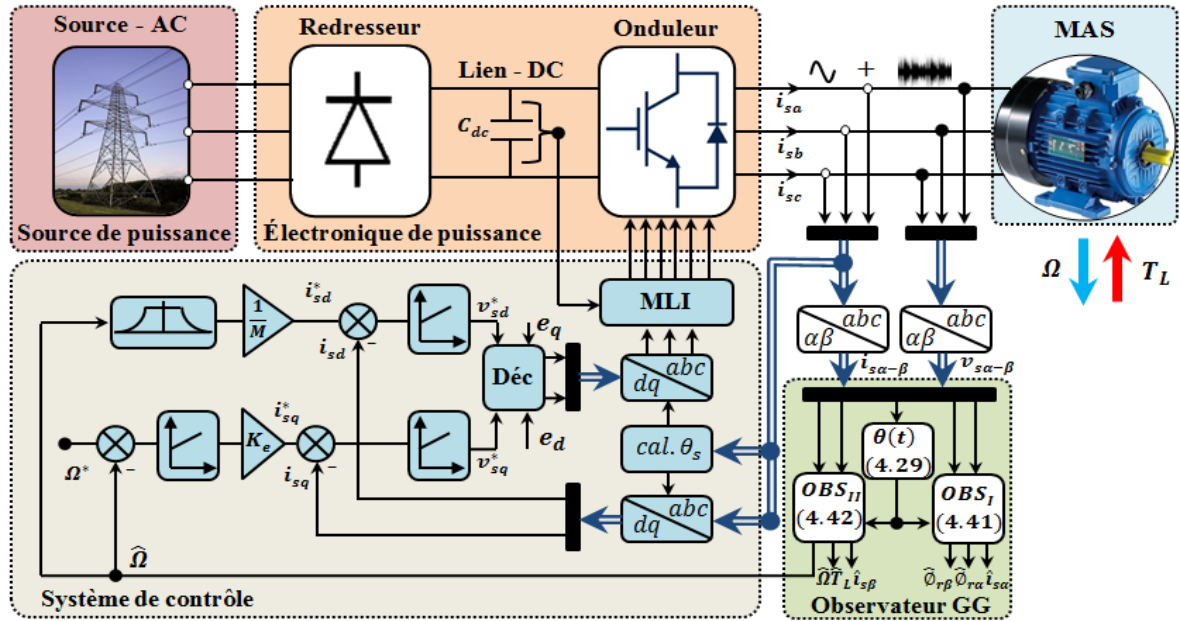
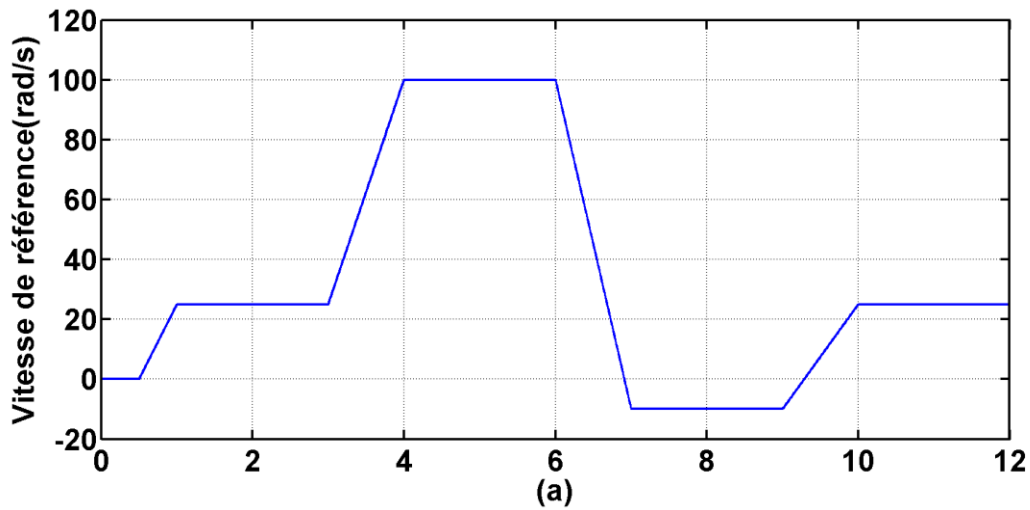


Figure 4.2 : Schéma de base, observateur – contrôle « PI »

L'observateur proposé est testé selon les conditions de test industriel illustrées à la Figure 4.3 [11]. Ce benchmark permet de valider l'observateur proposé pour l'estimation de la vitesse sans capteur de la MAS en spécifiant les conditions de fonctionnement pour la durée de la simulation qui a commencé à **0s** et s'est terminée à **12s**.



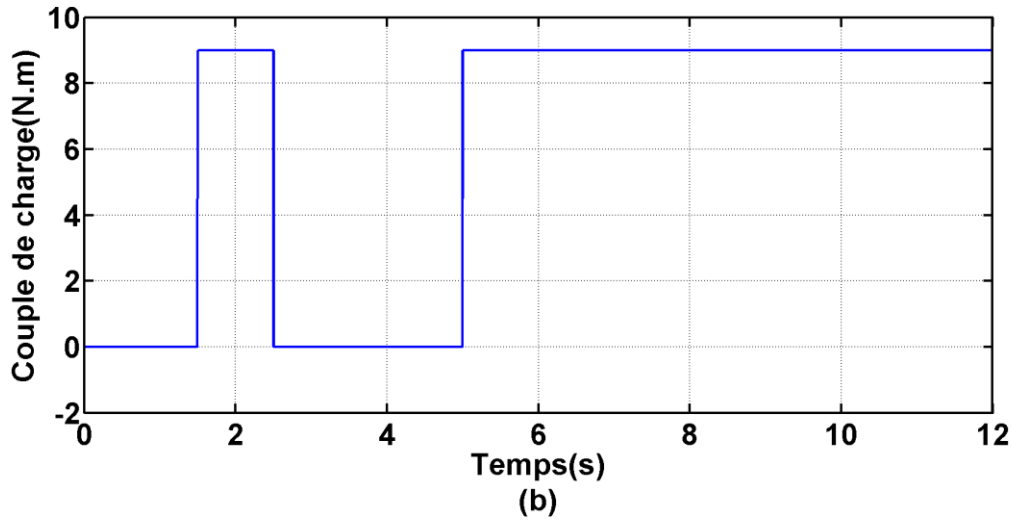


Figure 4.3 : Trajectoires du Benchmark industrielle **(a)** la vitesse de rotation Ω et **(b)** le couple de charge appliquée T_L

Il est proposé d'utiliser les trajectoires de référence industrielles pour vérifier la **MAS** dans les conditions d'inobservabilité. La vitesse de l'arbre du rotor et le couple de charge sont tous deux nuls au moment initial. La vitesse du rotor est alors augmentée à **25 rad / s**, et un couple de charge de **9 Nm** est appliqué de **1,5 s** à **2,5 s**. Cette première étape permet de tester la robustesse et les performances de l'observateur proposé à faible vitesse de rotor. La vitesse du rotor est alors augmentée à **100 rad / s** de **3 s** à **4 s** et reste constante jusqu'à **6 s** avec un couple de charge constant appliqué de **5 s** à **12 s**. Cette deuxième étape permet de tester l'observateur proposé lors d'une grande vitesse de rotation transitoire et sa robustesse à grande valeur de vitesse. Ensuite, la **MAS** est entraîné à vitesse négative de **7 s** à **9 s** en gardant la même valeur de couple de charge.

Le logiciel « **MATLAB** » a été utilisé pour mettre en œuvre l'observateur proposé pour l'estimation de la vitesse sans capteur de la **MAS**. Les paramètres du moteur sont récapitulés dans le **Tableau 1.1**.

Pour tester le comportement de l'observateur proposé vis-à-vis des mesures de bruit, deux cas sont simulés : d'abord les mesures des états du moteur sont considérées exemptes de bruit; alors les conditions de fonctionnement sont altérées par le bruit produit par un convertisseur **MLI**. Les valeurs des paramètres utilisées dans ces tests de simulation M_O , T , a et ρ sont respectivement **95000**, **0,008**, **380** et **15**. La valeur du paramètre δ doit être fixée à 10^{-8} . L'évolution de paramètre de synthèse dynamique $\theta(t)$ pour les deux cas est donnée par la **Figure 4.4**.

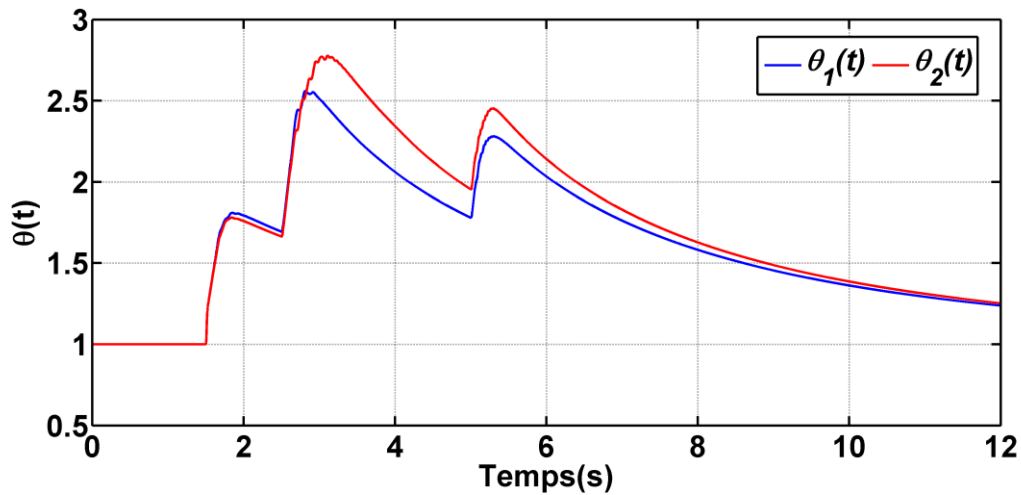


Figure 4.4 : Évolution de $\theta(t)$ avec un paramètre de synthèse dynamique pour deux cas

$\theta_1(t)$: Sans bruit et $\theta_2(t)$: Avec bruit « PI »

Cas 1 : Estimation de la vitesse sans bruit de mesures.

Comme illustré sur la **Figure 4.4**, on remarque que la valeur du paramètre de synthèse $\theta_1(t)$ augmente lorsque les erreurs d'observation augmentent. Lors de la diminution des erreurs d'observation, on remarque une diminution du paramètre de gain $\theta_1(t)$.

Les vitesses simulées et estimées de l'arbre du rotor sont illustrées à la **Figure 4.5**. L'erreur de vitesse du rotor due à une perturbation est très faible et converge rapidement vers zéro après d'introduire une perturbation par l'application du couple de charge comme indiqué sur la **Figure 4.6**.

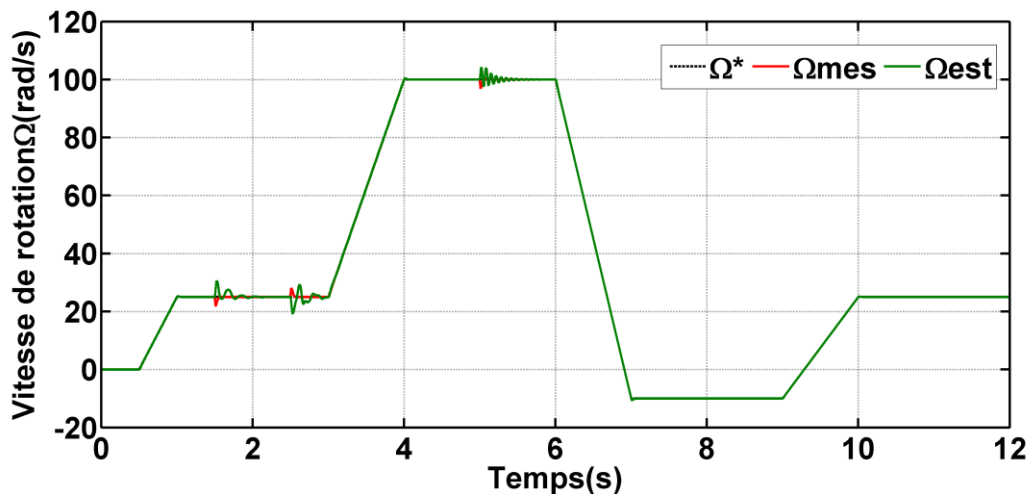


Figure 4.5 : Vitesses simulées et estimées sans bruit de mesures « PI »

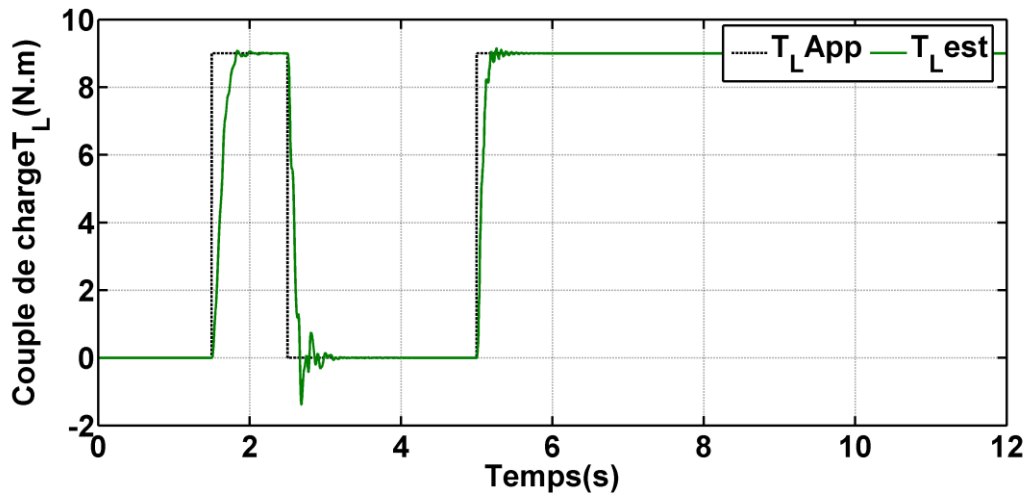


Figure 4.6 : Couple de charge estimé sans bruit de mesures « PI »

Cas 2 : Estimation de la vitesse en présence de bruit de mesure.

Dans ce cas, les résultats issus des simulations montrent clairement que l'observateur aboutit à un bon compromis entre la sensibilité du bruit de mesure, et à la fois une convergence rapide et une récupération des performances. L'évolution temporelle de $\theta_2(t)$ est donnée sur la **Figure 4.4**. Le graphique montrant l'évolution du paramètre de synthèse $\theta_2(t)$ a la même forme que le paramètre $\theta_1(t)$ où l'observateur travaille sans tenir compte le bruit. Cependant, on remarque que le paramètre de gain $\theta_2(t)$ décroît rapidement.

Les vitesses simulées et estimées de l'arbre du rotor en présence de bruit de mesure sont illustrées sur la **Figure 4.7**. L'erreur de vitesse du rotor due à une perturbation est très faible et converge rapidement vers zéro après d'introduire une perturbation par l'application du couple de charge comme indiqué sur la **Figure 4.8**. L'observateur proposé a de bonnes performances pour le cas de présence de bruit de mesure. Comme mentionné précédemment, l'observateur proposé offre un bon compromis entre la convergence rapide des états.

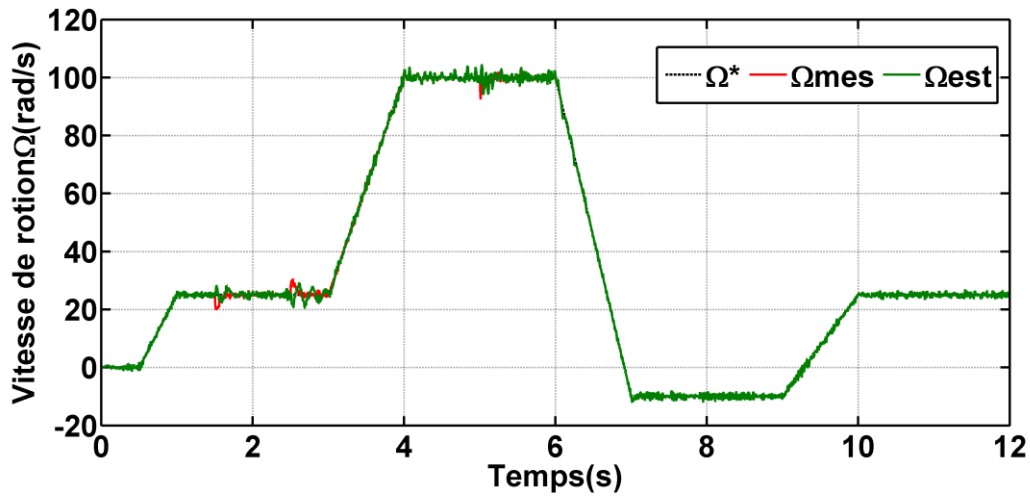


Figure 4.7 : Vitesses simulées et estimées en présence du bruit de mesure « PI »

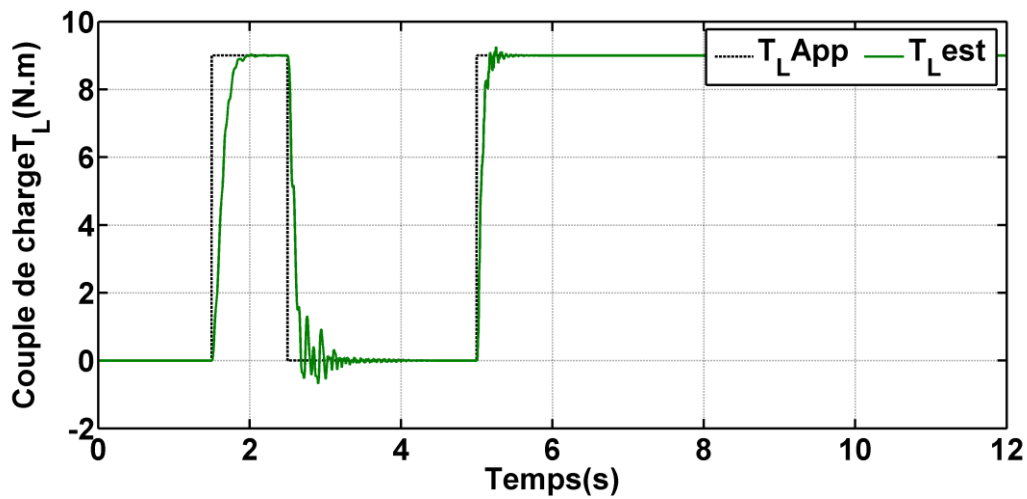


Figure 4.8 : Couple de charge estimé en présence du bruit de mesure « PI »

Maintenant, nous faisons un autre test en prenant des valeurs constantes du paramètre de synthèse de gain d'observateur. Dans cette teste, l'observateur sont simulés en utilisant différentes valeur de θ comme suit : $\theta \in \{1, 2.73\}$, ce type d'observateur est nommé « un observateur standard à grand gain » [56]. Les erreurs estimées obtenues en présence du bruit de mesure sont illustrées dans **Figure 4.9** et **Figure 4.10**. Notez que la valeur de, $\theta = 1$ est trop faible pour garantir une estimation précise, tandis que $\theta = 2.73$ fournit de bonnes estimations dans les cas où aucun bruit n'est considéré, comme le montrent les **Figure 4.11** et **Figure 4.12**. Dans le cas où la sortie est corrompue par le bruit de mesure, les estimations obtenues sont trop bruyantes et le phénomène de pic est présenté à **8,5 s** comme le montrent les **Figure 4.9** et **Figure 4.10**. Ceci souligne clairement l'utilisation de l'observateur de gain dynamique comme le montrent les **Figure 4.7** et **Figure 4.8**.

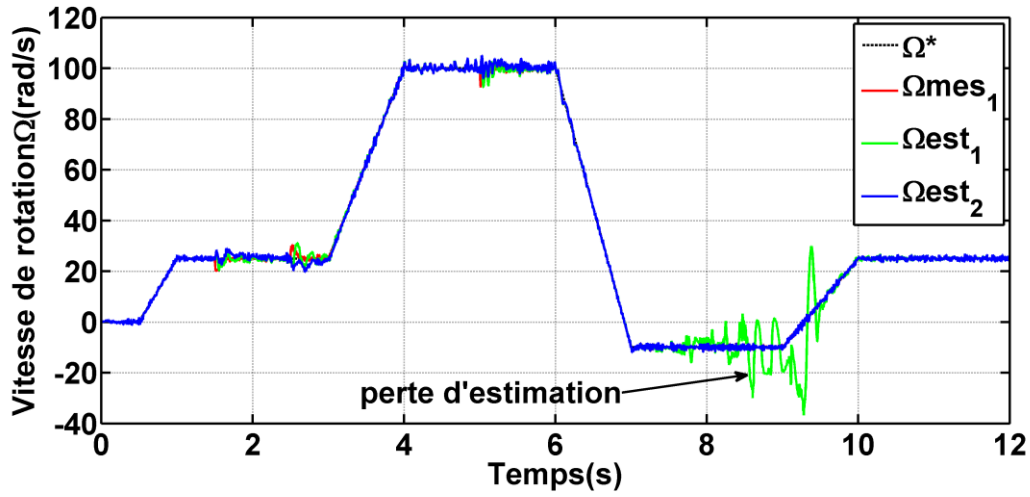


Figure 4.9 : Vitesses simulées et estimées en présence du bruit de mesure
 est_1 Pour $\theta = 2,73$ et est_2 pour $\theta = 1$ « PI »

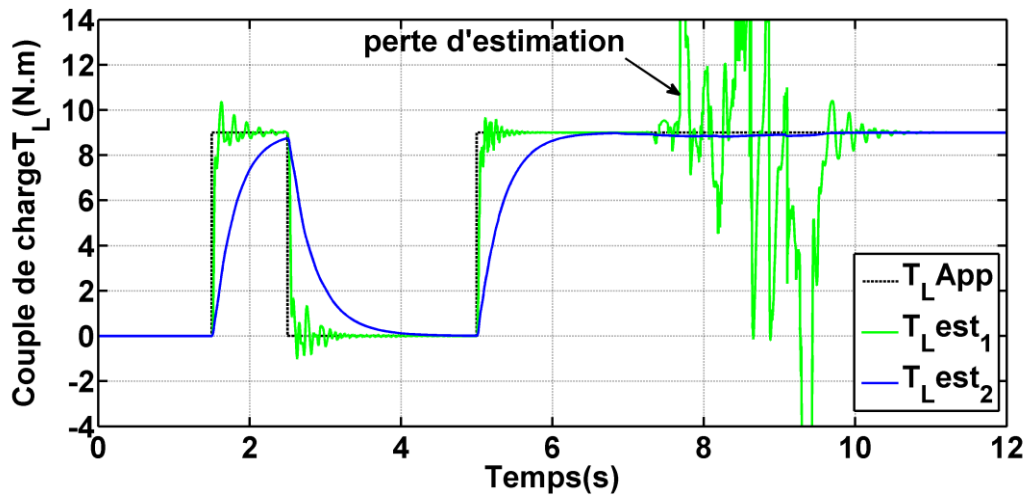


Figure 4.10 : Couple de charge estimé en présence du bruit de mesure
 est_1 Pour $\theta = 2,73$ et est_2 pour $\theta = 1$ « PI »

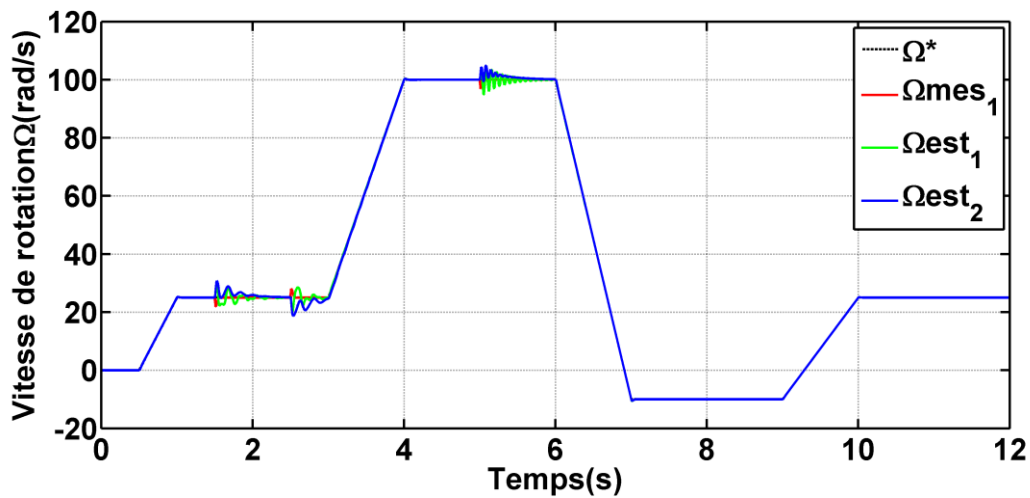


Figure 4.11 : Vitesses simulées et estimées sans bruit de mesure
 est_1 Pour $\theta = 2,73$ et est_2 pour $\theta = 1$ « PI »

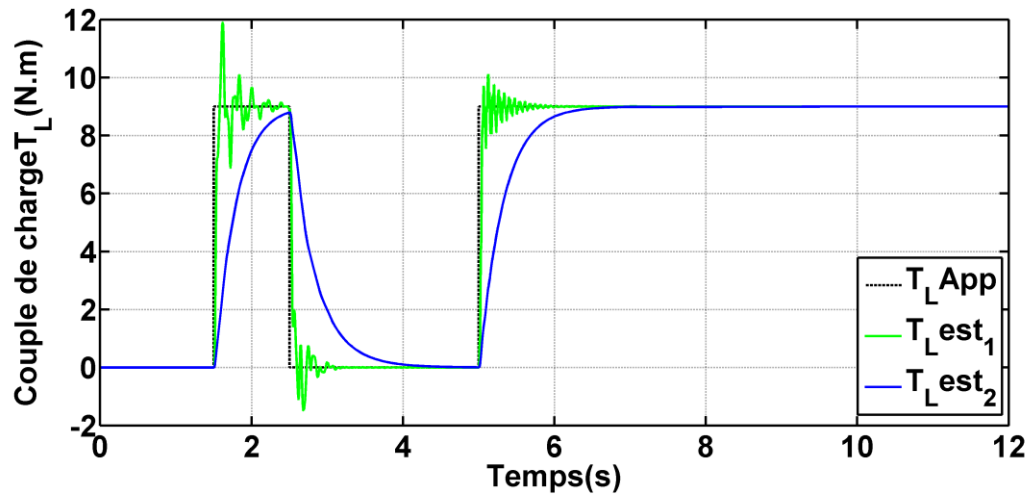


Figure 4.12 : Couple de charge estimé sans bruit de mesure
est₁ pour $\theta = 2,73$ et est₂ pour $\theta = 1$ « PI »

4.5.2 Commande vectorielle basée sur Régulateurs « Backstepping » + observateur à grand gain dynamique

Nous allons tester les performances de l'observateur avec la technique de contrôle par «**Backstepping**» comme illustrée à la **Figure 4.13**.

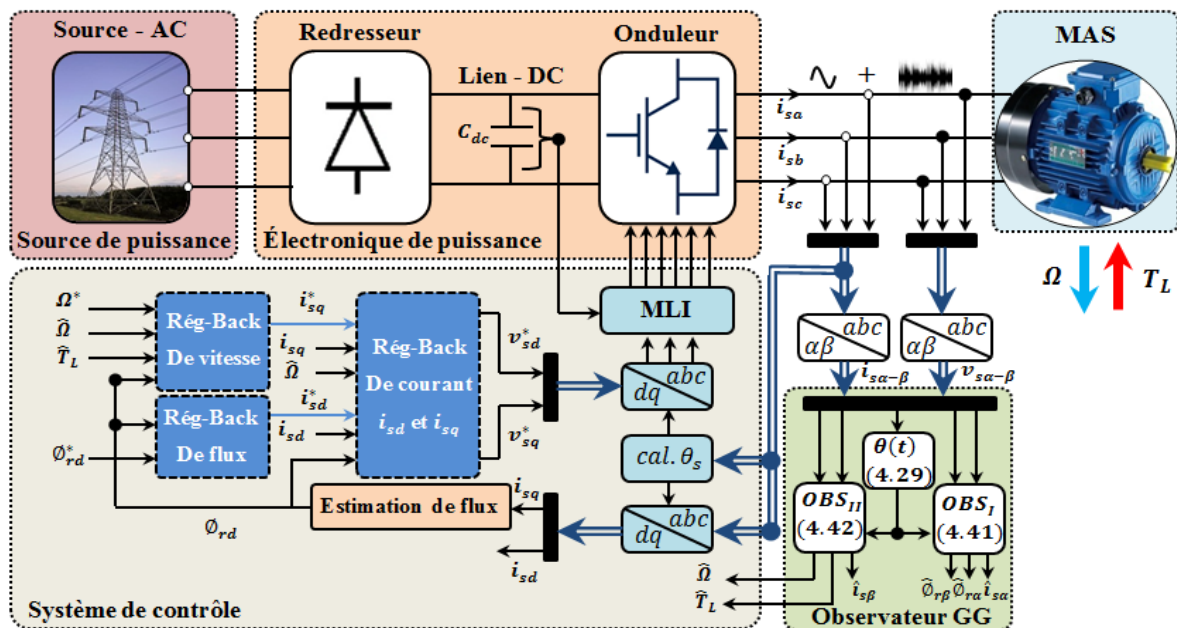


Figure 4.13 : Schéma de base, observateur – contrôle « Backstepping »

Nous commençons par une présentation de l'évolution du paramètre de régulation de l'observateur $\boldsymbol{\theta}(t)$ dans la **Figure 4.13** avec les mêmes valeurs pour les paramètres $\boldsymbol{M}_O$, $\boldsymbol{T}$, $\boldsymbol{a}$ et $\boldsymbol{\rho}$ de la section précédente.

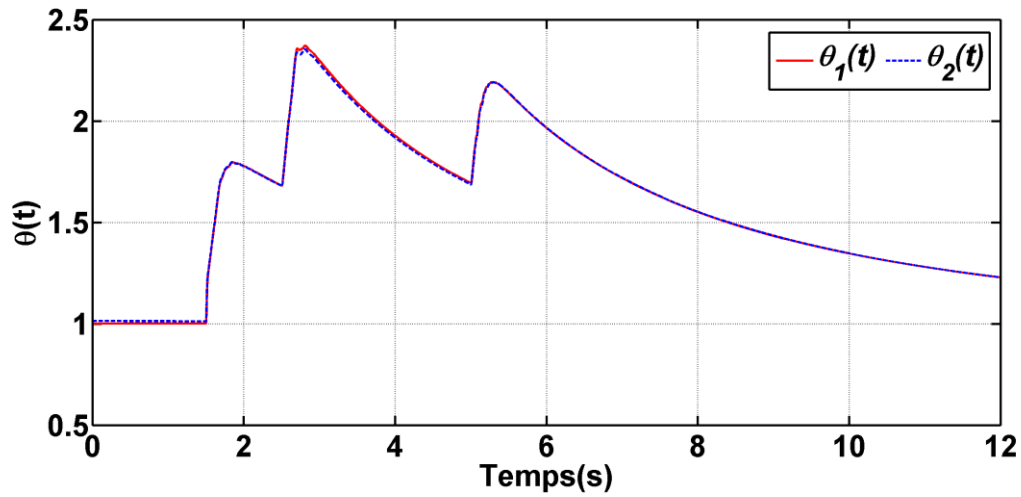
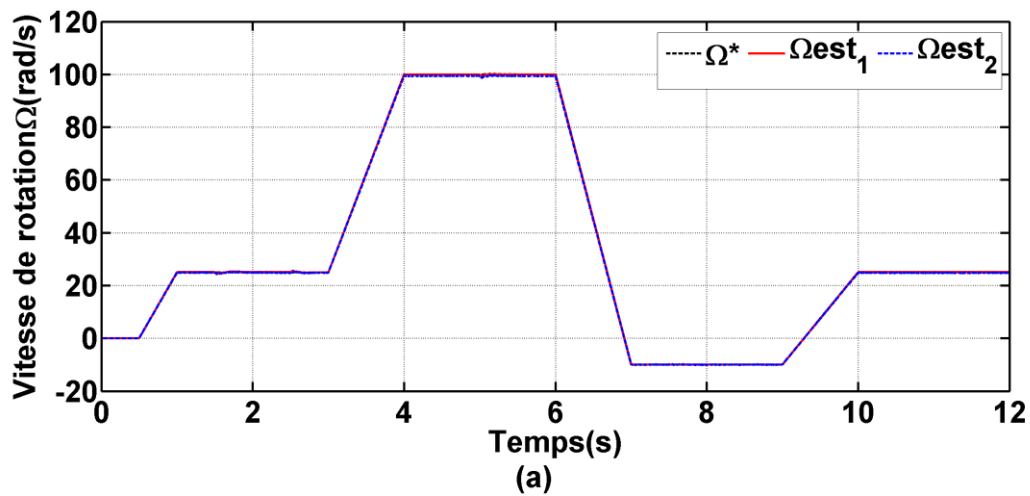


Figure 4.14 : Évolution de $\theta(t)$ avec un paramètre de conception dynamique pour deux cas $\theta_1(t)$: Sans bruit de mesure et $\theta_2(t)$: Avec bruit de mesure « **Backstepping** »

Nous notons qu'il n'y a pas de différence significative lors de variations de paramètres dans les deux cas. Cela due à la robustesse de la commande de **Backstepping** qui diminue l'influence du bruit au niveau de l'observateur.



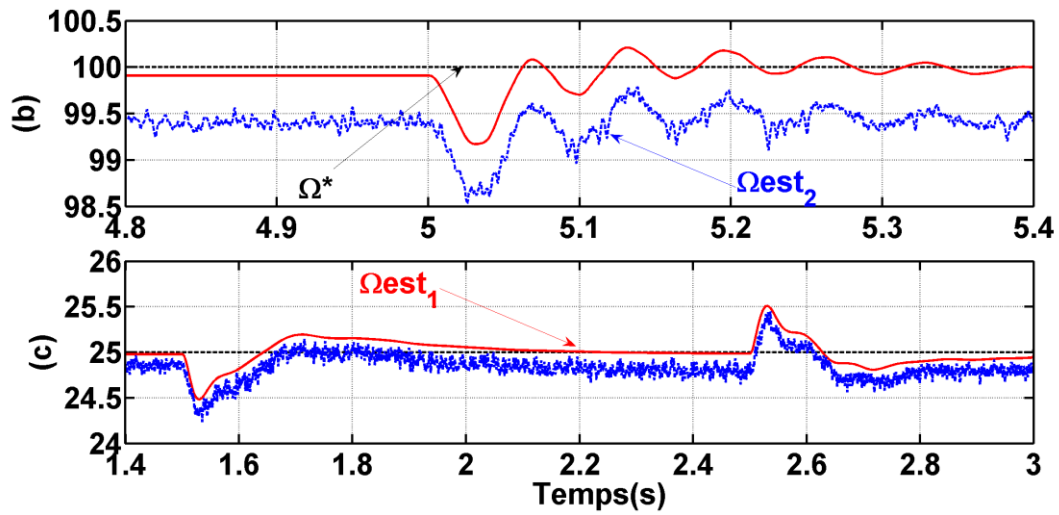


Figure 4.15 : (a) Vitesses estimées $\mathbf{est_1}$: Sans bruit de mesure et $\mathbf{est_2}$: Avec bruit de mesure « Backstepping » (b) zoom dans [4.8s, 5.4s] et (c) zoom dans [1.4s, 3s]

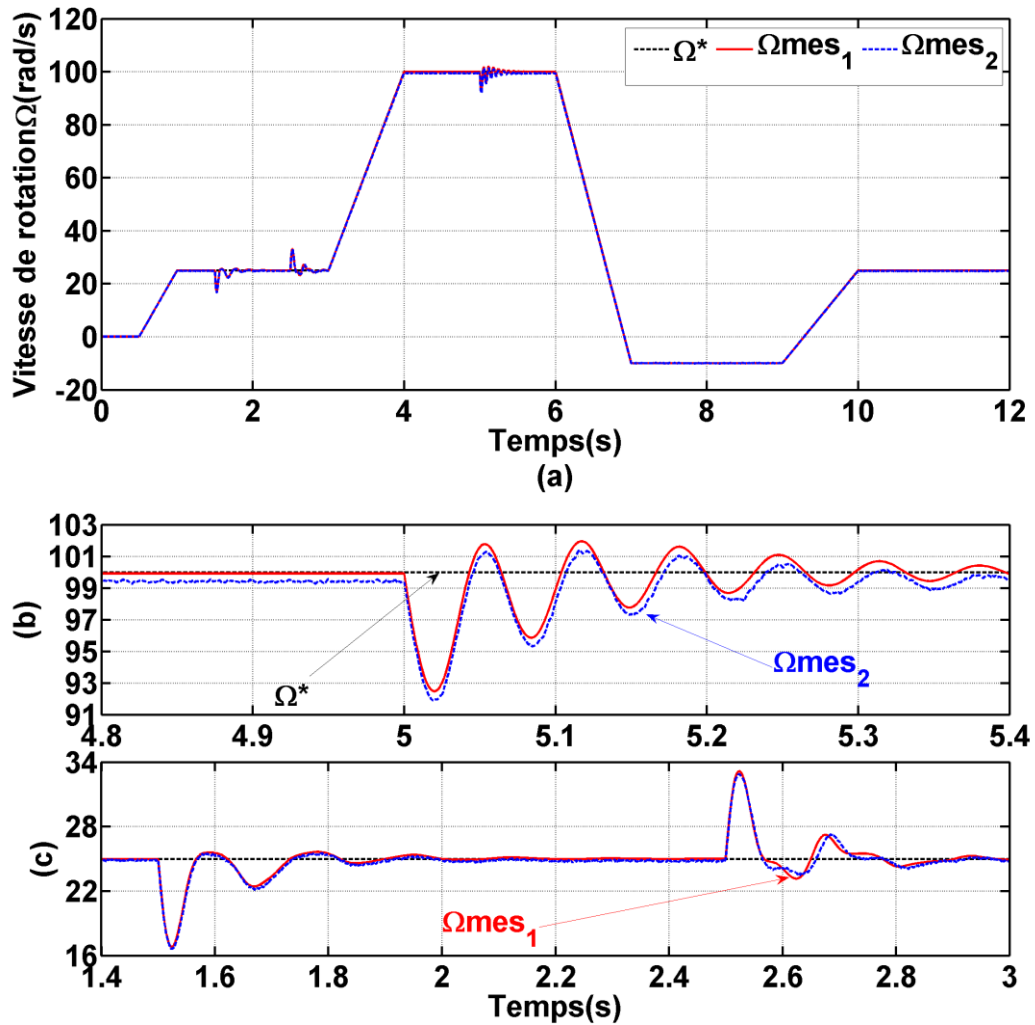


Figure 4.16 : (a) Vitesses simulées $\mathbf{mes_1}$: Sans bruit de mesure et $\mathbf{mes_2}$: Avec bruit de mesure « Backstepping » (b) zoom dans [4.8s, 5.4s] et (c) zoom dans [1.4s, 3s]

Comme dans le premier test (Commande vectorielle basée sur régulateurs « PI ») on remarque des bonne performances de l'observateur dans les deux cas, avec quelques légères différences résultant de la boucle de contrôle et comme le montre la **Figure 4.13**, nous notons que les valeurs des paramètres de gain $\theta_1(t)$ et $\theta_2(t)$ augmentent lorsque les erreurs d'observation augmentent.

Les **Figure 4.14** et **Figure 4.15** montrent respectivement les vitesses d'arbre de la MAS estimées et simulées. L'erreur de vitesse du rotor causée par la perturbation est très faible et converge rapidement vers zéro dans les deux cas comme le montre la **Figure 4.16**.

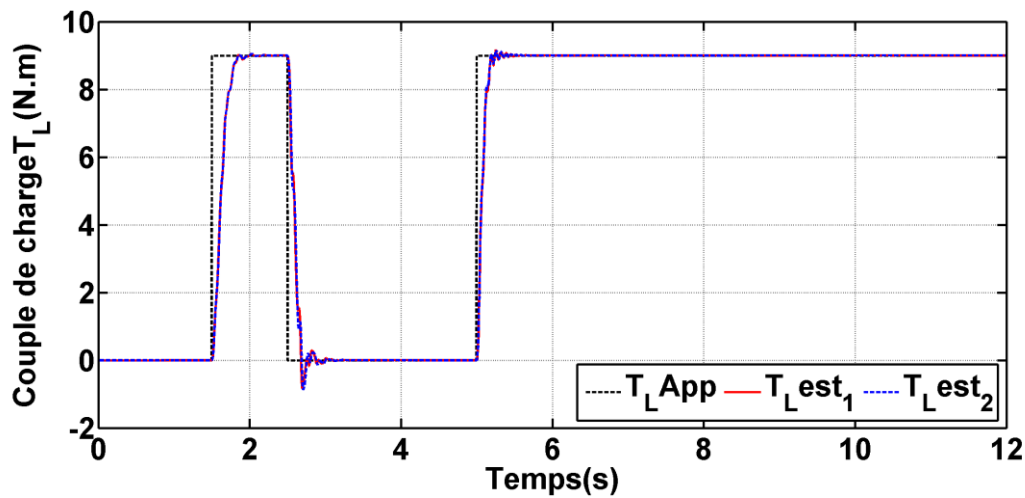


Figure 4.17 : Couple de charge estimé **est₁** : Sans bruit de mesure et **est₂** : Avec bruit de mesure « **Backstepping** »

4.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré au problème d'observation des machines asynchrones sans capteurs mécaniques à partir d'une description de leur dynamique dans le repère $(\alpha - \beta)$ en considérant le couple de charge comme une variable d'état décrite par une fonction uniformément observable. Il se compose de quatre parties qui traitent de tous les aspects fondamentaux et pratiques du problème d'observation à l'étude.

- La première partie est la présentation et l'adaptation du modèle de la machine afin de former l'observateur proposé.
- Dans la deuxième partie, nous avons effectué une analyse approfondie de l'observation des moteurs asynchrones, après avoir modifié les coordonnées qui correspondent à la forme générale des systèmes mentionnés précédemment dans le troisième chapitre.

- Quant à la troisième partie de ce chapitre, la contribution principale sur la synthèse d'un observateur grand gain dynamique pour l'observation des moteurs asynchrones. Un effort particulier a été fait pour les propriétés structurelles requises pour la synthèse d'observateur, les propriétés de convergence, les considérations de simplicité de mise en œuvre et la détermination des paramètres de synthèse de base, avec une approximation faite pour résoudre le problème de la surveillance des machines asynchrones sans capteurs.
- La quatrième partie est consacrée à la présentation des résultats de la simulation d'observateur qui a été développée dans la troisième partie selon des tests qui permettent d'étudier la robustesse du observateur proposé en utilisant les techniques de contrôle appliquées dans le deuxième chapitre.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

Nous avons abordé dans cette thèse le problème de la commande sans capteur mécanique de la MAS. L'objectif que nous nous sommes fixé ici était de proposer une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique (utilisant un observateur de vitesse) dans le but de prendre en compte les trois obstacles suivants :

- ni mesure de vitesse ni mesure de couple de charge.
- fonctionnement à faible vitesse de la machine.
- une démonstration de la convergence globale de l'ensemble « Command + Observer ».

La loi de commande sans capteur mécanique que nous avons proposée est une commande vectorielle basée sur les régulateurs « **PI** » et régulateurs de type « **Backstepping** » associée à un observateur de vitesse pour la régulation.

Pour cela les travaux, ont porté sur la synthèse un observateur à grand gain non linéaire efficace avec une adaptation du gain pour le contrôle de vitesse sans capteur mécanique des machines asynchrones. Ces observateurs présentent plusieurs avantages, à savoir une convergence exponentielle prouvée théoriquement. ainsi qu'un gain dynamique est proposée pour les différentes classes des systèmes non linéaires observables pour toute entrée spécialement pour une forme canonique caractérisant une large classe de systèmes observables pour toute entrée. La caractéristique principale de cette forme réside dans le fait qu'elle ne possède pas une structure complètement triangulaire et elle inclut toutes les formes canoniques observables existantes. L'observateur à grand gain dynamique proposé, dérive de l'observateur à grand gain classique, et il adopte un paramètre de synthèse variant au cours de temps. Cette variation obéit à une équation différentielle de type Ricatti (Issu du principe de base de l'optimalité, l'intégral de Euler-Lagrange) qui prend en considération le niveau du bruit et l'état de la convergence. en tenant compte de ces deux aspects, nous remarquons que le paramètre de synthèse de l'observateur, qui prend constamment des valeurs faibles pour assurer la robustesse vis-à-vis des bruits de mesure et n'augmente que lorsque un cas de divergence se manifeste, où utilisant uniquement les courants mesurés et les tensions de commande en présence de bruit pendant la mesure Par conséquent, la robustesse est également garantie dans des conditions de travail critiques, où les performances de l'observateur à gain fixe standard se détériorent.

- Le modèle mathématique du système est présenté en premier et, ensuite, l'analyse d'observabilité est dérivée. Après cela, la méthodologie de conception de l'observateur proposé avec gain dynamique est détaillée et sa stabilité vérifiée sous de grandes perturbations.

Conclusion Générale.

- Les tests de vérification par simulation sont menés sous des trajectoires d'essais industriels critiques et les résultats obtenus démontrent l'efficacité et la robustesse de l'observateur proposé.
- Pour améliorer encore les performances et la robustesse de l'observateur proposé, les recherches futures impliqueront la généralisation de l'algorithme proposé pour le rendre apte à faire face aux grandes incertitudes des paramètres des moteurs à induction dans des conditions de travail critiques dues à l'échauffement, à la saturation et à d'autres effets physiques. De plus, de nouveaux développements de l'algorithme proposé le rendraient également approprié pour les applications où une stratégie adaptative est nécessaire pour surmonter l'incertitude d'observation du système.

Avec tous ces bons résultats présentés par l'observateur, il reste certaines choses qui doivent être rectifiées dans les travaux futurs, comme une augmentation de la vitesse de convergence tout en maintenant la stabilité en général, et comme nous l'avons noté dans le premier chapitre que le modèle de machine est créée après prise en compte des hypothèses simplificatrices et depuis la recherche privée en modélisation des machines asynchrones, intéressée à minimiser ces hypothèses, il faut s'y associer et essayer de former l'observateur dans le cadre des nouveaux modèles, plus complexes que le dans une certaine mesure, les travaux futurs s'intéresseront également à l'aspect diagnostic et à l'étude des performances de l'observé dans d'autres conditions de travail de la machine, comme les cas de défauts, et nous le suggérons également pour les machines synchrones ou autres systèmes car la portée de son utilisation est plus large par rapport aux autres.

Annexes

Annexe A.

Définition A.A.1. soit $\mathcal{M} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ une matrice carrée. Un vecteur $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{X} \neq \mathbf{0}$ est un vecteur propre, et $\lambda \in \mathbb{R}$ est une valeur propre, si :

$$\mathcal{M}\mathbf{X} = \lambda\mathbf{X} \quad (\text{A.A.1})$$

Les valeurs propres sont calculées à partir de la définition fondamentale en résolvant l'équation liée à l'inconnue λ comme suivante :

$$\det(\mathcal{M} - \lambda I_n) = 0 \quad (\text{A.A.2})$$

Exemple A.A.1

Pour la matrice $\mathcal{M} = [\mathcal{L}_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}$

$$\Rightarrow \det([\mathcal{L}_s] - \lambda I_3) = \begin{vmatrix} l_s - \lambda & m_s & m_s \\ m_s & l_s - \lambda & m_s \\ m_s & m_s & l_s - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Alors on obtient :

$$\lambda_1 = L_s = l_s - m_s, \quad \lambda_2 = L_s = l_s - m_s, \quad \lambda_3 = L_0 = l_s + 2m_s$$

Rappeler A.A.1 Quels que soient les angles α et β que nous trouvons les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \cos(\alpha \pm \beta) &= \cos(\alpha)\cos(\beta) \mp \sin(\alpha)\sin(\beta) \\ \sin(\alpha \pm \beta) &= \sin(\alpha)\cos(\beta) \pm \cos(\alpha)\sin(\beta) \end{aligned} \quad (\text{A.A.3})$$

A.A.1 Les repères diphasés

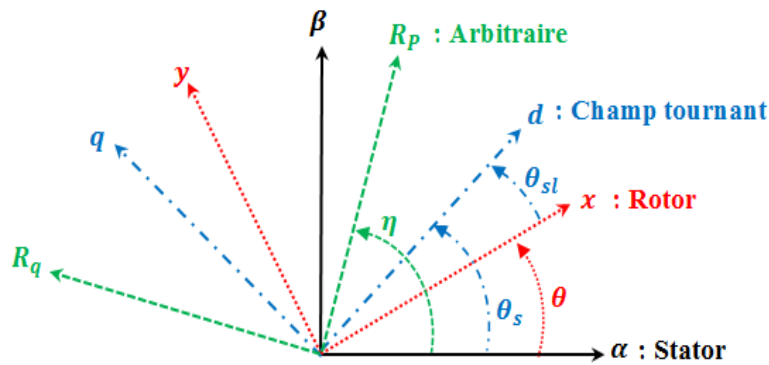


Figure A.A.1 : Différents repères diphasés pour une MAS

A.B.1 Calcul des régulateurs

Afin d'atteindre les conditions de stabilité que nous avons indiquées dans la **Remarque 2.6** et en utilisant les équations de découplage, les boucles de régulation des courants et de vitesse deviennent comme suit.

A.B.1.1 Régulation des courants

Dans cette partie, nous présenterons les boucles de régulation des courants et expliquerons la méthode de calcul des paramètres du régulateur.

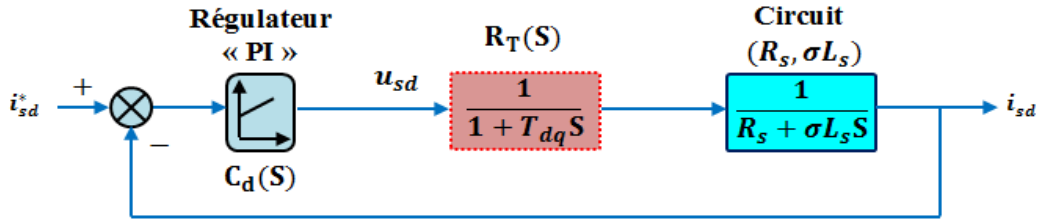


Figure A.B.1 : Boucle de régulation du courant i_{sd}

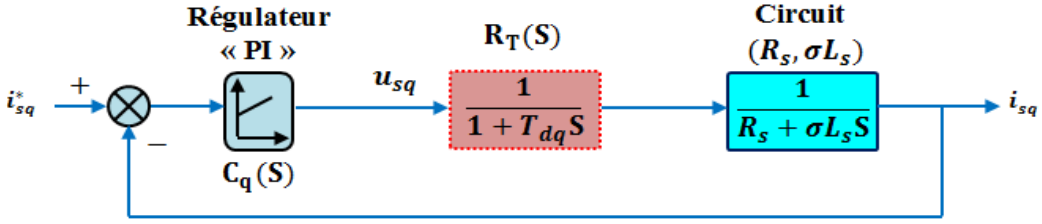


Figure A.B.2 : Boucle de régulation du courant i_{sq}

Où $C_d(S) = K_{Pi_{sd}} + \frac{K_{Ii_{sd}}}{S}$ et $C_q(S) = K_{Pi_{sq}} + \frac{K_{Ii_{sq}}}{S}$ sont les équations des régulateurs dans le domaine fréquentiel, et $R_T(S) = \frac{1}{1+T_{dq}S}$ c'est la fonction de retard total des boucles de régulation des courants i_{sd} et i_{sq} . Comme il est obtenu à partir d'une approximation de la fonction $e^{-T_{dq}S}$ du premier ordre de la série de Taylor.

La fonction de transfert en boucle $G_{0q}(S)$ ouverte est :

$$\begin{aligned}
 G_{0q}(S) &= \left(K_{Pi_{sq}} + \frac{K_{Ii_{sq}}}{S} \right) \left(\frac{1}{1 + T_{dq}S} \right) \left(\frac{1}{R_s + \sigma L_s S} \right) \\
 &= K_{Pi_{sq}} \left(\frac{S + \frac{K_{Ii_{sq}}}{K_{Pi_{sq}}}}{S} \right) \left(\frac{1}{1 + T_{dq}S} \right) \left(\frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + S} \right)
 \end{aligned} \tag{A.B.1}$$

Par compensation de pole :

$$\frac{K_{I_{sq}}}{K_{P_{sq}}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{A.B.2})$$

Alors :

$$G_{0q}(S) = \frac{mK_{P_{sq}}}{S(1 + T_{dq}S)} \quad (\text{A.B.3})$$

La fonction de transfert en boucle fermée $G_{Fq}(S)$ devient :

$$G_{Fq}(S) = \left(\frac{mK_{P_{sq}}}{T_{dq}} \right) \frac{1}{S^2 + 2S \frac{1}{2T_{dq}} + \frac{mK_{P_{sq}}}{T_{dq}}} = \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2S\xi\omega_0 + \omega_0^2} \quad (\text{A.B.4})$$

Avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{T_{dq}mK_{P_{sq}}}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{mK_{P_{sq}}}{T_{dq}}} \end{cases} \quad (\text{A.B.5})$$

Nous choisissons $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ Où $T_{dq} \approx 300\mu s$

Remarque A.B.1. Les paramètres du régulateur de courant i_{sd} sont calculés de la même manière que décrit ci-dessus.

A.B.1.2 Régulation de vitesse

Comme la partie précédente nous présenterons la boucle de régulation de vitesse et expliquerons la méthode de calcul des paramètres du régulateur.

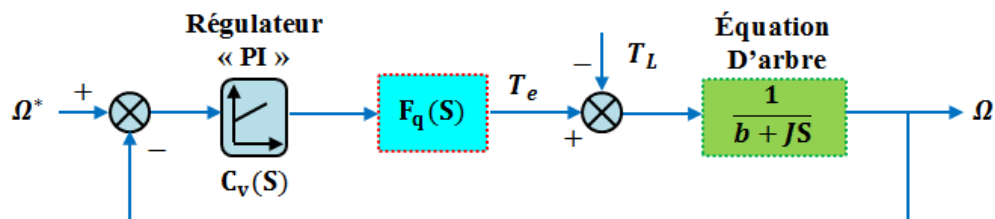


Figure A.B.3 : Boucle de régulation de la vitesse

Où $C_v(S) = K_{P\Omega} + \frac{K_{I\Omega}}{S}$ est la fonction de régulateur de vitesse.

$$F_q(S) = \frac{1}{K_e} R_{Tv}(S) G_{Fq}(S) \quad (\text{A.B.6})$$

Avec $R_{Tv}(S) = \frac{1}{1+T_v S}$ C'est la fonction de retard total de boucle de régulation de vitesse la fonction de transfert en boucle $G_{Ov}(S)$ ouverte est :

$$G_{Ov}(S) = \frac{1}{K_e} \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{I\Omega}}{S} \right) \left(\frac{1}{1+T_v S} \right) \left(\frac{\omega_0^2}{S^2 + 2S\xi\omega_0 + \omega_0^2} \right) \quad (\text{A.B.7})$$

Et en boucle fermée :

$$G_{Fv}(S) = \frac{G_{Ov}(S)}{1 + G_{Ov}(S)} \quad (\text{A.B.8})$$

Les valeurs $K_{P\Omega}$ et $K_{I\Omega}$ sont calculées avec certaines conditions de temps de réponse, dépassement et la précision, Pour plus de détails voir [57]

Rappeler A.B.1 Une équation différentielle de Bernoulli est de la forme :

$$a(t)\dot{y}(t) + b(t)y(t) = c(t)y^\alpha(t) \quad (\text{A.B.9})$$

Où a, b et c sont des fonctions continues de t , α une constante réelle différente de 0 à 1 (en effet pour $\alpha = 0$ et $\alpha = 1$ l'équation est linéaire), Afin de résoudre cette équation, nous apportons le changement $z(t) = y^{1-\alpha}(t) \Rightarrow \dot{z}(t) = (1-\alpha)\dot{y}(t)y^{-\alpha}(t)$, puis divisons les deux côtés de cette équation par $y^\alpha(t) \neq 0$ pour obtenir :

$$\frac{a(t)}{(1-\alpha)} \dot{z}(t) + b(t)z(t) = c(t) \quad (\text{A.B.10})$$

C'est une équation linéaire du premier ordre et du premier degré, donc sa solution est directe, comme c'est le cas pour ces équations.

Théorème A.C.1. Soit $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ une fonction vectorielle de la structure suivant :

$$f(\varepsilon) = \begin{bmatrix} f^1(\varepsilon) \\ f^2(\varepsilon) \\ \vdots \\ f^q(\varepsilon) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n \text{ avec } f^k(\varepsilon) = \begin{bmatrix} f_1^k(\varepsilon) \\ f_2^k(\varepsilon) \\ \vdots \\ f_{\lambda_k}^k(\varepsilon) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_k} \text{ et } f_i^k(\varepsilon) = \begin{bmatrix} f_{i,1}^k(\varepsilon) \\ f_{i,2}^k(\varepsilon) \\ \vdots \\ f_{i,p_k}^k(\varepsilon) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p_k}$$

où $f_{i,j}^k(\varepsilon) \in \mathbb{R}$

Et ε est un vecteur de la structure suivant :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon^1 \\ \varepsilon^2 \\ \vdots \\ \varepsilon^q \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n \text{ avec } \varepsilon^k = \begin{bmatrix} \varepsilon_1^k \\ \varepsilon_2^k \\ \vdots \\ \varepsilon_{\lambda_k}^k \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_k} \text{ et } \varepsilon_i^k = \begin{bmatrix} \varepsilon_{i,1}^k \\ \varepsilon_{i,2}^k \\ \vdots \\ \varepsilon_{i,p_k}^k \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p_k} \text{ où } \varepsilon_{i,j}^k \in \mathbb{R}$$

pour $k = 1, \dots, q ; i = 1, \dots, \lambda_k ; j = 1, \dots, p_k$

Alors il existe $\bar{\rho}_{i,j}^k \in [0, 1] \subset \mathbb{R}$ tel que :

$$\begin{aligned} \Delta f &\stackrel{\text{def}}{=} f(\bar{\varepsilon}) - f(\varepsilon) = \nabla_{\varepsilon} f(\varepsilon + \bar{\rho} \Delta \varepsilon) \Delta \varepsilon = \frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \Delta \varepsilon \\ &= \sum_{k=1}^q \frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial \varepsilon^k} \Delta \varepsilon^k = \sum_{k=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_k} \frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial \varepsilon_i^k} \Delta \varepsilon_i^k = \sum_{k=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{j=1}^{p_k} \frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial \varepsilon_{i,j}^k} \Delta \varepsilon_{i,j}^k \end{aligned} \quad (\text{A.C.1})$$

Et on trouve aussi :

$$\begin{aligned} \Delta f^k &= f^k(\bar{\varepsilon}) - f^k(\varepsilon) = \nabla_{\varepsilon} f^k(\varepsilon + \bar{\rho} \Delta \varepsilon) \Delta \varepsilon = \frac{\partial f^k(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} \Delta \varepsilon \\ &= \sum_{k=1}^q \frac{\partial f^k(\varepsilon)}{\partial \varepsilon^k} \Delta \varepsilon^k = \sum_{k=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_k} \frac{\partial f^k(\varepsilon)}{\partial \varepsilon_i^k} \Delta \varepsilon_i^k = \sum_{k=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{j=1}^{p_k} \frac{\partial f^k(\varepsilon)}{\partial \varepsilon_{i,j}^k} \Delta \varepsilon_{i,j}^k \end{aligned} \quad (\text{A.C.2})$$

où $\Delta \varepsilon = \bar{\varepsilon} - \varepsilon$ et $\varepsilon = \varepsilon + \bar{\rho} \Delta \varepsilon$

$$\text{avec } \begin{cases} \Delta \varepsilon^k = \bar{\varepsilon}^k - \varepsilon^k \\ \Delta \varepsilon_i^k = \bar{\varepsilon}_i^k - \varepsilon_i^k \\ \Delta \varepsilon_{i,j}^k = \bar{\varepsilon}_{i,j}^k - \varepsilon_{i,j}^k \end{cases}$$

$$\text{et } \begin{cases} \bar{\rho} = \text{diag}(\bar{\rho}^1, \bar{\rho}^2, \dots, \bar{\rho}^q) \in \mathbb{R}^{n \times n} \\ \bar{\rho}^k = \text{diag}(\bar{\rho}_1^k, \bar{\rho}_2^k, \dots, \bar{\rho}_{\lambda_k}^k) \in \mathbb{R}^{n_k \times n_k} \\ \bar{\rho}_i^k = \text{diag}(\bar{\rho}_{i,1}^k, \bar{\rho}_{i,2}^k, \dots, \bar{\rho}_{i,p_k}^k) \in \mathbb{R}^{p_k \times p_k} \end{cases} \quad (\text{A.C.3})$$

Rappeler A.C.1 soit une matrice $\mathcal{M} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et un vecteur $\boldsymbol{\varepsilon} \in \mathbb{R}^n$ et la valeur scalaire $\mathcal{K} \in \mathbb{R}$ nous avons les propriétés suivantes :

$$\mathcal{P1.} \quad \|\boldsymbol{\varepsilon}\| \leq \sum_{k=1}^q \|\boldsymbol{\varepsilon}^k\| \leq \sum_{k=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_k} \|\boldsymbol{\varepsilon}_i^k\| \leq \sum_{k=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{j=1}^{p_k} \|\boldsymbol{\varepsilon}_{i,j}^k\| \quad (\text{A.C.4})$$

$$\mathcal{P2.} \quad \|\boldsymbol{\varepsilon} + \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}\| \leq \|\boldsymbol{\varepsilon}\| + \|\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}\| \quad \text{et} \quad \|\mathcal{K}\boldsymbol{\varepsilon}\| = |\mathcal{K}| \|\boldsymbol{\varepsilon}\| \quad (\text{A.C.5})$$

$$\mathcal{P3.} \quad \|\mathcal{M}\boldsymbol{\varepsilon}\| \leq \|\mathcal{M}\| \|\boldsymbol{\varepsilon}\| \quad (\text{A.C.6})$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \left\| \frac{\partial f^k(\boldsymbol{\varepsilon})}{\partial \boldsymbol{\varepsilon}} \Delta \boldsymbol{\varepsilon} \right\| &\leq \sum_{i=1}^{\lambda_k} \left\| \frac{\partial f_i^k(\boldsymbol{\varepsilon})}{\partial \boldsymbol{\varepsilon}} \Delta \boldsymbol{\varepsilon} \right\| = \sum_{i=1}^{\lambda_k} \left\| \sum_{l=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_l} \frac{\partial f_i^k(\boldsymbol{\varepsilon})}{\partial \boldsymbol{\varepsilon}_i^l} \Delta \boldsymbol{\varepsilon}_i^l \right\| \\ &\leq \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{l=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_l} \left\| \frac{\partial f_i^k(\boldsymbol{\varepsilon})}{\partial \boldsymbol{\varepsilon}_i^l} \Delta \boldsymbol{\varepsilon}_i^l \right\| \leq \sum_{i=1}^{\lambda_k} \sum_{l=1}^q \sum_{i=1}^{\lambda_l} \left\| \frac{\partial f_i^k(\boldsymbol{\varepsilon})}{\partial \boldsymbol{\varepsilon}_i^l} \right\| \|\Delta \boldsymbol{\varepsilon}_i^l\| \end{aligned}$$

A.D.1 Analyse de la stabilité en boucle fermée : « HGO + Commande »

Cette boucle diffère avec la boucle de contrôle en présence des capteurs en ce que le retour est constitué des variables de l'état estimé, tandis que dans la première ce sont les variables de l'état mesuré, par conséquent, nous étudierons sa stabilité dans la partie suivant :

A.D.1.1 Stabilité « HGO + Commande PI »

Nous commençons par les équations de la machine :

$$\begin{aligned}\frac{d\Omega}{dt} &= K_6\phi_{rd}i_{sq}^* - K_8T_L - K_7\Omega \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= K_4i_{sd}^* - K_5\phi_{rd}\end{aligned}\quad (\text{A.D.1})$$

a) Production de courant i_{sq}^*

Le courant de référence i_{sq}^* est obtenu grâce au couple électromagnétique produit par le régulateur de vitesse comme suit :

$$i_{sq}^* = K_e \left(K_{I\Omega} \int_0^t (\Omega^*(\tau) - \hat{\Omega}(\tau)) d\tau + K_{P\Omega}(\Omega^* - \hat{\Omega}) \right) \quad (\text{A.D.2})$$

$$i_{sq}^* = K_e K_{I\Omega} \int_0^t e_{\Omega}(\tau) d\tau + K_e K_{P\Omega} e_{\Omega} - K_e K_{I\Omega} \int_0^t \epsilon_{\Omega}(\tau) d\tau - K_e K_{P\Omega} \epsilon_{\Omega} \quad (\text{A.D.3})$$

Avec $\epsilon_{\Omega} = \hat{\Omega} - \Omega$ à partir de (A.D.1) :

$$\begin{aligned}\dot{e}_{\Omega} &= -K_8 K_{I\Omega} \int_0^t e_{\Omega}(\tau) d\tau - K_8 K_{P\Omega} e_{\Omega} + K_e K_{I\Omega} \int_0^t \epsilon_{\Omega}(\tau) d\tau + K_e K_{P\Omega} \epsilon_{\Omega} + K_8 T_L \\ &\quad + K_7 \Omega + \dot{\Omega}^*\end{aligned}$$

Nous effectuons le même changement linéaire de section (2.4.5) on a :

$$\dot{\chi}_{\Omega} = A_{\Omega} \chi_{\Omega} + B_{\Omega} \Gamma_{\Omega}(t) + B_{\Omega} \Gamma_{\mathcal{O}}(t) \quad (\text{A.D.4})$$

Où $\Gamma_{\mathcal{O}}(t) = K_e K_{I\Omega} \int_0^t \epsilon_{\Omega}(\tau) d\tau + K_e K_{P\Omega} \epsilon_{\Omega}$

Pour les matrices $\Lambda_{U1}^+(\zeta)$ et $\Lambda_{U2}^+(\zeta)$ qui ont été définis dans (4.40) avec $\Lambda_{U1}^+(\zeta) = (\lambda_{ij}^{1+})$ et $\Lambda_{U2}^+(\zeta) = (\lambda_{ij}^{2+})$ nous obtenons :

$$\epsilon_{\Omega} = \sum_{j=1}^6 \lambda_{2j}^{2+} e_j \quad (\text{A.D.5})$$

Lemme A.D.1. *Les erreurs de poursuite en flux et vitesse convergent pratiquement uniformément exponentiellement vers zéro.*

b) Preuve du Lemme A.D.1.

Considérons une fonction candidate de Lyapunov V_{Oc} suivante :

$$V_{Oc} = \chi_{\Omega}^T P_{\Omega} \chi_{\Omega}$$

Alors :

$$\dot{V}_{Oc} = -\chi_{\Omega}^T Q_{\Omega} \chi_{\Omega} + 2\chi_{\Omega}^T P_{\Omega} B_{\Omega} \Gamma_{\Omega}(t) + 2\chi_{\Omega}^T P_{\Omega} B_{\Omega} \Gamma_{\mathcal{O}}(t)$$

Et aussi :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{Oc} &\leq -\eta_{\Omega} \chi_{\Omega}^T P_{\Omega} \chi_{\Omega} + 2\chi_{\Omega}^T P_{\Omega} B_{\Omega} \Gamma_{\Omega}(t) + 2\chi_{\Omega}^T P_{\Omega} B_{\Omega} \Gamma_{\mathcal{O}}(t) \\ &\leq -\eta_{\Omega} \chi_{\Omega}^T P_{\Omega} \chi_{\Omega} + 2\|\chi_{\Omega}^T P_{\Omega}\| \|B_{\Omega} \Gamma_{\Omega}(t)\| + 2\|\chi_{\Omega}^T P_{\Omega}\| \|B_{\Omega} \Gamma_{\mathcal{O}}(t)\| \end{aligned}$$

$\Gamma_{\mathcal{O}}(t)$ est borné si ϵ_{Ω} est borné d'après (3.60) et (4.45) nous obtenons :

$$\|B_{\Omega} \Gamma_{\mathcal{O}}(t)\| \leq l_{\mathcal{O}} \text{ avec } l_{\mathcal{O}} > 0$$

Alors on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{Oc} &\leq -\eta_{\Omega} V_{Oc} + 2(l_{\Omega} + l_{\mathcal{O}}) \|\chi_{\Omega}^T P_{\Omega}\| \\ &\leq -\eta_{\Omega} V_{Oc} + 2(l_{\Omega} + l_{\mathcal{O}}) \sqrt{\lambda_M(P_{\Omega})} \sqrt{V_{Oc}} \end{aligned} \quad (\text{A.D.6})$$

En intégrant (A.D.6) pour $t \geq t_0$, on a :

$$\sqrt{V_{Oc}} \leq r_{Oc} + \sqrt{V_{Oc}(t_0)} e^{-\eta_{\Omega}(t-t_0)} \quad (\text{A.D.7})$$

Avec $r_{Oc} = (l_{\Omega} + l_{\mathcal{O}}) \sqrt{\lambda_M(P_{\Omega})}$

Les erreurs de suivi du système de contrôle convergent vers une boule $B_{r_{Oc}}$ de rayon r_{Oc} . Ceci assure la forte stabilité pratique uniforme exponentielle du système boucle « HGO + Commande PI ».

Bibliographie

- [1] J. Holtz , Sensorless Control of Induction Machines—With or Without Signal Injection? IEEE Transactions on Industrial Electronics 53 (2006) 7–30 .
- [2] M.S. Zaky , M.K. Metwaly , H.Z. Azazi , S.A. Deraz , A New Adaptive SMO for Speed Estimation of Sensorless Induction Motor Drives at Zero and Very Low Frequencies, IEEE Transactions on Industrial Electronics 65 (2018) 6901–6911 .
- [3] C.S. Staines , C. Caruana , G.M. Asher , M. Sumner , Sensorless control of induction Machines at zero and low frequency using zero sequence currents, IEEE Transactions on Industrial Electronics 53 (2006) 195–206 .
- [4] G.C. Verghese , S.R. Sanders , Observers for flux estimation in induction machines, IEEE Transactions on Industrial Electronics 35 (1988) 85–94 .
- [5] A. Benchaib , A. Rachid , E. Audrezet , M. Tadjine , Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor, IEEE Transactions on Industrial Electronics 46 (1999) 128–138 .
- [6] Mihai Comanescu , *Member, IEEE*, Design and Implementation of a Highly Robust Sensorless Sliding Mode Observer for the Flux Magnitude of the Induction Motor, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION,
- [7] W. C. A. Pereira , C. M. R. Oliveira , M. P. Santana , T. E. P. de Almeida , A. G. de Castro , G. T. Paula , M. L. Aguiar , Improved Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Sliding Mode Observer, IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS, VOL. 14, NO. 7, JULY 2016, pp 3110–3116
- [8] mme kebbati ymene, commande en mode glissant avec observateur robuste associée à un estimateur pour le diagnostic du moteur asynchrone, thèse de doctorat universite des sciences et de la technologie d'oran 2013, algérie
- [9] M. Ghanes , G. Zheng , On Sensorless Induction Motor Drives: Sliding-Mode Observer and Output Feedback Controller, IEEE Transactions on Industrial Electronics 56 (2009) 3404–3413.
- [10] A. Maouche , M. M'Saad , B. Bensaker , M. Farza , High gain adaptive observer design for sensorless state and parameter estimation of induction motors, International Journal of Control, Automation and Systems 13 (2015) 1106–1117 10/01 2015.
- [11] A. Dib , M. Farza , M. M'Saad , P. Dorléans , J.F. Massieu , High gain observer for sensorless induction motor, IFAC Proceedings Volumes 44 (2011) 674–679 01/01/ 2011.
- [12] W. Sun , Z. Wang , D. Xu , X. Yu , D. Jiang , Stable Operation Method for Speed Sensorless Induction Motor Drives at Zero Synchronous Speed With Estimated Speed Error Compensation, IEEE Transactions on Power Electronics 34 (2019) 11454–11466 .
- [13] R.E. Kalman , R.S. Bucy , New Results in Linear Filtering and Prediction Theory, Journal of Fluids Engineering 83 (1961) 95–108 .
- [14] M. Barut , S. Bogosyan , M. Gokasan , Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs, Energy Conversion and Management 48 (2007) 3120–3134 12/01/ 2007 .
- [15] F. Auger , M. Hilaiet , J.M. Guerrero , E. Monmasson , T. Orłowska-Kowalska , S. Katsura , Industrial Applications of the Kalman Filter: A Review, IEEE Transactions on Industrial Electronics 60 (2013) 5458–5471 .
- [16] S. Raghavan , J.K. Hedrick , Observer design for a class of nonlinear systems, International Journal of Control 59 (1994) 515–528 02/01 1994 .
- [17] M. Korzonek , G. Tarchala , T. Orłowska-Kowalska , A review on MRAS-type speed estimators for reliable and efficient induction motor drives, ISA Transactions (2019) 2019/04/02/ .
- [18] Y. Wang , L. Zhou , S.A. Bortoff , A. Satake , S. Furutani , An approximate high gain observer for speed-sensorless estimation of induction motors, IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica 6 (2019) 53–63 .
- [19] W. Sun , X. Liu , J. Gao , Y. Yu , G. Wang , D. Xu , Zero Stator Current Frequency Operation of Speed-Sensorless Induction Motor Drives Using Stator Input Voltage Error for Speed Estimation, IEEE Transactions on Industrial Electronics 63 (2016) 1490–1498 .
- [20] S. Suwankawin , S. Sangwongwanich , Design strategy of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction-motor Drives-tracking performance and stabilization, IEEE Transactions on Industrial Electronics 53 (2006) 96–119 .
- [21] T. Orłowska-Kowalska , M. Korzonek , G. Tarchala , Stabilization Methods of Adaptive Full-Order Observer for Sensorless Induction Motor Drive - Comparative Study, IEEE Transactions on Industrial Informatics (2019) 1–1 .
- [22] C. Schauder , Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, IEEE Transactions on Industry Applications 28 (1992) 1054–1061 .
- [23] A. V. Ravi Teja , Vimlesh Verma , and Chandan Chakraborty , *Fellow, IEEE*, A New Formulation of Reactive Power Based Model Reference Adaptive System for Sensorless Induction Motor Drive, DOI 10.1109/TIE.2015.2432105, IEEE Transactions on Industrial Electronics
- [24] F. Alonge , *Member IEEE*, M. Cirrincione , *Senior Member, IEEE*, M. Pucci , *Senior Member, IEEE*, and A. Sferlazza ,

- Student Member, IEEE, Input-Output Feedback Linearization Control with On-line MRAS Based Inductor Resistance Estimation of Linear Induction Motors Including the Dynamic End-Effects, DOI 10.1109/TIA.2015.2465939, IEEE Transactions on Industry Applications
- [25] Idriss Benlaloui, Saïd Drid, *Senior Member, IEEE*, Larbi Chrifi-Alaoui, and Mohammed Ouriagli, Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION
- [26] M.S. Zaky, H.A. Maksoud, H.Z. Azazi, Sensorless induction motor drives using adaptive flux observer at low frequencies, Engineering, Technology & Applied Science Research 8 (2018) 2572–2576.
- [27] R. Kumar, S. Das, P. Syam, A.K. Chattopadhyay, Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives, IET Electric Power Applications 9 (2015) 496–511.
- [28] G. Schreier, J. DeLeon, A. Glumineau, R. Boisliveau, Cascade nonlinear observers: application to an experimental induction motor benchmark, IEEE Proceedings - Control Theory and Applications 148 (6) (2001) 509–515 Available https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-cta_20010641.
- [29] M. Ghanes, J.D. Leon, A. Glumineau, Cascade and high-gain observers comparison for sensorless closed-loop induction motor control, IET Control Theory & Applications 2 (2008) 133–150.
- [30] G. Besancon, H. Hammouri, On Observer Design for Interconnected System, Journal of Mathematical Systems Estimation and Control 8 (1998) 1–25.
- [31] A.A. Prasov, H.K. Khalil, A Nonlinear High-Gain Observer for Systems With Measurement Noise in a Feedback Control Framework, IEEE Transactions on Automatic Control 58 (2013) 569–580.
- [32] B. Yi, W. Zhang, A nonlinear updated gain observer for MIMO systems: Design, analysis and application to marine surface vessels, ISA Transactions 64 (2016) 129–140 09/01/ 2016.
- [33] Y. Wang, L. Zhou, S.A. Bortoff, A. Satake, S. Furutani, High gain observer for speed-sensorless motor drives: Algorithm and experiments, in: IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2016, 2016, pp. 1127–1132.
- [34] J.P. Gauthier, H. Hammouri, S. Othman, A simple observer for nonlinear systems applications to bioreactors, IEEE Transactions on Automatic Control 37 (1992) 875–880.
- [35] A.A. Ball, H.K. Khalil, High-gain observers in the presence of measurement noise: A nonlinear gain approach, in: 47th IEEE Conference on Decision and Control, 2008, 2008, pp. 2288–2293.
- [36] H.K. Khalil, L. Praly, High-gain observers in nonlinear feedback control, International Journal of Robust and Nonlinear Control 24 (2014) 993–1015 04/01 2014.
- [37] M. Farza, M. Oueder, R.B. Abdenmour, M. M'Saad, High gain observer with updated gain for a class of MIMO nonlinear systems, International Journal of Control 84 (2011) 270–280 02/01 2011.
- [38] D. Astolfi, L. Marconi, L. Praly, A.R. Teel, Low-power peaking-free high-gain observers, Automatica 98 (2018) 169–179 12/01/ 2018.
- [39] V. Andrieu, L. Praly, A. Astolfi, High gain observers with updated gain and homogeneous correction terms, Automatica 45 (2009) 422–428 02/01/ 2009.
- [40] H. Hammouri, B. Targui, F. Armanet, High gain observer based on a triangular structure, International Journal of Robust and Nonlinear Control 12 (2002) 497–518 05/01 2002.
- [41] H. Shim, A passivity-based nonlinear observer and a semi-global separation principle, Seoul National University, 2000.
- [42] H.K. Khalil, High-gain observers in nonlinear feedback control, in: International Conference on Control, Automation and Systems, 2008, 2008 xlvii–xlvii.
- [43] M. Oueder, M. Farza, R. Ben Abdenmour, M. M'Saad, A high gain observer with updated gain for a class of MIMO non-triangular systems, Systems & Control Letters 61 (2012) 298–308 02/01/ 2012.
- [44] J.H. Ahrens, H.K. Khalil, High-gain observers in the presence of measurement noise: A switched-gain approach, Automatica 45 (2009) 936–943 04/01/ 2009.
- [45] C. CANUDAS DE WIT, A. YOUSSEF, J.P. BARBOT, PH. MARTINS, F. MALRAI, Observability Conditions of Induction Motors at Low Frequencies, Proceedings of the 39 IEEE Conference on Decision and Control Sydney, Australia December, 2000
- [46] Sebastian Ibarra-Rojas, Jaime Moreno, Gerardo Espinosa-Perez, Global observability analysis of sensorless induction motors, Automatica 40 (2004) 1079 – 1085
- [47] A. DIB, Sensorless Indirect Adaptive Control With Parameters and load-torque Estimation of Induction Motor, 978-1-4673-

- [48] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau, Observability Study and Observer-Based Interconnected Form for Sensorless Induction Motor, **Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control San Diego, CA, USA, December 13-15, 2006**
- [49] Ramzi Trabelsi, Adel Khedher, Mouhamed Faouzi Mimouni, Faouzi M'sahli, Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer, *Electric Power Systems Research* 93 (2012) 1– 15
- [50] J. L. Thomas, "Future practical developments in vector control principles," *IEE Colloquium - Power Division*, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, 23 February 1998.
- [51] A. Neumaier , Solving Ill-Conditioned and Singular Linear Systems: A Tutorial on Regularization, *SIAM Review* 40 (1998) 636–666 .
- [52] Sofien Hajji. Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone. Automatique. Thèse de doctorat Université de Caen; Université de Sfax - Tunisie, 2009. Français.
- [53] Mohamed Yacine Hammoudi, Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseurs machine, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2015, algérie
- [54] Dramane Traore. COMMANDE NON LINEAIRE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE ASYNCHRONE. Automatique / Robotique. Thèse de doctorat Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2008. Français.
- [55] Daniel Depernet. OPTIMISATION DE LA COMMANDE D'UN ONDULEUR MLI A TROIS NIVEAUX DE TENSION POUR MACHINE ASYNCHRONE. Energie électrique. Thèse de doctorat Université de Reims - Champagne Ardenne, 1995. Français.
- [56] Sorin Gusia ; Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques ; Thèse de doctorat ; Université catholique de Louvain ; 2005
- [57] **Mohammed SAFI**, Stabilité de Lyapunov de systèmes couplés impliquant une équation de transport, Thèse de doctorat, Université toulouse, 2018
- [58] Ali Zemouche. Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaires. Automatique /Robotique. Thèse de doctorat Université Louis Pasteur - Strasbourg I, 2007. Français.
- [59] A. BENABDALLAH, I. ELLOUZE, and M. A. HAMMAMI, **PRACTICAL STABILITY OF NONLINEAR TIME-VARYING CASCADE SYSTEMS**, *Journal of Dynamical and Control Systems*, Vol. 15, No. 1, January 2009, 45–62 (c_ 2009) DOI: 10.1007/s10883-008-9057-5 pp 45-62
- [60] Ivanka M. Stamova, Vector Lyapunov functions for practical stability of nonlinear impulsive functional differential equations, *J. Math. Anal. Appl.* 325 (2007) 612–623
- [61] Xinyu Song, Senlin Li, An Li , Practical stability of nonlinear differential equation with initial time difference, *Applied Mathematics and Computation* 203 (2008) 157–162
- [62] **Nadhem Echi**, **Observer design and practical stability of nonlinear systems under unknown time-delay**, *Asian J Control*. 2019;1–12. <https://doi.org/10.1002/asjc.2271>
- [63] Nadhem ECHI, Observer design and practical stability of nonlinear systems under unknown time-delay, arXiv:1806.03166v1 [math.AP] 8 Jun 2018
- [64] J.P Caron, J.P Hautier "Modélisation de la MAS, Commande vectorielle éditions techniques Paris 1995
- [65] allan b. plunkett, member, iee; direct flux and torque regulation in a pwm inverter-induction motor dnrv; iee transactions on industry applications, vol. ia-13, no. 2. march/april 1977 pp 139- 146
- [66] THOMAS A. LIPO, SENIOR MEMBER, IEEE, AND KWONG C. CHANG, MEMBER, IEEE, A New Approach to Flux and Torque-Sensing in Induction Machines *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. IA-22. NO. 4, JULY/AUGUST 1986 pp 731- 737
- [67] Oscar Barambones, PatxiAlkorta, A robust vector control for induction motor drives with an adaptive sliding-mode control law, *Journal of the Franklin Institute* 348 (2011) 300–314
- [68] Abderrahmane Kadrine, Zoheir Tir *, OmP. Malik, Mohamed A. Hamida, Alberto Reatti, Azeddine Houari, Adaptive non-linear high gain observer based sensorless speed estimation of an induction motor, *Journal of the Franklin Institute* 357 (2020) 8995–9024
- [69] Lotfi Baghli. Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Energie électrique. Thèse de doctorat Université Henri Poincaré - Nancy I, 1999. Français.
- [70] Adnan Derdiyok, Mustafa K. Güven, Habib-ur Rehman, Nihat Inanc, and Longya Xu, *IEEE TRANSACTIONS ON*

- INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 5, OCTOBER 2002 pp 1177-1182
- [71] Sejrir KHOJET EL KHIL, Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA), Thèse de doctorat Préparée en co-tutelle au Laboratoire des Systèmes Electriques (LSE-ENIT-Tunisie) & au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI-ENSEEIH-T-France) Unité Mixte de Recherche au CNRS N° 5828
 - [72] Mohamed AssaadHamida, AlainGlumineau, JesusdeLeon, Robust integral backstepping control for sensorless IPM synchronous motor controller, Journal of the Franklin Institute 349 (2012) 1734–1757
 - [73] a. lokriti, y. zidani, s. doubabi, comparaison des performances des regulateurs pi et ip appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique oriente d'une machine asynchrone, 8e conférence internationale de modélisation et simulation - mosim'10 - 10 au 12 mai 2010 - hammamet – tunisie « evaluation et optimisation des systèmes innovants de production de biens et de services »
 - [74] Karoly Veszpremi, Istvan Schmidt, Simple Sensorless Control of Induction Machine with On-Line Parameter Identification, ISIE'2000, Cholula, Puebla, Mexico pp 213-218
 - [75] Jinsheng Jiang and Joachim Holtz, Fellow, IEEE, High Dynamic Speed Sensorless AC Drive with On-Line Model Parameter Tuning for Steady-State Accuracy, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 44, NO. 2, APRIL 1997 pp 240-246
 - [76] Amine Sboui. Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires à retards. Automatique / Robotique. Thèse de doctorat Université de Caen, 2010. Français.
 - [77] Abdou Dib. Observation et Commande de la Machine Asynchrone. Automatique. Thèse de doctorat Université de Caen, 2012. Français.
 - [78] Fenglong Liu. SYNTHÈSES D'OBSERVATEURS A ENTREES INCONNUES POUR LES SYSTÈMES NON LINEAIRES. Automatique / Robotique. Thèse de doctorat Université de Caen, 2007. Français.
 - [79] Mohamad Koteich. Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique. Automatique / Robotique. Thèse de doctorat Université Paris-Saclay, 2016. Français.
 - [80] Malek Ghanes. OBSERVATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS CAPTEUR MECANIQUE. Automatique / Robotique. Ecole Centrale de Nantes (ECN) Thèse de doctorat Université de Nantes, 2005. Français.
 - [81] Jaime Moreno *,Gerardo Espinosa-Pérez ,Sébastien Ibarra-Rojas, GLOBAL OBSERVABILITY ANALYSIS OF INDUCTION MOTORS UNDER SENSORLESS CONDITIONS, Copyright © 2002 IFAC 15th Triennial World Congress, Barcelona, Spain
 - [82] Monia Oueder. Synthèse des observateurs pour les systèmes non linéaires. Automatique. Thèse de doctorat Université de Caen, 2012. Français.
 - [83] Dimitrios FRAGKOULIS, Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs :application sur un système non linéaire, Université toulouse, 2008
 - [84] ZETAO LI ,BOUTAIEB ,DAHOU, Fault isolation for nonlinear dynamic systems based on parameter intervals, International Journal of Systems Science Vol. 38, No. 7, July 2007, 531–547
 - [85] May-Win L. Thein Eduardo A. Misawa, A Parallel Observer System for Multirate State Estimation, Proceedings of the American Control Conference San Diego, California June 1999
 - [86] E. Morel, B. Tartakovsky, S.R. Guiot, M. Perrier, Design of a multi-model observer-based estimator for anaerobic reactor monitoring, Computers and Chemical Engineering 31 (2006) 78–85
 - [87] Salim Ibrir, Online Exact Differentiation and Notion of Asymptotic Algebraic Observers, IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, VOL. 48, NO. 11, NOVEMBER 2003 pp 2055-2060
 - [88] Mayne, D. Q. and H. Michalska (1992). Moving horizon observer based control, Proceedings of the 31st IEEE Conference on Decision and Control CDC'92, December 16-18, Tucson, Arizona, USA.
 - [89] Yau, S.-T. and G.-Q. Hu (2001). Finite-Dimensional Filters with Nonlinear Drift X: Explicit Solution of DMZ Equation, IEEE Transaction on Automatic Control, 46(1), pp. 142-148.
 - [90] Blom, H. and E. Bloem (2004). Particle filtering for stochastic hybrid systems, Proceedings of the 43rd IEEE Conference on Decision and Control CDC'04, December 14-17, Atlantis, Paradise Island, Bahamas.
 - [91] M. Farza , M. M'Saad , M. Triki , T. Maatoug , High gain observer for a class of non-triangular systems, Systems & Control Letters 60 (2011) 27–35 01/01/ 2011 .
 - [92] M. Oueder, M. Farza, R. Ben Abdenour & M. M'Saad, "A dynamic high gain observer for a class of MIMO non triangular systems", International Federation of Automation Control -IFAC'11.

Bibliographie

- [93]** A. Kadrine , Z. Tir , M.A. Hamida , O.P. Malik , A. Houari , A.E. Aroudi , High Gain Observer with Updated Gain for Sensorless Induction Motor, in: International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), 2018, 2018, pp. 1–6 .
- [94]** Yebin Wang, *Senior Member, IEEE*, Lei Zhou, *Student Member, IEEE*, Scott A. Bortoff, *Senior Member, IEEE*, Akira Satake, and Shinichi Furutani, An Approximate High Gain Observer for Speed-sensorless Estimation of Induction Motors, *IEEE/CAA JOURNAL OF AUTOMATICA SINICA*
- [95]** M. Ghanes, J. DeLeon, A. Glumineau, Validation of an interconnected high-gain observer for a sensorless induction motor against a low frequency benchmark: application to an experimental setup, *IEE Proceedings - Control Theory and Applications* 152 (4) (2005) 371–378 Available [https:// digital-library.theiet.org/ content/ journals/ 10.1049/ ip-cta _ 20045073](https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-cta_20045073).

Résumé et

Mots-clés

Résumé

Cette thèse vise à proposer un complément dans le domaine du contrôle des machines à induction asynchrones en construisant un estimateur de vitesse, basé sur un estimateur adaptatif non linéaire à grand gain (HGO) qui n'utilise que des courants statoriques mesurés et des efforts d'instrumentation pour contrôler le bruit de mesure, une proposition d'estimation la vitesse d'un moteur à induction. L'observateur proposé est une version améliorée des HGOs conjointes proposées dans les travaux antérieurs. Le gain de l'observateur, qui inclut l'utilisation d'un décalage temporel standard d'un paramètre de conception régi par l'équation différentielle de Riccati, assure le meilleur compromis entre convergence d'état rapide et rejet de bruit avec une telle adaptation de gain car les états internes de l'observateur exercent un effet faible sur une période transitoire empêchant ainsi le système de pics. La méthodologie de conception a été donnée à l'observateur proposé et pour étudier sa stabilité. L'étude des résultats de simulation montre que la robustesse et l'efficacité du contrôleur proposé sont maintenues dans des conditions de fonctionnement critiques, même si l'efficacité du moniteur à gain constant est réduite.

Mots-clés

Moteur à induction; Observateur adaptatif non linéaire à grand gain; Bruits de mesure; Phénomène de pointe; Équation de Riccati; Régularisation de Tikhonov. Backstepping

ملخص

تهدف هذه الأطروحة الى اقتراح اضافة في مجال التحكم في الآلات الحثية الغير متزامنة من خلال انشاء مقدر سرعة يعتمد على مقدر الكسب العالي غير الخطي المتكيف HGO الذي يستخدم فقط تيارات الجزء الثابت المقاسة وجهود التحكم في الآلات مع وجود ضوضاء القياس ,المراقب المقترح هو نسخة محسنة من نماذج ال HGOs المشتركة المقترحة في الاعمال السابقة. كسب المراقب الذي يتضمن استخدام تغير زمني قياسي لمعلمة التصميم التي تحكمها معادلة **Riccati** التفاضلية ، تضمن أفضل حل وسط بين التقارب السريع للحالات ورفض الضوضاء مع مثل هذا التكيف للمكاسب لأن الحالات الداخلية للمراقب تمارس تأثيراً منخفضاً خلال فترة عابرة وبالتالي تمنع ظاهرة الذروة. تم إعطاء منهجية التصميم للمراقب المقترح ودراسة استقراره حيث اظهرت دراسة نتائج المحاكاة أنه يتم الحفاظ على متانة وكفاءة المراقب المقترح في ظل ظروف التشغيل الحرجة، حتى في حالة انخفاض كفاءة مراقب الكسب الثابت .

كلمات مفتاحية

المحرك الحثي، مراقب الكسب العالي غير الخطي المتكيف؛ ضوضاء القياس؛ ظاهرة الذروة معادلة
Backstepping .Régularisation de Tikhonov , Riccati

Abstract

This thesis aims to propose an addition in the field of controlling asynchronous induction machines by constructing a speed estimator, based on an adaptive nonlinear high gain (HGO) estimator that uses only measured stator currents and instrumentation efforts to control measurement noise, a proposal to estimate the speed of an induction motor. The proposed observer is an improved version of the joint HGOs proposed in previous work. Observer gain, which includes the use of a standard time shift of a design parameter governed by the Riccati differential equation, ensures the best compromise between rapid state convergence and noise rejection with such gain adaptation because the internal states of the observer exerts a low effect over a transient period thus preventing the peak system. The design methodology was given to the proposed observer and to study its stability. Study of simulation results shows that the robustness and efficiency of the proposed controller is maintained under critical operating conditions, even if the efficiency of the constant gain monitor is reduced.

Key-words

Induction motor; Adaptive non-linear high gain observer; Measurement noises; Peaking phenomenon; Riccati equation; Tikhonov regularization. backstepping