



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie d'Oran



Mohamed BOUDIAF

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

THESE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE DOCTORAT SCIENCES

SPECIALITE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE

PRESENTEE PAR

Mr. Tarek BENMILOUD

SUJET DE DOCTORAT

**COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE AVEC
COMPENSATION DES EFFETS DES VARIATIONS
PARAMETRIQUES**

SOUTENU LE : 13 Décembre 2012 DEVANT LE JURY COMPOSE DE :

A. MOKHTARI	Professeur	U.S.T.O. MB	PRÉSIDENT
A. OMARI	Professeur	U.S.T.O. MB	RAPPORTEUR
M-F. KHELFI	Professeur	Université d'Oran	EXAMINATEUR
A. BOUHENNA	Maître de conférences	E.N.S.E.T d'Oran	EXAMINATEUR
M. BOUHAMIDA	Professeur	U.S.T.O. MB	EXAMINATEUR
M. ZERIKAT	Professeur	E.N.S.E.T d'Oran	EXAMINATEUR

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَاصْبِرْ لِحُكْمِ رَبِّكَ فَإِنَّكَ بِأَعْيُنِنَا وَسَبِّحْ بِحَمْدِ رَبِّكَ حِينَ تَقُومُ

الطور: 48

A mes parents

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au **Laboratoire d'Entraînement et de Développement des Entraînements Electriques** au sein de l'Equipe **Mécatronique**, dirigée par Mr Abdelhafid Omari, Professeur au département d'Automatique de l'Université USTO-Oran, que je remercie pour avoir dirigé mon travail et dont l'aide efficace et précieuse m'a permis de mener à bien ce travail.

Je remercie Mr Abdallah MOKHTARI, Professeur au Département de Génie Electrique ENSET d'Oran, qui m'a fait l'honneur de présider ce jury de thèse.

Je tiens aussi à remercier Mr Mohamed BOUHAMIDA, Professeur et directeur du département d'Automatique de l'Université USTO-Oran, pour m'avoir honoré d'examiner ce travail.

Mes remerciements à Mr Mohamed Fayçal KHELFI, Professeur à l'Université d'Oran, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie également Mr Abderrahmane BOUHENNA, Maître de conférences au Département de Génie Electrique ENSET d'Oran, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et d'avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse.

Je remercie Mr Mokhtar ZERIKAT Professeur au Département de Génie Electrique ENSET d'Oran, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et d'avoir accepté de l'examiner.

Enfin, je remercie Mr Benhadria et Mme Kendouci, ainsi que Mr Tahri pour leur aide et leurs précieux conseils.

Je suis reconnaissant envers ma famille et tous mes amis pour leur soutien moral.

Table des matières

Liste des abréviations	iv
Liste des symboles utilisés	v
Liste des tableaux	ix
Liste des figures	xiii
Introduction générale	1
1 Etat de l'art	5
1.1 Introduction	5
1.2 Commande vectorielle directe	6
1.3 Conception d'un observateur robuste du flux rotorique du MAS.	7
1.4 Objectifs de l'étude	8
1.5 Conclusion	9
2 Modélisation du Moteur Asynchrone	10
2.1 Introduction	10
2.2 Description de la machine asynchrone	11
2.3 Modélisation du moteur asynchrone en vue de sa commande	12
2.3.1 Equations électriques	13
2.3.2 Transformation de Concordia	14
2.3.3 Equations mécaniques	15
2.4 Transformation de Park	15
2.5 Modélisation de la machine asynchrone par représentation d'état	17
2.5.1 Modèle de la machine dans le plan α, β	17
2.5.2 Modèle de la machine dans le plan d, q	19
2.5.3 Modèle de la machine en vue de l'observation	20
2.5.4 Modèle de la machine en notation complexe	17
2.5.5 Modélisation de l'alimentation du moteur asynchrone.	23
2.6 Conclusion	23

3	Commande vectorielle directe du MAS – Nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe	24
3.1	Introduction	24
3.2	Commande vectorielle directe du moteur asynchrone	25
3.2.1	Commande vectorielle du moteur asynchrone	25
3.2.2	Commande vectorielle directe du moteur asynchrone	26
2.2.2.1	Estimation du flux rotorique du moteur asynchrone	29
2.2.2.2	Estimateur classique du flux rotorique	29
2.2.2.3	Calcul des régulateurs	30
3.2.3	Simulation de la commande vectorielle du MAS avec estimateur classique du flux	33
3.2.4	Observateur du flux du moteur asynchrone	39
3.3	Nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe (RDFOC)	40
3.3.1	Description de la nouvelle technique de compensation des variations paramétriques	40
3.3.2	Simulation de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe	45
3.4	Conclusion	57
 4	 Synthèse d’observateurs de flux pour la commande vectorielle du MAS	 58
4.1	Introduction	58
4.2	Principe d’un Observateur	59
4.3	Synthèse d’observateur pour les systèmes linéaires	60
4.3.1	Observabilité	60
4.3.2	Observabilité des systèmes linéaires	60
4.3.3	Observateur de Luenberger	61
4.4	Synthèse d’observateurs pour les systèmes non-linéaires	62
4.4.1	Observabilité des systèmes non-linéaires	62
4.5	Synthèse d’un observateur de flux robuste pour la commande vectorielle du moteur asynchrone	66
4.5.1	Observabilité de la machine asynchrone avec mesure de la vitesse	65
4.5.2	Application de l’observateur de Luenberger Etendu pour l’observation du flux du moteur asynchrone	68
4.5.2.1	Simulation de la commande vectorielle avec observateur de Luenberger Etendu	71
4.5.3	Observateur adaptatif du flux pour la commande vectorielle du moteur asynchrone	80

4.5.3.1	Observateur du flux en boucle fermée	84
4.5.3.2	Stabilité de la machine asynchrone	85
4.5.3.3	Simulation de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone avec observateur adaptatif du	88
4.6	Conclusion	100
5	Commande vectorielle directe avec observateur adaptatif du flux	101
5.1	Introduction	101
5.2	Nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux	102
5.2.1	Description de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du Flux	102
5.2.2	Simulation de la commande vectorielle du MAS avec la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux	106
5.3	Conclusion	118
6	Conclusions et Perspectives	119
6.1	Contributions	119
6.2	Conclusions	121
6.3	Perspectives	122
	Annexes	123
	Annexe A : Paramètres du moteur asynchrone	123
	Annexe B : Théorie de la Logique Floue	124
B.1	Logique floue	124
B.1.a	Ensemble flou	124
B.1.b	Les opérateurs de la logique floue	125
B.1.c	Variables linguistiques	126
B.1.d	Règles floues	127
B.2	Contrôleur flou	127
B.2.a	Structure d'un contrôleur flou	127
B.2.b	Illustration du fonctionnement d'un contrôleur flou.	129
	Annexe C : Théorie de Lyapounov	131
C.1	Stabilité au sens de Lyapounov	131
C.2	Etude de stabilité des systèmes non-linéaires	121
	Bibliographie	134

Liste des abréviations

MAS	Moteur asynchrone
DFOC	Commande vectorielle directe
RDFOC	Commande vectorielle directe robuste
PI	Régulateur à action proportionnelle-Intégrale
FLC	Contrôleur flou
AFO	Observateur Adaptatif du Flux
MRAS	Observateur à modèle de référence
EKF	Filtre de Kalman Etendu
MLI	Modulation de largeur d'impulsion (commande de l'onduleur)
bo	Boucle ouverte
bf	Boucle fermée
Système L.P.V	Système linéaire à paramètres variants

Liste des symboles utilisés

i	Courant
v	Tension
s, r	Indices correspondants au stator et rotor
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b et c
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
L_s, L_r	inductances cycliques statoriques et rotorique par phase.
L_{ss}, L_{rr}	inductances statoriques et rotoriques propres
M_{sr}	Maximum de l'inductance entre une phases du stator et une phase du rotor lorsque les axes sont alignés
R_s, R_r	Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase
T_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de fuite total
P	Nombre de paires de pôles
T_{em}	Couple électromagnétique
T_l	Couple de charge
T_0	Différence entre couple de charge et couple électromagnétique
J	Moment d'inertie
f_c	Coefficient de frottement
θ_s, θ_s^r	Angles électriques statorique et rotorique
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statorique et rotorique
ω_k	Pulsation dans un repère arbitraire
ω_g	Pulsation électrique de glissement
Ω_m, Ω_{mN}	Vitesse mécanique du rotor et vitesse mécanique nominale
$\varphi_s, \varphi_r, \varphi_m$	Flux statorique, rotorique et magnétisant
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions des phases statoriques
i_{ds}, i_{qs}	Courant statorique direct et en quadrature
$i_{s, abc}$	Courants des trois phases statoriques
$\varphi_{s, abc}$	Flux des trois phases statoriques
Φ_r, I_s, U_s	Représentation du flux rotorique, des courants statoriques et des tensions statoriques dans un repère complexe fixe

j	Coefficient désignant le domaine complexe
$K_{pw} K_{iw}$	Paramètres du régulateur PI de la vitesse mécanique
$K_{pq} K_{iq}$	Paramètres du régulateur PI du courant i_{qs}
$K_{pd} K_{id}$	Paramètres du régulateur PI du courant i_{ds}
ρ_1, ρ_2, ρ_3	Coefficient pour le choix des paramètres des régulateurs de vitesse, de flux et des courants statoriques
$\Delta R_r, \Delta R_s$	Variations sur les valeurs des résistances rotorique et statorique
$\Delta \theta_s$	Variation sur l'angle électrique statorique due à la variation de la résistance rotorique
Δw_s	Variation sur la pulsation de synchronisme due à la variation de la résistance rotorique
θ'_s	Nouvelle valeur de l'angle électrique statorique
$e_{c\Omega}$	Erreur de correction de la vitesse mécanique du moteur asynchrone
de_Ω	Dérivée de l'erreur de correction de la vitesse mécanique du moteur
e_1, e_2	Entrées du correcteur flou utilisé pour la compensation de l'effet de la variation de la résistance rotorique
G_1, G_2	Gains d'entrée du contrôleur flou utilisé pour la compensation de l'effet de la variation de la résistance rotorique
k	Coefficient désignant un décalage dans le temps (discret)
z	Surface floue conçue pour la compensation de l'effet de la variation de la résistance rotorique
z_i	Sortie numérique pour i^n nombre de règles
$\mu(z_i)$	La valeur de la fonction d'appartenance floue pour un nombre i^n de règles
S, O	Indices représentant les modèles d'un système dynamique et celui de son observateur donnés par des représentations d'état
t	Variable temporelle
$x(t), \dot{x}(t)$	Vecteur des variables d'entrée et sa dérivé temporelle d'un système dynamique
$\hat{x}(t), \hat{\dot{x}}(t)$	Vecteur des variables d'entrée de l'observateur du système dynamique et sa dérivée temporelle
$u(t), y(t)$	Vecteur d'entrée et de sortie d'un système dynamique
f	Fonctions représentant la relation qui définit l'évolution temporelle de l'état $x(t)$, d'un système dynamique
h	Fonction qui relie la sortie avec l'état d'un système dynamique
f_0	Fonctions représentant la relation qui définit l'évolution temporelle de l'état $\hat{x}(t)$ de l'observateur d'un système dynamique

h_0	Fonction qui relie la sortie avec l'état de l'observateur d'un système dynamique
$e(t)$	Erreur entre le vecteur d'état $x(t)$ et son estimée
$\ e(t)\ $	La norme de l'erreur d'estimation de l'état d'un système dynamique
T	Intervalle de temps fini
x_0	Etat interne initial
t_0	Instant initial
A, B, C	Matrices d'état, de commande et de sortie de la représentation d'état d'un système dynamique linéaire
n	Rang de la matrice d'observabilité d'un système dynamique linéaire
L	Matrice des gains pour un observateur d'un système linéaire
S_{NL}	Indice pour désigner un système non-linéaire donné par une représentation d'état
V_x	Voisinage d'une variable d'état initiale
$\hat{i}_s, \hat{\phi}_s$	Courants statoriques estimés et flux rotoriques estimés
\hat{A}	Matrice d'état estimée
δA	Variation sur la matrice d'état due aux variations paramétriques du MAS
$e_{i_{s\alpha}}, e_{i_{s\beta}}$	Erreurs d'estimations des courants statoriques dans le plan fixe α, β
V	Fonction de Lyapounov
λ	Scalaire positive de la fonction de Lyapounov
K_p, K_i	Gains de l'estimateur de flux
ΔT	Différence entre le couple de charge et le couple moteur du MAS
$e_{est\Omega}$	Erreur de correction de la vitesse mécanique du moteur asynchrone
k_0	Coefficient de correction de l'estimation du couple de charge
\hat{T}_L	Couple de charge estimé
\hat{T}_0	Différence entre couple estimé et couple de charge
$\Delta \hat{i}_{s\alpha}^{<T_L=0>}, \Delta \hat{i}_{s\beta}^{<T_L=0>}$	Erreurs sur les courants statoriques estimés dues à l'absence du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif
$\Delta \hat{\phi}_{r\alpha}^{<T_L=0>}, \Delta \hat{\phi}_{r\beta}^{<T_L=0>}$	Erreurs sur les flux rotoriques estimés dues à de l'absence du couple de charge dans la structure de l'AFO
$\Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>}$	Erreurs sur la vitesse mécanique estimée dues à de l'absence du couple de charge dans la structure de l'AFO
$T_0^{<T_L=0>}$	Erreurs sur la différence entre le couple estimé et le couple de charge dues à de l'absence du couple de charge dans la structure de l'AFO
$\Delta R_s^{<T_L=0>}, \Delta R_r^{<T_L=0>}$	Erreurs sur les résistances rotorique et statorique due à l'absence du couple de charge

$e_{\phi \text{ stat}}$	Erreurs statique de régulation du flux rotorique
$t_{r\phi}$	Temps de réponse du flux rotorique
$e_{\phi_{est} \text{ stat}}, e_{\phi_{est} \text{ dynam}}$	Erreur statique et dynamique de l'estimation du flux rotorique
$t_{r\phi_{est}}$	Temps de réponse de l'estimation du flux rotorique
$e_{\Omega \text{ stat}}$	Erreur statique de régulation de la vitesse mécanique
$e_{\Omega \text{ dépass}}$	Erreur de dépassement de la vitesse mécanique lors des changements de consigne
K_1, K_2, K_3, K_4	Les gains de la matrice d'observation de l'observateur adaptatif
$F(s)$	Equation caractéristique de la dynamique de l'erreur d'observation de l'observateur adaptatif
A_1, f_1	Parties linéaire et non-linéaire de la matrice d'état du moteur asynchrone
P	Matrice de transformation utilisée pour le calcul de la matrice de Jordan équivalente à la matrice d'état du moteur asynchrone
V_2	Fonction d'énergie utilisée dans la démonstration de stabilité du moteur asynchrone dans le cas de variation de la vitesse

Table des figures

Chapitre 2

2.1	Machine asynchrone avec représentation du rotor et du stator	11
2.2	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	12
2.3	Transformation triphasée-biphasée	14
2.4	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	16
2.5	Entrées/sorties du modèle biphasé la machine asynchrone dans un repère tournant d,q	19
2.6	Entrées/sorties du modèle d'observation de la machine asynchrone	20

Chapitre 3

3.1	Schéma représentatif de l'orientation du flux rotorique	25
3.2	Commande découplée	28
3.3	Schéma de principe d'un contrôle vectoriel direct avec alimentation en Tension	28

Estimateur de flux classique

3.4	Estimateur de flux et de la pulsation rotorique	29
3.5	Schéma Block de l'estimateur classique du flux rotorique	29
3.6	Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse de rotation Ω_m	30
3.7	Schéma bloc de la boucle de régulation du flux Φ_r	32
3.8	Profil de consigne (vitesse, flux et couple de charge)	34

Commande DFOC du MAS – estimateur classique - sans variation de R_r

3.9	Erreur de poursuite de vitesse	35
3.10	Couple de charge et couple moteur	35
3.11	Erreur d'observation du flux	36
3.12	Erreur de régulation du flux	36

Commande DFOC du MAS – estimateur classique - avec variation de R_r

3.13	Erreur de poursuite de vitesse	37
3.14	Couple de charge et couple moteur	37
3.15	Erreur d'observation du flux	38
3.16	Erreur de régulation du flux	38
3.17	Variation de la résistance rotorique au cours de la commande du Moteur	39

Nouvelle RДФOC du MAS

3.18 Schéma représentatif de la perte de découplage due aux variations Paramétriques	41
3.19 Schéma du mécanisme de compensation	42
3.20 Structure du contrôleur flou	42
3.21 Fonctions d'appartenance d'entrée, (a): $e\Omega 1$, (b): $\Delta e \Omega 1$	43
3.22 Fonction d'appartenance de la sortie	44
3.23 Surface floue décrivant les entrées-sorties du système flou	45
3.24 Schéma de principe de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe	47
3.25 Trajectoires de référence	47

Nouvelle RДФOC du MAS sans variation de Rr

3.26 Erreur de poursuite de vitesse	48
3.27 Couple de charge et couple moteur	48
3.28 Erreur d'observation du flux	49
3.29 Erreur de régulation du flux	49

Nouvelle RДФOC du MAS avec variation de Rr

3.30 Erreur de poursuite de vitesse	50
3.31 Couple de charge et couple moteur	50
3.32 Erreur d'observation du flux	51
3.33 Erreur de régulation du flux	51
3.34 Estimation de la variation de la pulsation statorique	52

Nouvelle RДФOC du MAS avec variation de Rr – basses vitesse

3.35 Poursuite de vitesse	53
3.36 Couple moteur et couple de charge	53
3.37 Erreur de régulation du flux	54
3.38 Erreur d'observation du flux	54
3.39 Estimation de la variation de la pulsation statorique Δw_s	56

Chapitre 4

4.1 Schéma de principe d'un observateur	59
4.2 Schéma bloc d'un observateur de Luenberger	61
4.3 Schéma de l'observateur de Luenberger Etendu	69
4.4 Entrés/Sorties de l'observateur de Luenberger du MAS	70
4.5 Schéma de principe d'une commande DFOC avec estimation de flux par observateur de Luenberger	70
4.6 Profil de consigne (vitesse, flux et couple de charge)	71

Observateur de Luenberger

Commande DFOC du MAS – Observateur de Luenberger - sans ΔR_r

4.7	Erreur de vitesse	72
4.8	Couples	72
4.9	Erreur de poursuite du flux	73
4.10	Erreur d'observation du flux	73

Commande DFOC du MAS – Observateur de Luenberger - avec ΔR_r

4.11	Erreur de poursuite de la vitesse	74
4.12	Couples	74
4.13	Erreur de poursuite du flux	75
4.14	Erreur d'observation du flux	75
4.15	Variation de la résistance rotorique au cours de la commande du moteur	76

Commande DFOC du MAS – Observateur de Luenberger - avec ΔR_r s

4.16	Profil de consigne de vitesse, du flux et couple de charge pour le cas de la variation de la résistance statorique	77
4.17	Erreur de poursuite de la vitesse	77
4.18	Couple moteur et couple résistif	78
4.19	Erreur de poursuite du flux	78
4.20	Erreur d'observation du flux	79
4.21	Variation de la résistance rotorique au cours de la commande du moteur	79

Observateur adaptatif du flux

4.22	Schéma de l'observateur adaptatif du flux	80
4.23	Entrées/Sorties de l'observateur adaptatif du flux	81

Commande DFOC du MAS – Observateur adaptatif du flux - sans ΔR_r

4.24	Erreur de vitesse	91
4.25	Couples	91
4.26	Erreur de poursuite du flux	92
4.27	Erreur d'observation du flux	92
4.28	Estimation de la résistance rotorique	93

Commande DFOC du MAS – Observateur adaptatif du flux - avec ΔR_r

4.29	Erreur de vitesse	94
4.30	Couples	94
4.31	Erreur de poursuite du flux	95
4.32	Erreur d'observation du flux	95
4.33	Estimation de la résistance rotorique	96
4.34	Erreurs de correction des courants statoriques	96

Commande DFOC du MAS – Observateur adaptatif du flux - avec ΔR_s

4.35	Référence	97
4.36	Erreur de vitesse.....	97
4.37	Couples.....	98
4.38	Erreur de poursuite du flux	98
4.39	Erreur d’observation du flux	99
4.40	Estimation de la résistance statorique.....	99

Chapitre 5

Observateur adaptatif du flux

5.1	Effet de l’absence de l’estimation du couple de charge sur l’estimation des variables d’état du moteur asynchrone	102
5.2	Schéma de la nouvelle structure de l’observateur adaptatif du flux	105
5.3	Entrées/Sorties de la nouvelle structure de l’AFO	106
5.4	Schéma d’un contrôle vectoriel direct avec estimation de flux rotorique en utilisant la nouvelle structure de l’observateur adaptatif du flux	106

Commande DFOC du MAS – Nouvelle structure de l’AFO - sans ΔR_r

5.5	Erreur de vitesse	108
5.6	Couples	108
5.7	Erreur de poursuite du flux	109
5.8	Erreur d’observation du flux	109
5.9	Estimation de la résistance rotorique	110
5.10	Erreur d’observation du couple	110

Commande DFOC du MAS – Nouvelle structure de l’AFO - avec R_r

5.11	Erreur de poursuite de vitesse.....	111
5.12	Couples	111
5.13	Erreur de poursuite du flux.....	112
5.14	Erreur d’observation du flux.....	112
5.15	Estimation de la résistance rotorique.....	113
5.16	Erreur d’observation du couple	114
5.17	Erreur d’observation du couple	114

Commande DFOC du MAS – Nouvelle structure de l’AFO - avec ΔR_s

5.17	Erreur de poursuite de vitesse.....	115
5.18	Couples moteur et de charge.....	115
5.19	Erreur de poursuite du flux.....	116
5.20	Erreur d’observation du flux.....	116
5.21	Estimation de la résistance statorique	117
5.22	Erreur d’estimation du couple.....	117

Liste des tableaux

Tableau 3.1. Paramètres des régulateurs de courants statoriques et de la vitesse mécanique et du flux rotorique _____	33
Tableau 3.2. Règles de base pour le contrôleur flou _____	44
Tableau 6.1. Comparaison entre les performances des différents observateurs étudiés _____	120

Introduction générale

Dans l'industrie, plus de la moitié de l'énergie électrique produite est consommée par les moteurs électriques. Parmi plusieurs types de moteurs électriques, les machines asynchrones triphasées sont les plus utilisés. Ces moteurs ont, petit à petit, pris la place des machines à courant continu en raison de leurs bonnes performances : fiabilité, robustesse, faible coût et maintenance simple. Cependant, la commande des moteurs asynchrones peut devenir très complexe selon les performances demandées par l'application. Cette complexité est due principalement aux raisons suivantes:

- la non-linéarité du moteur asynchrone,
- il s'agit d'un modèle multi-variables et fortement couplé ;
- la présence d'incertitudes paramétriques et nécessité de prendre en compte leur variation dans le temps.

Les premières techniques de commande des machines asynchrones étaient basées sur la traditionnelle commande scalaire qui ne peut garantir que de modestes performances. Dans de nombreux domaines d'application, il est nécessaire de recourir à des commandes plus sophistiquées, compatibles avec les performances escomptées mais bien plus complexes. Grâce aux progrès technologiques réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et dans celui de l'électronique numérique, il est devenu possible de concevoir l'implémentation réelle de tels algorithmes de commande quelque soit leur degré de complexité et leur temps d'exécution. Aujourd'hui, le domaine de la commande des machines électriques est devenu une discipline à part entière. C'est un domaine multidisciplinaire qui inclut à la fois : l'électronique de puissance, l'automatique, et l'électronique numérique.

Notre contribution à ce domaine concerne les thèmes suivants :

- Amélioration de la robustesse de la commande vectorielle par rapport aux variations paramétriques.

- Conception d'un observateur robuste contre les variations paramétriques du moteur asynchrone dans une stratégie de commande vectorielle directe.

Notre mémoire comporte six chapitres qui décrivent les différentes solutions proposées pour la minimisation de l'effet des variations paramétriques dans la commande vectorielle directe du moteur asynchrone.

Le premier chapitre présente les objectifs de l'étude, ainsi que l'état de l'art relatif aux différents axes traités par le présent mémoire. La littérature dans ce domaine est très abondante et variée du fait que le sujet a été largement abordé depuis plus de trois décades. Malgré tout, plusieurs problématiques persistent jusqu'à nos jours, et les solutions associées n'ont pas encore atteints le stade industriel.

Le deuxième chapitre sera consacré à la description des modèles du moteur asynchrone utilisés pour la commande et l'observation des paramètres du moteur. Le modèle du moteur est donné soit dans un repère fixe, ou bien dans un repère tournant. Le choix du modèle dépend de l'utilisation. Ainsi, pour réaliser l'estimation du flux rotorique, le modèle stationnaire α, β est préféré par rapport au repère tournant d, q pour la simplicité du modèle stationnaire. Aussi une représentation plus condensé du modèle du moteur a été introduite car elle simplifie la synthèse de la stabilité et de l'observabilité du modèle d'état du moteur asynchrone.

Dans le troisième chapitre, nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone utilisant un estimateur classique du flux rotorique. A travers ces simulations, nous avons montré les limites de l'estimateur classique, d'où l'intérêt de l'utilisation d'un observateur de flux qui donne de meilleurs résultats d'estimation. Ensuite, nous avons fait une description de la "*nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe (RDFOC) du moteur asynchrone*", que nous avons proposé dans ce travail. Cette nouvelle approche est basée sur l'ajustement de la valeur de la pulsation statorique, afin de compenser les effets des variations paramétriques sur les performances de commande du moteur asynchrone. Les résultats de simulation montrent que cette nouvelle approche, associée à un estimateur classique du flux, donne une meilleure robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique qu'une simple commande vectorielle directe.

Le quatrième chapitre a été consacré à la conception d'un observateur robuste du flux du moteur asynchrone. Nous avons commencé d'abord par des rappels sur l'observabilité des systèmes non-linéaires, puis nous fait la démonstration de l'observabilité locale de la machine asynchrone avec mesure de la vitesse mécanique, ainsi que la démonstration de la stabilité du moteur asynchrone associé à l'observateur adaptatif du flux rotorique. Nous

avons ensuite utilisé un observateur de Luenberger étendu pour l'estimation du flux rotorique du moteur asynchrone. Les performances de cet observateur étant limitées en présence de variations paramétriques, ce qui nous amène à utiliser un autre observateur plus performant : à savoir, l'observateur adaptatif du flux. Cet observateur, possède l'avantage de l'adaptation de ces paramètres : L'adaptation des paramètres se fait sur la base de la théorie de Lyapounov, elle permet d'obtenir de meilleures performances d'estimation du flux rotorique point de vue précision et robustesse. Et, afin de montrer les avantages de l'observateur adaptatif, nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle du moteur asynchrone associée à un observateur de Leunberger, puis nous avons effectué les mêmes simulations pour la commande vectorielle directe du moteur asynchrone associée à un observateur adaptatif du flux. Puis, nous avons comparé les résultats des deux commandes. Enfin, et afin de tester la robustesse de la commande vectorielle associée à chaque type d'observateur, nous avons appliqué des variations de 100% sur les valeurs nominales des résistances rotorique et statorique. Les résultats de simulation ont montré que l'observateur adaptatif du flux permet d'obtenir de meilleures performances d'estimation du flux rotorique. Cependant, les performances d'estimation des résistances rotorique et statorique sont très limitées point de vue précision.

Dans le cinquième chapitre, nous avons cherché quelles sont les contraintes qui limitent les performances d'estimation de l'observateur adaptatif du flux. Ainsi, nous avons remarqué que l'estimation des résistances rotorique et statorique est en fonction des erreurs d'estimation des courants statorique. Donc, la qualité d'estimation de ces résistances sera strictement liée à celle de l'erreur d'estimation des courants statoriques. Et, en faisant une comparaison entre le modèle d'état du moteur et celui de l'observateur adaptatif, on peut facilement remarquer que le modèle de l'observateur adaptatif ne contient pas de couple de charge comme entrée (car c'est une grandeur généralement non mesurable). D'où la différence entre les variables d'état des deux modèles. Ainsi, et afin d'obtenir une meilleure estimation des résistances rotorique et statorique, nous avons proposé une nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux, basée sur l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure de base de l'observateur adaptatif du flux. Ce qui va rendre le modèle de l'observateur semblable à celui du moteur asynchrone. Le couple de charge sera donc considéré comme une 3^{ème} entrée du nouvel observateur adaptatif. L'estimation du couple de charge se fait sur la base de l'équation mécanique du moteur asynchrone car cette équation montre qu'il y a une relation de proportionnalité entre le couple de charge et la vitesse mécanique. Ainsi, l'estimation du couple de charge se fera à partir de la différence entre la vitesse mécanique du moteur et la vitesse estimée par l'observateur adaptatif. Les performances et la robustesse de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux ont été vérifiées à travers des simulations ; en premier lieu

nous avons vérifié la robustesse du nouvel observateur adaptatif par rapport à une variation de la résistance rotorique, puis nous avons vérifié la robustesse du nouvel observateur par rapport à la variation de la résistance statorique.

Dans le sixième chapitre, nous avons fait une synthèse des résultats obtenus dans ce travail de thèse, ainsi qu'une comparaison entre les résultats des différents observateurs utilisés afin de montrer l'amélioration apportée par chaque observateur. Puis, nous sommes sorti avec une conclusion générale, ainsi que la présentation des perspectives ouvertes par ce travail.

Chapitre 1 : Etat de l'art

1.1 Introduction

Grace au développement des semi-conducteurs de puissance et de la technologie des microprocesseurs, les moteurs asynchrones à cage remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu pour assurer la variation de la vitesse des processus industriels. Ils présentent l'avantage d'être robustes, de construction simple et peu coûteux. Ainsi, ces moteurs ont été utilisés dans beaucoup de domaines tel que la traction électrique, les processus industriels, les ascenseurs,etc. Cependant, la commande des moteurs asynchrones est plus complexe, à cause de la non-linéarité de leur modèle d'état ainsi que le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple du moteur. Ainsi, plusieurs techniques de commande non-linéaires ont été développées pour la commande du moteur asynchrone afin d'atteindre de bonnes performances de commande de la vitesse (ou du couple), avec une bonne précision et une grande rapidité. Le but de chacune de ces commandes est de réaliser à la fois :

- résoudre la non-linéarité du modèle moteur asynchrone (les performances ne doivent pas être liées à la valeur de la commande).
- Réaliser le découplage entre le flux rotorique et le couple du moteur.
- garder les performances de la régulation de la vitesse du moteur quelque soit les variations paramétriques qui peuvent apparaître lors de l'entraînement du moteur, ainsi que les incertitudes de modélisation du moteur asynchrone.

Parmi les commandes utilisées pour résoudre la non-linéarité du moteur asynchrone on peut citer : la commande vectorielle [14]. Cette commande est basée sur l'orientation du flux rotorique du moteur asynchrone selon l'axe direct dans le référentiel tournant dq , de telle manière à supprimer la composante en quadrature du flux rotorique, et ainsi réaliser

un découplage asymptotique entre le flux et le couple. Cependant, la commande vectorielle est sensible aux variations paramétriques du moteur. Ce qui représente un inconvénient pour l'utilisation de cette commande. Ainsi, et pour résoudre le problème des variations paramétriques du moteur asynchrone [68], d'autres techniques de commande non-linéaire ont été utilisées telles que ;

- La commande directe du couple [20], est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension. Cette commande étant indépendante du modèle du moteur, elle permet d'avoir une commande robuste contre les variations paramétriques, elle possède aussi l'avantage de la simplicité de réalisation (pas de transformation de coordonnées), ainsi que la simplicité de l'implémentation. Cependant, cette commande présente aussi des inconvénients de commande telle que l'apparition d'oscillation sur le couple du moteur [2].

- La commande par linéarisation [53], entrée-sortie basée sur la linéarisation et le découplage du modèle en utilisant les outils de la géométrie différentielle. Elle garantit donc le découplage exacte entre le flux et le couple alors que la commande vectorielle réalise seulement le découplage asymptotique. Ainsi, cette commande donne bonnes performances de commande puisqu'elle permet de rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Cependant, l'inconvénient majeur de cette commande est la non robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

- La commande basée sur la passivité [57], s'appuyant sur l'assurance de la stabilité du système, consiste à calculer l'énergie totale du système, ensuite de rajouter un terme d'amortissement. Elle se caractérise par sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques, mais sa mise en œuvre expérimentale reste encore délicate [54].

On peut remarquer que chacune des commandes cités plus haut présente des avantages et des inconvénients point de vue performances et point de vue implémentation de la commande. Cependant, pour chacune de ces commandes du moteur asynchrone, nous avons besoin de réaliser l'estimation soit du flux rotorique, ou bien de la vitesse mécanique, ou même du couple du moteur asynchrone. Ainsi, les performances de la commande seront directement liées à la qualité d'observation de ces paramètres.

1.2 Commande vectorielle directe

Pour le cas de la commande la commande vectorielle, une régulation du flux rotorique à sa valeur nominale est nécessaire (afin de garder de bonnes performances de la commande vectorielle), elle peut être soit directe ou indirecte ; dans le cas d'une commande vectorielle directe, le flux rotorique doit être mesuré. Et comme il n'existe pas de solution technologique satisfaisante pour mesurer le flux, ce dernier est généralement estimé à partir de la mesure des courants statoriques, des tensions statoriques ainsi que la vitesse mécanique du moteur. Cependant, les valeurs des paramètres du moteur asynchrone peuvent dévier de leurs valeurs normales à cause de la température (pour les résistances) ou du phénomène de saturation (l'inductance). On peut ajouter à cela que la charge mécanique du moteur peut être variable. L'estimation du flux rotorique se fait à partir du modèle mathématique du moteur asynchrone. Or, le modèle du moteur asynchrone dépend des paramètres de celui-ci. L'estimation du flux rotorique est alors naturellement sensible aux variations paramétriques [63] qui peuvent apparaître en temps réel. Ce qui va provoquer en régime statique des erreurs d'estimation du flux, et en régime transitoire des oscillations qui apparaissent sur le flux rotorique ainsi que sur le couple du moteur. Ceci peut entraîner la dégradation des performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle directe, voir la perte de découplage. Il s'agit donc **de problème de robustesse de l'estimation du flux rotorique**.

1.3 Conception d'un observateur robuste du flux rotorique du MAS

Le modèle du moteur asynchrone étant un modèle non-linéaire, il s'agit donc de réaliser un observateur non-linéaire qui permet de reconstituer les paramètres du moteur asynchrone. Or, pour la synthèse d'un observateur non-linéaire il n'existe pas de méthode universelle. Néanmoins, **le choix de l'observateur pour les systèmes non-linéaires dépend de l'exigence de l'emploi de l'observateur** (robustesse, rejet de perturbations, précision,...), et de la structure du modèle. Les observateurs linéaires tels que l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman donnent des résultats limités pour l'estimation des paramètres des systèmes non-linéaires [31]. Les observateurs non-linéaires pour les moteurs asynchrones ont été conçus pour la première fois en 1978 par [9]. Le filtre de Kalman étendu (EKF) [45, 64, 77] a été ensuite appliqué afin d'obtenir une bonne estimation du flux rotorique. Cet observateur a donné de bons résultats d'estimation, cependant, quelques inconvénients sont apparus par l'utilisation de cet observateur tel que le manque de précision en basse vitesse. Afin d'améliorer les résultats d'estimation en temps réel du flux rotorique et de la vitesse mécanique du moteur asynchrone, de nouveaux

types d'observateurs dis "adaptatifs" ont été utilisés ; tel que l'observateur à modèle de référence adaptative (MRAS) [47, 72, 75], et l'observateur adaptatif du flux (AFO) [5, 42, 43, 52]. Ces deux observateurs, grâce à la capacité d'adaptation de leur paramètres, ont permis d'apporter une grande amélioration sur l'estimation du flux rotorique en terme de robustesse et de performances. L'estimation et l'adaptation des paramètres du moteur se fait sur la base de la minimisation d'une fonction de Lyapounov. Les observateurs adaptatifs ont été également utilisés pour réaliser une bonne estimation de la vitesse du moteur asynchrone (commande sans capteur mécanique). D'autres travaux ont utilisé l'observateur robuste à mode glissant [10, 76] afin de rendre l'estimation du flux rotorique moins sensible au bruit de mesure. Cet observateur est une modification de l'observateur de Luenberger avec addition de termes de saturation afin de garantir la robustesse contre les erreurs et les incertitudes de modélisation. Enfin, les techniques de l'intelligence artificielle (notamment les réseaux de neurones artificiels) ont été appliquées pour obtenir une estimation du flux et de la vitesse du moteur asynchrone avec de grandes performances.

1.4 Objectifs de l'étude

Dans ce travail, nous avons cherché à augmenter la robustesse de la commande vectorielle directe par deux méthodes différentes ;

- 1.4.1 **En premier lieu**, nous avons proposé une nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe [12], basée sur l'ajustement de la pulsation de synchronisme en fonction de l'erreur de poursuite de la vitesse mécanique du moteur asynchrone. A partir du modèle du moteur asynchrone on peut remarquer une relation directe entre la pulsation de synchronisme et la valeur de la résistance rotorique. Ainsi, l'ajustement de la pulsation de synchronisme permet de compenser l'effet de la variation de la résistance rotorique sur les performances de la commande vectorielle. Et pour vérifier la robustesse de la nouvelle structure nous avons appliqué une commande avec variation de la résistance rotorique de 50% de sa valeur nominale.
- 1.4.2 **La deuxième méthode consiste** à l'utilisation d'un observateur robuste contre les variations paramétriques du moteur asynchrone, à savoir ; l'observateur adaptatif du flux [42, 43]. Cet observateur repose sur l'adaptation en temps réels de la valeur de la résistance rotorique (ou statorique), afin de réduire l'influence des variations paramétriques sur les performances de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone. Plusieurs travaux de recherche ont été orientés vers ce type d'observateur [15, 26, 72], que ce soit pour l'estimation du flux rotorique ou bien pour l'estimation de la vitesse mécanique. Ensuite nous avons proposé une amélioration

sur cet observateur [11, 13] basée sur l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif du flux, afin d'améliorer d'avantage les performances d'estimation du flux rotorique (notamment l'estimation des résistances rotorique et statorique), ainsi que la robustesse de l'observateur adaptatif du flux. La nouvelle structure de l'observateur adaptatif a été testée à travers des simulations : nous avons réalisé la simulation de la commande vectorielle directe associée à la nouvelle structure proposée de l'observateur adaptatif du flux (NSAFO), en réalisant des simulations avec une vitesse nominale puis et à basse vitesse, avec application de couple de charge nominal, et application d'une variation de 100% de la résistance rotorique, puis avec application d'une variation de la résistance statorique de la même quantité.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des différentes stratégies de commande du moteur asynchrone. Nous avons ensuite mentionné que la réalisation de ces commandes est souvent liée à l'utilisation d'estimateurs tel que l'estimation du flux ou bien de la vitesse du moteur. Pour la cas de la commande vectorielle directe nous avons expliqué la problématique de l'estimation du flux rotorique, à savoir, que la qualité d'estimation du flux rotorique est directement affectées par les variations paramétriques qui peuvent apparaître lors de l'entraînement du moteur, d'où la nécessité de concevoir un observateur robuste du flux rotorique contre les variations paramétriques. Pour cela, nous avons cité les différents types d'observateurs robustes de flux rotorique qui ont été développés auparavant, en expliquant les avantages et les inconvénients de chaque observateur. Enfin, nous avons donné une brève description de la contribution principale de ce travail, qui consiste à réaliser une amélioration sur la structure de l'observateur adaptatif du flux afin d'améliorer les performances de cet observateur et augmenter sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Aussi, nous avons cité la deuxième contribution présentée dans ce travail de recherche, ou nous avons proposé une modification sur la commande vectorielle directe, afin d'augmenter sa robustesse.

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone

2.1 Introduction

Le moteur asynchrone à **cage d'écureuil** est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, le moteur asynchrone tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Le contrôle du moteur asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Pour effectuer des simulations du système de commande du moteur asynchrone, il faut disposer de son modèle, représentant fidèlement son comportement dynamique. Le modèle du moteur asynchrone est simplifié en utilisant la théorie de *Park*, qui consiste à écrire le modèle du moteur dans un repère particulier. Le modèle du moteur asynchrone est donné sous forme de différentes représentations d'état dans un repère tournant et dans un repère fixe.

2.2 Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone est composée d'un stator à trois enroulements triphasés appelés inducteur et d'un rotor appelé induit. Le rotor supporte soit des bobinages dans le cas des moteurs à rotor bobiné souvent à bagues, soit un ensemble de barres interconnectées dans le cas des moteurs à cage d'écureuil. Dans les deux cas, la création d'un champ magnétique tournant au stator engendre des courants induits dans le rotor à la pulsation ω_s . Ces courants tendent à s'opposer à la variation de flux dans les spires du rotor. Il en résulte un couple mécanique sur ce dernier. Le rotor tournant à la vitesse mécanique Ω , les courants rotoriques ont pour pulsation ω_g .

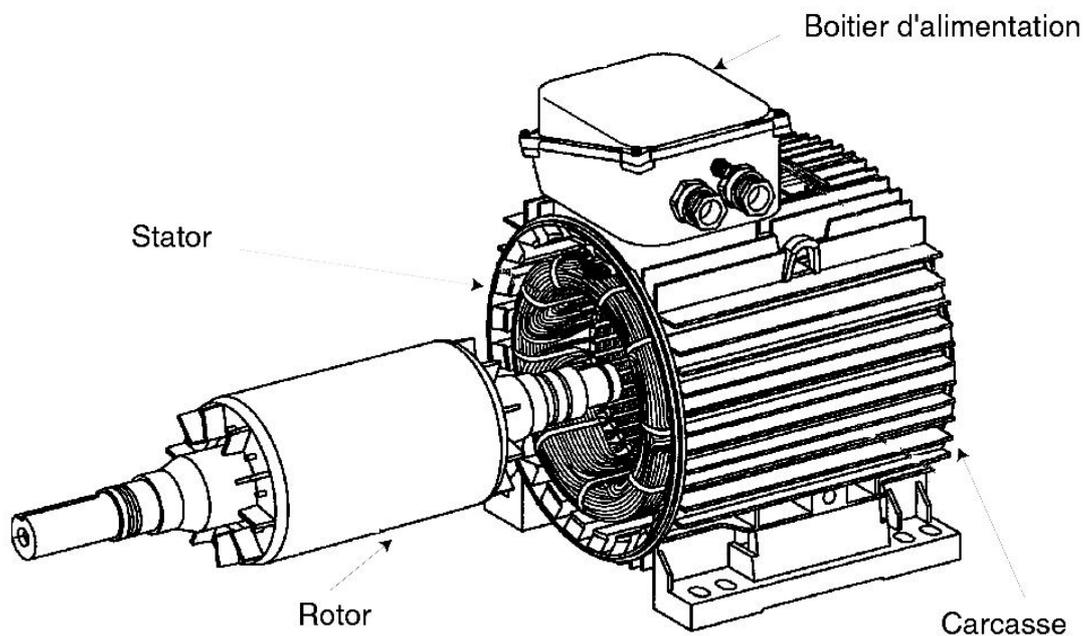


Figure 2.1 : Machine asynchrone avec représentation du rotor et du stator

Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation ω_r . Si la pulsation des courants rotoriques s'annule, le couple s'annule également, on parle alors de synchronisme. Le fonctionnement normal de la machine asynchrone qui suppose la génération de couple est obligatoirement accompagné d'une différence appelée pulsation de glissement ω_g , entre la pulsation statorique ω_s et la pulsation mécanique ω_r . Soit l'équation suivante qui donne la relation de la pulsation de glissement :

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (2.1)$$

Dans la suite nous allons donner le modèle du moteur asynchrone utilisé dans la commande, ainsi que le modèle du moteur utilisé pour la conception des observateurs pour le moteur asynchrone.

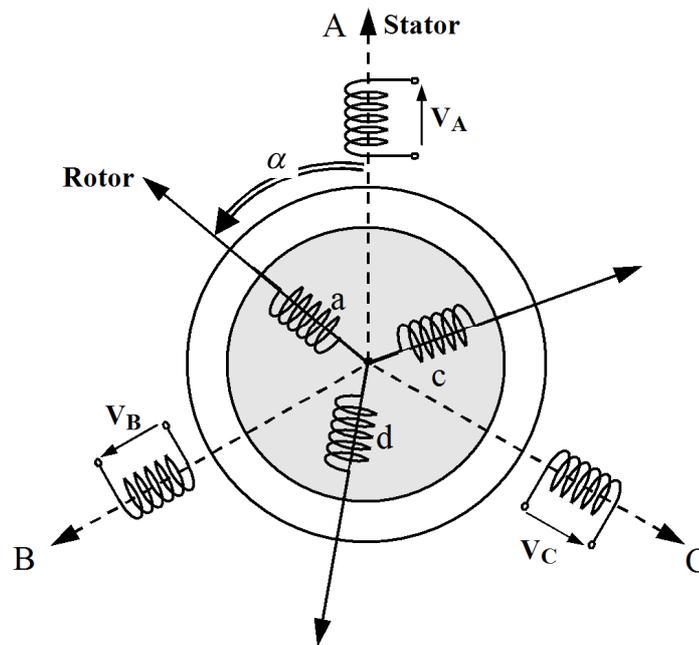


Fig.2.2 : représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

2.3 Modélisation du moteur asynchrone en vue de sa commande

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone consiste à rechercher l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes : tensions aux bornes de la machine, courants consommés et couple disponible. Les différentes approches pour l'étude du modèle du moteur asynchrone reposent sur la résolution des équations de l'électromagnétisme et de la mécanique. Les différences proviennent des hypothèses simplificatrices qu'il est possible de faire, en fonction du domaine de fréquence concernée, et de la topologie (structure physique) du système étudié, c'est-à-dire en fonction des objectifs de la modélisation.

Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [28]:

- l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- La parfaite symétrie de la machine.
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétique le long de l'entrefer (l'entrefer est constant).
- l'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [46]:

- La constance des inductances propres;
- La constance des résistances statoriques et rotoriques;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

2.3.1 Equations électriques

Le choix d'un modèle de représentation se fait en fonction du type de commande à réaliser. Ainsi, pour un moteur alimenté en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront des tensions. Les équations électriques du moteur asynchrone à cage d'écurueil sont celles du flux et de la tension des phases rotorique et statorique.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

L_s et L_r représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques, tandis que M_{sr} et M_{rs} correspondent respectivement aux matrices des inductances mutuelles stator-rotor et rotor-stator, leurs expressions sont données par :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} \cos \delta & \cos(\delta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \delta & \cos(\delta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \delta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La matrice qui établie la relation entre les flux et les courants dans l'équation (2-3), contient des inductances mutuelles M_{sr} et M_{rs} dépendantes du temps, par l'intermédiaire de l'angle δ

(position du rotor) [21]. En remplaçant l'équation (2.3) dans l'équation des tensions (2.2), on obtient l'équation qui exprime les tensions du moteur en fonction des courants [56];

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{sabc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} \right) \\ \begin{bmatrix} v_{rabc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

2.3.2 Transformation de Concordia

Comme le montre la figure 2.3, cette transformation permet d'écrire les équations qui décrivent le modèle du moteur asynchrone dans un repère biphasé fixe.

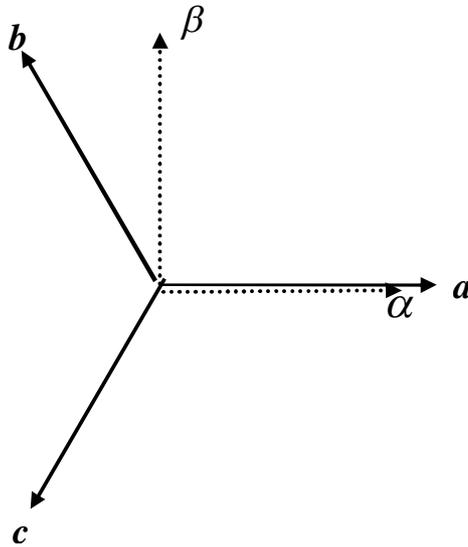


Figure 2.3 : Transformation triphasée-biphasée

En effet, les grandeurs triphasés statoriques et rotoriques (a, b, c) sont écrit dans un repère biphasé (α, β) en quadrature de phase. La transformation est réalisée par la matrice suivante.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

avec:

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Cette transformation permet donc de simplifier les équations électriques du moteur asynchrone d'un système de six équations à un système de quatre équations. En plus Cette transformation assure la conservation de la puissance instantanée, ce qui est un avantage pour la modélisation du moteur asynchrone. Le modèle du moteur asynchrone dans le repère fixe (α, β) est décrit dans le paragraphe (2.5.1). Dans les paragraphes suivants nous allons donner les équations mécaniques du moteur asynchrone, ensuite nous allons présenter une autre transformation utilisée dans la modélisation du moteur asynchrone à savoir la transformation dans le repère tournant (d, q) .

2.3.3 Equations mécaniques

Dans le cas le plus fréquent, une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée, et l'enroulement du rotor est fermé en court circuit. Le stator étant considéré comme un générateur, et le rotor comme un récepteur. La connaissance du couple mécanique est essentielle pour la commande de la machine. Nous développons l'expression du couple sur la base de l'équation de la puissance instantanée $p(t)$, qui s'écrit dans le repère (α, β) comme suit :

$$T_{em} = \frac{L_m}{L_r} p (i_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta}) \quad (2.7)$$

L'équation d'un mobile en rotation est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = T_{em} - T_L = T_0 \quad (2.8)$$

La relation entre la pulsation rotorique et la vitesse mécanique du moteur est donnée par :

$$\omega_r = p\Omega \quad (2.9)$$

2.4 Transformation de Park

Le système d'équations (2-5) obtenu est fort complexe et non linéaire, car les matrices des inductances contiennent des éléments variables avec l'angle de rotation δ . Pour rendre les coefficients de ce système d'équations indépendants de δ , on applique la transformation de *Park*. Cette transformation consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables, permettant de décomposer les trois phases d'axes abc, sur deux axes perpendiculaires d (axe direct) et q (axe quadrature). Soit ;

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

où $[P(\theta)]$ est la matrice de la transformation modifiée de *Park* [20],

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

θ : l'angle de la transformation de *Park*.

Le repère d, q tourne par rapport au repère abc avec l'angle θ . Le repère de *Park* (α, β) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park* [21, 33]. Il existe 3 possibilités du choix du repère d, q ;

- repère lié au stator : $\theta_s = 0$
- repère lié au rotor : $\theta_r = 0, \theta_s = \theta$
- repère lié au champ : $\theta_s = \theta + \theta_r$

Le dernier repère est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable. En considérant un repère lié au stator, l'angle θ sera remplacé par θ_s pour le stator (angle électrique pour le stator) et par θ_r pour le rotor (angle électrique pour le rotor). Les deux repères d, q (statorique et rotorique) vont alors coïncider, car les deux angles θ_s et θ_r sont naturellement liés à l'angle de rotation par la relation suivante [21]:

$$\theta_s - \theta_r = \alpha \quad (2.12)$$

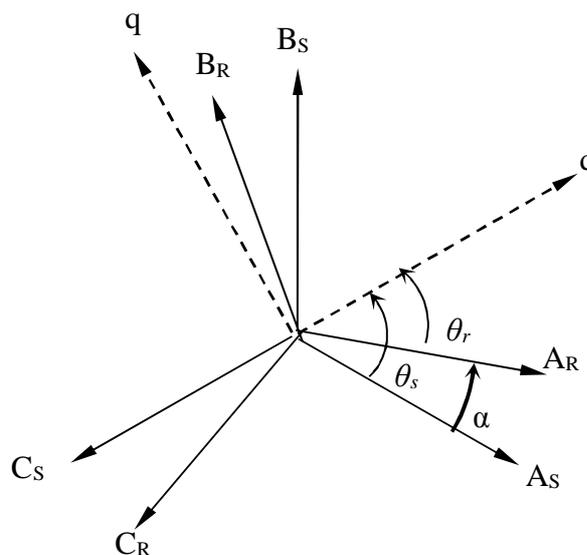


Figure 2.4 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

La figure 2.4 illustre cette transformation, l'axe d est repéré par rapport à l'axe de référence statorique par θ_s , et par rapport à l'axe de référence rotorique par θ_r . Le système d'équations de *Park* constitue ainsi un modèle électrique dynamique semblable à celui d'un enroulement diphasé équivalent [8, 56].

Le couple électromagnétique s'écrit dans le repère (d, q) par ;

$$T_{em} = \frac{L_m}{L_r} p (i_{sq} \cdot \phi_{rd} - i_{sd} \cdot \phi_{rq}) \quad (2.13)$$

Le passage des composantes de *Park* à celles de *Concordia* se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

2.5 Modélisation de la machine asynchrone par représentation d'état

La représentation d'état est un outil utile pour la description des systèmes, pour leur analyse, et pour la synthèse de lois de commande sophistiquée. C'est une vision élargie de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. Les systèmes dépendent non seulement des entrées extérieures, mais aussi de l'état énergétique de l'instant. La représentation d'état du moteur asynchrone dépend du repère choisi (α, β) ou (d, q) et du choix des variables d'états pour les équations électriques. Nous écrivons les équations dans le repère (d, q) car c'est la **solution la plus générale et la plus complexe**, le repère (α, β) n'étant qu'un cas particulier. L'utilisation du repère (d, q) implique la connaissance exacte de la position de ce repère.

2.5.1 Modèle de la machine dans le plan (α, β)

Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation. Dans un référentiel (α, β) fixe au stator ($w_s = 0$), le modèle du moteur asynchrone dans un repère fixe (de Concordia) est défini par le système non linéaire d'ordre 5 suivant:

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & w_r \end{bmatrix}^T ;$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} & T_L \end{bmatrix}^T ; \quad y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & w_r \end{bmatrix}^T$$

Après calcul et simplification de la relation des flux, le modèle non-linéaire du moteur asynchrone alimenté en tension dans un repère stationnaire est de la forme suivante [22, 30].

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + B \cdot u \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (2.15)$$

avec ;

$$f(x) = \begin{bmatrix} -a i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + p\Omega K \phi_{r\beta} \\ -a i_{s\beta} - p\Omega K \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ p^2 \frac{M}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{bmatrix} ;$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T$$

et ;

$$T_r = \frac{R_r}{L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s},$$

$$K = \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r}, \quad a = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right)$$

Le modèle d'état de la machine asynchrone est celui d'un système multi-variable non linéaire, avec comme entrées les tensions statoriques $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ et le couple de charge (considéré comme une perturbation extérieure), et comme variables d'état les flux $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$ et les courants statoriques $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$, ainsi que la pulsation rotorique ω_r . Le vecteur de sortie est composé des courants statoriques et de la pulsation rotoriques. Le choix des courants statoriques dans le vecteur de sortie est **justifié par le fait qu'ils sont accessibles par la mesure**.

2.5.2 Modèle de la machine asynchrone dans un repère tournant (d,q)

Dans un référentiel (d,q) tournant à une vitesse de synchronisme w_r , le modèle du moteur asynchrone est défini par le système non-linéaire d'ordre 5, donné par l'équation suivante ;

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \\ \dot{w}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + w_r K \phi_{rq} \\ -w_s i_{sd} - a i_{sq} - w_r K \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (w_s - w_r) \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} - (w_s - w_r) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ p^2 \frac{M}{J_m L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f_c}{J_m} w_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ T_L \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

avec ; $x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad w_r]^T$;

$$u = [v_{sd} \quad v_{sq} \quad T_L]^T ;$$

$$y = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad w_r]^T$$

Le modèle de la machine dans le repère (d,q) est le modèle le plus général pour la représentation du moteur asynchrone. C'est le modèle utilisé pour la conception d'une stratégie de commande du moteur. Les équations du modèle d'état du moteur asynchrone contiennent des termes non-linéaires.

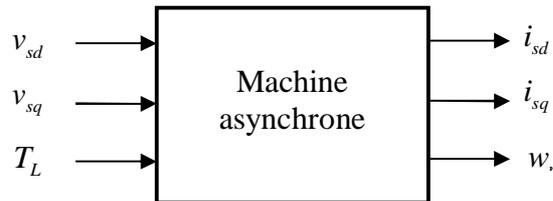


Figure 2.5 : Entrées/sorties du modèle biphasé la machine asynchrone dans un repère tournant d,q

La cinquième équation présente de plus un couplage dû au produit croisé de courants, ce qui rend le moteur asynchrone **difficile à régler sans passer par des simplifications**. Une simplification du modèle du moteur, consiste à faire le découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Ceci est réalisé à travers la commande vectorielle qui sera expliquée dans le troisième chapitre.

2.5.3 Modèle de la machine en vue de l'observation

Dans la plupart des applications industrielles de la machine asynchrone, l'information sur le flux rotorique, nécessaire dans le système d'entraînement de la machine, **n'est pas disponible par mesure**; l'observation est une option pour remédier à ce problème. Le modèle de la machine utilisé pour l'observation peut être simplifié à un modèle non-linéaire d'ordre 4 en prenant la vitesse, qu'on suppose la connaître par mesure, comme un paramètre variable. Le vecteur d'état est le suivant [55]:

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T$$

Le plan fixe (α, β) est préféré pour l'élaboration d'un modèle d'observation du moteur asynchrone **pour sa simplicité** (contrairement au plan (d, q) il ne contient pas de rotation). Le modèle d'état du moteur asynchrone en vue de l'observation est obtenu à partir de l'équation 2.15 ;

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & 0 & \frac{K}{T_r} & pK\Omega \\ 0 & -a & -pK\Omega & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Dans cette formule on peut remarquer que la matrice d'état est en fonction seulement de la pulsation rotorique Ω . Cette représentation d'état peut donc s'écrire sous une forme plus simple ;

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\Omega) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \quad (2.18)$$

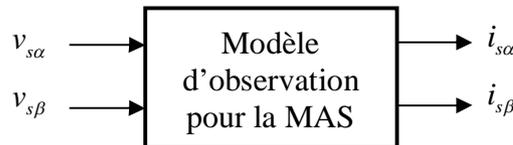


Figure 2.6 : Entrées/sorties du modèle d'observation de la machine asynchrone

Dans le cas d'une étude de l'observation d'état, les sorties doivent être connues par mesure. Pour le modèle de la machine, les courants statoriques mesurés sont les éléments du vecteur de sortie ; $y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$. La notion d'observation des systèmes sera plus détaillée au

deuxième chapitre ; on fera un rappel sur la théorie de l'observation des systèmes linéaires et non linéaires. Une synthèse d'un observateur de flux robuste pour l'estimation du flux rotorique du moteur asynchrone se fera par la suite.

2.5.4 Modèle de la machine en notation complexe

La représentation dans le repère tournant dq (équation 2.16) a été menée entièrement en notation matricielle, cette notation sera la plus utilisée par la suite dans les problèmes d'observation et de la commande de la machine asynchrone. Néanmoins une autre notation courante est la notation complexe [15, 30, 35, 70] qui permet d'obtenir des équations très condensées. Le vecteur d'état est défini par ;

$$X_i = \begin{bmatrix} x_{i\alpha} \\ x_{i\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

ou ; X : désigne des composantes biphasées de courants ou de flux,

$i = r, s$: pour désigner une grandeur rotorique ou statorique respectivement.

La représentation complexe d'un vecteur est ; $X_i = x_{i\alpha} + j \cdot x_{i\beta}$, avec j est la grandeur complexe habituelle. On obtient donc ;

$$\begin{cases} \Phi_r = \phi_{r\alpha} + j \cdot \phi_{r\beta} \\ I_s = i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} \\ U_s = v_{s\alpha} + j \cdot v_{s\beta} \end{cases}$$

La forme condensée du modèle d'état du moteur asynchrone est donnée par ;

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_r = -(a + j(\omega_k - \omega_r)) \Phi_r + \frac{L_m}{T_r} I_s \\ \frac{d}{dt} I_s = \frac{L_m}{b} (a - j\omega_r) \Phi_r - (a + j\omega_k) I_s + \frac{1}{\sigma L_s} U_s \\ \frac{d}{dt} \omega_r = p^2 \frac{L_m}{JL_r} \text{Im}(I_s \Phi_r^*) - p \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (2.20)$$

avec ;

$$a = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) ; \quad \text{et} \quad b = \sigma L_s L_r$$

Remarque : ne pas confondre ces deux coefficients a et b avec les trois indices a, b, c des repères triphasé statorique et rotorique.

Sachant que dans le modèle condensé du MAS donné par l'équation 2.20, la matrice d'état A est en fonction de deux pulsations ; la pulsation rotorique et la pulsation w_k liée à un repère arbitraire (lié au choix du repère tournant et non au modèle du moteur lui même), on peut déduire que la matrice d'état est en fonction de la pulsation angulaire w_r . Ainsi, on peut définir une représentation d'état du MAS sous la forme suivante ;

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} X &= A(w_r) \cdot X + B \cdot U_s \\ I_s &= C \cdot X \end{aligned} \quad (2.21)$$

Le vecteur d'état comporte les deux composantes du flux rotorique et les deux composantes du courant statorique. Cette écriture est une simplification de la représentation d'état d'un système non-linéaire qui s'écrit généralement de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(x) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \quad (2.22)$$

avec ; A : la matrice d'état, B : le vecteur de commande, et C : le vecteur de sortie.

Si on choisit un vecteur d'état : $X = [I_s \quad \Phi_s]$, on obtient la représentation d'état suivante ;

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -(a + j(w_k - w_r)) & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j \cdot w_r \right) & -(a + j \cdot w_k) \end{bmatrix} ; \\ B &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} ; \quad C = [0 \quad 1] \end{aligned} \quad (2.23)$$

La représentation d'état des systèmes n'est pas unique. En choisissant un autre vecteur d'état :

$X = [\Phi_s \quad I_s]$, on obtient ;

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -(a + j \cdot w_k) & \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j \cdot w_r \right) \\ \frac{L_m}{T_r} & -(a + j(w_k - w_r)) \end{bmatrix} ; \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad C = [1 \quad 0] \end{aligned} \quad (2.24)$$

2.5.5 Modélisation de l'alimentation du moteur asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone sous forme de représentation d'état fait apparaître les variables d'état nécessaires aux objectifs de commande ou d'observation. Cependant, pour une simulation correcte, il serait essentiel de prendre en considération les équations de l'onduleur, qui est un système à commutation, et de les faire intervenir dans la mise au point du modèle de la machine. L'onduleur de tension à *MLI* est le plus utilisé pour la commande du moteur asynchrone, pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Cependant la *MLI* génère des harmoniques qui créent des oscillations de couple dans les machines tournantes comme elle **introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système** [32]. Dans ce travail, les simulations de la commande vectorielle sont réalisées sans la modélisation de l'onduleur (nous alimentons directement la machine avec les consignes), pour une question de clarté visuelle sur les graphiques.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes approches de modélisation de la machine asynchrone ont été présentées brièvement, l'accent étant mis sur les modèles biphasés représentés dans des repères tournant et fixe. Le choix de cette représentation permet de modéliser la machine sous forme d'un modèle d'état qu'on peut utiliser pour la commande et l'observation. Le modèle d'état choisi dans ce travail pour décrire le moteur asynchrone est celui d'un système non-linéaire multi-variable avec comme entrées les tensions statoriques. Le choix des sorties est lié à la nature de l'étude effectuée sur la machine. Dans le cas de la commande d'un système multi-variable, les sorties sont la vitesse rotorique et la norme du flux rotorique. Pour l'observation d'état, les sorties doivent être connues par mesure, alors les courants statoriques sont pris comme sorties.

Chapitre 3

Commande vectorielle directe du MAS - Nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe

3.1 Introduction

La machine asynchrone (MAS) est une machine à courant alternatif utilisée le plus souvent comme moteur. Ces principaux types de commande sont : la commande scalaire et la commande vectorielle. Le type de commande est sélectionné en fonction du niveau de performances prescrites par l'application du moteur (rapidité, précision, et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques). La commande vectorielle est utilisée pour les applications à hautes performances [1]. La difficulté de la commande du moteur asynchrone réside dans sa non-linéarité et le couplage qui existe entre le couple et le flux. En plus du problème de non-linéarité du moteur asynchrone, on peut ajouter aussi les perturbations externes (tel que le couple de charge), ainsi que les variations paramétriques (résistances rotorique et statorique).

3.2 Commande vectorielle directe du moteur asynchrone

3.2.1 Commande vectorielle du moteur asynchrone

La commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux, ce qui signifie un contrôle indépendant des deux vecteurs respectivement, par le courant d'induit et le courant d'inducteur. Cette commande consiste à placer le référentiel d,q de telle manière que l'un des trois champs (statorique, rotorique ou d'entrefer) soit entièrement porté sur l'axe direct d , il en résulte que la composante du flux en quadrature sera annulée. L'expression du couple devient alors similaire à celle du moteur à courant continu. Il peut s'agir soit d'une orientation du flux statorique, du flux rotorique ou alors de l'orientation du flux d'entrefer [18, 25]. La méthode de l'orientation du flux rotorique est choisie pour sa simplicité. Elle implique que :

$$\phi_{rd} = \phi_r ; \text{ et } \phi_{rq} = 0 \quad (3.1)$$

Elle peut être représentée par le schéma suivant :

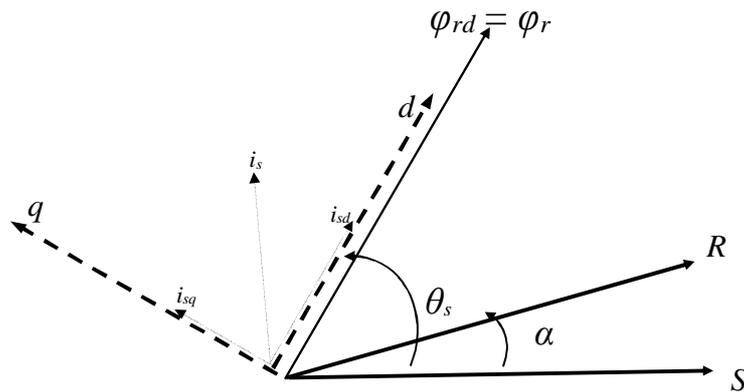


Figure 3.1 : Schéma représentatif de l'orientation du flux rotorique

Ceci simplifie le modèle du moteur asynchrone qui devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) i_{sd} + w_s \cdot i_{sq} + \frac{L_m \cdot R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \cdot \phi_r + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -w_s \cdot i_{sd} - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \phi_r \cdot w_m + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_r \\ \frac{dw_m}{dt} = \frac{p^2 \cdot L_m}{L_r \cdot J} \cdot i_{sq} \cdot \phi_r - \frac{f_c}{J} \cdot w_m - \frac{P}{J} \cdot T_L \end{array} \right. \quad (3.2)$$

avec :

$$w_s = w_m + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \phi_r} \cdot i_{sq} = w_m + w_g \quad (3.3)$$

$$w_g = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \phi_r} \cdot i_{sq} \quad (3.4)$$

Le couple s'écrit sous la forme :

$$T_{em} = \frac{L_m}{L_r} p i_{sq} \cdot \phi_r \quad (3.5)$$

La transformation de *Laplace* de l'équation du flux donne :

$$\phi_r = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} \cdot s} \cdot i_{sd} \quad (3.6)$$

Le système d'équations (3.2) montre qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique, par l'intermédiaire des composantes directe et en quadrature du courant statorique. La principale difficulté de l'application de la commande vectorielle du moteur asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique ϕ_r . Ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement, il est nécessaire de les connaître pour le contrôle du régime dynamique du moteur. Deux méthodes de commande vectorielle ont été proposées, la méthode directe et la méthode indirecte. La commande vectorielle directe est meilleure que la commande indirecte point de vue précision, **mais elle est difficilement réalisable.**

3.2.2 Commande vectorielle directe du moteur asynchrone

Pour déterminer la position et le module du flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans le moteur à l'aide de bobinages supplémentaires ou de capteurs à *effet Hall*. Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale du moteur. Le moteur perd son principal avantage qui est sa robustesse [25]. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique, on fait appel à des modèles dynamiques du flux, qui nécessitent des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation. On utilise souvent le modèle du moteur pour déterminer la position et le module du flux. Une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié suivant [69]:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{sd} - \phi_r) \quad (3.7)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s = w_m + \frac{L_m R_r}{L_r \phi_r} \cdot i_{sq}$$

Le module du flux rotorique et celui du couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction, alors que la pulsation de glissement est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. L'équation de calcul de la fréquence de synchronisme n'est pas exploitable telle qu'elle est, puisque ϕ_r est nul au démarrage du moteur. Nous utilisons alors l'équation suivante :

$$\omega_s = \omega_m + \frac{L_m R_r}{L_r \phi_r + \varepsilon} \cdot i_{sq} \quad (3.8)$$

avec $\varepsilon = 0,01$.

Si on tient compte du fait que le moteur asynchrone est alimenté par un onduleur de tension, nous obtenons les équations des tensions statoriques à partir de l'équation (3.2).

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation de courant en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie de correcteur des courants (Fig.3.2) afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur [7]. Les termes de couplage sont définis, de telle sorte que les tensions restantes soient en relation de premier ordre, avec les deux composantes du courant statorique. Les tensions de couplage sont :

$$\begin{aligned} v_{sd}^c &= -\sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ v_{sq}^c &= \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Les sorties des régulateurs sont :

$$\begin{aligned} v_{sd}^r &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ v_{sq}^r &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Les tensions de référence sont :

$$\begin{aligned} v_{sd}^{ref} &= v_{sd}^r + v_{sd}^c \\ v_{sq}^{ref} &= v_{sq}^r + v_{sq}^c \end{aligned} \quad (3.12)$$

Les équations (3.9) sont fonction de certains paramètres électriques du moteur asynchrone (R_s, R_r, L_s, L_r, L_m), qui sont en réalité des valeurs approximatives. Nous reviendrons par la suite à l'influence de la mauvaise connaissance des paramètres les plus intéressants ($T_r = L_r / R_r$) sur le contrôle de la machine [4].

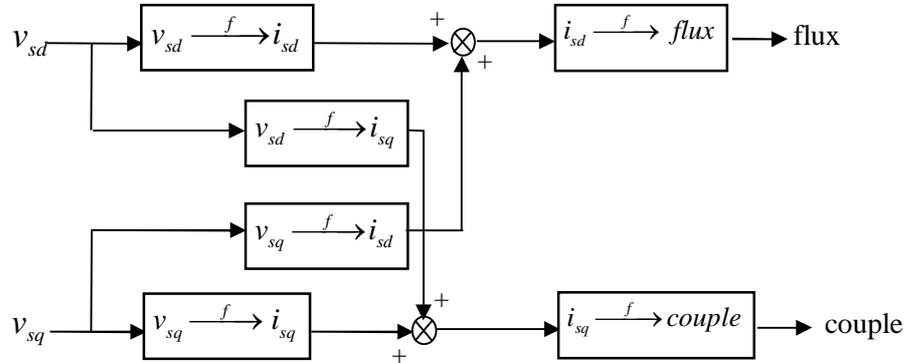


Figure 3.2 : Commande découplée

La figure 3.3 donne le schéma de principe de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone avec alimentation en tension utilisant un estimateur classique du flux. La vitesse et le flux ainsi que les courants statoriques sont régulés par des régulateurs PI (Proportionnel-Intégrale). La vitesse est mesurée par un capteur de vitesse.

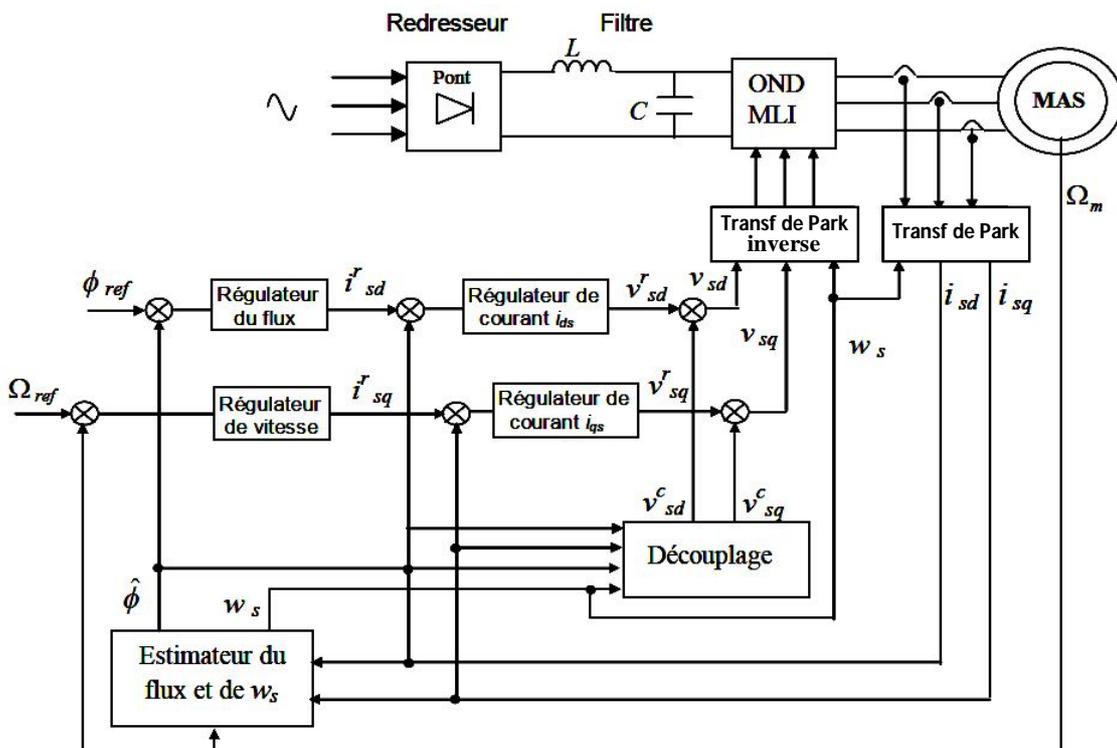


Figure 3.3 : Schéma de principe d'un contrôle vectoriel direct avec alimentation en tension

3.2.2.1 Estimation du flux rotorique du moteur asynchrone

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont **souvent difficilement accessibles** pour des raisons techniques (flux), ou pour des raisons des problèmes de coût (vitesse, positions). Il faut donc les déterminer sans utiliser des capteurs. Ces grandeurs d'état sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...), elles peuvent être reconstitués par :

- Des estimateurs utilisés en boules ouverte.
- Des observateurs corrigeant en boucle fermés les variables estimées [32].

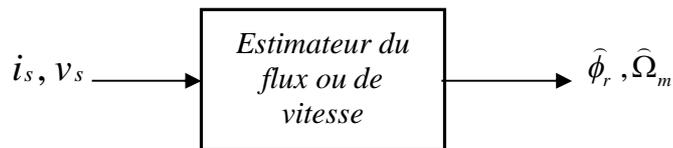


Figure 3.4 : Estimateur de flux et de la pulsation rotorique

3.2.2.2 Estimateur classique du flux rotorique

A partir de l'équation (3.6), on peut déduire la formule de l'estimateur dynamique du flux rotorique en fonction du courant statorique directe, le courant statorique i_{sd} est reconstitué à partir des courants statoriques mesurables i_{sa}, i_{sb} .

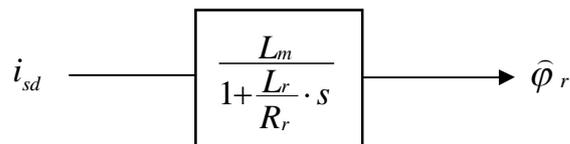


Figure 3.5 : Schéma Block de l'estimateur classique du flux rotorique

Nous allons commencer par la simulation de la commande vectorielle du moteur asynchrone utilisant un estimateur de flux, pour **montrer les limites d'une commande utilisant un simple estimateur de flux** en termes de performances. Le schéma de la figure 3.3 donne la description de la commande vectorielle directe avec estimateur de flux. Dans cette commande, le flux rotorique estimé est asservi à une consigne de flux. Les grandeurs mesurées sont obtenues par les capteurs suivants :

- capteur de vitesse rotorique Ω_m sur l'axe du moteur.
- capteur de courants i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} donnés par des sondes à effet de Hall.

3.2.2.3 Calcul des régulateurs

Dans le contrôle vectoriel l'idée sur la régulation consiste à contrôler les deux grandeurs importantes de la machine asynchrone : le flux et le couple. Ces réglages doivent annuler l'erreur existante entre les valeurs des grandeurs et leurs consignes de référence, en imposant un nouveau vecteur de tension de référence à chaque période d'échantillonnage (V_s^*). La grandeur essentielle à contrôler avec une grande dynamique est le couple électromagnétique, en présence de la charge mécanique qui peut varier très brutalement. Cependant, **il est aussi nécessaire de bien contrôler le flux** pour éviter les surintensités des courants et d'obtenir un bon rendement de l'ensemble du système [61]. Etant donné que le flux est défini par le courant i_{sd} , il suffit de contrôler ce courant pour maîtriser le flux. Le couple dépend du produit entre le flux ϕ_r et le courant i_{sq} . Le flux est une variable qui évolue plus lentement que le courant i_{sq} , c'est ce dernier qui est pris en compte pour contrôler le couple. Ce type de contrôle dans lequel la régulation du moteur se fait en courant et l'alimentation en tension permet d'obtenir le couple maximal sur toute la plage de vitesses [23]. Pour la régulation des courants, de la vitesse et du flux, nous avons choisi d'utiliser des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le dimensionnement des régulateurs sera **basé sur la dynamique en boucle fermée par imposition de pôles** [23]. Les boucles de régulation de vitesse et des courants étant en cascade, la boucle interne doit avoir une dynamique plus rapide que la boucle externe étant donné que dans le cas d'une machine asynchrone la constante de temps des courants statoriques est généralement de 10 à 20 fois supérieure à celle du flux.

Régulation de la vitesse Ω : A partir de l'équation mécanique du moteur, on établit la fonction de transfert suivante qui lie la vitesse au couple [59]:

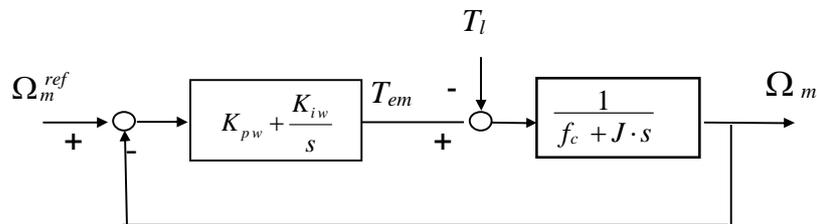


Figure 3.6 : Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse de rotation Ω_m

$$\frac{\Omega_m}{\Delta T} = \frac{1}{f_c + J \cdot s} \quad \text{avec :} \quad \Delta T = T_{em} - T_l \quad (3.13)$$

Le schéma bloc de régulation de vitesse est réalisé comme indiqué par la figure 3.6. Le régulateur PI, est donné par la fonction de transfert suivante ;

$$G_c = K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \quad (3.14)$$

La fonction de transfert de la boucle fermée (BF) sera ;

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_m^{ref}} = \frac{(K_{pw} \cdot s + K_{iw}) \cdot \frac{p}{J}}{s^2 + \frac{f_c + K_{pw} p}{J} \cdot s + \frac{K_{iw} \cdot p}{J}} \quad (3.15)$$

La dynamique de cette boucle de régulation, est celle d'un système du 2^{ème} ordre, les deux pôles seront choisis pour donner de bonnes performances de régulation. On peut imposer deux pôles complexes conjugués : $s_{1,2} = \rho_1 (-1 \pm j)$ en boucle fermée, et par identification on obtient des gains du régulateur PI :

$$K_{p\Omega} = 2 J \cdot \rho_1 - f_c ; \text{ et } K_{i\Omega} = 2 J \cdot \rho_1^2 \quad (3.16)$$

- **Régulation du courant i_{sq}** : Le régulateur du couple permet de maintenir le couple égal au couple de référence par l'intermédiaire du courant i_{sd} . La fonction de transfert est donnée $\frac{i_{sq}}{v_{sq}^{ref}}$ par:

$$\frac{i_{sq}}{v_{sq}^{ref}} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (3.17)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{i_{sq}}{v_{sq}^{ref}} = \frac{(K_{pq} \cdot s + K_{iq}) \cdot \frac{1}{(\sigma \cdot L_s)}}{s^2 + \frac{R_s + K_{pq}}{\sigma \cdot L_s} \cdot s + \frac{K_{iq}}{\sigma \cdot L_s}} \quad (3.18)$$

L'équation caractéristique est du deuxième ordre, si on impose deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative $s_{1,2} = \rho_2 (-1 \pm j)$ d'ou, par identification :

$$K_{iq} = 2 \cdot \sigma L_s \rho_2^2 . \text{ et } K_{pq} = 2 \rho_2 \sigma L_s - R_s \quad (3.19)$$

- **Régulation de courant i_{sd}** : Le régulateur de courant direct fournit la tension v_{sd} nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence. La fonction de transfert $\frac{i_{sd}}{v_{sd}^{ref}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd}^{ref}} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s} \quad (3.20)$$

Les mêmes calculs effectués pour dimensionner le régulateur de courant i_{sq} sont appliqués pour ce régulateur. Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients K_{id} et K_{pd} seront identiques à ceux du régulateur de courant i_{sq} donc :

$$K_{id} = 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_2^2 = f(\rho) ;$$

$$\text{et } K_{pd} = 2 \cdot \rho_2 \cdot \sigma \cdot L_s - R_s = f(\rho) \quad (3.21)$$

Pour évaluer les performances de la commande en vitesse, nous avons effectué des simulations numériques dont les paramètres du régulateur sont choisis par le choix du paramètre ρ pour chaque régulateur (**Tableau 3.1**) :

- **Régulateur du flux** : Pour assurer un bon fonctionnement du moteur, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application de charges additives. D'après l'équation (3.3) on obtient :

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{\frac{L_m \cdot R_r}{L_r}}{\frac{R_r}{L_r} + s} \quad (3.22)$$

Supposons que le courant i_{sd} a déjà atteint sa valeur de référence i_{sd}^{ref} (la dynamique du flux est plus lente que la dynamique courant), dans ce cas la boucle interne peut faire la régulation du flux rotorique. Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure (3.7). La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^{ref}} = \frac{(K_{p\phi} + K_{i\phi}) \frac{L_m \cdot R_r}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r}{L_r} \cdot (1 + L_m \cdot K_{p\phi}) s + \frac{R_r \cdot L_m \cdot K_{i\phi}}{L_r}} \quad (3.23)$$

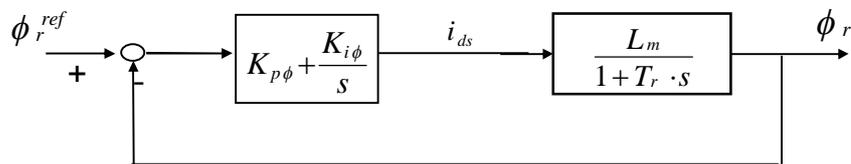


Figure 3.7 : Schéma bloc de la boucle de régulation du flux ϕ_r

De la même manière en imposant deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho_3 \pm j p_3$, l'équation caractéristique (3.23) devient :

$$P(s) = s^2 + 2 \rho_3 s + 2 \rho_3^2 \quad (3.24)$$

Par identification, les paramètres du régulateur seront ;

Régulateur	Régulateur de vitesse	Régulateurs de courants	Régulateur de flux
Choix du paramètre ρ_i	$\rho_1 = 50$	$\rho_2 = 70$	$\rho_3 = 50$

Tableau 3.1. Paramètres choisis pour les régulateurs de courants statoriques et la régulation de la vitesse mécanique

$$K_{i\phi} = \frac{2 L_r \cdot \rho_3^2}{R_r \cdot L_m} ;$$

$$\text{et } K_{p\phi} = \frac{1}{L_m} \left(\frac{2 L_r \cdot \rho_3}{R_r} - 1 \right) \quad (3.25)$$

3.2.3 Simulation de la commande vectorielle directe du MAS avec estimateur de flux

Nous avons fait la simulation de la commande vectorielle avec observateur adaptatif de flux par le logiciel **Matlab 6.5**, en utilisant les références de vitesse, de couple et du flux rotorique données par la figure 3.8. Les paramètres du MAS sont donnés dans **Annexe A**. La figure 3.8 montre que la charge nominale est appliquée en vitesse nominale ($\Omega_n = 157 \text{ rad/s}$). Le couple est varié quatre fois pendant la simulation ; à l'instant $[t = 1,3\text{s}]$ de 0 à 10 Nm, puis à $[t = 2,6\text{s}]$ de 10 à 0 Nm, puis à $[t = 5,3\text{s}]$ de 0 à -10 Nm, et enfin à $[t = 5,6\text{s}]$ de -10 à 0 Nm. Pour étudier l'effet des variations paramétriques sur l'estimation du flux et sur les performances de la commande du MAS, nous avons appliqué une variation de 100% de valeur de R_r durant les intervalles $[1,5\text{s}, 3,5\text{s}]$ et $[5\text{s}, 6\text{s}]$ (figure 3.17). Le choix de cette variation est dicté par les remarques suivantes ;

1. La variation de la résistance rotorique qui se fait lentement et de façon linéaire, car l'échauffement des enroulements du moteur ne peut arriver brusquement.
2. La variation de la résistance rotorique survient après le démarrage du moteur : ainsi, nous avons considéré une variation de R_r lorsque le moteur est entraîné en charge avec une vitesse nominale.

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation de la commande vectorielle du MAS utilisant un estimateur classique du flux rotorique avec et sans application d'une variation paramétrique sur la résistance R_r en temps réel.

- **Commande vectorielle directe du MAS avec estimateur classique et sans variation de la résistance rotorique** (figures 3.9, 3.10, 3.11, et 3.12),

Pour le cas d'un estimateur classique du flux rotorique, on obtient une poursuite de vitesse avec une erreur statique à vide et en charge non négligeable $e_{\Omega} = 2 \text{ rad/s}$.

Cependant, le couple moteur suit le couple de charge sans dépassement. Les erreurs d'observation et de régulation du flux rotorique sont très limitées pendant les variations de la vitesse ainsi que pour des valeurs constantes pour le couple et la vitesse.

- **Commande vectorielle directe du MAS avec estimateur classique et avec ΔR_r** ,

Pour le cas de la commande avec estimateur de flux en considérant une variation de la résistance rotorique pendant la commande du moteur, on note une dégradation des performances de réglage du moteur ; la figure 3.13 montre que la vitesse traque sa référence avec une grande erreur statique : $\Delta\Omega_m = 18 \text{ rad/s}$, qui apparaît durant l'application du couple de charge nominal en vitesse nominale. Le couple moteur suit le couple de charge avec des pics au moment des variations de vitesse et du couple de charge (figure 3.14). On note une grande erreur de régulation et d'observation du flux comparés à ceux du cas de la commande vectorielle sans variation de la résistance rotorique (figures 3.15 et 3.16).

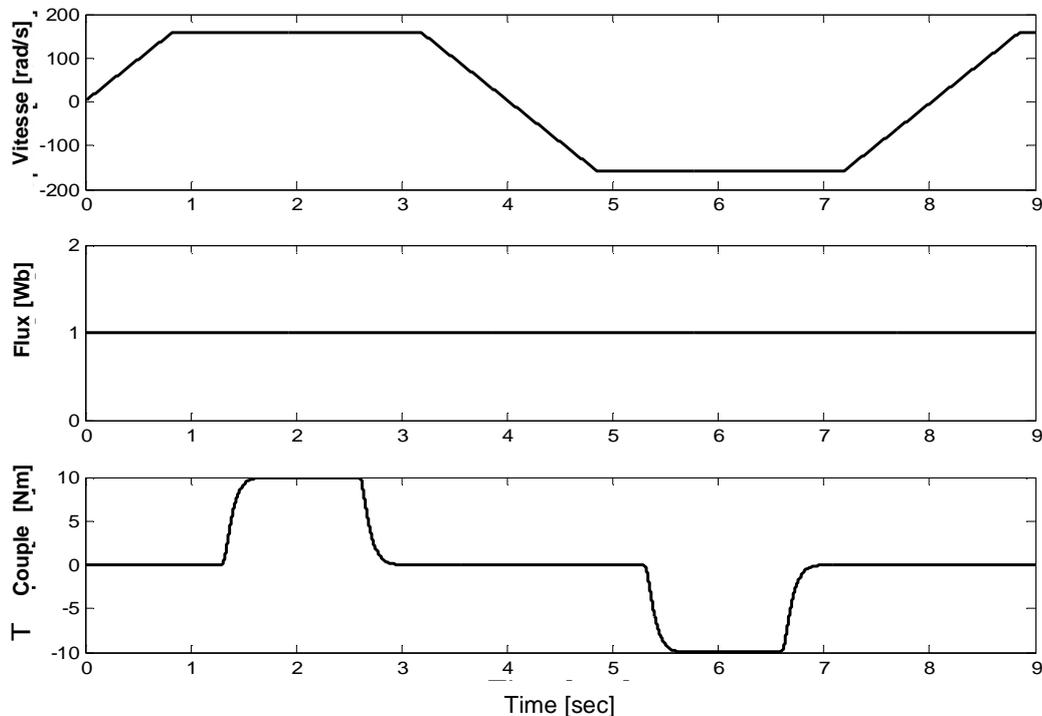


Figure 3.8 : Profil de consigne (vitesse, flux et couple de charge)

Commande vectorielle du MAS avec estimateur classique du flux - sans
variation de la résistance rotorique

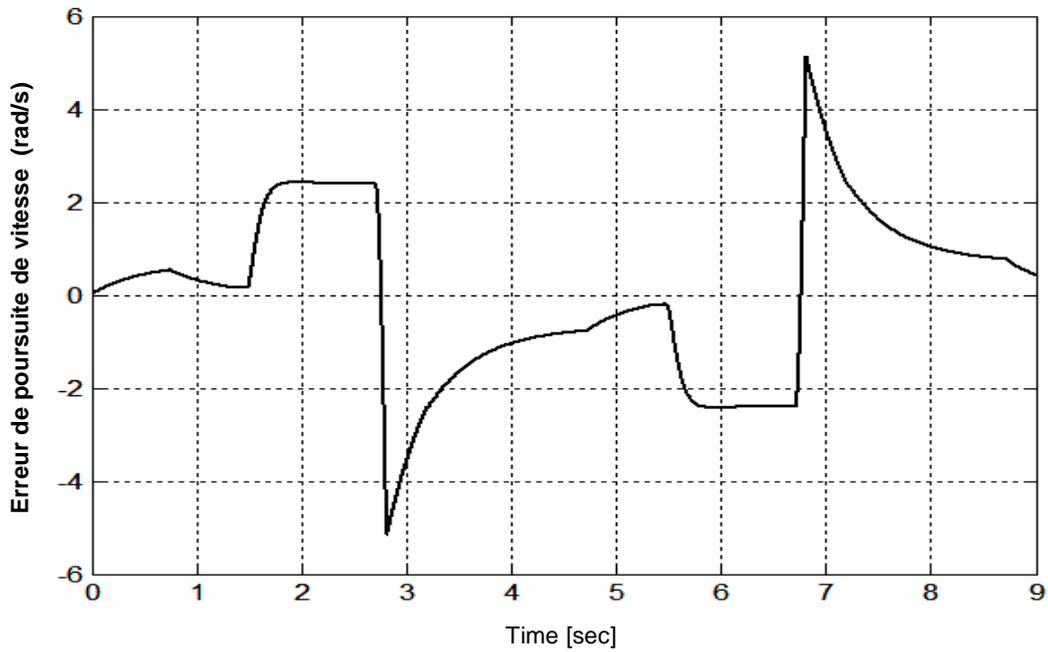


Fig. 3.9: Erreur de poursuite de vitesse

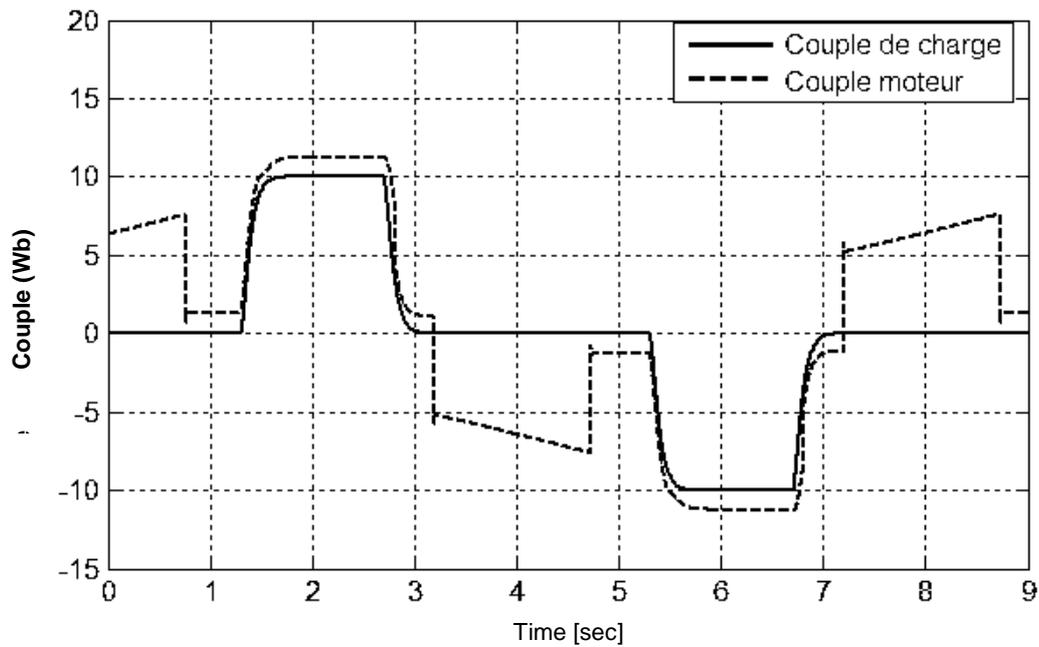


Fig. 3.10: Couple de charge et couple moteur

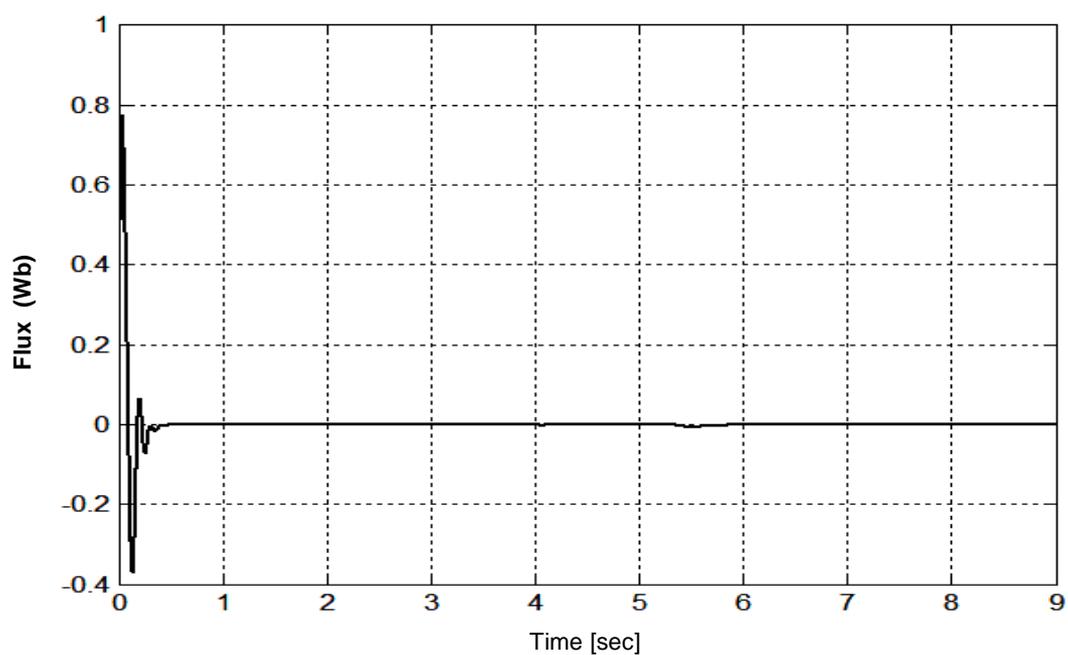


Fig. 3.11: Erreur d'observation du flux

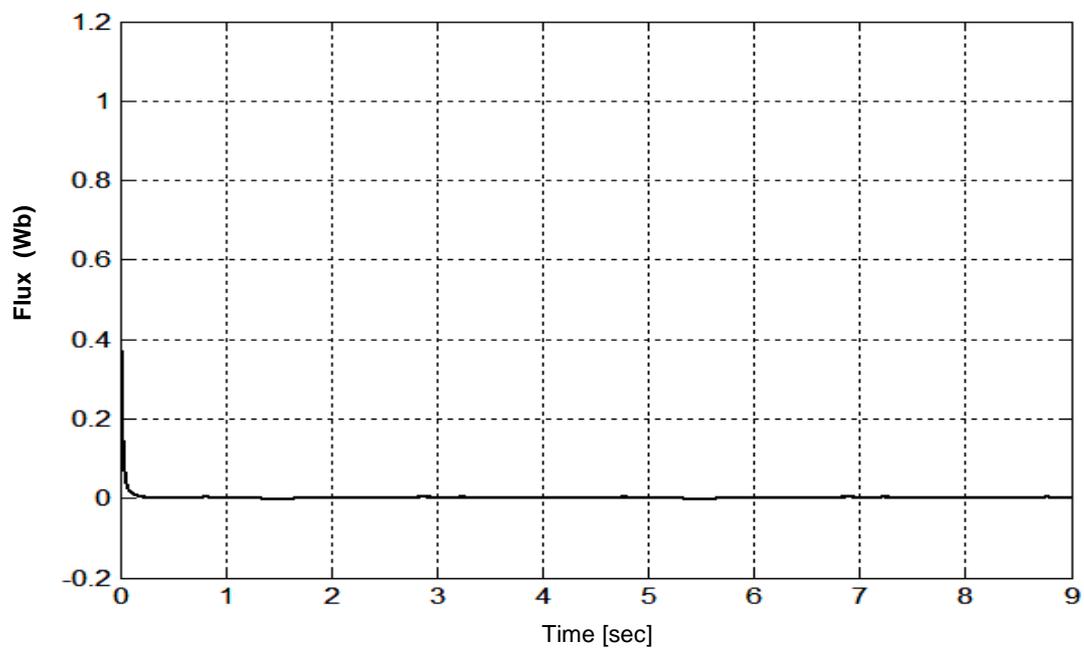


Fig. 3.12: Erreur de régulation du flux

Commande vectorielle du MAS avec estimateur de flux - application d'une variation de la résistance rotorique

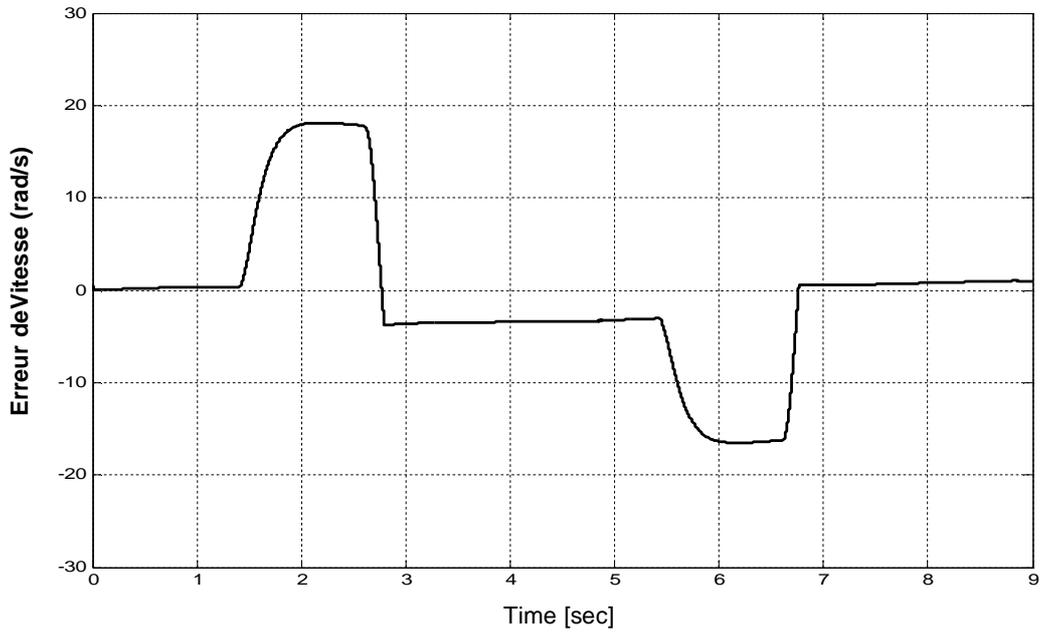


Fig. 3.13: Erreur de poursuite de vitesse

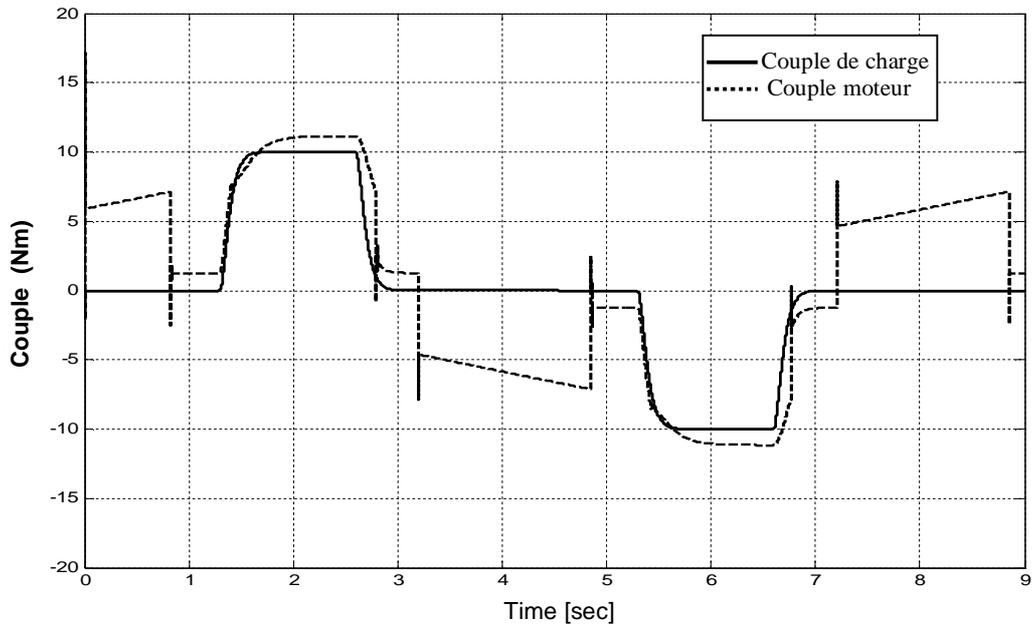


Fig. 3.14: Couple de charge et couple moteur

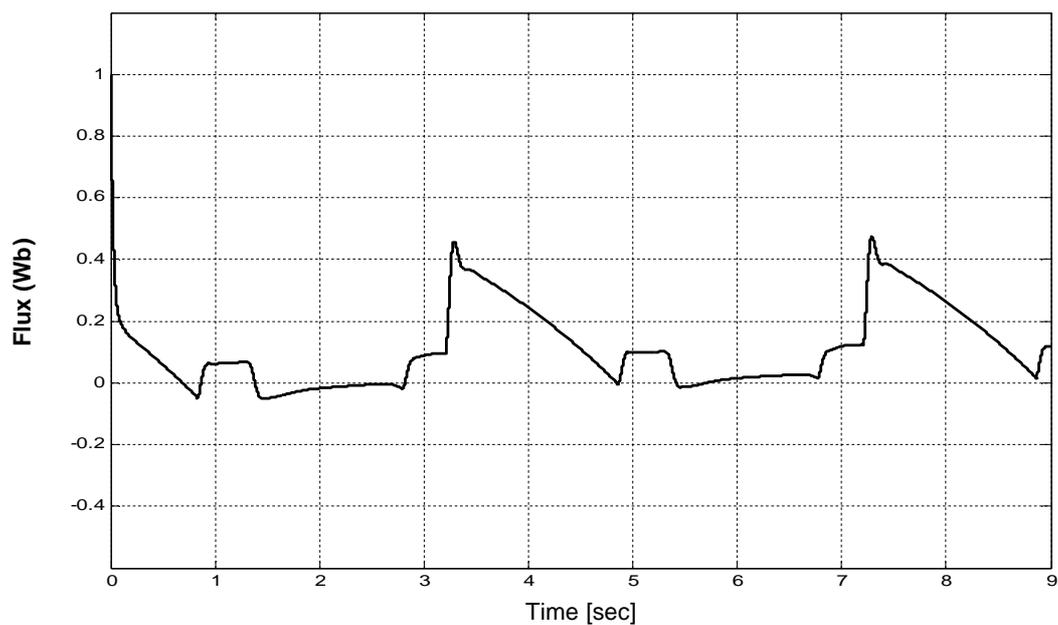


Fig. 3.15: Erreur d'observation du flux

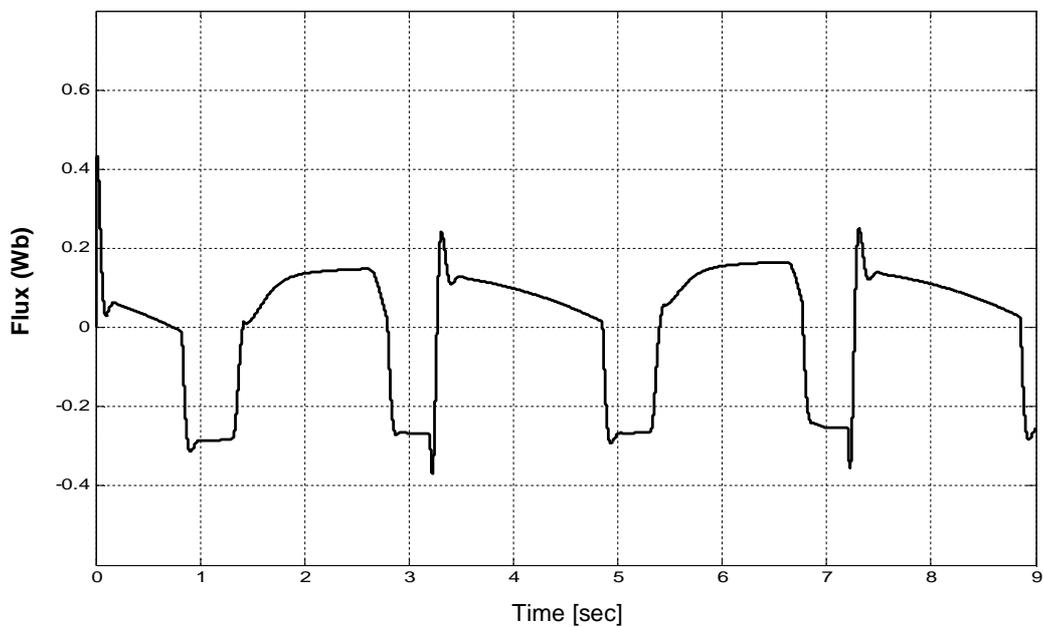


Fig. 3.16: Erreur de régulation du flux

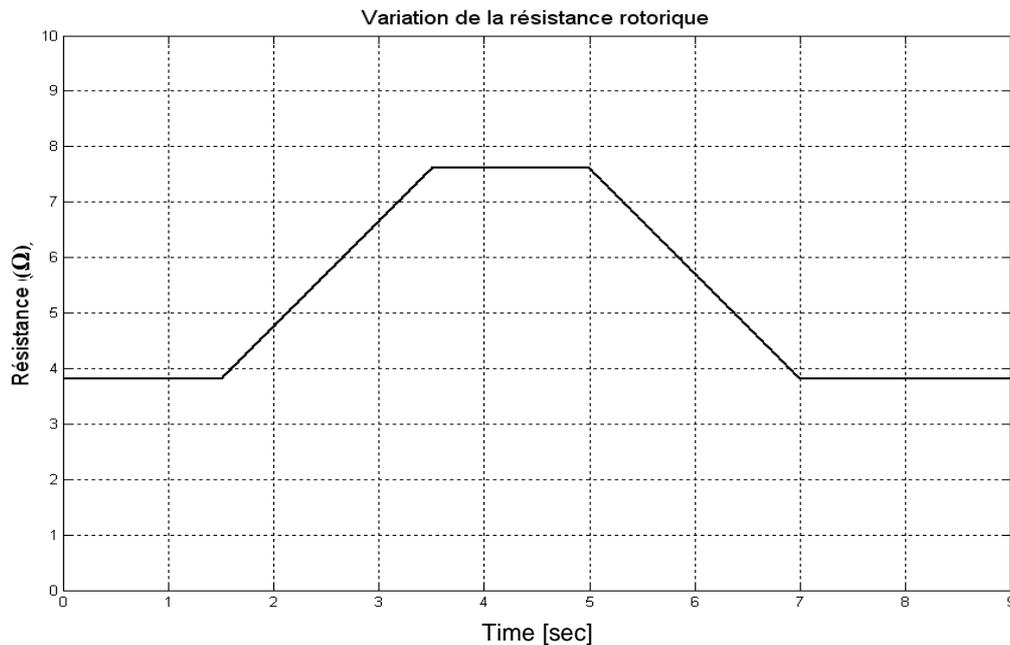


Figure 3.17 : Variation de la résistance rotorique au cours de la commande du moteur

Les résultats obtenus montrent les limitations d'un estimateur de flux pour une commande vectorielle directe en termes de précision et de robustesse. L'estimateur ne donne pas de bonnes performances d'estimation du flux. Les performances de l'estimateur de flux vont se dégrader encore plus devant une variation de la résistance rotorique. Pour cela, et afin d'obtenir une meilleure estimation du flux (donc de meilleures performances de la commande vectorielle directe) différents observateurs ont été appliqués.

3.2.3 Observateur du flux du moteur asynchrone

Il peut s'agir soit de l'observateur de *Luenberger*, soit du filtre de *Kalman*. L'observateur présente l'avantage de corriger l'erreur d'estimation du flux (ou de vitesse), ce qui permet de d'obtenir une meilleure estimation du flux. Ces observateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation du moteur sous forme d'équation de Park, définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à une mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides, cependant leur dynamique dépend des modes propres du moteur, et ils sont peu robustes devant les variations paramétriques (résistance rotorique et statorique, mutuelle, coefficient de fuite...), et avec la température et la fréquence [32]; Un changement de température ou de fréquence provoque une modification de la résistance rotorique, un déplacement

du point de fonctionnement sur la courbe $B(H)$ entraîne un changement de l'influence rotorique. Le couple électromagnétique s'écarte alors de la valeur désirée. **Une erreur sur la position du flux entraîne une perte du découplage**, d'où une altération de la réponse en régime transitoire et en régime permanent. Elle conduit à une dégradation notable de la réponse pour les faibles vitesses de rotation, elle amène des oscillations sur la vitesse et réintroduit une non-linéarité sur le réglage du couple [32]. Une conception d'un observateur robuste devient donc nécessaire. L'étude et la synthèse des observateurs pour l'estimation du flux rotorique seront le sujet des chapitres 4 et 5. Dans le paragraphe suivant, nous allons proposer une nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe afin de réduire l'effet des variations paramétriques sur la commande vectorielle directe.

3.3 Nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe (RDFOC)

L'approche proposée dans ce travail [12] est basée sur l'adaptation de la pulsation statorique à partir de la valeur de l'erreur de poursuite de la vitesse, afin de compenser l'effet des variations des résistances rotoriques et statoriques. Nous allons commencer par la description de la nouvelle technique de compensation des variations paramétriques pour la commande vectorielle directe, puis nous allons effectuer des simulations pour vérifier l'efficacité de la nouvelle technique de compensation des variations paramétriques.

3.3.1 Description de la nouvelle technique de compensation des variations paramétriques

Dans le but d'augmenter la robustesse de la commande vectorielle directe, nous avons proposé une nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe [12]. Cette approche est basée sur l'adaptation de la pulsation statorique, afin de compenser l'effet des variations des résistances rotoriques et statoriques. L'équation 3.3 montre qu'il y a une relation directe entre la valeur de la pulsation de synchronisme et celle de la résistance rotorique. On peut donc écrire ;

$$w_s = w_m + \frac{L_m i_{sq}}{L_r \phi_r} \cdot R_r = f(R_r) \quad (3.26)$$

Ainsi, une variation de la résistance rotorique affectera la valeur de la pulsation de synchronisme. Ce qui peut être exprimé par la relation suivante :

$$\Delta w_s = w_m + \frac{L_m i_{sq}}{L_r \phi_r} \cdot \Delta R_r \quad (3.27)$$

Et, sachant que la pulsation de synchronisme w_s n'est que la dérivée de l'angle statorique θ_s , donc la variation de la résistance rotorique va affecter aussi l'angle statorique. D'autre part, et selon la figure 3.1, on sait que l'angle statorique θ_s définit la position du flux rotorique (donc il définit la qualité du couplage entre le flux et el couple). Ainsi, on déduit qu'une variation de la résistance rotorique affectera directement la qualité du découplage entre le flux et le couple dans la machine asynchrone :

$$[\Delta R_r \rightarrow \Delta w_s \rightarrow \Delta \theta_s \rightarrow \text{Perte de découplage}].$$

La figure 3.18 permet de voir que l'effet de la variation de la résistance rotorique apparait comme un déplacement $\Delta \theta_s$ du vecteur du flux dans le schéma d'orientation du flux rotorique. Une variation $\Delta \theta_s$ va décaler la composante directe du flux ϕ_{rd} par rapport au repère direct d , ce qui s'exprime par la perte de découplage entre le flux et le couple (la composante en quadrature du flux rotorique n'est plus nulle $\phi_{rd} \neq 0$).

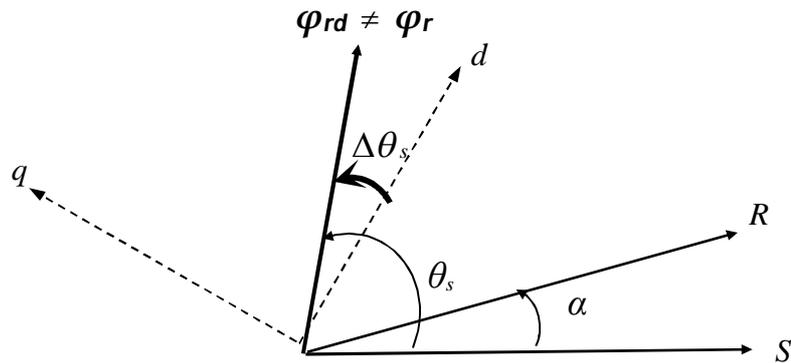


Fig 3.18: Schéma représentatif de la perte de découplage due aux variations paramétriques

On écrit :

$$\theta_s' = \theta_s + \Delta \theta_s \quad (3.28)$$

avec : $\theta_s = \int w_s dt$.

Afin de minimiser le décalage $\Delta \theta_s$ due à la variation de la résistance rotorique, nous avons utilisé l'erreur de poursuite de vitesse du moteur asynchrone $e_{c\Omega}$ qui est la différence entre la référence de vitesse et la vitesse mécanique du moteur. Soit :

$$e_{c\Omega} = \Omega_m^{ref} - \Omega_m \quad (3.29)$$

Le choix de cette erreur de poursuite est motivé par la remarque suivante que nous avons faite pendant la simulation de la commande vectorielle directe du moteur; une variation paramétrique de la résistance rotorique entraîne une erreur de poursuite de la vitesse quand le moteur est entraîné en charge et à vitesse nominale. Ainsi, nous allons utiliser de l'erreur de poursuite de la vitesse du moteur asynchrone pour faire l'estimation et la compensation de la différence de la pulsation statorique $\Delta\omega_s$ qui est due à la variation de la résistance rotorique. Ceci permettra de rendre le vecteur du flux rotorique à nouveau entièrement porté sur l'axe direct d , il en résulte un découplage parfait entre le flux et le couple, donc de meilleures performances de la commande vectorielle directe.

La figure 3.19 montre le schéma de principe de la nouvelle méthode de compensation des variations paramétriques pour la commande vectorielle directe du moteur asynchrone.

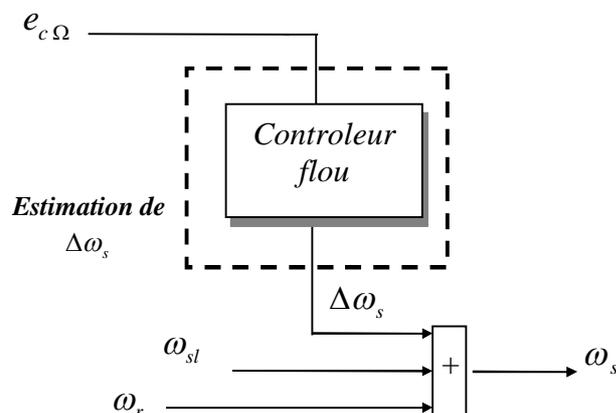


Fig 3.19: Schéma du mécanisme de compensation

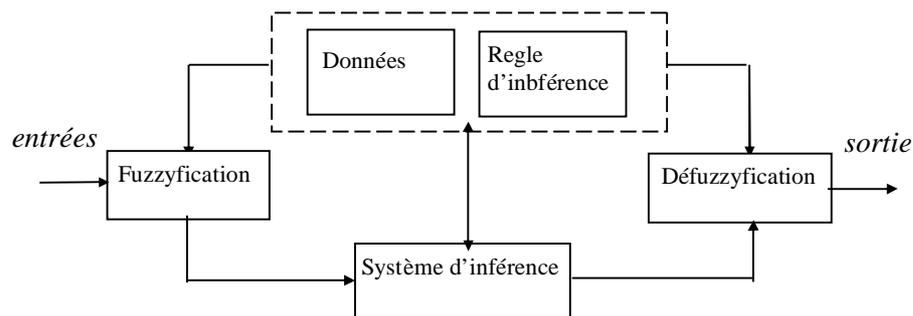


Fig 3.20: Structure du contrôleur flou

La variation de la pulsation rotorique $\Delta\omega_s$ est réalisée à partir de l'erreur de poursuite de vitesse en utilisant un contrôleur flou [72]. Le caractère non linéaire de l'effet de variation de la résistance rotorique sur l'évolution du flux rotorique a motivé l'utilisation d'un contrôleur flou (FLC) pour compenser l'effet des variations paramétriques.

Le contrôleur flou est donc utilisé pour accélérer et améliorer l'estimation de $\Delta\omega_s$. La figure 3.20 montre la configuration d'un contrôleur flou avec une méthode d'inférence floue de type *Mamdani* [50]. Le contrôleur flou contient quatre parties principales; la base de données, la fuzzification, le mécanisme d'inférence, et la partie défuzzification. La base de données est composée des données et des règles d'inférence floues. La base de données est composée des entrées et des sorties des fonctions d'appartenance. Elle est constituée d'un ensemble de règles linguistiques reliant les variables d'entrée floues aux sorties désirée du contrôleur flou. Pour donner la sortie floue équivalente $\Delta\omega_s$, le contrôleur flou utilise la valeur de l'erreur de poursuite de vitesse e_Ω . Les entrées du contrôleur flou sont donc l'erreur $e_1 = e_\Omega$ et sa dérivée temporelle $e_2 = de_\Omega$. Les deux entrées du contrôleur flou sont multipliées par deux gains G_1 et G_2 afin d'obtenir la normalisation de ces entrée floues.

$$e_1 = G_1 (\Omega^*(k) - \Omega(k)) ,$$

$$\text{et } e_2 = G_2 (e_1(k+1) - e_1(k)) \quad (3.30)$$

Pour la conception réussie du contrôleur flou, le choix approprié de ces gains est une tâche cruciale, qui dans bien des cas se fait par essais et erreurs pour atteindre les meilleurs performances de contrôle possible.

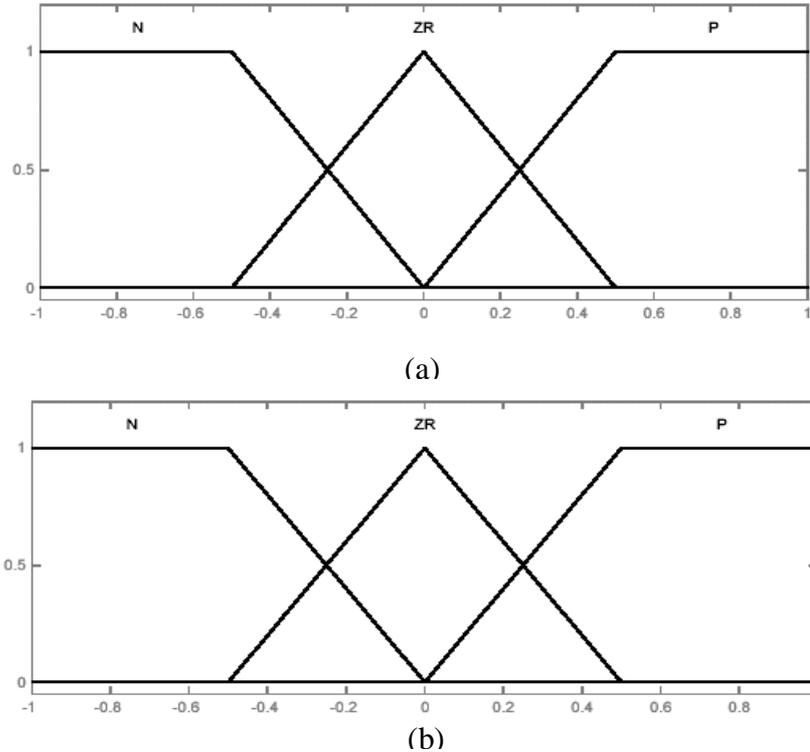


Fig 3.21: Fonctions d'appartenance d'entrée, (a): e_1 , (b): Δe_1

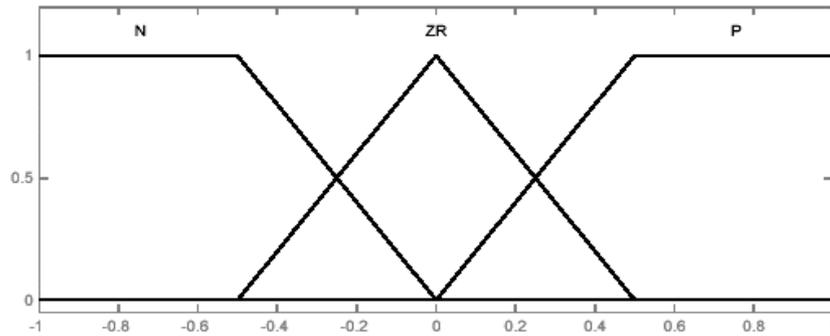


Fig 3.22: Fonction d'appartenance de la sortie

Comme le montre les figures 3.21 et 3.22, les variables numériques (e_1 et e_2) sont converties en variables floues eF et ΔeF en utilisant des fonctions d'appartenance triangulaires. Les fonctions d'appartenance d'entrées sont utilisées pour transformer des entrées numériques en ensembles flous. Dans la phase défuzzification, l'ensemble des valeurs floues sont transformées en sorties numériques par la techniques de défuzzification *centre de gravité*, donnée par l'équation (3.31). z_i est la sortie numérique pour i^{e} nombre de règles, et $\mu(z_i)$ correspond à la valeur de la fonction d'appartenance floue pour un nombre i^{e} de règles. La théorie de la logique floue et des règles d'inférence sera expliquée avec plus de détail dans **Annexe B**. La surface floue décrivant les entrées-sorties du système flou est donnée par la figure 3.23.

$$z = \frac{\sum_{i=1}^n z_i \cdot \mu(z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(z_i)} \quad (3.31)$$

$e_2 \backslash e_1$	N	Z	P
N	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>Z</i>
Z	<i>N</i>	<i>Z</i>	<i>P</i>
P	<i>Z</i>	<i>P</i>	<i>P</i>

Tableau 3.2: règles de base pour le contrôleur flou

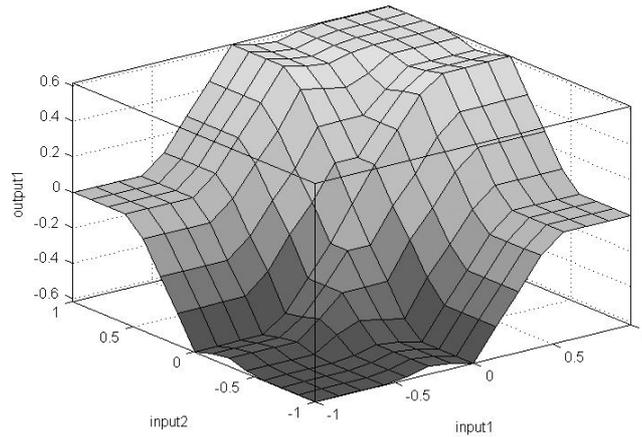


Fig 3.23: surface floue décrivant les entrées-sorties du système flou

La sommation est de 1 à n , ou n est le nombre de règles utilisées pour des entrées floues données. La sortie numérique y est multipliée par un gain G_3 pour obtenir l'action du contrôleur flou. La base de données de règles 3×3 représentée par le tableau 3.3 [72] est appliquée pour réduire la valeur de l'erreur de poursuite de la vitesse du moteur asynchrone. Ces règles floues peuvent être comprises facilement et expliquées intuitivement.

3.3.2 Simulation de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe

Afin de vérifier l'efficacité de la méthode proposée pour la compensation de l'effet des variations paramétriques dans la commande vectorielle directe, nous avons effectué des simulations de commande du MAS en utilisant la technique de compensation décrite dans les paragraphes précédents, en considérant la variation de la résistance rotorique R_r . Le schéma de principe de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe est donné par la figure 3.24.

Pour réaliser l'estimation du flux rotorique, nous avons utilisé un estimateur classique du flux donné par l'équation (3.6). Le régulateur PI classique est utilisé pour la régulation de la vitesse, du flux, ainsi que les courants statoriques. Le temps de simulation est fixé à 1ms. Les paramètres de simulation du MAS sont donnés dans le tableau 3.2. Les trajectoires de références de vitesse, de flux et du couple de charge sont données par la figure 3.25. Le flux de référence est de 1Wb. La figure donnant les références désirées montrent que le couple de charge apparaît en plein vitesse nominale (157 rad/s), et le couple de charge varie 4 fois ; à l'instant $t = 1,3s$ de 0 à 10 Nm (couple nominal), à $t = 2,6s$ de 10 à 0 Nm, à $t = 5,3s$ de 0 à -10 Nm, et à $t = 6,6s$ de -10 à 0 Nm. On va commencer par la simulation de la nouvelle approche robuste de

la commande vectorielle directe sans variation de la résistance rotorique, puis, nous allons faire la simulation de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle avec une augmentation de 50% sur la valeur de R_r . Enfin, nous allons comparer les résultats obtenues par la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle avec ceux déjà réalisés par une commande vectorielle directe, afin de montrer les améliorations obtenues par la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle.

Les figures 3.26, 3.27, 3.28 et 3.29 donnent les résultats de simulation de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle. La figure 3.26 représente l'erreur de poursuite de vitesse. La figure 3.27 montre le couple de charge et le couple moteur du MAS. Les figures 3.28 et 3.29 montrent les erreurs d'observation et de régulation du flux rotorique. Les figures 3.30, 3.31, 3.32 et 3.33 donnent les résultats de simulation de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe avec augmentation de R_r . La figure 3.30 représente l'erreur de poursuite de vitesse. La figure 3.32 donne l'évolution du couple de charge ainsi que l'évolution du couple moteur du moteur. Les figures 3.32 et 3.33 montrent les erreurs d'observation et de régulation du flux rotorique. La figure 3.34 montre l'évolution de la sortie du contrôleur flous qui est l'estimation de la variation de la pulsation statorique $\Delta\omega_s$.

- **Nouvelle approche de la Commande vectorielle directe sans variation de R_r**

La figure 3.26 montre que la vitesse suit sa référence avec une bonne dynamique et sans dépassement. L'erreur statique de vitesse s'annule même pendant l'application du couple de charge en pleine vitesse nominale. La variation de vitesse suite à l'application ou à l'élimination du couple de charge est très rapide et de valeur très limitée. La figure 3.27 montre que le couple moteur suit le couple de charge quand la vitesse du moteur est constante. Durant l'augmentation et la diminution de la vitesse, une différence de ± 7 Nm apparaît entre les deux couples (moteur et de charge). La figure 3.28 montre une bonne poursuite de flux. La valeur du flux rotorique reste constante pour satisfaire les objectifs de la commande vectorielle. Cependant, la figure 3.29 montre une petite erreur d'observation du flux qui augmente avec l'application du couple de charge.

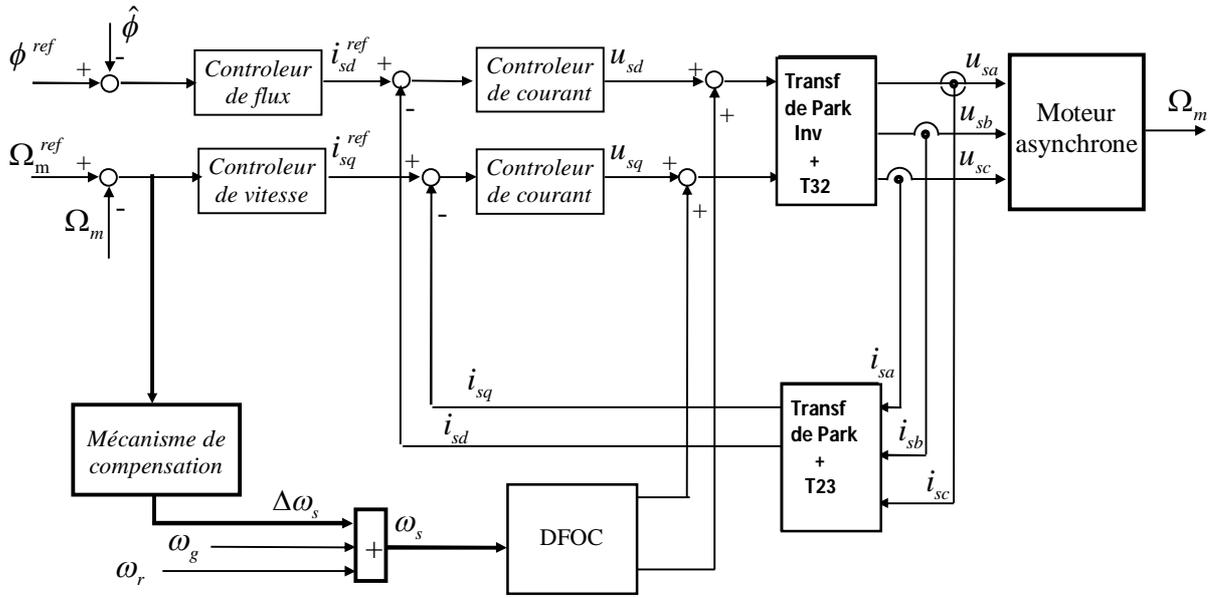


Fig.3.24: Schéma de principe de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe

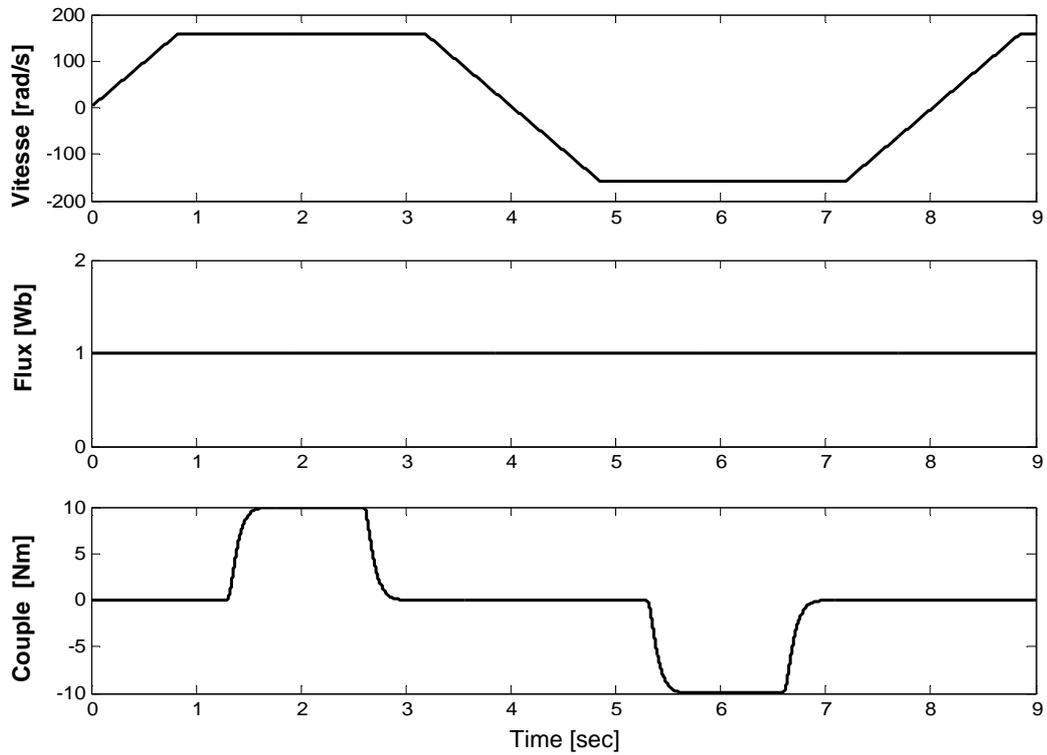


Fig.3.25: Trajectoires de référence

Nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe -
sans variation de la résistance rotorique

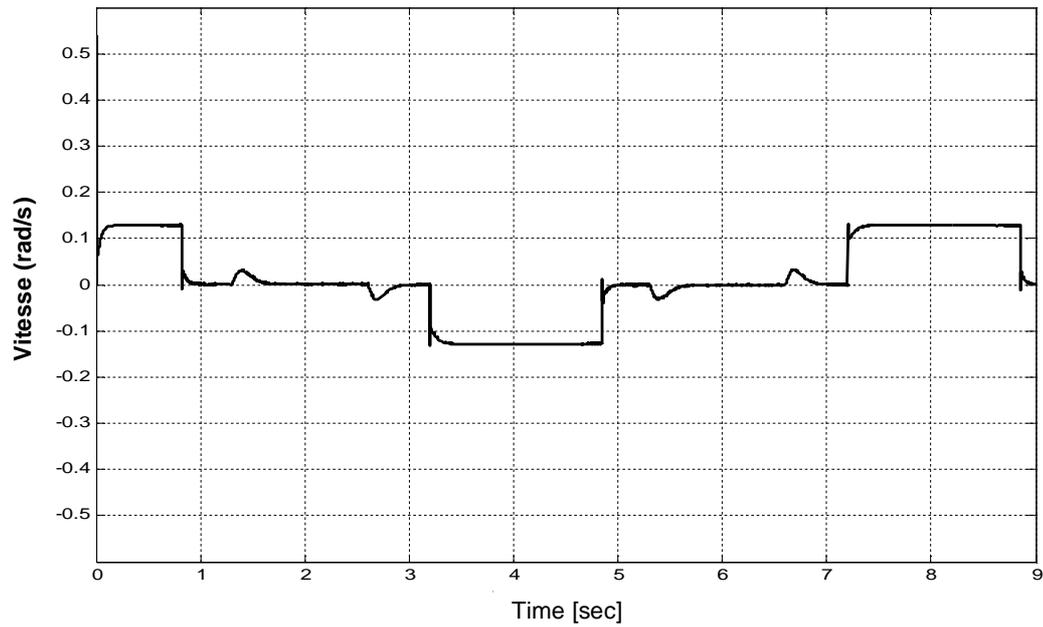


Fig. 3.26: Erreur de poursuite de vitesse

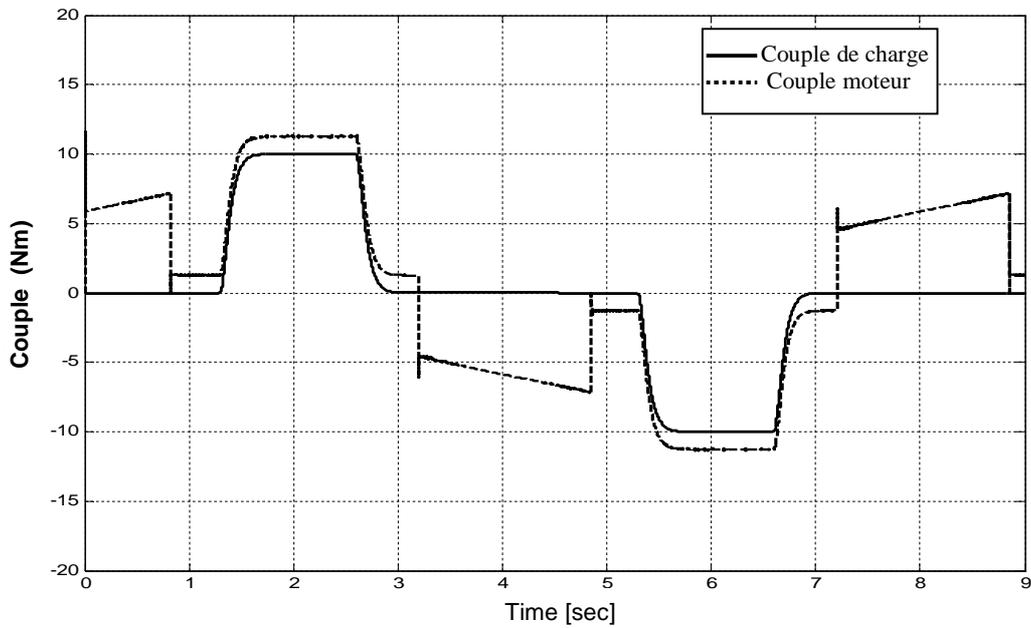


Fig. 3.27: Couple de charge et couple moteur

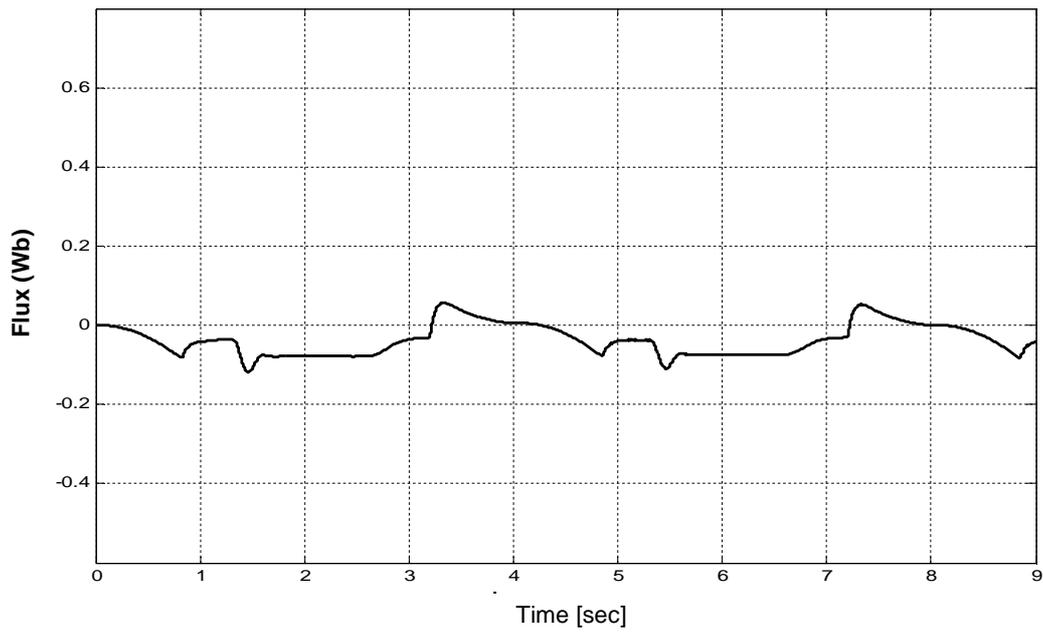


Fig. 3.28: Erreur d'observation du flux

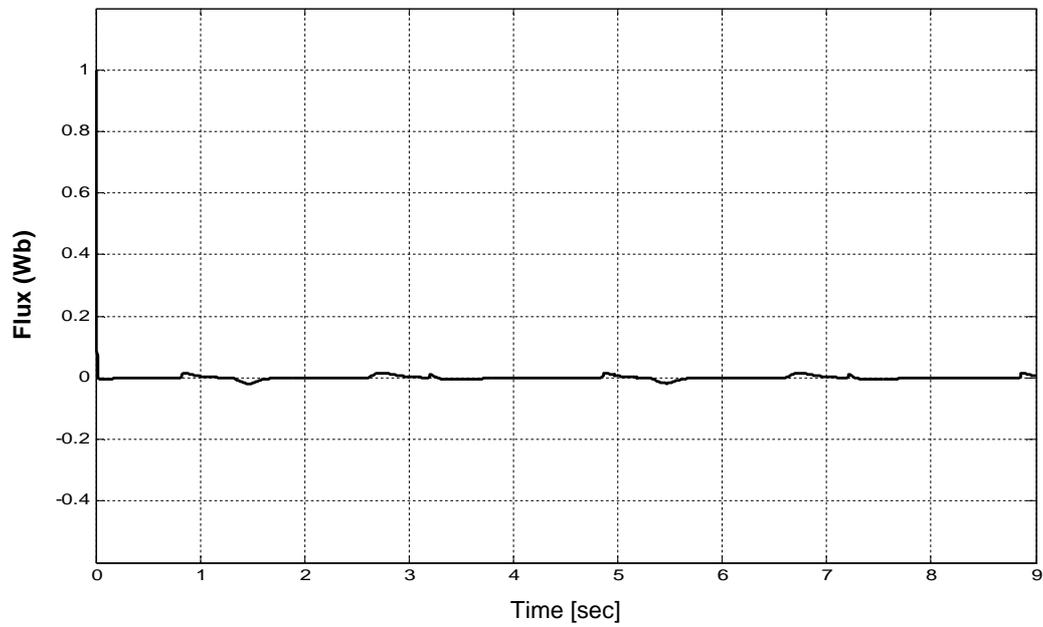


Fig. 3.29: Erreur de régulation du flux

Nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe -
avec variation de la résistance rotorique

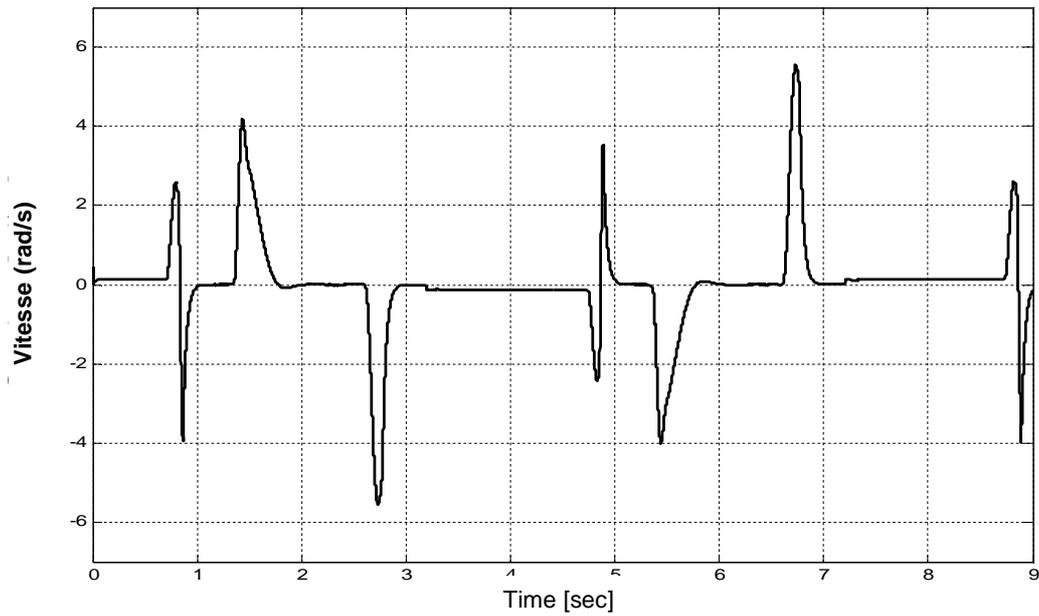


Fig. 3.30: Erreur de poursuite de vitesse

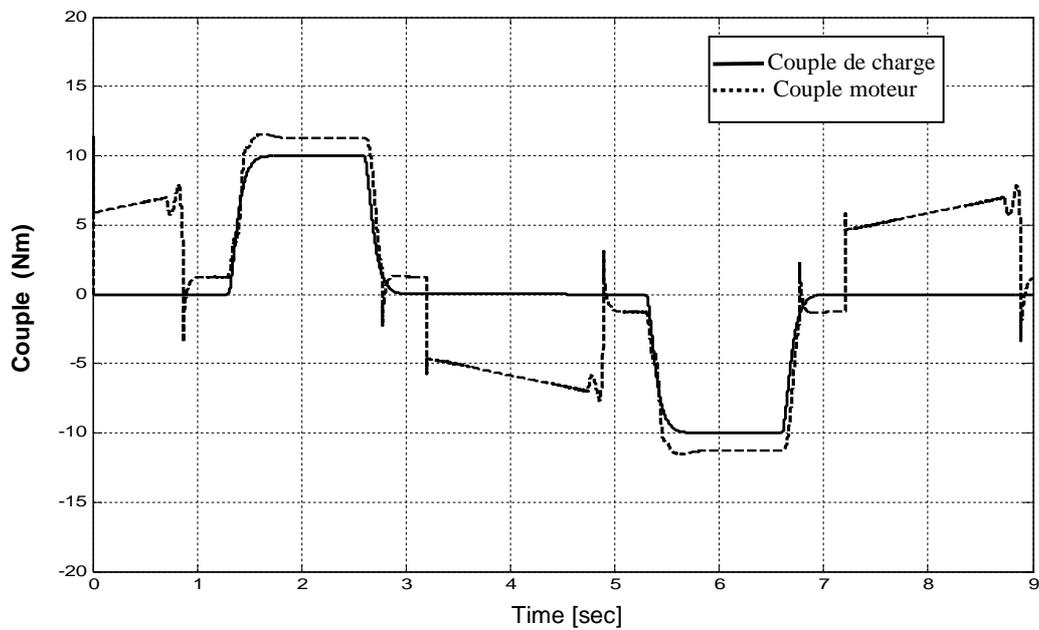


Fig. 3.31: Couple de charge et couple moteur

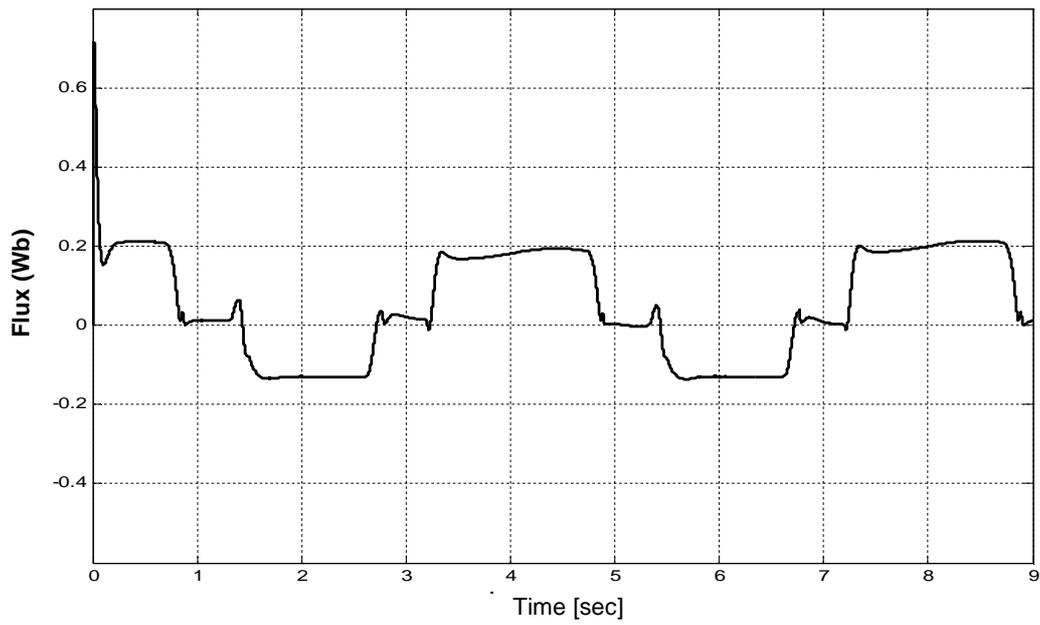


Fig. 3.32: Erreur d'observation du flux

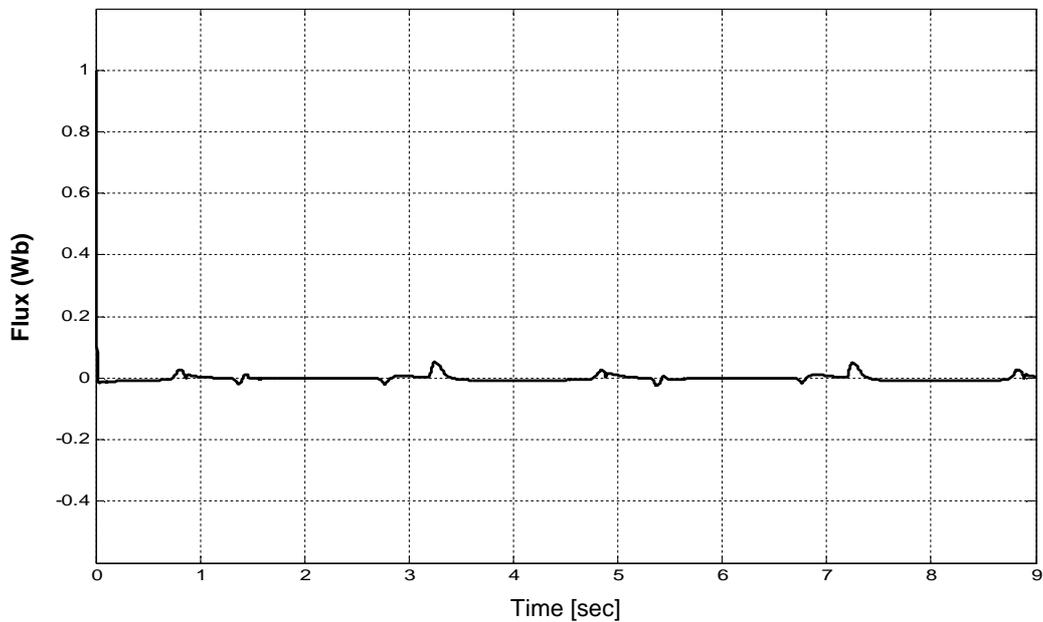


Fig. 3.33: Erreur de régulation du flux

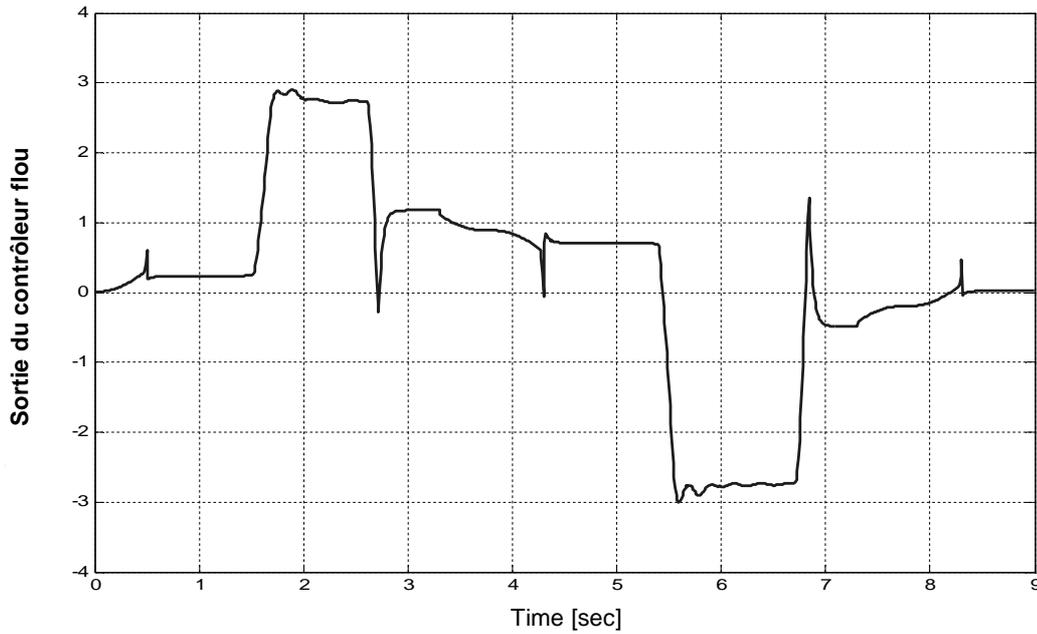


Fig. 3.34: Estimation de la variation de la pulsation statorique

- **Nouvelle approche de la Commande vectorielle directe avec variation de R_r**

Comme le montre la figure 3.30, la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe permet d'apporter une grande amélioration sur les performances de la poursuite de vitesse du moteur asynchrone notamment en régime statique. L'erreur statique est quasi-nulle (en charge et à vide). Cependant on note de petits dépassements de la vitesse de 5% (sous forme de pics très perfs), lors de la variation de la consigne. On note aussi des variations rapides d'amplitudes limitées de la vitesse lorsque le couple de charge est appliqué (des variations de 5% de la vitesse nominale).

La figure 3.31 montre une bonne poursuite du couple moteur en termes de rapidité. Cependant, et come pour la réponse de la vitesse, on note aussi la présence de petits pics et de petites oscillations dans la réponse du couple au moment des variations de consigne de la vitesse.

La nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe donne de bonnes performances de régulation du flux rotorique (figure 3.33). L'effet de la variation de la résistance rotorique apparait le plus sur la courbe d'estimation du flux rotorique (figure 3.32). En effet, on peut remarquer une erreur d'estimation de flux assez considérable, notamment lors de l'application du couple de charge.

- **Nouvelle approche de la Commande vectorielle directe en basse vitesse**

Afin de vérifier les performances de la commande vectorielle robuste proposée nous allons effectuer des simulations de cette commande en basse vitesse pour voir si cette commande permet de donner une bonne précision pour la poursuite de la vitesse et pour la régulation du flux rotoriques dans le cas d'une variation dur la valeur de la résistance rotorique (100% sur R_r). Les figures suivantes présentent les résultats de simulation avec la commande vectorielle robuste proposée avec une vitesse de référence de l'ordre de (15,7 rad/s) avec application du couple de charge comme pour les simulations précédentes : [$t = 1,3 s$] de 0 à 10 Nm, à [$t = 2,6 s$] de 10 à 0 Nm, à [$t = 5,3 s$] de 0 à -10 Nm, et à [$t = 6,6 s$] de -10 à 0 Nm. Le flux de référence est toujours fixé à 1 Wb.

Nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe avec variation de la résistance rotorique

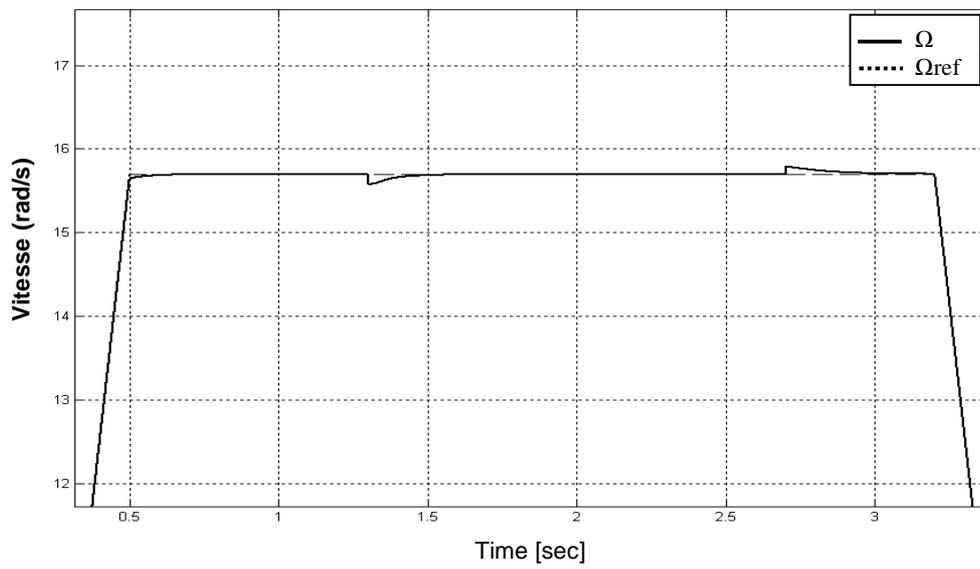
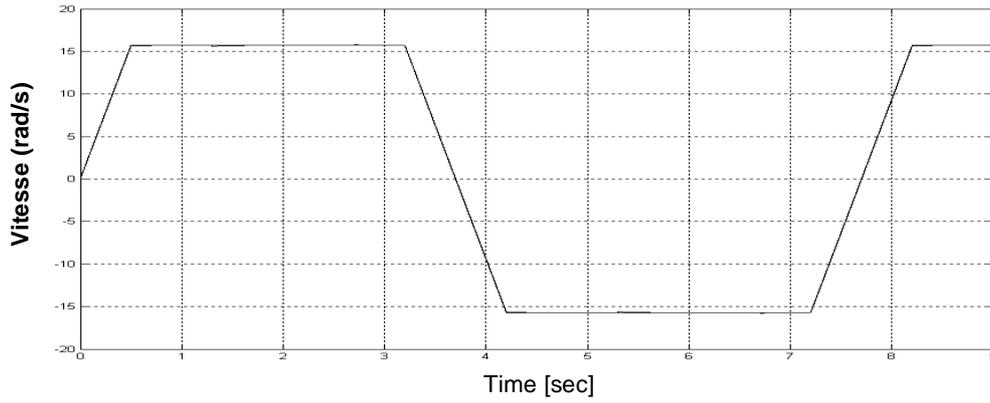


Fig. 3.35: Poursuite de vitesse

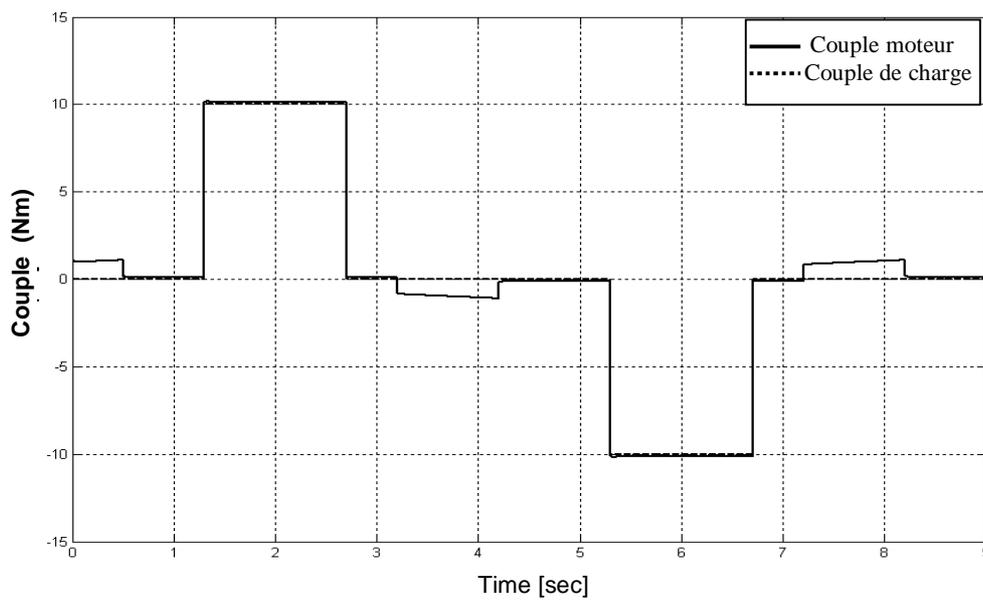


Fig. 3.36: Couple moteur et couple de charge

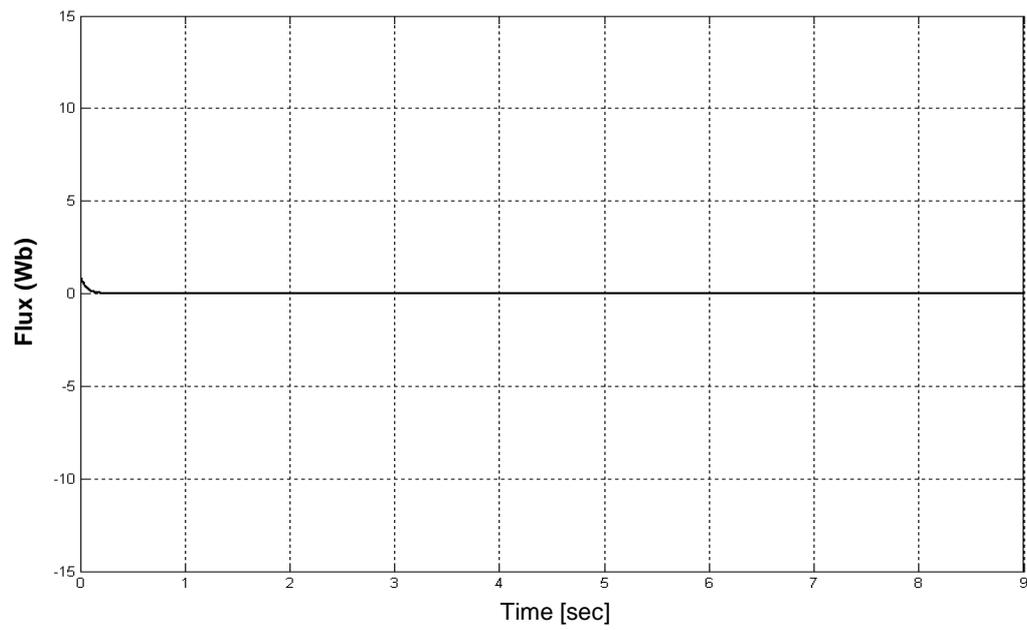


Fig. 3.37: erreur de régulation du flux

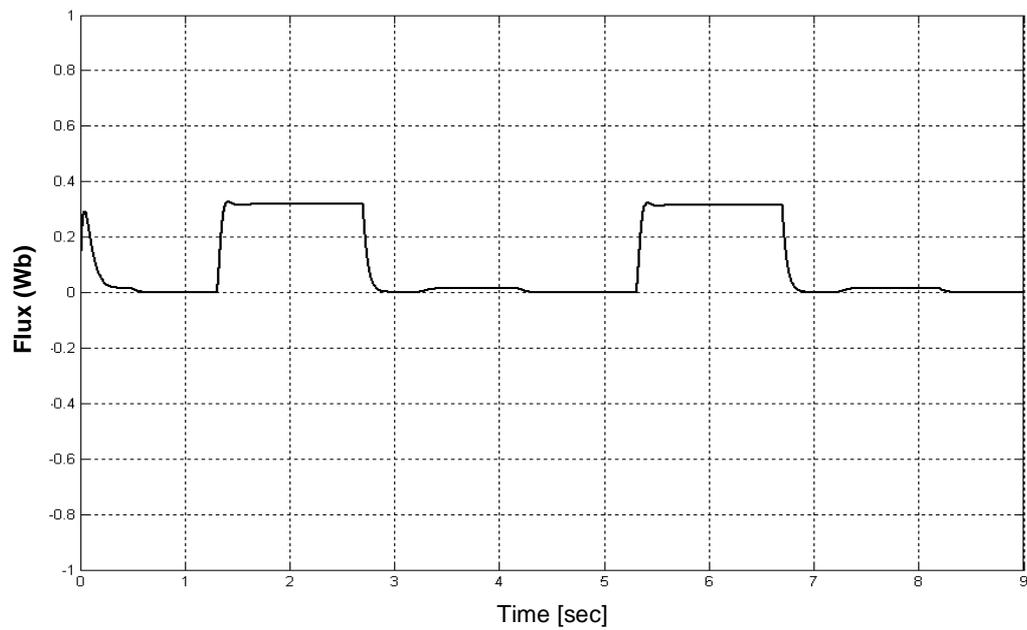


Fig. 3.38: erreur d'observation du flux

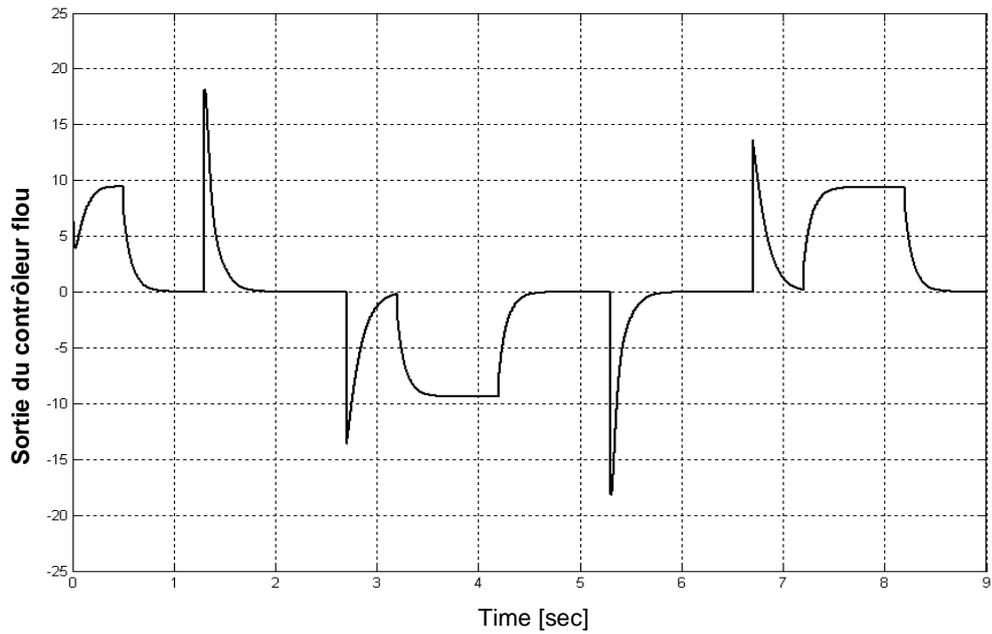


Fig. 3.39: Estimation de la variation de la pulsation statorique Δw_s

Pour le cas de la commande vectorielle directe robuste avec poursuite à basse vitesse et variation de la résistance rotorique, les résultats de simulation obtenus montrent de meilleurs résultats à basse vitesse que ceux à vitesse nominale ; avec une très bonne poursuite de la vitesse (figures 3.35) et de bonnes performances pour la régulation du flux rotorique (figures 3.37), et du couple moteur (figures 3.36). Cependant on note une erreur d'estimation du flux rotorique au moment de l'application du couple de charge (figure 3.38), qui est supérieur à celle de la commande vectorielle robuste avec variation paramétrique et vitesse nominale.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par montrer à travers des simulations les limites de l'estimateur de flux associé a une commande vectorielle directe, d'où l'intérêt de l'emploi d'un observateur de flux pour obtenir de meilleurs performances d'estimation du flux.

A cause de l'effet des variations paramétriques, nous avons aussi proposé une nouvelle approche d'une commande vectorielle directe robuste contre les variations paramétriques. L'approche proposée fait l'ajustement de la vitesse de synchronisme afin de compenser l'effet des variations paramétriques sur les performances et la robustesse de la commande vectorielle directe. Les performances de la commande proposée ont été comparées avec ceux de la commande vectorielle directe classique avec variation de la résistance rotoriques. Les résultats de simulation montrent une amélioration de la robustesse de la commande vectorielle directe contre la variation de la résistance rotorique, principalement pour la poursuite de vitesse et du flux rotorique. Néanmoins cette commande introduit de petits dépassements lors des changements de consigne, pour cela on va essayer de réaliser la robustesse de la commande vectorielle directe à travers la synthèse d'observateurs robustes.

Chapitre 4

Synthèse d'observateurs de flux pour la commande vectorielle du moteur asynchrone

4.1 Introduction

Les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour la commande des moteurs électriques sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux), ou pour des problèmes de coût (vitesse). Il est donc nécessaire de reconstituer ces grandeurs à l'aide d'estimateurs (en bo), ou à l'aide d'observateurs (en bf) [30]. Cependant, le modèle mathématique de ces estimateurs est basé sur celui des moteurs. Ainsi, ces estimateurs seront sensibles aux variations paramétriques des moteurs électriques, ce qui peut causer la dégradation des performances de la commande des moteurs. Afin d'obtenir un observateur du flux du moteur asynchrone robuste contre les variations paramétriques, plusieurs observateurs ont été développés. Dans ce travail, nous avons choisit d'utiliser un observateur adaptatif du flux pour l'estimation robuste du flux rotorique du moteur asynchrone. Dans la suite, nous allons commencer par un rappel sur la théorie des observateurs, puis nous allons expliquer le fonctionnement de l'observateur adaptatif du flux, puis nous allons utiliser cet observateur pour l'estimation du flux rotorique dans une stratégie de commande vectorielle directe du moteur asynchrone.

4.2 Principe d'un observateur

Un *observateur* est un modèle mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées. Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et des sorties passées. Cette estimation doit être obtenue en temps réel, l'observateur revêt usuellement la forme d'un système dynamique. Dans la pratique, les observateurs peuvent prendre deux formes différentes [42]: *observateur d'ordre réduit* où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites (cas de l'observateur du flux du moteur asynchrone), et l'*observateur d'ordre complet* pour lequel toutes les variables d'états sont reconstruites.

Définition 1 [3, 24]: On appelle observateur (reconstructeur) d'un système dynamique S ;

$$S \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (4.1)$$

un système dynamique auxiliaire O , dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer, et dont le vecteur de sortie est l'état estimé $\hat{x}(t)$;

$$O \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f_0(\hat{x}(t), u(t)) \\ \hat{y}(t) = h_0(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (4.2)$$

tel que l'erreur entre le vecteur d'état $x(t)$ et son estimée $\hat{x}(t)$ **tend asymptotiquement vers zéro** :

$$\|e(t)\| = \|x(t) - \hat{x}(t)\| \rightarrow 0 \quad \text{quand } t \rightarrow \infty \quad (4.3)$$

Le schéma d'un observateur d'état est donné sur la figure (4.1).

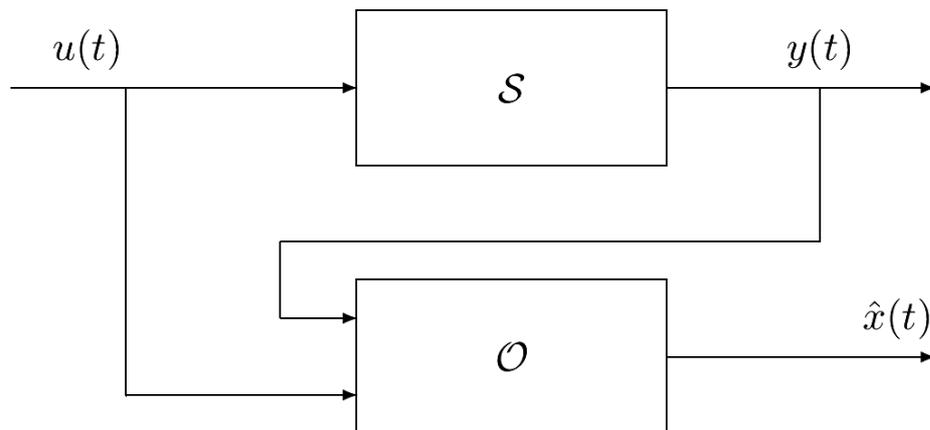


Figure 4.1 : Schéma de principe d'un observateur.

Avant toute synthèse d'observateur, on doit se demander si sa conception est possible. La notion d'observabilité et certaines propriétés des entrées appliquées au système fournissent des conditions nécessaires à la synthèse d'un observateur. Nous discutons dans cette partie de l'observabilité des systèmes linéaires. La notion d'observabilité caractérise le fait que la sortie contienne d'une certaine façon l'information sur l'état.

* Dans la suite, nous supprimons le paramètre (t) relatif au temps, pour ne pas alourdir le texte.

4.3 Synthèse d'observateurs pour les systèmes linéaires

4.3.1 Observabilité

Le problème de l'observabilité revient à répondre à la question suivante ; peut-on à partir de la seule connaissance de l'entrée u et de la sortie y sur un intervalle de temps fini $[0, T]$, reconstruire l'état interne du système x sur cet intervalle $[0, T]$. Pour les systèmes linéaires invariants, ce problème se ramène en fait à la possibilité de reconstruire l'état interne initial x_0 à partir de l'observation de la seule sortie y en l'absence d'entrée u [8].

Définition 2: Le système (4.1) est observable si ; étant donné l'instant t_0 , il existe un instant fini t_1 tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quelque soit l'entrée du système [37, 66].

4.3.2 Observabilité des systèmes linéaires

Considérons le système dynamique linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A \cdot x + B \cdot u \\ y(t) &= C \cdot x \end{aligned} \tag{4.4}$$

Où $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$ et $y(t) \in R^p$. Les matrices A , B et C sont de dimensions appropriées. La matrice d'observabilité du système (2.4) est définie par ;

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix}$$

L'observabilité du système (4.4) est garantie si le rang de la matrice de l'observabilité O est égal à n [3]. Une fois l'observabilité d'un système linéaire vérifiée, on peut procéder à une synthèse d'un observateur pour ce système, qui permet de reconstituer la variable d'état x à l'aide des entrées et des sorties du système.

Dans la suite nous allons faire une brève description d'un cas particulier d'un observateur linéaire ; l'observateur de Luenberger. Le but étant de faire une introduction pour les observateurs non-linéaires que nous allons utiliser par la suite pour l'estimation du flux rotorique du moteur asynchrone. Un tel observateur permet aussi d'expliquer d'une façon simplifiée la robustesse d'un système commandé à travers un observateur.

4.3.3 Observateur de Luenberger

Les premiers observateurs utilisés pour la commande des systèmes ont été les observateurs de *Kalman* et de *Luenberger* [49]. Ces observateurs ont donné de bons résultats pour l'estimation des paramètres non-mesurables. Le *filtre de Kalman* est utilisé dans le cas des systèmes stochastiques, et l'observateur de Luenberger est utilisé pour les systèmes linéaires déterministes. La structure de l'observateur de Luenberger est donnée par la figure (4.2). Elle fait intervenir, un estimateur fonctionnant en boucle ouverte (prédicteur) qui est caractérisé par la même dynamique du système. La structure complète inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle de l'estimateur. L'observateur fonctionne donc en boucle fermée. Le système linéaire pour lequel on veut réaliser un observateur est décrit par les équations suivantes ;

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (4.5)$$

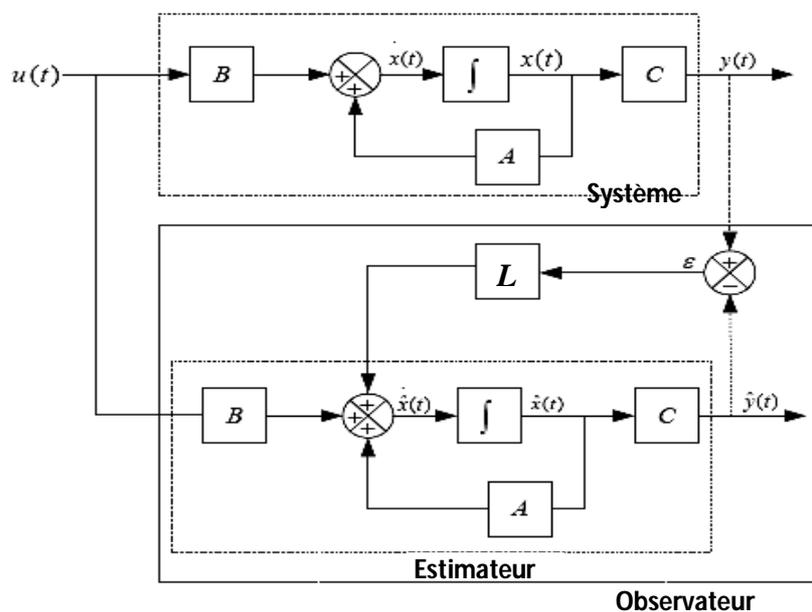


Figure 4.2 : Schéma bloc d'un observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger est une copie du système réel plus un terme de gain dans le retour de la correction de l'erreur d'estimation. Sa représentation d'état est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{x} = A \cdot \hat{x} + B \cdot u + G \cdot e \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} \end{cases} \quad (4.6)$$

avec ; $e = x - \hat{x}$ est l'erreur d'estimation qui évolue selon l'équation suivante :

$$e(t+1) = (A - G \cdot C) e(t) \quad (4.7)$$

Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur estimé \hat{y} par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit l'erreur de l'observation $e(t) = y(t) - \hat{y}(t)$. Cette erreur est multipliée par la matrice des gains G , et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} par le retour d'état. Un choix judicieux de cette matrice permettra de régler les valeurs propres de $A - G \cdot C$ pour qu'elles soient à parties réelles strictement négatives. **On pourra aussi modifier la dynamique de l'observateur** afin d'augmenter la vitesse de convergence de l'erreur d'observation vers zéros. La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer [38]. La matrice des gains G **régit la dynamique ainsi que la robustesse de l'observateur**. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [31]. Ainsi, on peut classer les performances d'un observateur de la façon suivante :

1. Stabilité de l'observateur définie par les gains de la matrice des gains.
2. La dynamique de l'observateur : vitesse de convergence de l'observateur.
3. **La robustesse de l'observateur vis-à-vis des perturbations** : pour le cas du MAS les perturbations qui influencent la sortie de l'observateur sont les variations des résistances rotorique et statorique.

L'observateur étant en boucle fermée, la dynamique de l'observateur va donc s'ajouter à celle du système à commander. Donc elle va influencer la commande du système. Le rôle d'un observateur robuste sera donc d'adapter ces paramètres (les paramètres de la matrice d'état) de telle manière **à ce qu'il ne devient pas une source d'instabilité pour la commande du moteur**. La robustesse d'un système étant par définition liée à deux propriétés ; la stabilité et les performances du système [44, 60]. Ainsi, nous devons réaliser un observateur de flux capable de garder de bonnes performances d'estimation et garder la convergence de l'estimation du flux rotorique.

4.4 Synthèse d'observateurs pour les systèmes non-linéaires

4.4.1 Observabilité des systèmes non linéaires

L'observabilité des systèmes non-linéaires constitue une notion plus complexe que celle des systèmes linéaires. En effet, pour les systèmes non-linéaires, l'observabilité dépend des ent-

rées appliquées au système et des états initiaux [16]. On introduit les notions d'*observabilité uniforme* et d'*observabilité globale* pour surmonter les difficultés liées à ces problèmes [39]. L'observabilité des systèmes non-linéaires est définie à partir de la notion d'indiscernabilité (ou d'indistinguabilité) [34]. Une bonne synthèse sur ces notions à été faite par [17, 30].

L'expression générale d'un système non-linéaire est donnée par la formule 4.8.

$$S_{NL} \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.8)$$

ou l'état $x(t) \in \mathbb{R}^n$, le vecteur de commande $u(t) \in \mathbb{R}^m$ et la sortie mesurée $y(t) \in \mathbb{R}^p$.

Définition 3: (Discernabilité - indiscernabilité) [28]:

Deux états initiaux $x_0, x_1 \in V_x$, tel que $x_0 \neq x_1$ sont dits distinguables dans V_x si ;

$\exists t \geq 0$ et $\exists u : [0, t] \rightarrow U$ une entrée admissible telle que les trajectoires des sorties issues respectivement de x_0 et x_1 restent dans V_x pendant la durée $[0, t]$ et vérifient $y(t, x_0, u(t)) \neq y(t, x_1, u(t))$; dans ce cas, on dira que u distingue x_0 et x_1 dans V .

Réciproquement, deux états initiaux $x_0, x_1 \in V_x$ tel que $x_0 \neq x_1$ sont dits indistinguables si $\forall t \geq 0$ et $\forall u : [0, t] \rightarrow U$ pour lesquels les trajectoires issues de x_0, x_1 restent dans V_x on a $y(t, x_0, u(t)) = y(t, x_1, u(t))$.

Il est maintenant possible de donner une définition de l'observabilité d'un système en un point, et par extension, de définir un système observable.

Définition 4: (Observabilité locale) [39] :

Un système est localement observable en $x_0 \in V_x$ s'il existe un voisinage V_x de x_0 tel que, tout $x \in V_x$ ($x \neq x_0$) est V discernable de x_0 .

Définition 5: (Observabilité globale) [39]:

Un système est globalement observable sur V_x si tout couple d'état initiaux distincts $[x_1, x_2]$ est V discernable.

Définition 6: (Observabilité locale faible) [15, 28, 39]:

On dit que le système S_{NL} est localement faiblement observable en x_0 s'il existe un voisinage ouvert V_{x_0} de x_0 tel que pour tout voisinage ouvert $V'_{x_0} \subset V_{x_0}$, l'ensemble des points qui sont indistinguables de x_0 dans V'_{x_0} via les trajectoires dans V'_{x_0} est le point x_0 lui-même..Un système est donc localement faiblement observable si tout état

x_0 peut être instantanément distingué de ses voisins en utilisant les trajectoires qui restent dans un voisinage de x_0 .

Dans le but de traduire cette propriété d'observabilité par une condition de rang comme dans le cas des systèmes linéaires, nous sommes amenés à définir l'espace d'observation.

Définition 7: (Espace d'observabilité) [15, 28, 39]:

L'espace d'observation du système S_{NL} est le plus petit sous-espace vectoriel, O , de fonctions de V à valeurs dans l'espace de sortie qui contienne h_1, \dots, h_p , et qui soit fermé pour la dérivation de Lie par rapport à tous les champs de vecteurs du type $f_u(x) = f(u, x)$, $u \in U$, fixé.

Définition 8: (Observabilité au sens du rang) [15, 28, 39]:

Soit dO l'espace des différentielles des éléments de O . Désignons par $dO(x_0)$ l'évaluation de dO en x_0 . Le système S_{NL} est localement faiblement observable en x_0 si ;

$$\dim dO(x_0) = n \quad (4.9)$$

Soit ;

$$\text{rang}_K \begin{pmatrix} dh \\ dL_f h \\ \cdot \\ \cdot \\ dL_f^{n-1} h \end{pmatrix} = n$$

Nous rappelons l'opérateur dérivé de Lie d'une fonction le long d'un champ de vecteurs $f(x) = [f_1(x) \dots f_m(x)]$: $L_f h(x) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$. De façon récursive, nous définissons $L_f^p h(x) = L_f(L_f^{p-1} h(x))$, avec $L_f^0 h(x) = h(x)$.

Ou bien on peut représenter ce vecteur avec une définition algébrique équivalente :

$$\text{rang}_K \begin{pmatrix} dy \\ d\dot{y} \\ \cdot \\ \cdot \\ dy^{(n-1)} \end{pmatrix} = n \quad (4.10)$$

La condition (4.8) est appelée condition du rang. Si cette condition est satisfaite pour

tout $x_0 \in V$, on dit que le système S_{NL} est observable au sens du rang.

Cela implique que tout état x peut être déduit de la connaissance de la sortie et d'un nombre fini de ses dérivées. Un critère seulement suffisant est que le Jacobien (4.11) soit de rang plein.

$$\frac{\partial(y, \dots, y^{n-1})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \quad (4.11)$$

4.5 Synthèse d'observateur de flux rotorique pour le MAS

4.5.1 Observabilité de la machine asynchrone avec mesure de la vitesse

Le but étant de réaliser un observateur de flux du moteur asynchrone, toute conception d'un observateur non-linéaire doit être précédée de l'étude de l'observabilité du système pour lequel on veut réaliser cette observation. Avant d'entamer l'étude de l'observabilité du moteur asynchrone, nous allons réaliser une simplification du modèle d'observation du moteur asynchrone qui va montrer son utilité au cours de l'étude de l'observabilité du moteur. Le moteur asynchrone est décrit par l'équation d'état suivante dans un repère quelconque en utilisant la notation complexe :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_r = -(a + j(\omega_k - \omega_r)) \Phi_r + \frac{L_m}{T_r} I_s \\ \frac{d}{dt} I_s = \frac{L_m}{b} (a - j\omega_r) \Phi_r - (a + j\omega_k) I_s + \frac{1}{\sigma L_s} U_s \\ \frac{d}{dt} \omega_r = p^2 \frac{L_m}{JL_r} \text{Im}(I_s \Phi_r^*) - p \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (4.12)$$

Le vecteur d'état comporte les deux composantes du flux rotorique et les deux composantes du courant statorique.

Sachant que $\omega_r = p\Omega$, on peut reprendre l'équation 2.21 qui montre que la matrice d'état est exclusivement en fonction de la vitesse mécanique du moteur.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\Omega) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \quad (4.13)$$

Si on choisit d'écrire le modèle d'observation du MAS dans le repère synchrone ($\omega_k = \omega_s$), on obtient la représentation d'état suivante ;

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_r \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(a + j(\omega_s - \omega_r)) & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j \cdot \omega_r \right) & -(a + j \cdot \omega_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_r \\ I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} U_s \quad (4.14)$$

avec ;

$$I_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_r \\ I_s \end{bmatrix}$$

a. Etude de l'observabilité du moteur asynchrone pour le cas linéaire Ω

Si on suppose que la vitesse de rotation **varie lentement et reste constante pendant un pas de calcul**, l'étude de l'observabilité du moteur sera simplifiée.

Le calcul de la matrice d'observabilité en notation complexe donne ;

$$O = \begin{bmatrix} C \\ C A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j \cdot \omega_r \right) & -(a + j \cdot \omega_s) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Le déterminant de la matrice d'observabilité O est ;

$$\det(O) = -\frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j \cdot \omega_r \right) \quad (4.16)$$

Le carré du déterminant de la matrice d'observabilité complexe donne le déterminant de la matrice d'observabilité O .

$$\det(O) = |\det(O)|^2 = \frac{L_m^2}{b^2} \left(\frac{1}{T_r^2} + \omega_r^2 \right) \quad (4.17)$$

Ce résultat signifie théoriquement que quelque soit la vitesse mécanique , le système est observable même pour la vitesse nulle.

b. Etude de l'observabilité du moteur asynchrone pour le cas non-linéaire

Pour l'étude de l'observabilité du moteur asynchrone dans le cas non-linéaire, on va considérer le modèle du moteur asynchrone dans le repère α, β donné par l'équation 2.15 ; en considérant le couple de charge non comme une entrée, mais comme une variable d'état. Soit ;

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g \cdot u \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (4.18)$$

avec ;

$$x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & \Omega & T_l \end{bmatrix}^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -a x_1 + \frac{K}{T_r} x_3 + K p x_4 x_5 \\ -a x_2 + \frac{K}{T_r} x_4 - K p x_3 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_3 x_5 \\ p^2 \frac{M}{JL_r} (x_2 x_3 - x_4 x_1) - \frac{f_c}{J} x_5 - \frac{x_6}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et ;} \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{et : } h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Ceci étant une forme très générale du modèle d'un système non-linéaire. Pour tester l'observabilité au sens du rang, on définit :

$$P(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_3 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Dont le Jacobien est ; $J(x) = \frac{\partial(P(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix} \quad (4.20)$

Avec ; $j_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, et $j_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

$$j_{21} = \begin{bmatrix} -a & 0 & \frac{K}{T_r} \\ 0 & -a & -K p x_5 \\ -\frac{pM}{JL_r} x_4 & \frac{pM}{JL_r} x_3 & \frac{pM}{JL_r} x_2 \end{bmatrix},$$

$$\text{et } j_{22} = \begin{bmatrix} K p x_5 & K p x_5 & 0 \\ \frac{K}{T_r} & -K p x_5 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} x_1 & -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

$$\text{On retrouve ; } \quad \det(J(x)) = -\frac{K^2}{J} \left(\frac{1}{T_r^2} + (p x_5)^2 \right) \quad (4.21)$$

Le rang de la matrice $J(x)$ est égal à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse, ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine asynchrone avec mesures de vitesse et de courants est donc localement observable. En effet, l'observabilité de la machine asynchrone pose problème quand la commande de celle-ci est sans capteur mécanique, **lorsque la vitesse est mesurée, il n'y a pas de difficulté théorique à établir l'observabilité des grandeurs électriques** (flux et courant) [15].

4.5.2 Application d'un observateur de Luenberger Etendu pour l'observation du flux du moteur asynchrone

Avant d'utiliser un observateur adaptatif du flux pour l'estimation du flux rotorique du MAS, nous allons d'abord utiliser un observateur de Luenberger étendu, et voir quelles sont les performances de cet observateur pour l'estimation du flux rotorique du MAS, notamment la robustesse de cet observateur vis-à-vis des variations paramétriques. Pour la synthèse de l'observateur de Luenberger Etendu du flux du MAS, on va considérer le modèle d'état du moteur en vue de l'observation donné dans le paragraphe (2.5.3). Soit :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\Omega) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \quad (4.22)$$

La matrice d'état $A(\Omega)$ étant en fonction seulement de la vitesse mécanique du moteur asynchrone. Cette écriture n'est valable que si on suppose que la matrice d'état A varie seulement en fonction de la vitesse mécanique Ω , donc tout autre paramètre est considéré constant notamment les résistances rotorique et statorique. Une telle représentation n'est donc pas valable pour une conception d'un observateur avec considération de la variation des résistances rotorique et statorique, ou bien si on considère la variation d'un autre paramètre du moteur asynchrone tel que l'inductance mutuelle. On définit l'observateur de Luenberger suivant :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \hat{x} &= A(\hat{x}) \cdot \hat{x} + B \cdot u + G(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{y} &= C \cdot \hat{x} \end{aligned} \quad (4.23)$$

avec ;

$$G = \begin{bmatrix} K_\alpha \\ K_\beta \end{bmatrix},$$

et K_α , K_β : les gains de correction des erreurs d'estimation de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.

Ces deux gains sont choisis par tâtonnement de telle manière à obtenir une dynamique rapide de l'observateur sans arriver à l'instabilité de la commande du moteur.

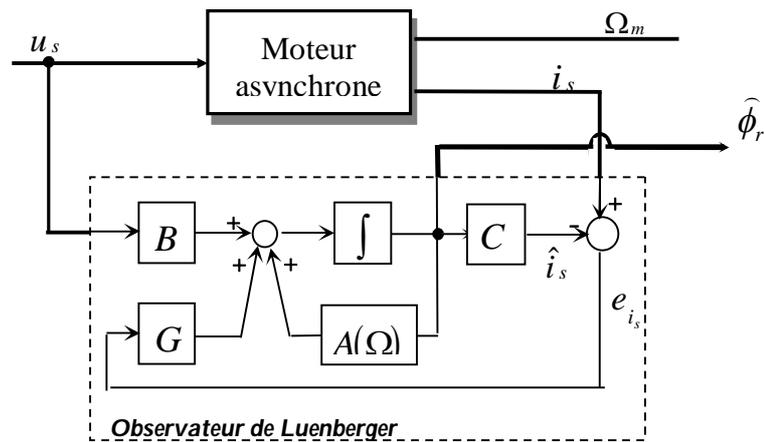


Figure 4.3 : Schéma de l'observateur de Luenberger Étendu

L'erreur d'estimation e est normalement composée de quatre composantes ;

$$e = x - \hat{x} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Or, on sait que les deux composantes de flux ne sont pas des grandeurs qu'on souhaite mesurer..Le vecteur d'erreur e comme le montre l'équation (4.9) sera donc composé seulement des composantes de courant statoriques $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ qu'on peut déduire à partir de la mesure des trois courants statoriques. L'erreur d'estimation est accélérée à travers les gains de la matrice G . La structure de l'observateur de Luenberger Étendu est donnée par la figure 4.3. Cet observateur possède 4 entrées (tensions et courants statoriques) et quatre sorties (courants et flux estimés). La représentation des entrées et des sorties de cet observateur est donnée par la figure suivante :

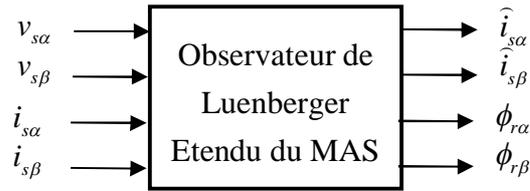


Figure 4.4 : Entrées/sorties de l'observateur de Luenberger du MAS

Le schéma de principe de la commande vectorielle du MAS avec observateur de Luenberger du flux est donné par la figure suivante :

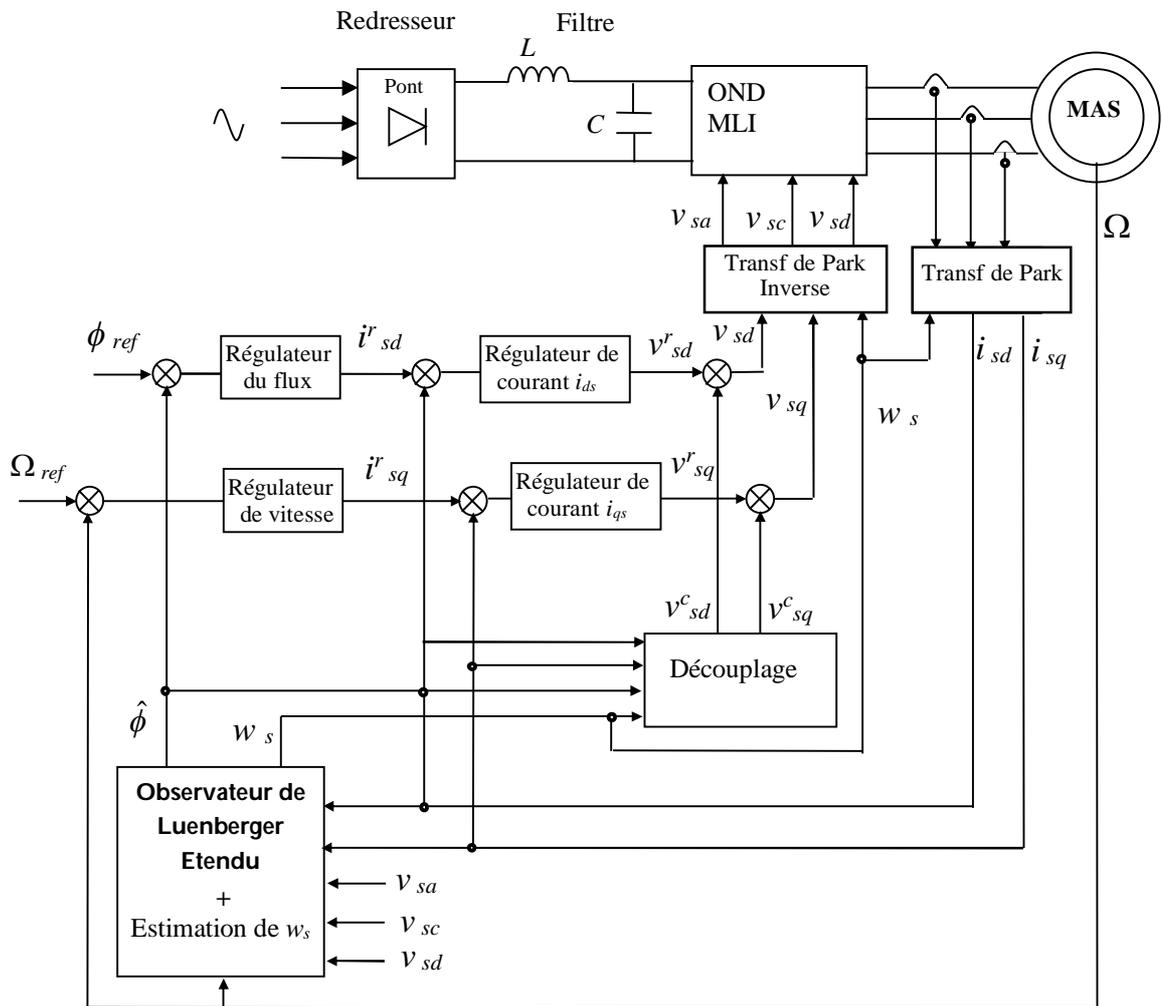


Figure 4.5 : Schéma de principe d'une commande DFOC avec estimation de flux par observateur de Luenberger

4.5.2.1 Simulation de la commande vectorielle avec observateur de Luenberger Etendu du flux

Les figures 4.6 à 4.13 donnent les résultats de simulation de la commande vectorielle directe du MAS utilisant un observateur de Luenberger Etendu, avec et sans variation de la résistance rotorique. Les figures 4.6 à 4.13 sont ceux de la commande de la commande vectorielle directe du MAS avec observateur de Luenberger Etendu, avec variation de la résistance statorique. Les profils de vitesse et de charge utilisés sont les même que ceux du 3^{ème} chapitre (commande DFOC modifiée). Pour le cas de la commande vectorielle avec variation de la résistance statorique, nous allons considérer un autre profil de vitesse (Figure 4.16), ou la vitesse est dix fois plus inférieure que celle pour le cas de al commande avec ou sans variation de la résistance rotorique. Un tel profil de vitesse est choisi pour la commande avec variation de la résistance statorique car l'effet de la variation de la valeur de R_s apparait sur la courbe de poursuite de vitesse en basse vitesses en mode générateur. Les variations des résistances rotorique et statorique sont de l'ordre de 100% de la valeur nominale de ces grandeurs. La variation est de forme trapézoïdale donnée par les figures 4.14 et 4.20.

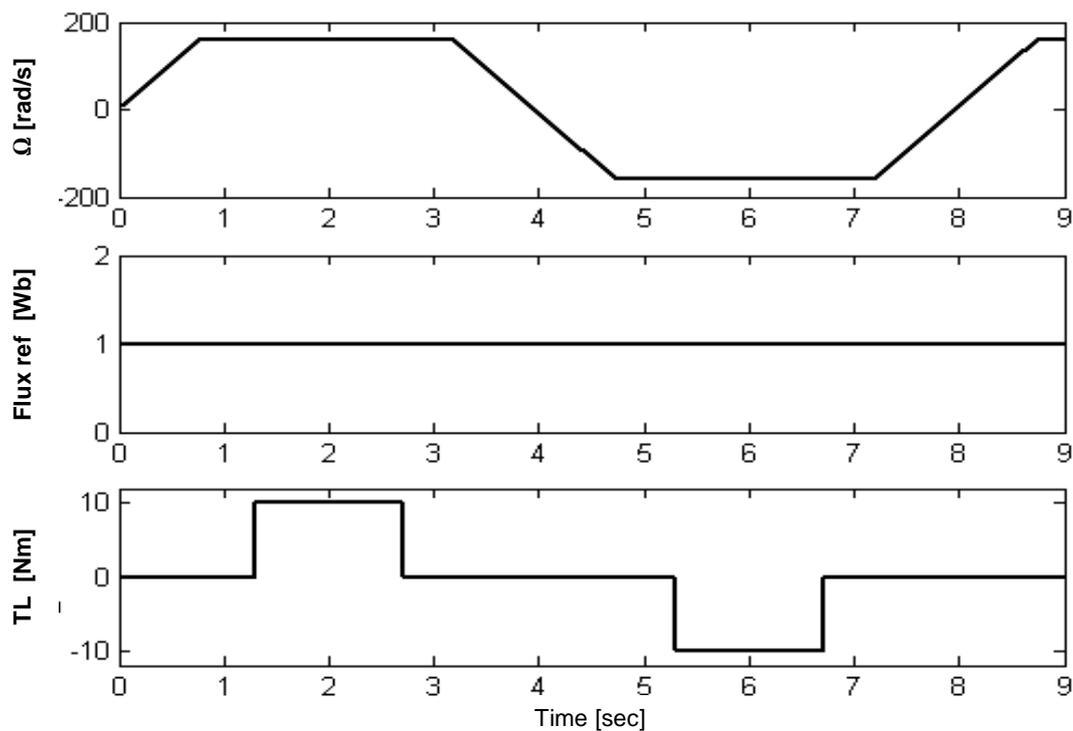


Figure 4.6 : Profil de consigne (vitesse, flux et couple de charge)

Commande vectorielle du MAS avec observateur de Luenberger sans variation de la résistance rotorique

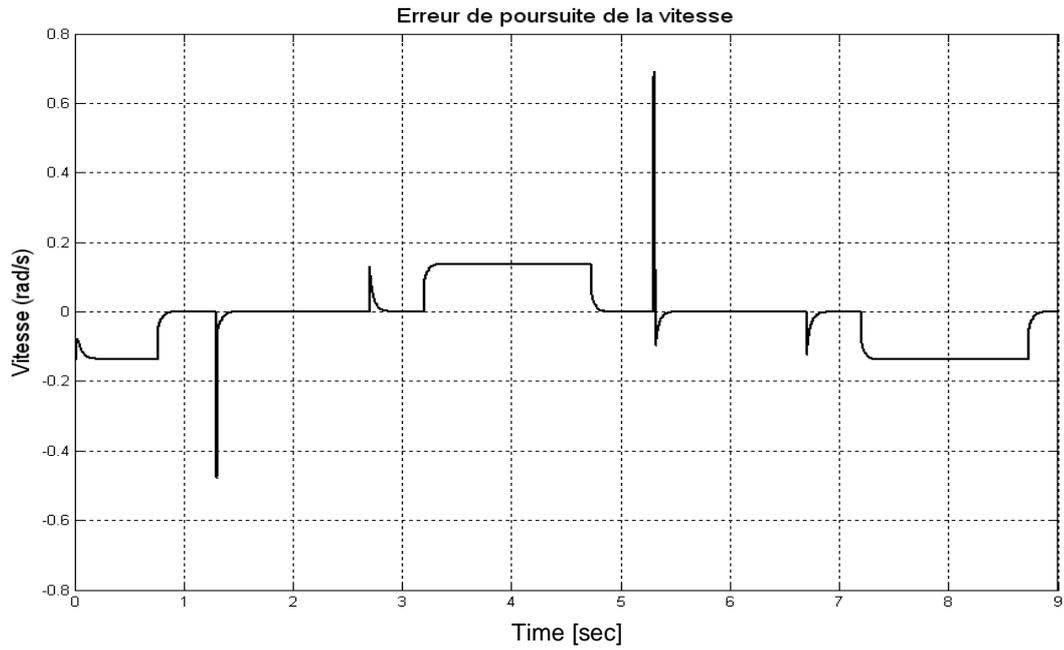


Figure 4.7 : Erreur de vitesse

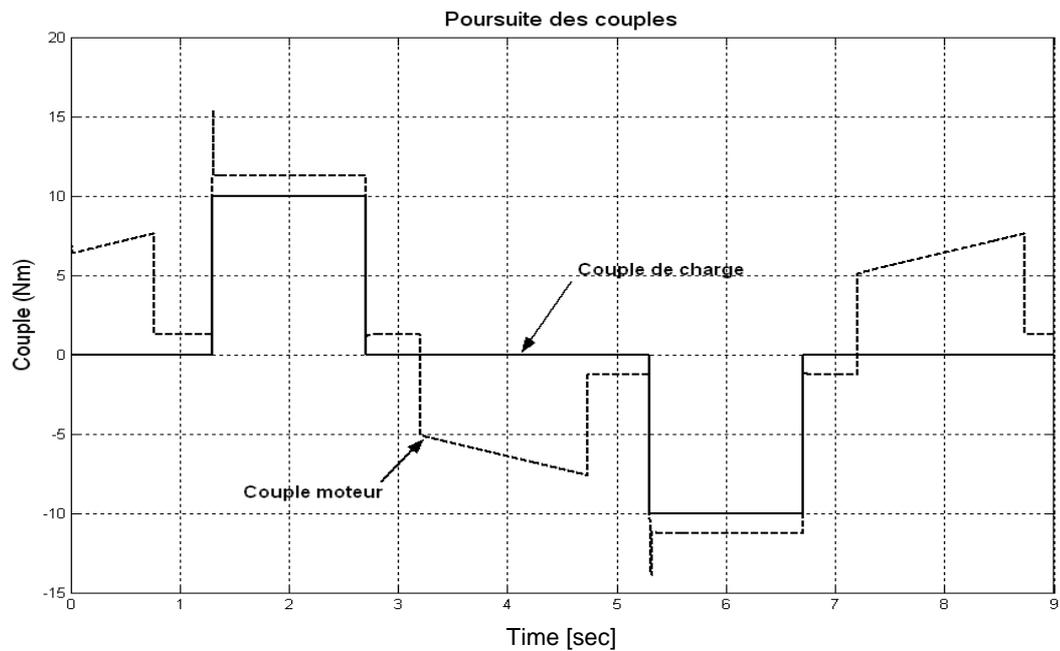


Figure 4.8 : Couples

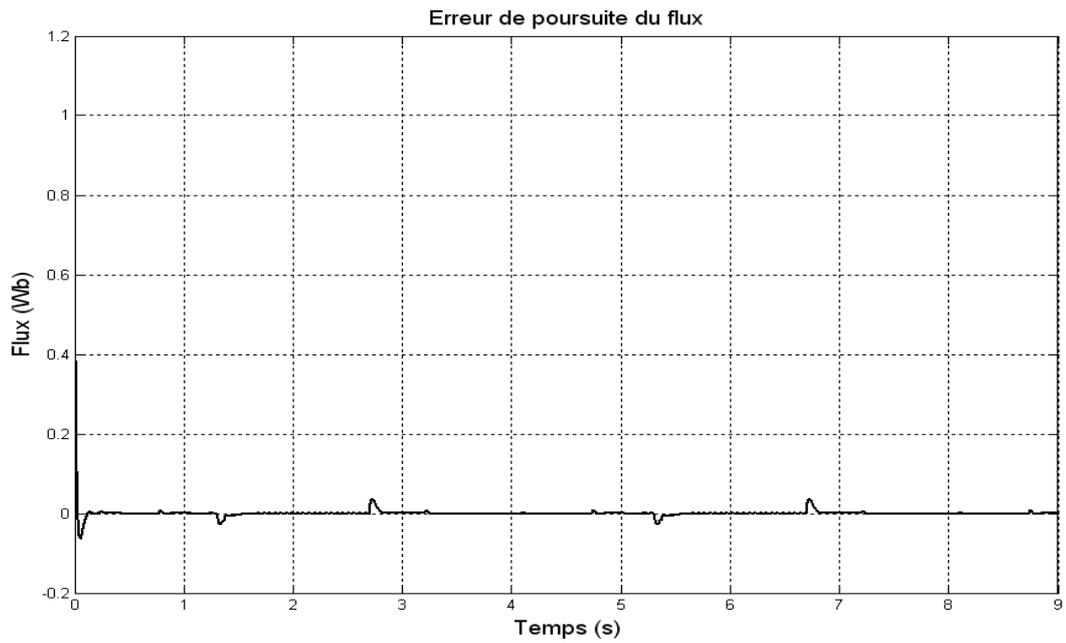


Figure 4.9 : Erreur de poursuite du flux

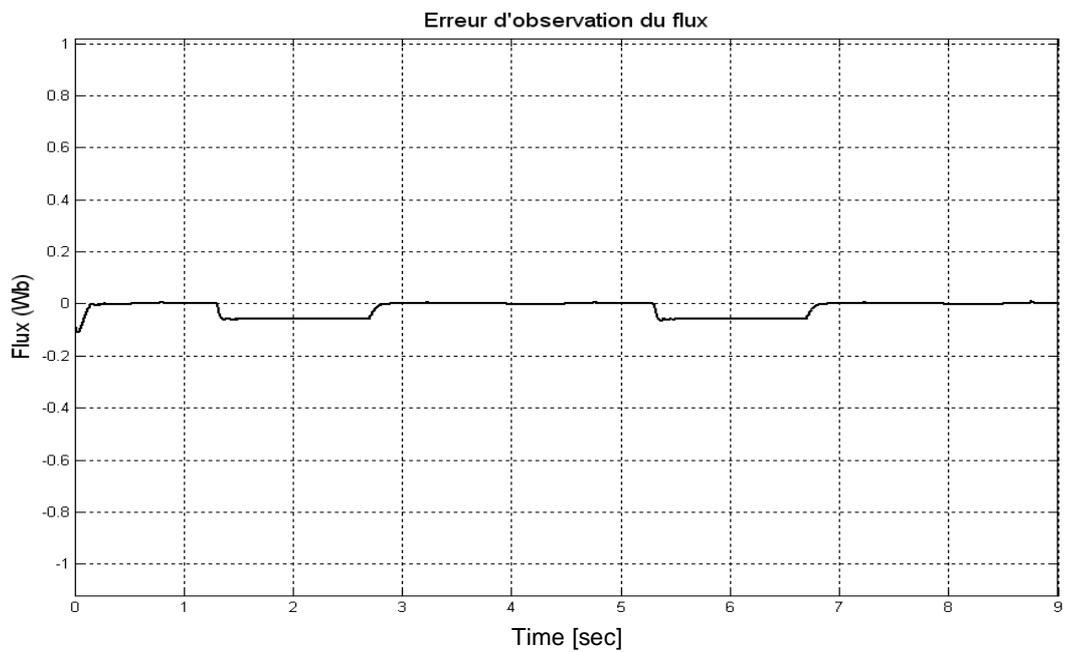


Figure 4.10 : Erreur d'observation du flux

Commande vectorielle avec observateur de Luenberger avec variation de la valeur de la résistance rotorique (variation de 100% de R_r)

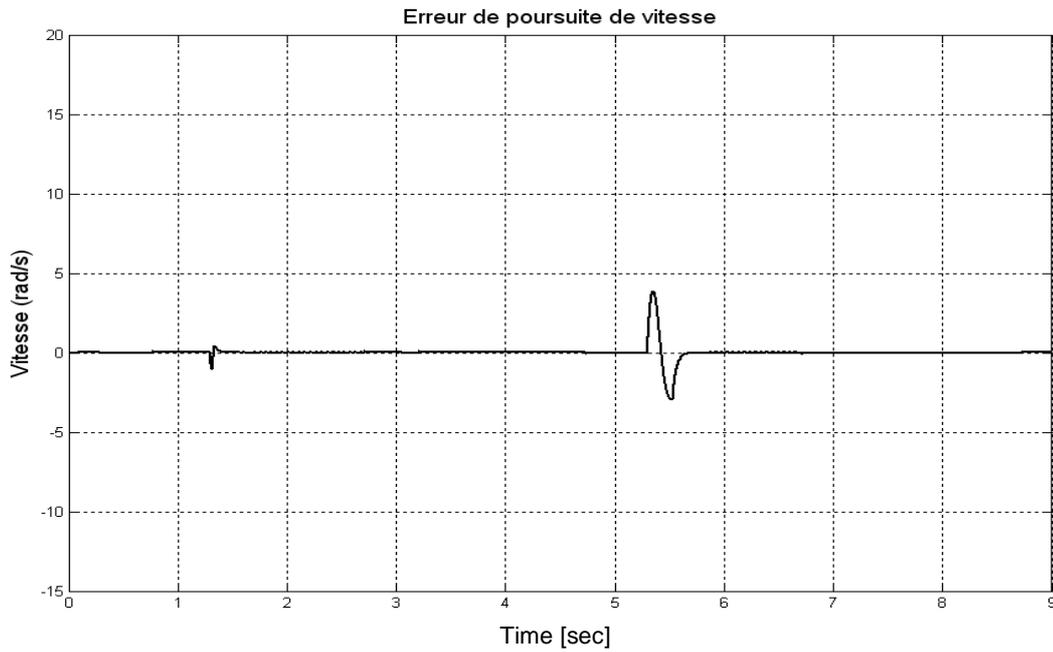


Figure 4.11 : Erreur de poursuite de la vitesse

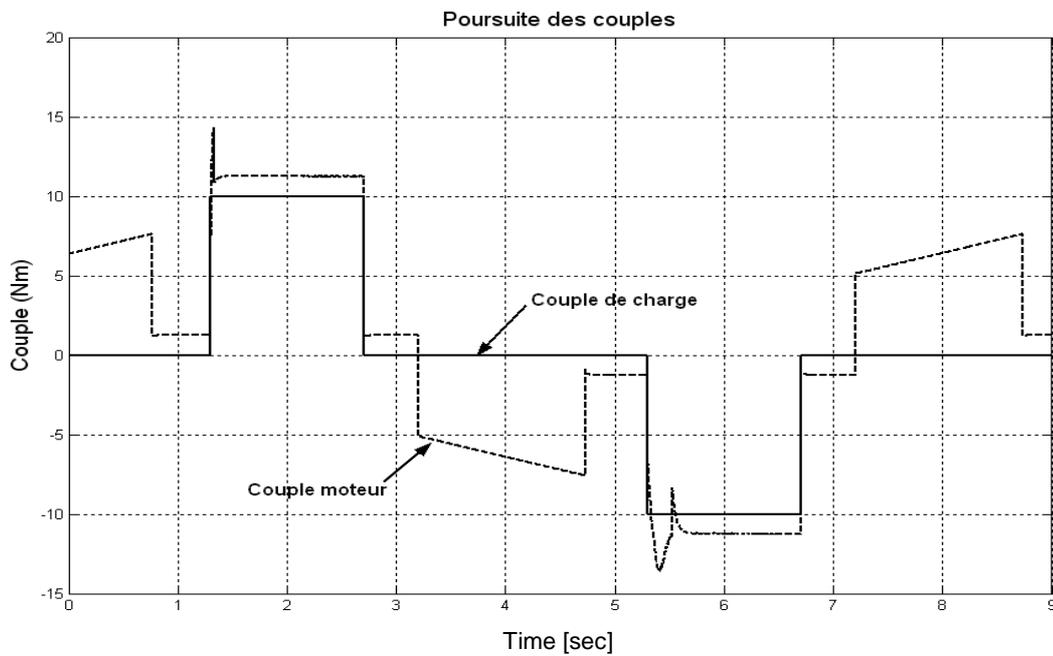


Figure 4.12 : Couples

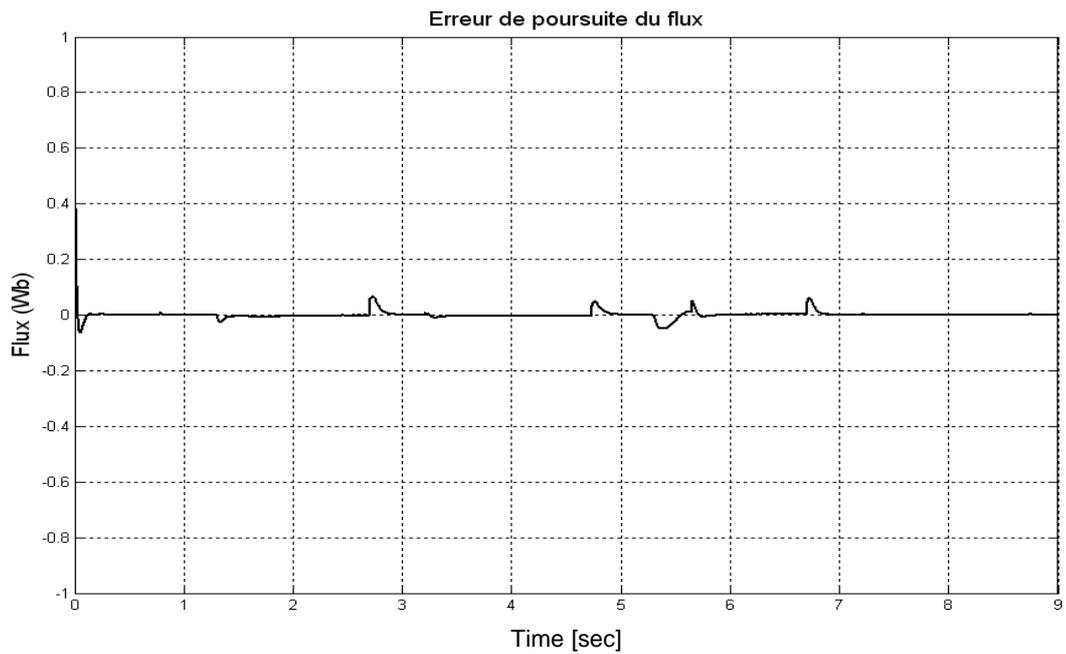


Figure 4.13 : Erreur de poursuite du flux

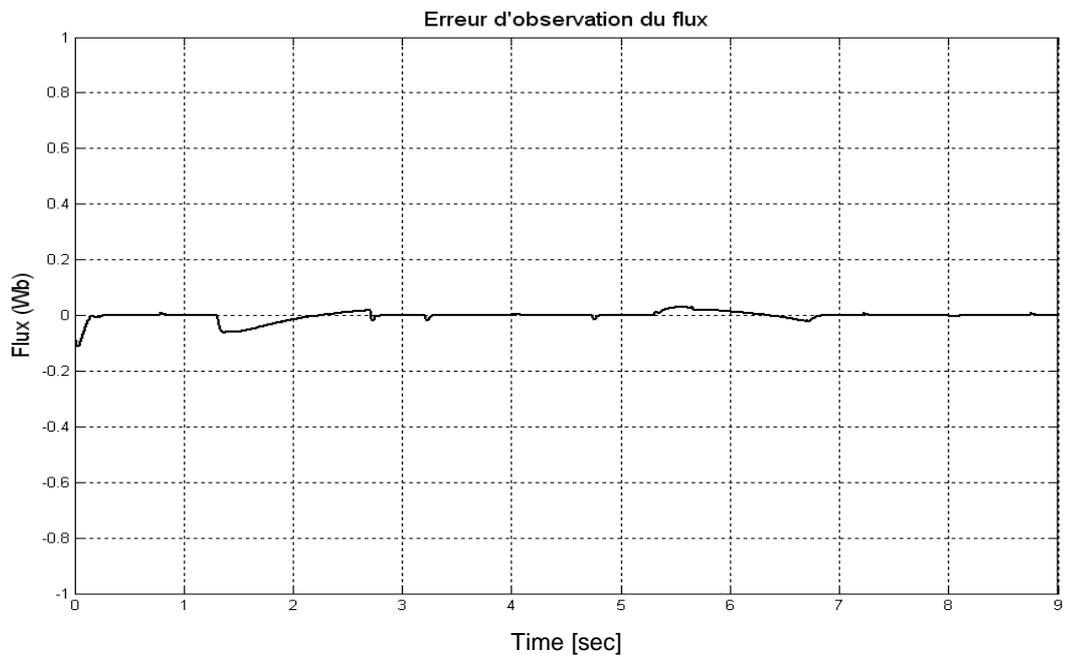


Figure 4.14 : Erreur d'observation du flux

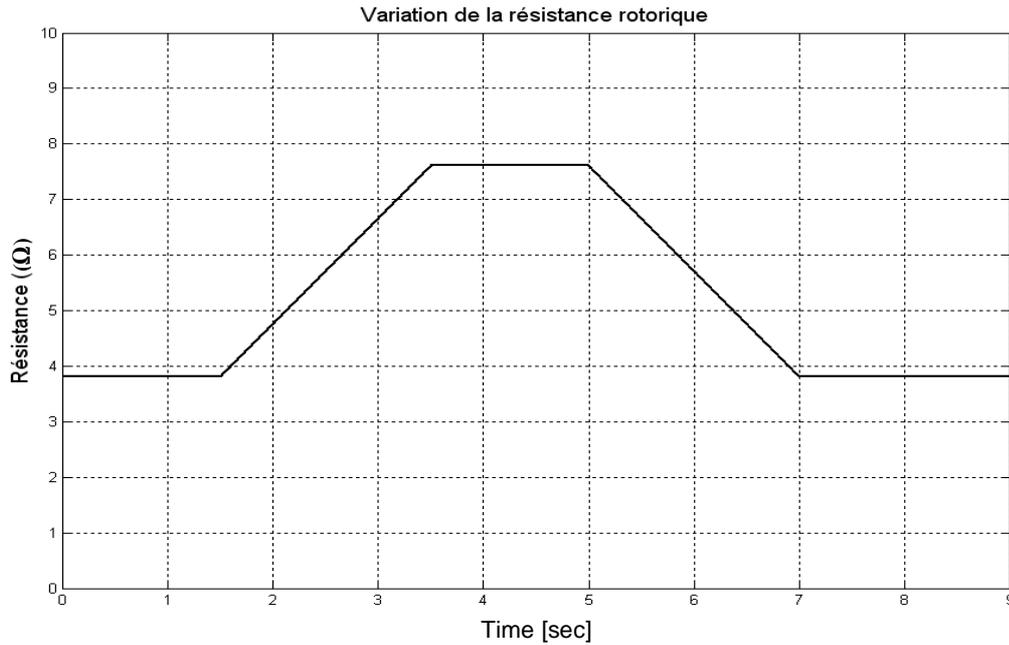


Figure 4.15 : Variation de la résistance rotorique au cours de la commande du moteur

Les résultats de simulation montrent une bonne poursuite de la vitesse (Fig. 4.6), du couple (Fig. 4.7), et celle du flux (Fig. 4.8), avec une petite erreur d'estimation du flux en régime statique (Fig. 4.9). Lorsqu'on applique une variation de la résistance rotorique, l'effet de cette variation apparaît sur la courbe de poursuite de la vitesse (Fig. 4.10) et celle du couple (Fig. 4.11) avec apparition de pics sur la réponse du couple moteur et augmentation du dépassement des transitoires de vitesse. On note aussi que malgré l'application d'une variation de la résistance rotorique, l'observateur de Luenberger permet de garder une bonne estimation du flux et une bonne régulation du flux.

Pour la commande vectorielle avec observateur de Luenberger en considérant la variation de la résistance statorique R_s , on obtient une bonne poursuite pour la vitesse mécanique du moteur (4.16), ainsi qu'une bonne poursuite du couple moteur (4.17) et une bonne poursuite du flux rotorique (4.18). Cependant on remarque une grande erreur d'observation du flux rotorique (4.19) due à la variation de la résistance statorique.

Commande vectorielle avec observateur de Luenberger avec variation de la valeur de la résistance statorique (variation de 100% de R_s)

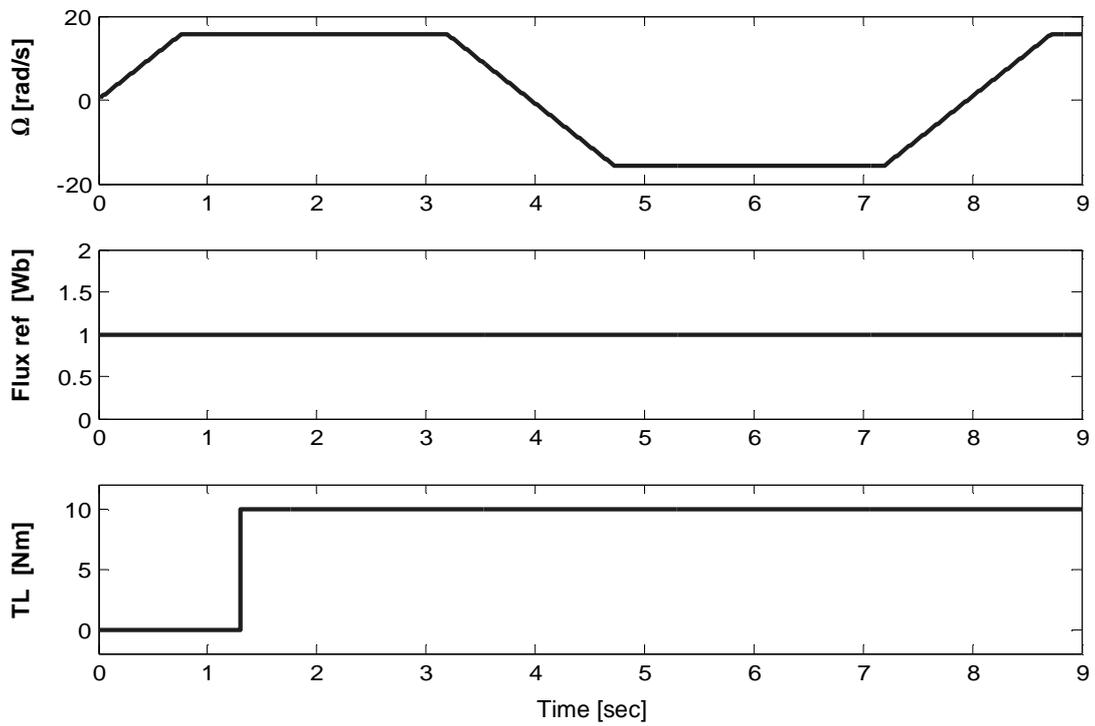


Figure 4.16 : Profil de consigne de vitesse, du flux et couple de charge pour le cas de la variation de la résistance statorique

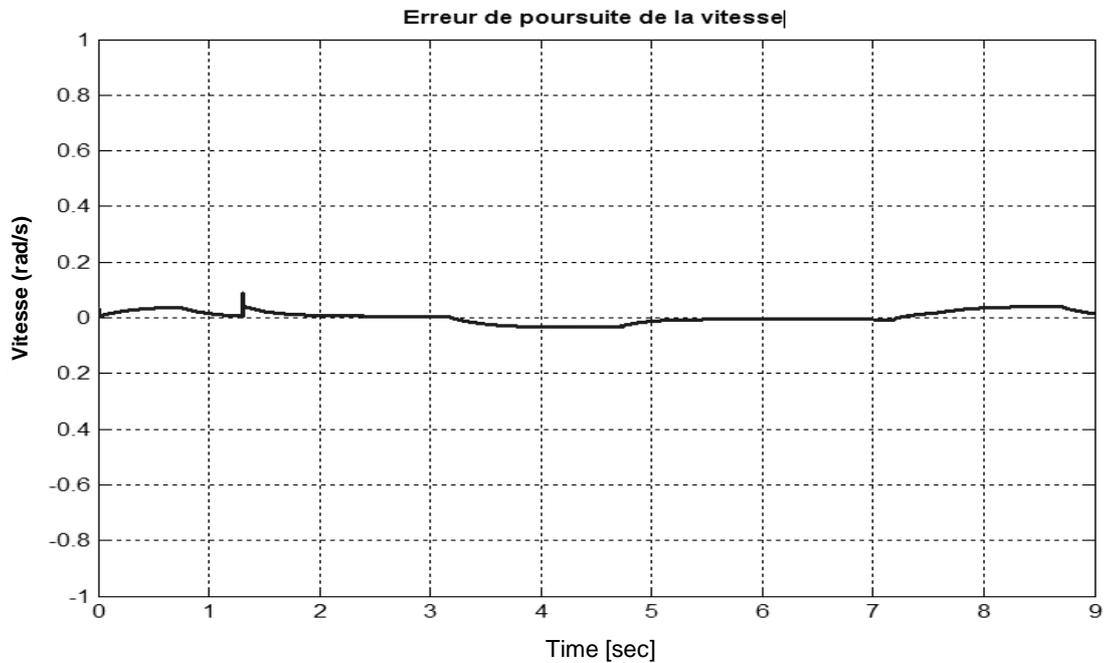


Figure 4.17 : Erreur de poursuite de la vitesse

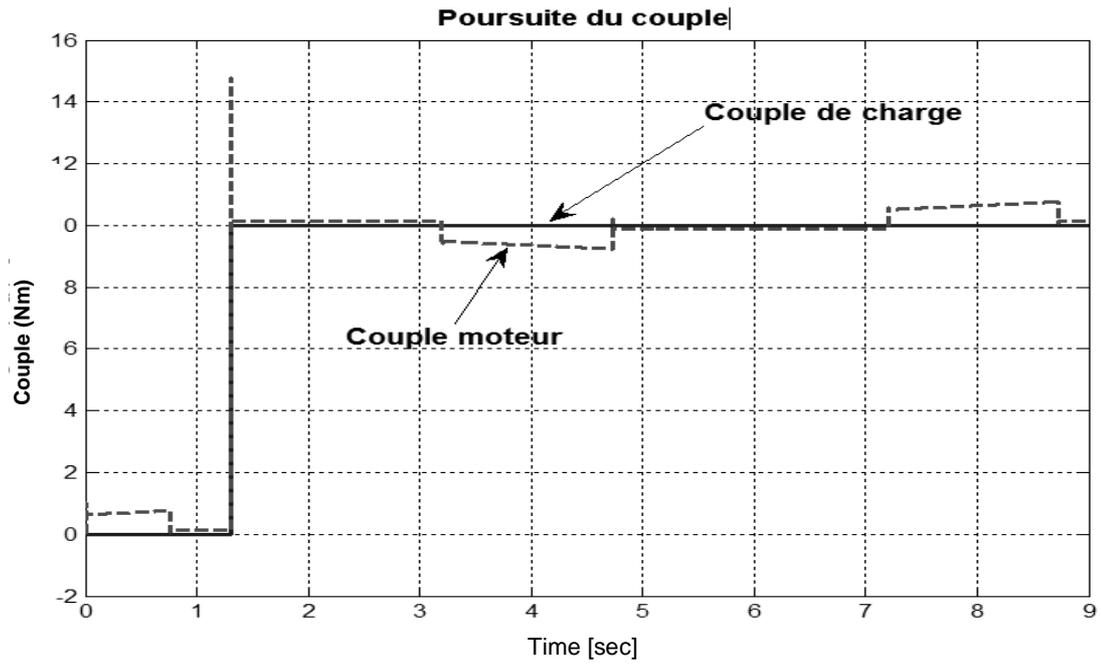


Figure 4.18 : Couple moteur et couple résistif

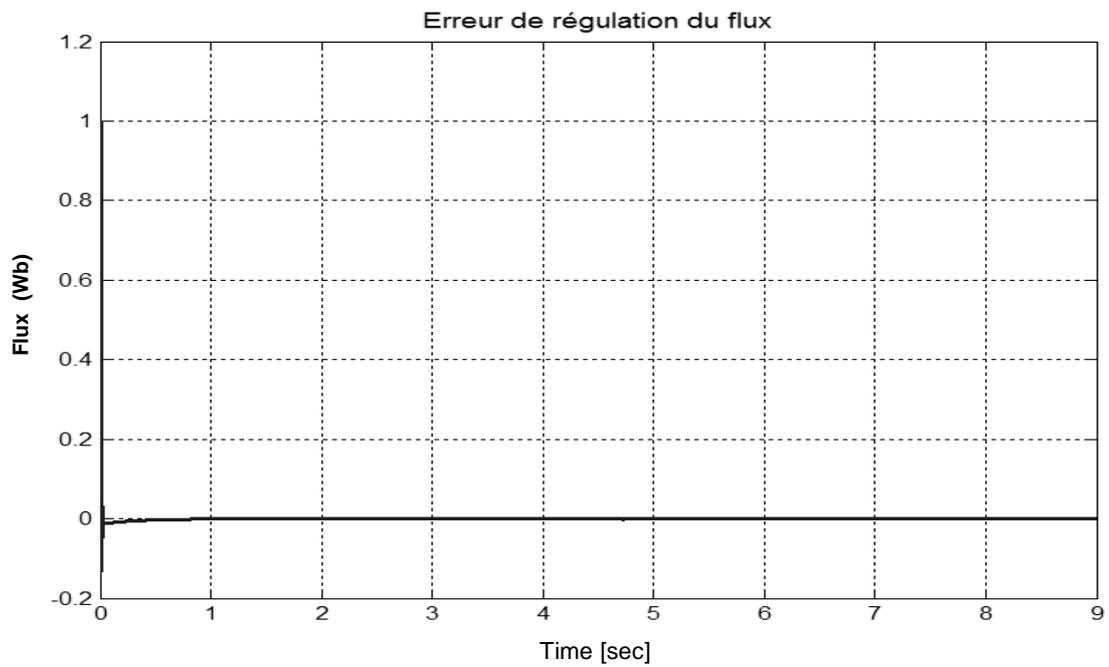


Figure 4.19 : Erreur de poursuite du flux

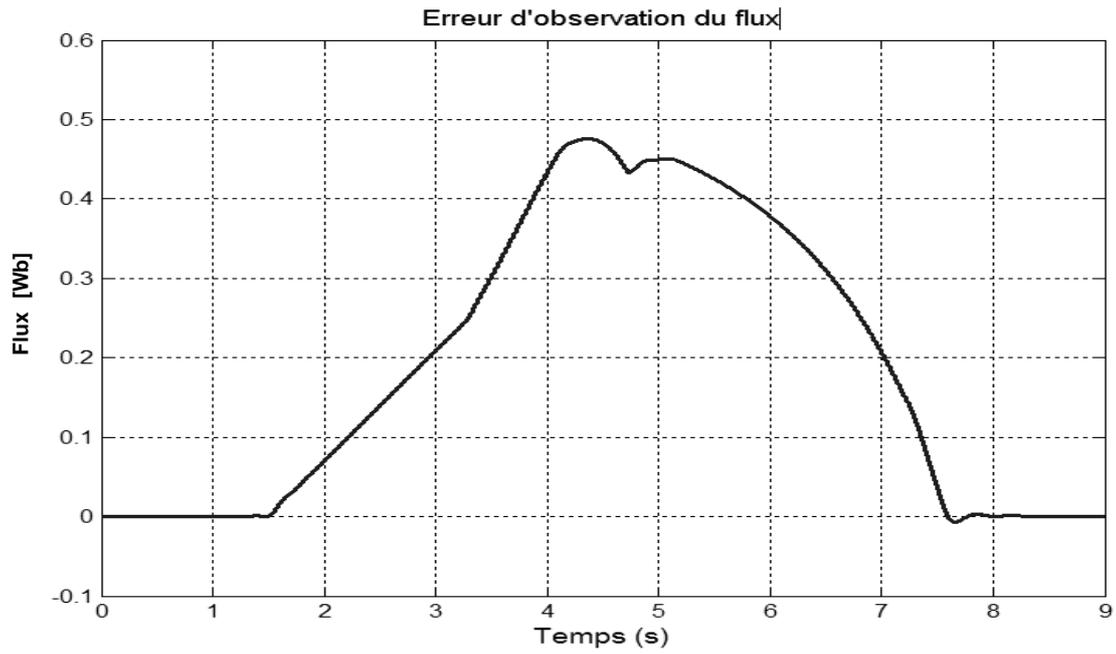


Figure 4.20 : Erreur d'observation du flux

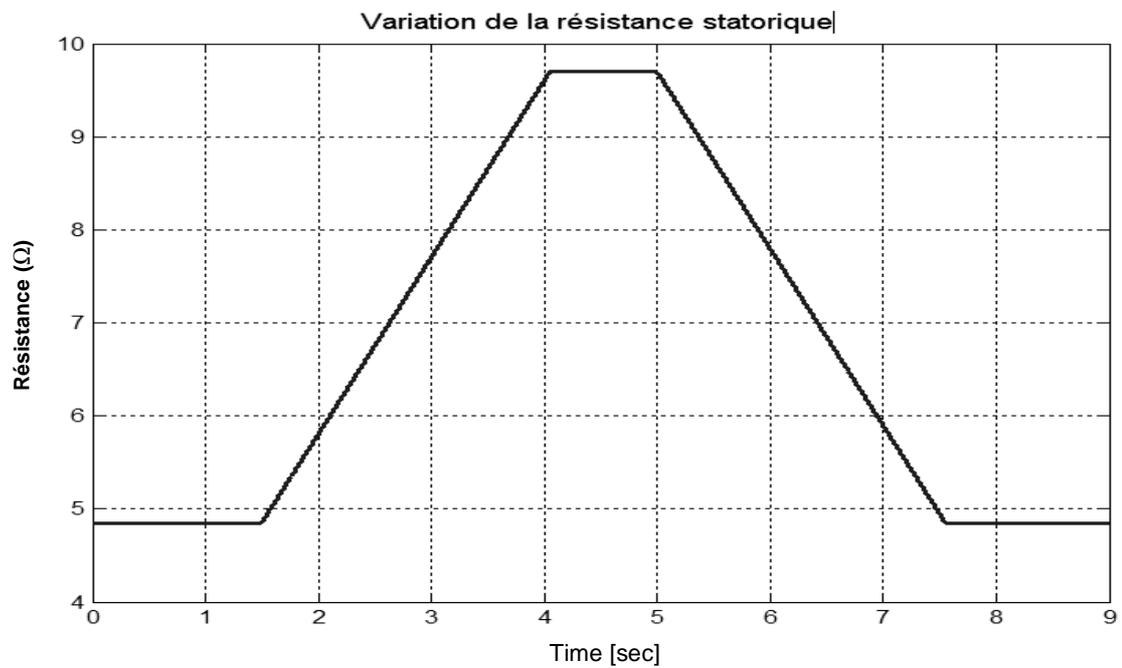


Figure 4.21 : Variation de la résistance rotorique au cours de la commande du moteur

4.5.3 Observateur adaptatif du flux pour la commande vectorielle du moteur asynchrone

Un observateur adaptatif [26] est un **observateur qui estime non seulement les états mais aussi les paramètres d'un système**. Il y a deux types d'observateur adaptatif pour le cas de la commande du moteur asynchrone ; Il peut s'agir soit d'un *observateur adaptatif du flux rotorique* (cas de l'estimation robuste du flux) [42], ou bien d'un *observateur adaptatif de vitesse* (cas de commande sans capteur) [72]. Notre but est de faire l'estimation du flux rotorique, ainsi, nous allons expliquer le fonctionnement de l'observateur adaptatif du flux rotorique du moteur asynchrone. Le schéma descriptif de cet observateur est donné par la figure (4.22). Les entrées de cet observateur sont les tensions et les courants statoriques et la sortie est le flux rotoriques.

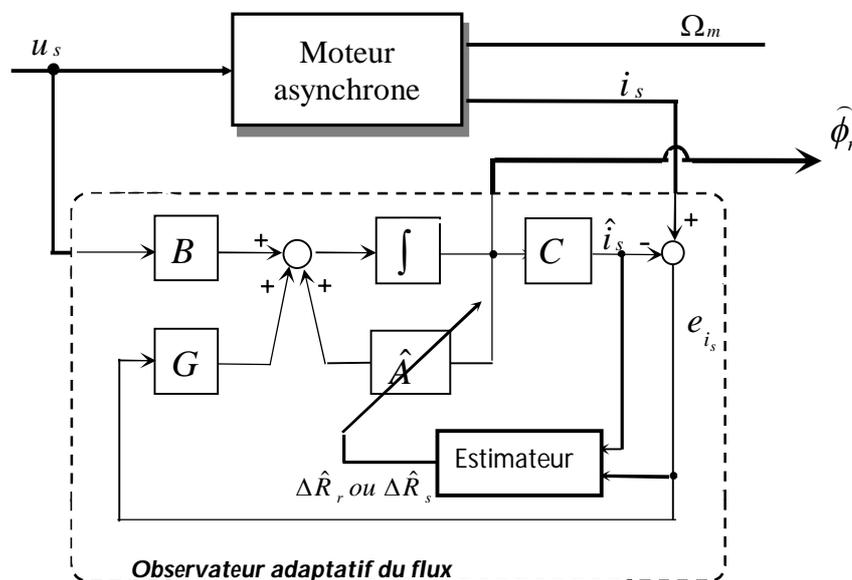


Figure 4.22 : Schéma de l'observateur adaptatif du flux

La résistance rotorique est le paramètre principal qui peut changer au cours de l'entraînement du moteur asynchrone [51]. Ainsi, pour avoir de bonnes performances d'observation des paramètres du moteur asynchrone, l'observateur adaptatif du flux fait à la fois l'estimation du flux rotorique ϕ_r , ainsi que l'estimation et l'adaptation de la valeur de résistance statorique R_r dans la matrice d'état de l'observateur \hat{A} . **La convergence de la courbe d'estimation des résistances rotorique et statorique est assurée par théorie de Lyapounov** définie dans **Annexe C**. Tel que nous avons déjà mentionné au chapitre 4.5.2 ; pour la synthèse de l'observateur adaptatif du flux du moteur asynchrone, on ne va pas utiliser l'équation 2.18, car si on considère la variation des valeurs des résistances rotorique et statorique, la matrice d'état sera non seulement en fonction de la vitesse mécanique, mais aussi de la résis-

tance rotorique et statorique. Donc, si on considère la variation de la résistance rotorique, la forme la plus juste de la représentation d'état sera;

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(\Omega, R_r) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x\end{aligned}\quad (4.25)$$

La représentation générale du modèle d'état du moteur asynchrone s'écrit de la façon suivante ;

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(x) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x\end{aligned}\quad (4.26)$$

Le modèle d'état d'un observateur adaptatif possède une matrice d'état qui fait l'adaptation de ces paramètres. Ainsi, nous avons non seulement une estimation des variables d'état exprimées par le terme \hat{x} , mais aussi une estimation de la matrice d'état elle-même \hat{A} , car cette matrice d'état évolue aussi en fonction des paramètres du moteur. On définit donc le modèle d'état de l'observateur adaptatif suivant ;

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \hat{x} &= \hat{A}(\hat{x}) \cdot \hat{x} + B \cdot u + G(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{y} &= C \cdot \hat{x}\end{aligned}\quad (4.27)$$

De même, l'erreur d'estimation e est composée de quatre composantes ;

$$e = x - \hat{x} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'erreur e sera composé seulement des composantes de courant statoriques $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ qu'on peut déduire à partir de la mesure des courants statoriques. Le modèle de l'observateur adaptatif du flux possède les mêmes entrées et les sorties que ceux de l'observateur de Luenberger. Ainsi, la représentation des entrées et des sorties de cet observateur sera la même que celle de l'observateur de Luenberger :

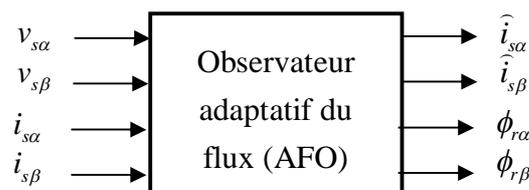


Figure 4.23 : Entrées/sorties de l'observateur adaptatif du flux

Nous allons chercher la formule qui définit l'estimation de la résistance statorique R_s et on en déduira ensuite la résistance rotorique R_r . Dans l'observateur adaptatif la résistance statorique R_s peut s'exprimer par ;

$$\widehat{R}_s = R_s + \delta R_s \quad (4.28)$$

avec R_s la valeur réelle de la résistance statorique.

Puisque, on considère la variation de la résistance statorique, ainsi, on peut aussi exprimer le modèle de l'observateur adaptatif de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \widehat{x} &= \widehat{A}(\widehat{x}, \widehat{R}_s) \cdot \widehat{x} + B \cdot u + G(i_s - \widehat{i}_s) \\ \widehat{y} &= C \cdot \widehat{x} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Cette expression montre que la matrice d'état est en fonction des variables d'état estimé ainsi que de la valeur estimée de la résistance rotorique. Pour des raisons de simplifications et pour ne pas alourdir le texte, nous allons remplacer le terme $\widehat{A}(\widehat{x}, \widehat{R}_s)$ qui définit la matrice d'état de l'observateur adaptatif, par le terme \widehat{A} . La matrice d'état de l'observateur adaptatif sous forme condensée s'écrit ;

$$\widehat{A} = A + \delta A \quad (4.30)$$

Nous avons ;

$$\widehat{A} = \begin{bmatrix} -\widehat{a}I & \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} I - w_r J \right) \\ \frac{L_m}{b} I & -\frac{1}{T_r} I + w_r J \end{bmatrix}$$

avec ;

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans la matrice \widehat{A} seul le coefficient a dépend de R_s .

$$\widehat{a} = \frac{L_r^2 \widehat{R}_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} = \frac{L_r^2 (R_s + \Delta R_s) + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \quad (4.31)$$

On déduit donc ;

$$\delta A = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta R_s}{\sigma L_s} I & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

On trouve ;

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \widehat{x} &= \widehat{A} \cdot \widehat{x} + B \cdot u + G(i_s - \widehat{i}_s) \\ &= \widehat{A} \cdot \widehat{x} + B \cdot u + G C e \end{aligned} \quad (4.32)$$

On pose ; $G' = -GC$.

Le système différentiel décrivant l'évolution de e est alors ;

$$\frac{d}{dt}e = A \cdot x - \hat{A} \cdot \hat{x} - G'e = A \cdot x - (A + \Delta A)\hat{x} + GCe \quad (4.33)$$

$$\text{d'où ;} \quad \frac{d}{dt}e = (A + GC) \cdot e - \Delta A \cdot \hat{x} \quad (4.34)$$

Soit la fonction de *Lyapunov* suivante ;

$$V = e^T e + \frac{\Delta R_s^2}{\lambda} \quad (4.35)$$

ou λ est un scalaire positif.

Il faut que la dérivée de cette fonction soit négative ($dV/dt < 0$). Cette dérivée s'écrit ;

$$\frac{dV}{dt} = 2e^T \frac{d}{dt}e + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda} \frac{d}{dt} \Delta R_s \quad (4.36)$$

Le premier terme s'écrit :

$$2e^T \frac{d}{dt}e = 2e^T [(A + GC)e - \Delta A \cdot \hat{x}] \quad (4.37)$$

$$\text{On trouve ;} \quad 2e^T \frac{d}{dt}e = 2e^T [(A + GC)e] + 2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_s\beta} \hat{i}_{s\beta}) \quad (4.38)$$

En remplaçant (4.37) et (4.28) dans (4.35), on retrouve ;

$$\frac{dV}{dt} = 2e^T [(A + GC)e] + 2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda} \frac{d}{dt} \Delta \hat{R}_s - 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda} \frac{d}{dt} \delta R_s \quad (4.39)$$

En considérant que la variation de la valeur exacte de R_s est lente vis-à-vis des dynamiques des grandeurs électriques $dR_s/dt \approx 0$ on trouve finalement ;

$$\frac{dV}{dt} = 2e^T [(A + GC)e] + 2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda} \frac{d}{dt} \Delta \hat{R}_s \quad (4.40)$$

La stabilité de l'observateur est garantie pour dérivée de la fonction candidate négative. ($dV/dt < 0$). Cette condition est respectée si ;

$$2 \frac{\Delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + 2 \frac{\Delta R_s}{\lambda} \frac{d}{dt} \Delta \hat{R}_s = 0 \quad (4.41)$$

$$\text{avec ;} \quad 2e^T [(A + GC)e] < 0 \quad (4.42)$$

Soit donc l'estimateur de la résistance R_s ;

$$\frac{d}{dt} \widehat{R}_s = -\frac{\lambda}{\Delta R_s} (e_{i_{s\alpha}} \widehat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \widehat{i}_{s\beta}) \quad (4.43)$$

En pratique on utilise une action proportionnelle intégrale

$$\widehat{R}_s = K_p (e_{i_{s\alpha}} \widehat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \widehat{i}_{s\beta}) + K_i \int (e_{i_{s\alpha}} \widehat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \widehat{i}_{s\beta}) \quad (4.44)$$

ou K_p et K_i sont des gains positifs choisis **de telle manière à accélérer la convergence de l'estimation de la résistance rotorique R_r** . Dans [64] les auteurs proposent l'estimation de la résistance rotorique R_r à partir de l'estimée R_s par l'expression suivante qui représente en fait le rapport entre les valeurs nominales des deux résistances :

$$R_r = \left(\frac{R_{rnom}}{R_{snom}} \right) R_s \quad (4.45)$$

Nous utiliserons ces estimateurs pour annuler l'effet des variations des résistances R_r et R_s lors de l'échauffement du moteur notamment à basse vitesse et à couple de charge nominal.

4.5.3.1 Observateur du flux en boucle fermée

A partir des équations (4.27) et (4.29) on peut écrire l'expression de l'observateur adaptatif du flux ;

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \widehat{i}_s \\ \frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\widehat{a}I & \frac{L_m}{bT_r} I \\ \frac{L_m}{T_r} I & \frac{1}{T_r} I \end{bmatrix} + p\Omega \begin{bmatrix} 0 & -\frac{L_m}{b} J \\ 0 & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_s \\ \widehat{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix} u_s \\ &+ \begin{bmatrix} k_1 I + k_2 p\Omega J \\ k_3 I + k_4 p\Omega J \end{bmatrix} (\widehat{i}_s - i_s) \end{aligned} \quad (4.46)$$

$$\text{ou ;} \quad \widehat{I}_s = [\widehat{i}_{s\alpha} \quad \widehat{i}_{s\beta}]^T ; \quad \widehat{\Phi}_r = [\widehat{\varphi}_{r\alpha} \quad \widehat{\varphi}_{r\beta}]^T ; \quad u_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T$$

Les composantes k_i sont des scalaires. Notons que le gain dépend de la vitesse mesurée. Le modèle dynamique résultant de l'erreur d'observation est donc :

$$\frac{d}{dt} e = \begin{bmatrix} (k_1 - a)I & \frac{L_m}{bT_r} I \\ (k_3 + \frac{L_m}{T_r})I & -\frac{1}{T_r} I \end{bmatrix} + p\Omega \begin{bmatrix} k_2 J & -\frac{L_m}{b} J \\ k_4 I & J \end{bmatrix} e \quad (4.47)$$

ou :

$$e = \begin{bmatrix} \hat{i}_s - i_s \\ \hat{\phi}_r - \phi_r \end{bmatrix}$$

Si nous choisissons ; k_i , $i = 1...4$ tel que ; $k_1 - a = -\frac{k_2}{T_r}$, $k_3 + \frac{L_m}{T_r} = -\frac{k_4}{T_r}$

Alors les erreurs dynamiques deviennent :

$$\frac{d}{dt} e = A \cdot Q(\Omega) e \quad (4.48)$$

ou ;

$$A = \begin{bmatrix} k_2 I & -\frac{L_m}{b} I \\ k_4 I & I \end{bmatrix} ; \quad Q = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} I + p \Omega I & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_r} I + p \Omega J \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Nous choisissons k_2 et k_4 pour placer les valeurs propres de la matrice A dans des positions arbitraires. Le polynôme caractéristique de A est :

$$F(s) = \sqrt{\left[s^2 - (1 + k_2)s + k_2 + k_4 \frac{L_m}{b} \right]^2} \quad (4.50)$$

Si les valeurs propres doubles de A sont s_1 et s_2 , alors les valeurs de $AQ(\Omega)$ sont :

$\left[-\frac{1}{T_r} \pm j p \Omega \right] s_1$ et $\left[-\frac{1}{T_r} \pm j p \Omega \right] s_2$. Soit une matrice ;

$$Q_2 = A \cdot Q(\Omega) = \begin{bmatrix} \left(-\frac{1}{T_r} I + p \Omega I \right) s_1 & 0 \\ 0 & \left(-\frac{1}{T_r} I + p \Omega J \right) s_2 \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

4.5.3.2 Stabilité de la machine asynchrone

La stabilité d'un système linéaire associé à un observateur dépend seulement de la stabilité de l'observateur, et la stabilité du système de commande quand on suppose la mesure de l'état total. Cela est appelé le *principe de séparation*. Ce principe a été appliqué aussi aux synthèses de commandes des systèmes non-linéaires : Généralement aucune analyse d'une stabilité théorique n'est donnée pour les systèmes résultants à partir d'une telle synthèse, et les performances sont seulement vérifiées à travers les simulations ou les expériences. Pour le moteur asynchrone, lorsque la vitesse est mesurée, le modèle est inconditionnellement stable. Le **problème de stabilité se pose pour la commande vectorielle lorsque la vitesse est estimée** (commande sans capteur de vitesse) [15]. En effet, si l'on considère la vitesse parfaitement connues, et mesurée, **on ne tient pas compte de l'équation mécanique** et on obtient un modèle d'ordre 4 (deux courants et deux flux).

a. Etude de la stabilité du moteur asynchrone pour le cas linéaire

Si on suppose que la vitesse de rotation **varie lentement**, l'étude de la stabilité du moteur asynchrone sera simplifiée..Si on se place dans un repère tournant à la pulsation ω_s , pulsation statorique, avec la pulsation électrique $\omega_r = p\Omega$ et le glissement $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$, on a :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\Phi_r &= -(a + j(\omega_s - \omega_r))\Phi_r + \frac{L_m}{T_r}I_s \\ \frac{d}{dt}I_s &= \frac{L_m}{b}(a - j\omega_r)\Phi_r - (a + j\omega_s)I_s + \frac{1}{\sigma L_s}U_s \end{aligned} \quad (4.52)$$

La représentation d'état se déduit alors immédiatement avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sl}\right) & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{L_m}{b}\left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right) & -(a + j\omega_s) \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Ce modèle peut être sous une forme éclatée faisant apparaître les composantes d et q . Soit alors la matrice d'état A du modèle d'ordre quatre :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) & \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{bT_r}\omega_r & -a & \omega_s \\ -\frac{L_m}{bT_r}\omega_r & \frac{L_m}{bT_r} & -\omega_s & -a \end{bmatrix}. \quad (4.54)$$

Pour retrouver les notations de [70], on se place dans le repère de Concordia ($\omega_s = 0$, et $\omega_{sl} = -\omega_r$). Si l'on considère les matrices I et J suivantes :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

On obtient ;

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r}I + \omega_r J & \frac{L_m}{T_r}I \\ \frac{L_m}{bT_r}I - \frac{L_m}{bT_r}\omega_r J & -aI \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

Ou encore ;

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} I & \frac{L_m}{T_r} I \\ \frac{L_m}{bT_r} I & -a I \end{bmatrix} + w_r \begin{bmatrix} J & O_{2 \times 2} \\ -\frac{L_m}{bT_r} J & O_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

Dans ce modèle, la vitesse est considérée comme un paramètre au même titre que les paramètres T_r , L_m , a et b . C'est un système **L.P.V** et on fait l'hypothèse que la vitesse varie lentement par rapport aux modes électriques. Par ailleurs, les valeurs propres de la matrice d'état de ce modèle sont toujours stables quelque soit la valeur de w_r . **Donc, en commande avec capteur et une vitesse mécanique qui varie lentement, le modèle de la machine est toujours stable** ainsi que les estimateurs construits autour de ce modèle.

Le moteur asynchrone étant naturellement stable, la stabilité de la commande du moteur asynchrone en boucle fermée sera alors directement liée à la stabilité de l'observateur. L'équation 4.50. montre que la dynamique de l'observateur est en fonction d'une équation caractéristique $F(p)$. La stabilité de la commande sera donc dictée par le choix des pôles s_1 et s_2 de cette équation, qui sont en fonction du choix des gains k_2 et k_4 de la matrice des gains G de l'observateur adaptatif. Ainsi, la stabilité de la commande du moteur asynchrone sera fixée par le choix des deux gains k_2 et k_4 . Pour un bon choix de k_2 et k_4 , l'erreur d'observation pour le cas de l'observateur adaptatif pourra diminuer de **façon exponentielle** assez rapidement avec un temps de réponse $\tau = \frac{T_r}{\min\{s_1, s_2\}}$ [70]. Point de vue calculs, les gains k_2 et k_4 peuvent être choisis soit par placement de pôles ou bien par tâtonnement.

b. Etude de la stabilité du moteur asynchrone pour le cas non-linéaire [70]

Lorsque la vitesse mécanique varie de façon linéaire, les valeurs propres ne suffisent pas pour définir la stabilité du moteur asynchrone en boucle fermée. on doit donc utiliser la Théorie de Lyapounov pour l'analyse de la stabilité du système. Pour faire l'analyse de stabilité du moteur asynchrone dans le cas non-linéaire, nous allons reprendre le modèle du moteur dans le plan α, β (équation 2.18).

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\Omega) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \quad (4.57)$$

La matrice d'état est en fonction de la pulsation mécanique Ω , elle est donc non-linéaire. On peut donc la décomposer en deux parties ; une partie linéaire notée par A_1 , et une partie non-linéaire que nous allons appeler f_1 ;

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + f_1(x) \cdot x + B \cdot u \\ y = C(x) \end{cases} \quad (4.58)$$

L'analyse de stabilité pour le cas non-linéaire doit être précédé que la fonction f_1 est globalement Lipschitzienne par rapport à l'état x du système. La stabilité de la commande du moteur en boucle fermée (comme pour le cas linéaire) sera dictée par le choix des deux pôles s_1 et s_2 .. Dans ce cas l'exponentielle de convergence de l'observateur tend rapidement vers zéro si les pôles s_1 et s_2 sont strictement positifs. Ceci peut être montré en considérant la matrice A similaire à une matrice de Jordan à travers la transformation matricielle suivante ;

$$P \cdot A \cdot P^{-1} = \begin{bmatrix} s_1 I & 0 \\ 0 & s_2 I \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

Tel que la matrice ;

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} I & p_{12} I \\ p_{21} I & p_{22} I \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Doit commuter avec la matrice $Q(\Omega)$, tel que P a des blocks d'identité à l'échelle 2x2. Ainsi on considère la fonction d'énergie suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e_i^T & e_\phi^T \end{bmatrix} P^T P \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

Est une fonction candidate de Lyapounov. La dérivation de cette fonction donne :

$$\frac{dV_2}{dt} = \begin{bmatrix} e_i^T & e_\phi^T \end{bmatrix} P^T \begin{bmatrix} s_1 I & 0 \\ 0 & s_2 I \end{bmatrix} Q(\Omega) P \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Ce qui est une fonction définie négative si s_1 et s_2 sont des valeurs positives. En outre, la stabilité est exponentielle si ;

$$\frac{dV_2}{dt} \leq (-2 \min\{s_1, s_2\} / Tr) \cdot V_2 \quad (4.63)$$

Ceci prouve la stabilité du moteur asynchrone avec vitesse variable, commandé en boucle fermée en utilisant un observateur adaptatif de flux donné par l'expression suivante :

$$\dot{\hat{x}} = A_1 \cdot x + f_1(x) \cdot x + B \cdot u - G \cdot (C \hat{x} - y) \quad (4.64)$$

4.5.3.3 Simulation de la commande vectorielle directe avec observateur adaptatif du flux

Pour réaliser la simulation de la commande vectorielle du moteur asynchrone, nous avons utilisé des références du couple, de la vitesse et du flux semblables à celles que nous avons utilisé pour la commande vectorielle avec observateur de Luenberger Étendu (figure 4.6). Dans ce profil, un couple de charge nominal est appliqué lorsque la vitesse est constante et est égale à la valeur nominale (en régime statique). Un autre

profil est aussi intéressant (figures 4.16 et 4.35) il s'agit d'appliquer le couple de charge lorsque la vitesse mécanique du moteur varie, notamment à basse vitesse (zone d'inobservabilité du moteur asynchrone) [30]. Pour réaliser l'estimation du flux rotorique, l'observateur adaptatif est initialisé à une valeur du flux rotorique nulle: l'estimateur de flux étant en boucle fermée, le flux rotorique devrait donc être initialisé à une valeur non nulle. D'une part, l'initialisation de l'estimation du flux à une valeur non nulle permet de vérifier la capacité de convergence l'observateur adaptatif du flux. La valeur initiale du flux peut être évaluée à partir des paramètres du moteur. Les figures suivantes donnent les résultats de simulation pour les cas suivants ;

- a) commande vectorielle directe du moteur asynchrone utilisant un observateur adaptatif du flux sans variation de la résistance rotorique (Figs. 4.24 à 4.28),
- b) commande vectorielle directe du moteur asynchrone utilisant un observateur adaptatif du flux avec variation de la résistance rotorique (Figs. 4.29 à 4.33),
- c) commande vectorielle directe du moteur asynchrone utilisant un observateur adaptatif du flux avec variation de la résistance statorique (Figs. 4.35 à 4.40).

- Pour les deux premiers cas (commande vectorielle avec et sans variation de la résistance rotorique), on va utiliser les mêmes références du couple, du flux et de la vitesse de la figure 4.6. L'application de la variation de la résistance rotorique est de l'ordre de : $\Delta R_r = 100\%$. Cette variation est appliquée à l'instant $t = 1,5s$.

- Pour le cas de la commande avec variation de la résistance statorique, nous allons utiliser les références de la vitesse, du couple, et du flux rotorique utilisées dans le cas de la commande vectorielle associée à l'observateur de Luenberger Etendu avec variation de la résistance statorique. Soit une consigne de $\Omega = 15,7 \text{ rad/s}$ (figure 4.35). Le couple de charge, contrairement au profil de commande précédent (figure 4.6), est maintenu constant et égal au couple nominal, lorsque la vitesse mécanique varie et atteint une vitesse nulle. L'application de la variation de la résistance statorique est de ; $\Delta R_s = 100\%$ qui se fait aussi à l'instant $t = 1,5s$.

- **Commande vectorielle avec observateur adaptatif sans application de variation de R_r .**

Comme le montre la figure 4.26, l'observateur adaptatif ne donne pas une bonne estimation de la résistance rotorique, avec apparition d'oscillations sur la courbe d'estimation de cette résistance. L'observateur adaptatif ne donne pas une bonne estimation du flux (précision limitée lorsque la charge mécanique est appliquée). Malgré cela, la commande vectorielle avec observateur adaptatif du flux donne une meilleure poursuite de la vitesse (en termes de précision) que celle obtenue en utilisant un observateur de Luenberger.

- **Commande vectorielle avec observateur adaptatif avec application de variation de R_r**

L'effet de la variation de la résistance rotorique sur la réponse de la vitesse et du couple apparaît moins avec l'utilisation d'un observateur adaptatif (figures 4.27 et 4.28) que dans le cas de l'utilisation d'un observateur de Luenberger. Cependant, les oscillations qui apparaissent dans la réponse du couple et celle du flux augmentent avec la variation de la résistance rotorique (figures 4.28, 4.29). Ces oscillations sont dues principalement à l'application du couple de charge (elles apparaissent lors de l'application du couple), ce qui crée une différence entre le modèle du moteur et celui de l'observateur. Ainsi, et afin d'avoir une meilleure estimation de la résistance rotoriques et celle du flux rotoriques (en terme de précision et de robustesse), nous avons proposé de faire une modification sur la structure de l'observateur adaptatif du flux. Cette modification consiste à faire l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif du flux. La figure 4.34 montre l'erreur de correction des courants statoriques (différence entre les courants réels et les courants estimés). Cette figure montre une grande amplitude de cette erreur de correction ce qui signifie une mauvaise correction des courants statoriques dans la structure de l'observateur adaptatif, et malgré la variation des gains de correction de l'observateur on n'arrive pas à limiter la valeur de ces courants.

- **Commande vectorielle avec observateur adaptatif avec application de variation de R_s**

L'effet de la variation de la résistance statorique apparait sur la réponse de la vitesse et l'estimation du flux (figures 4.33 et 4.36). L'effet de la variation de la résistance statorique sur l'estimation du flux apparait moins que dans le cas de l'estimation du flux par un observateur de Luenberger Etendu. On note aussi l'apparition d'oscillations sur la courbe de poursuite de vitesse ainsi que la courbe d'observation du flux et sur la courbe d'estimation du flux (figures 4.33, 4.36, 4.37). Ces oscillations apparaissent plus avec la variation de la résistance statorique.

Commande vectorielle avec observateur adaptatif du flux – sans variation de la résistance rotorique

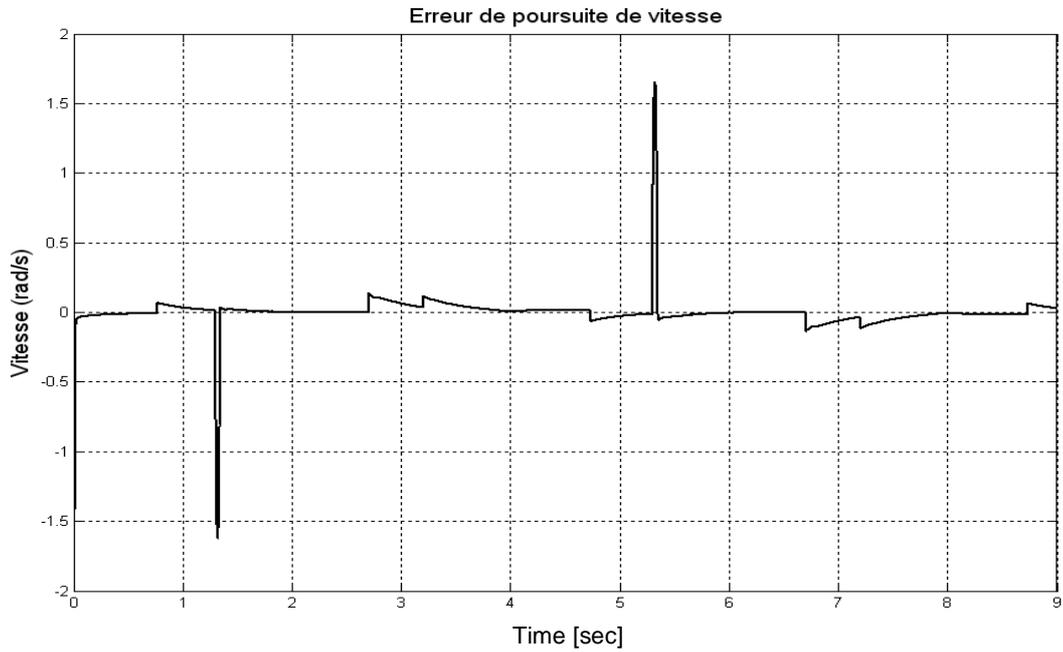


Figure 4.24 : Erreur de vitesse

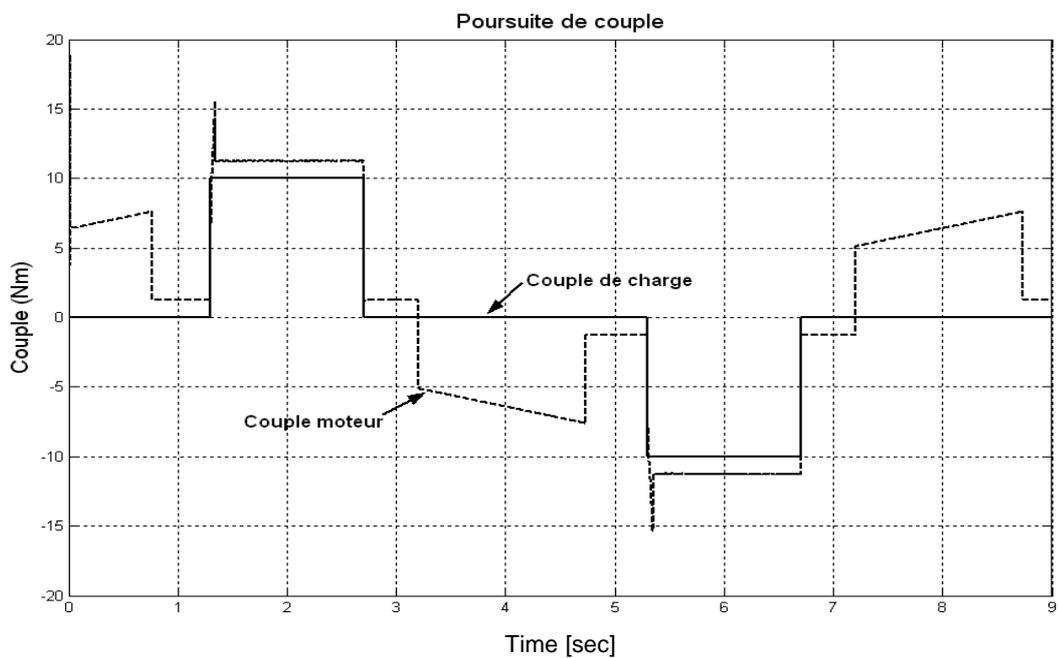


Figure 4.25 : Couples

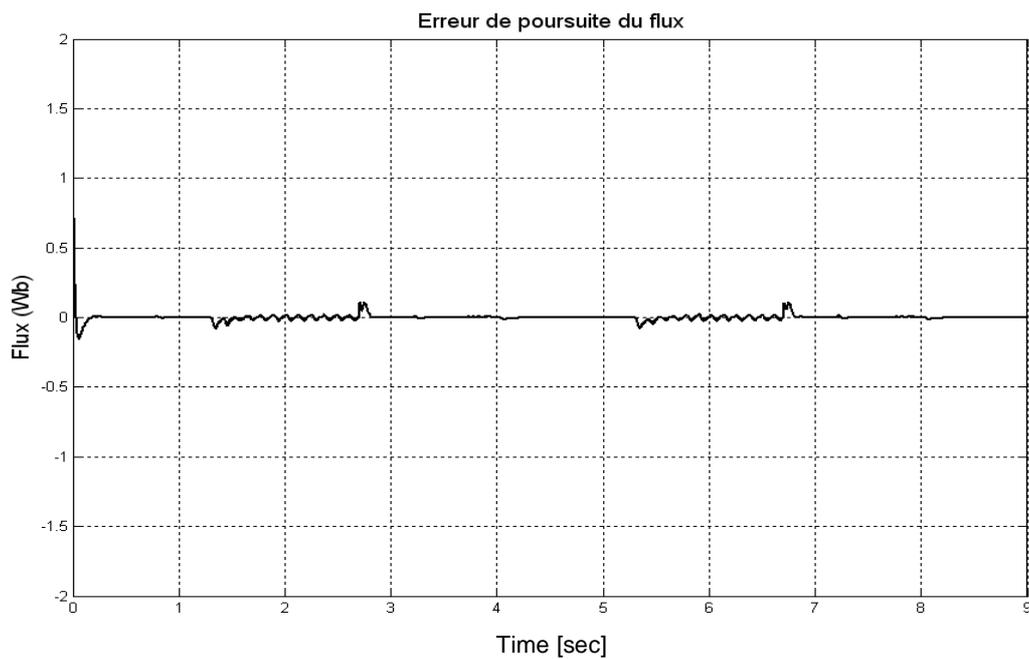


Figure 4.26 : Erreur de poursuite du flux

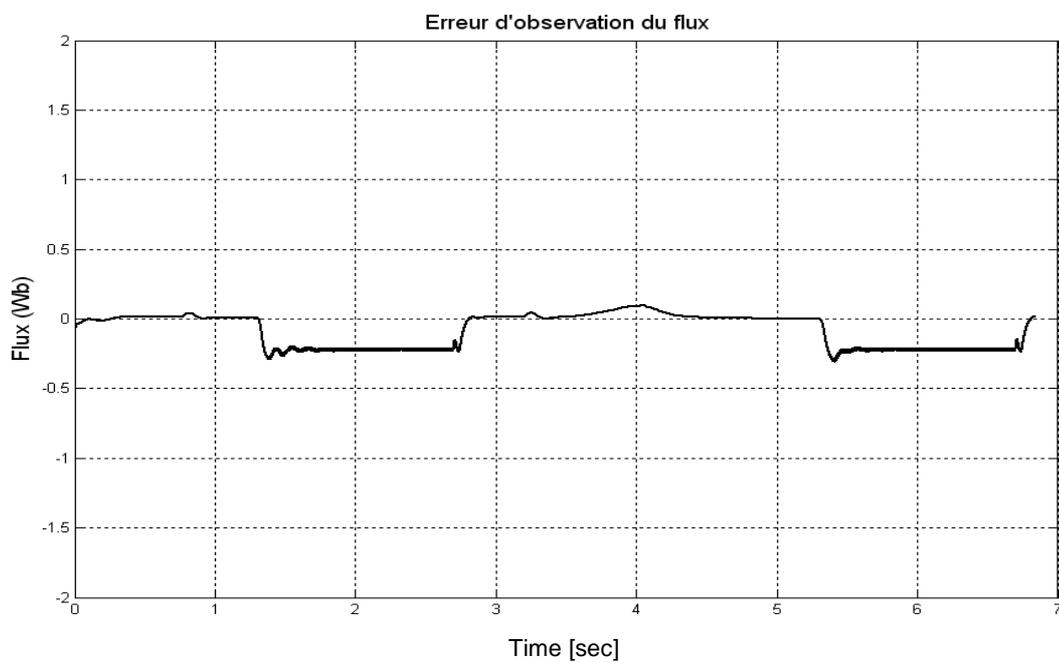


Figure 4.27 : Erreur d'observation du flux

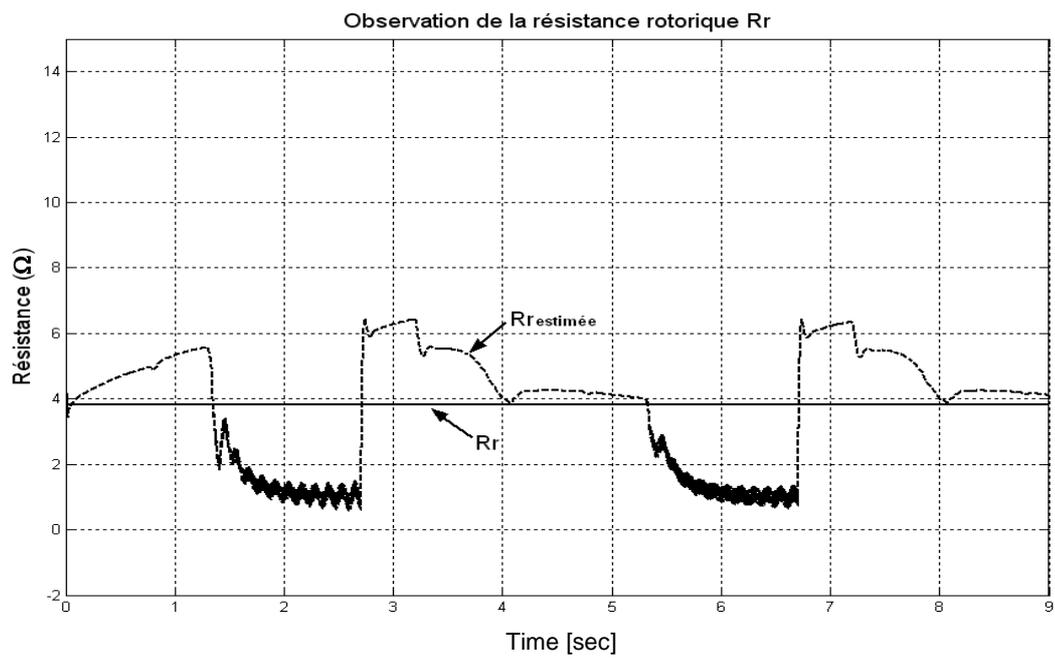


Figure 4.28 : Estimation de la résistance rotorique

Commande vectorielle avec observateur adaptatif du flux –
variation de la valeur de la résistance rotorique (variation de 100% de R_r)

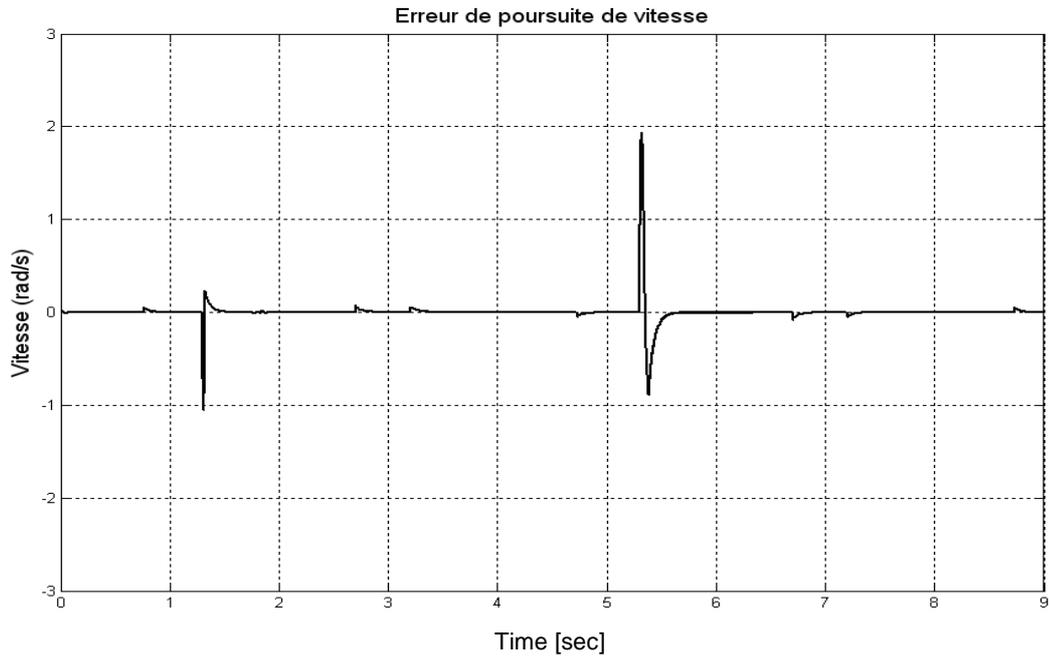


Figure 4.29 : Erreur de vitesse

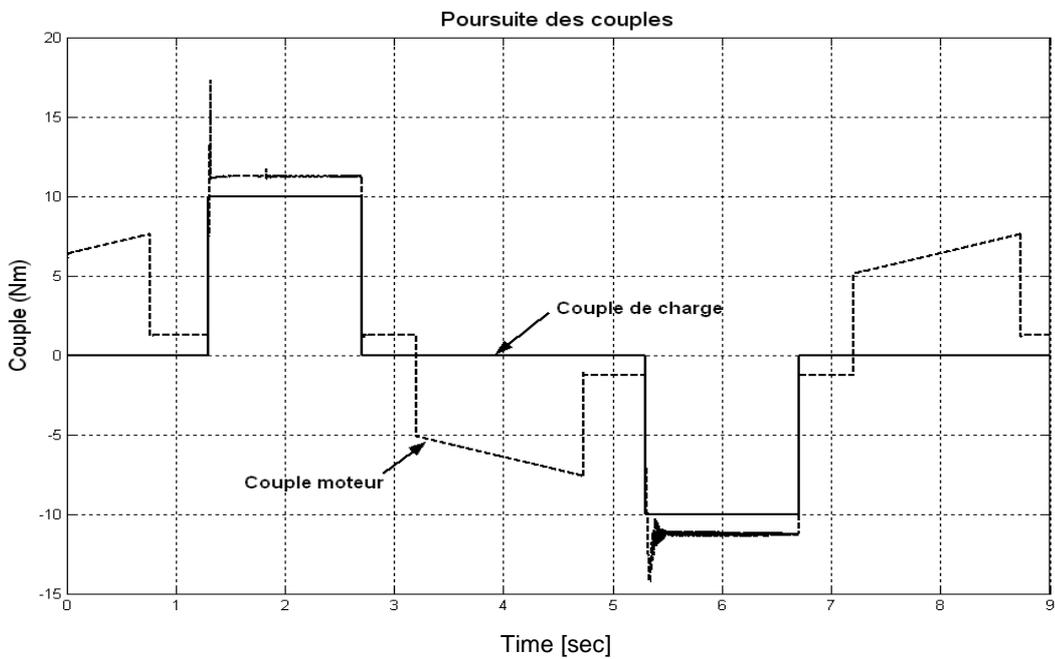


Figure 4.30 : Couples

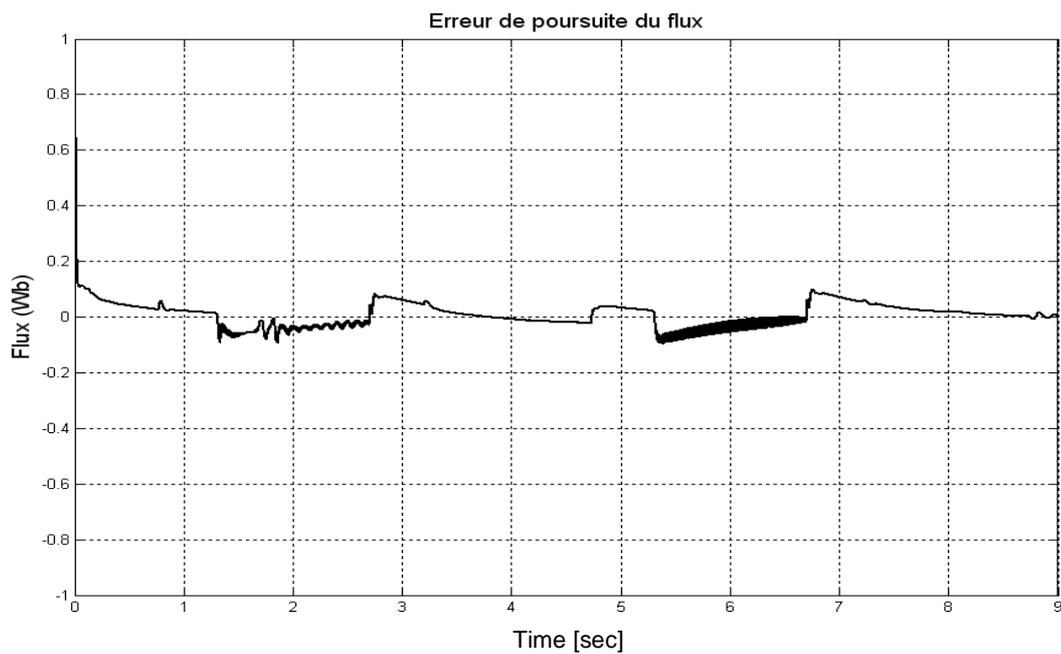


Figure 4.31 : Erreur de poursuite du flux

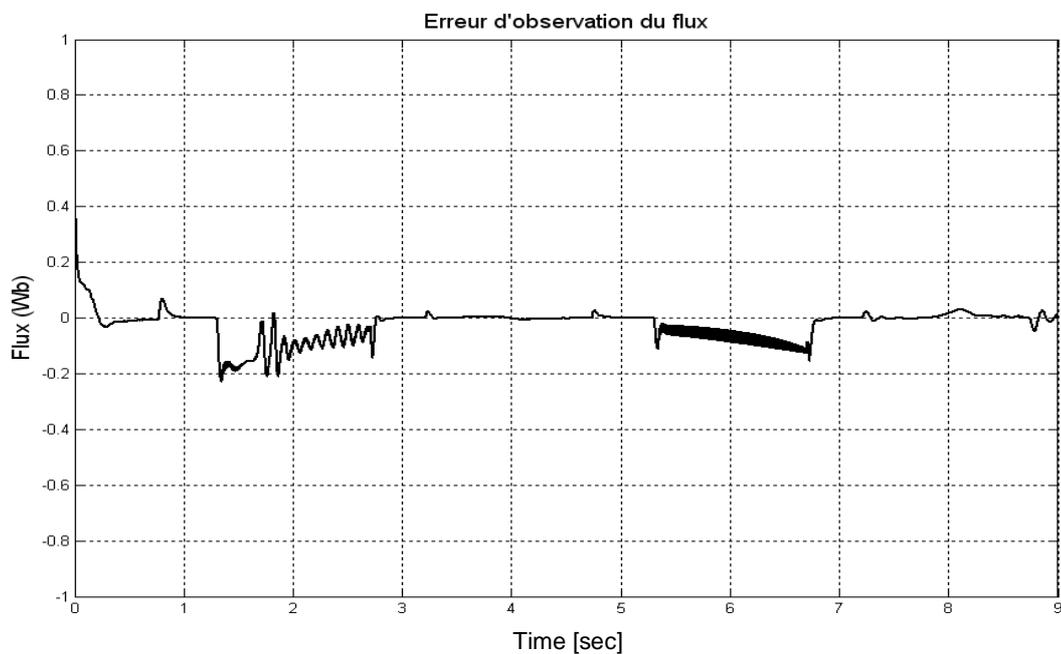


Figure 4.32 : Erreur d'observation du flux

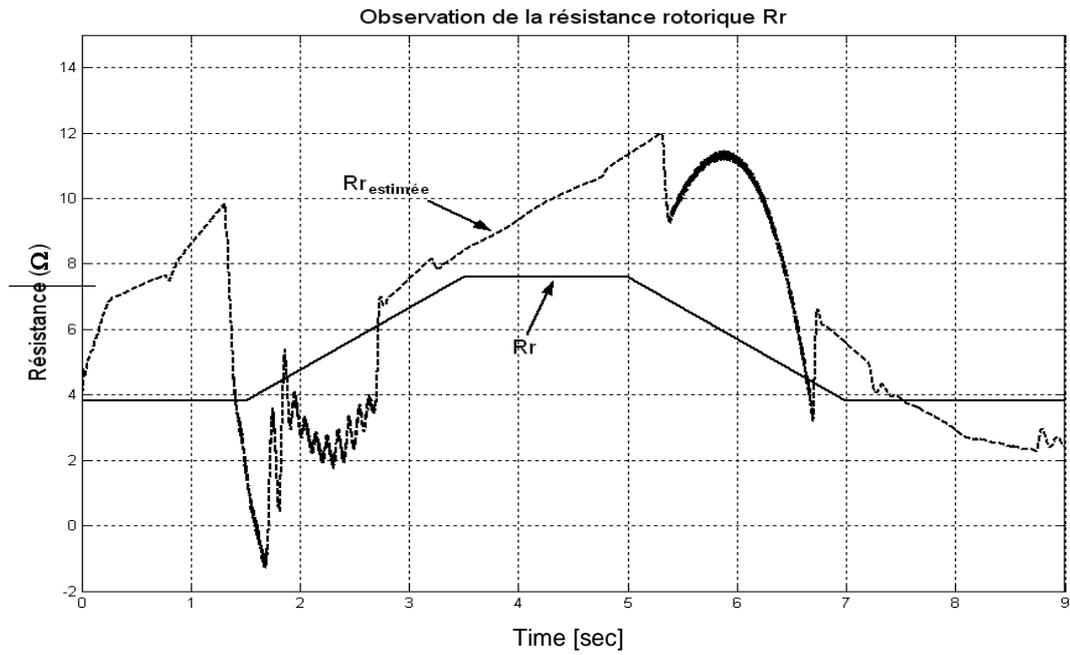


Figure 4.33 : Estimation de la résistance rotorique

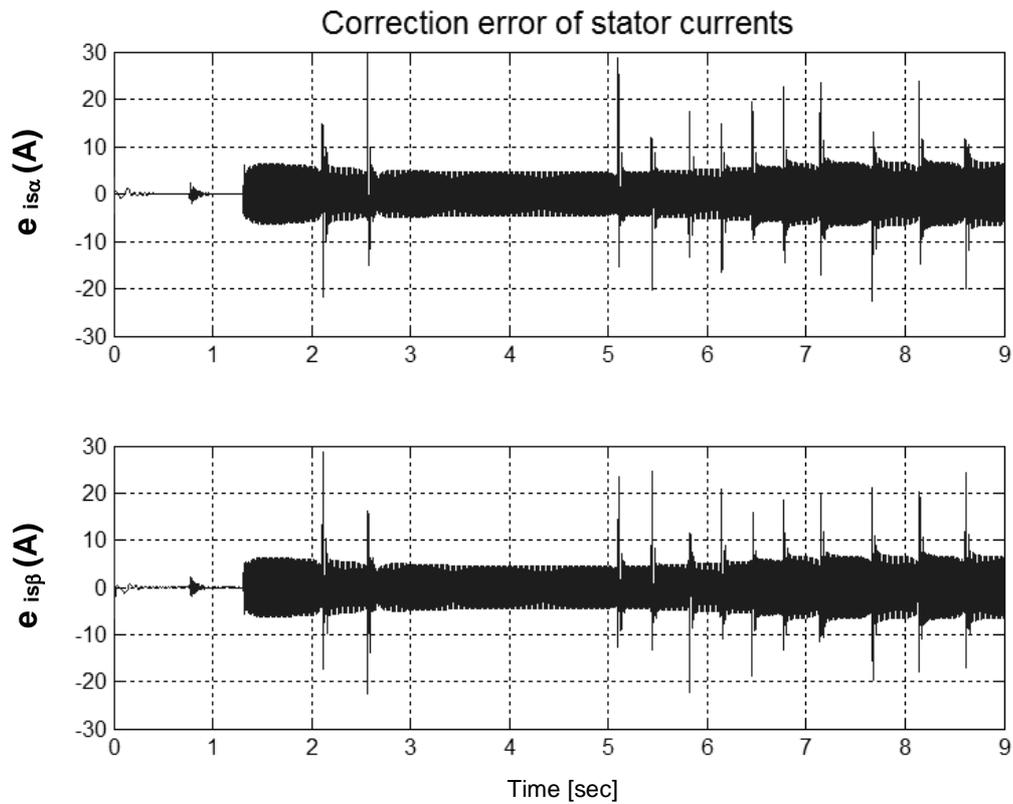


Figure 4.34 : Erreurs de correction des courants statoriques dans la structure de l'observateur adaptatif du flux

Commande vectorielle avec observateur adaptatif du flux avec variation de la valeur de la résistance statorique (variation de 100% de R_s)

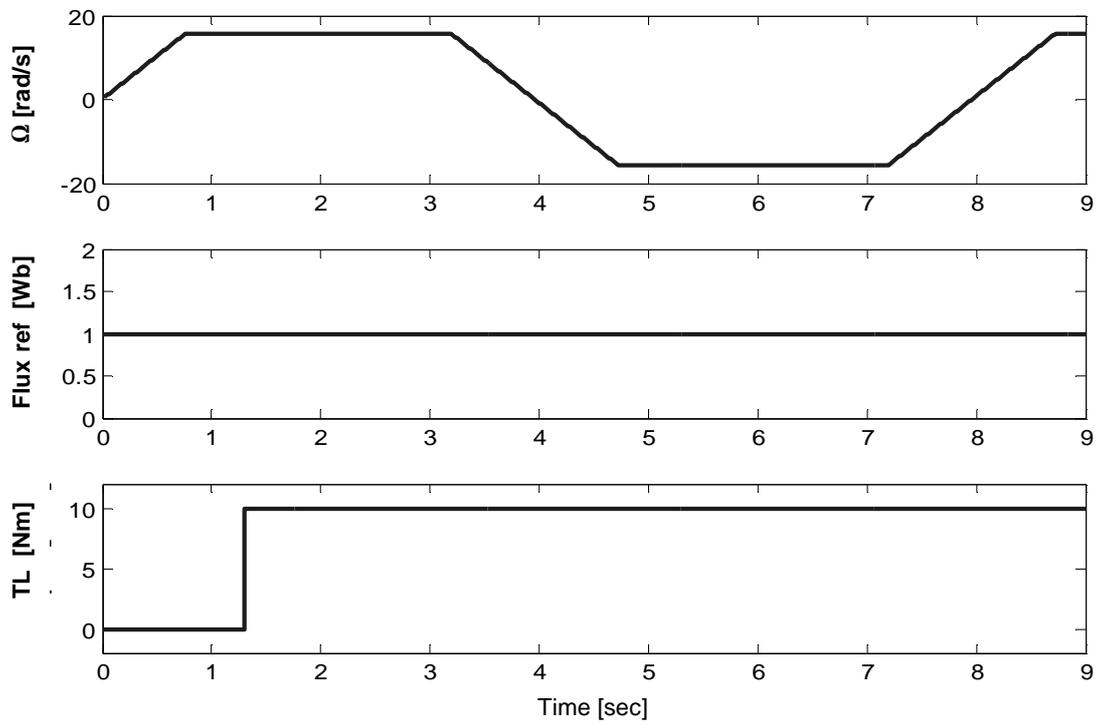


Figure 4.35 : Référence

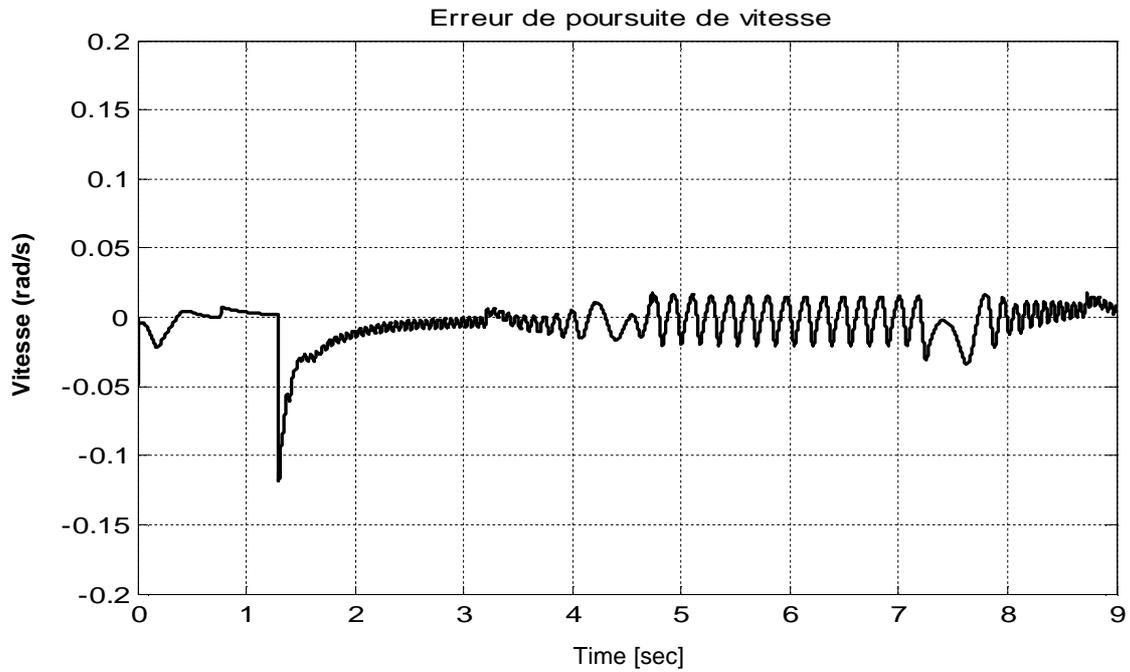


Figure 4.36 : Erreur de vitesse

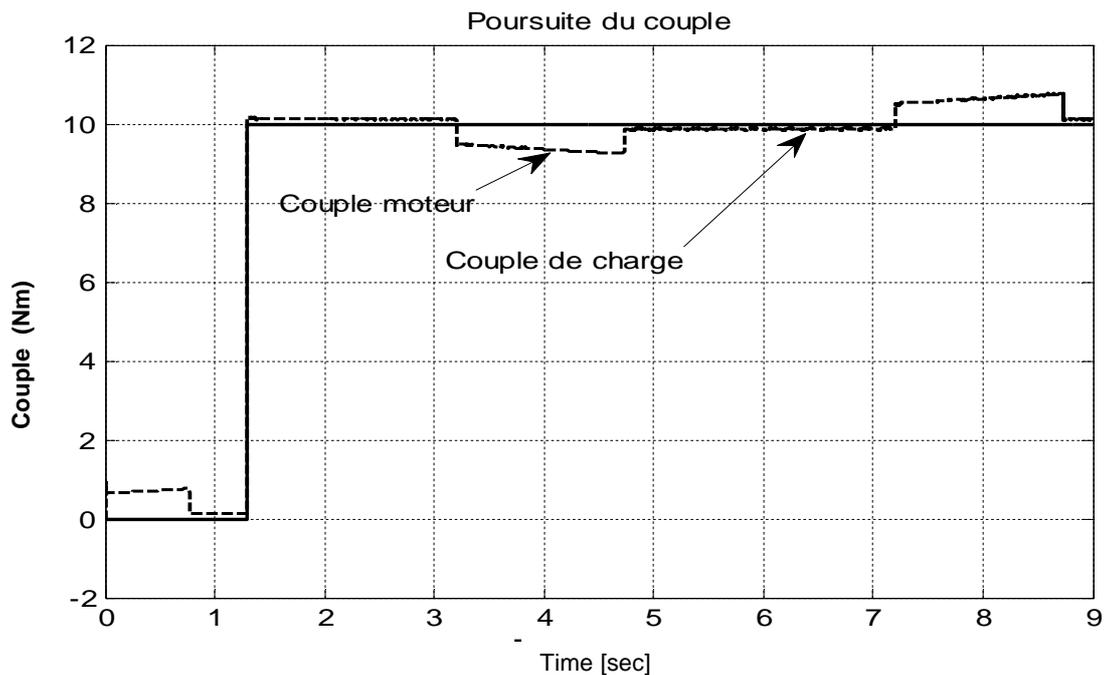


Figure 4.37 : Couples

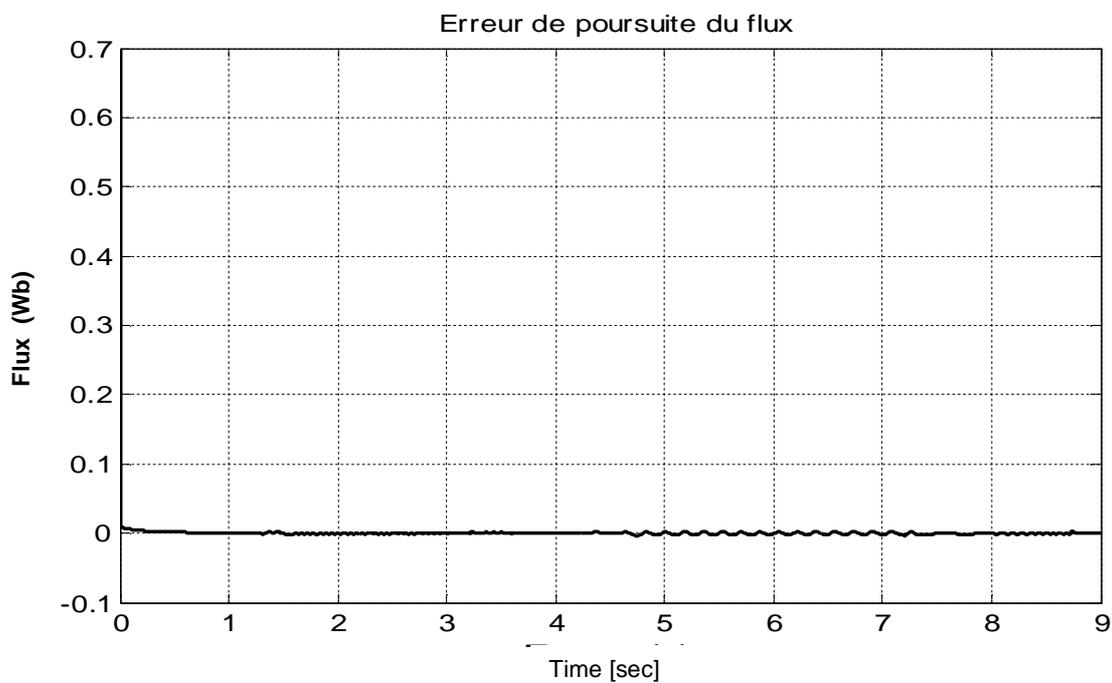


Figure 4.38 : Erreur de poursuite du flux

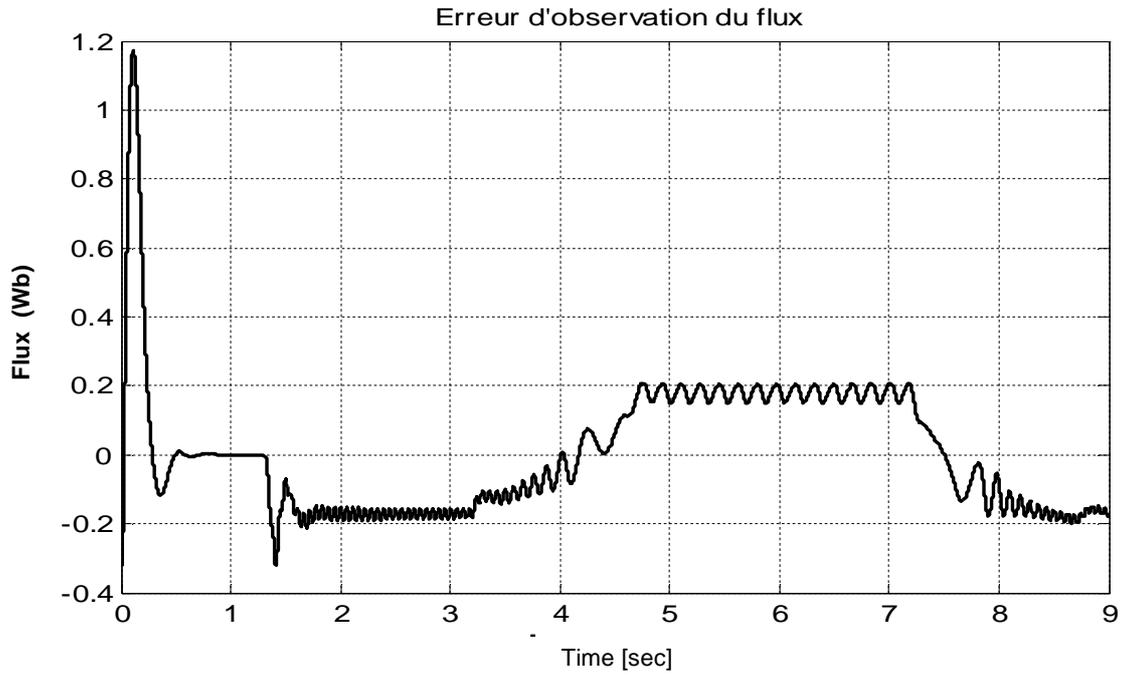


Figure 4.39 : Erreur d'observation du flux

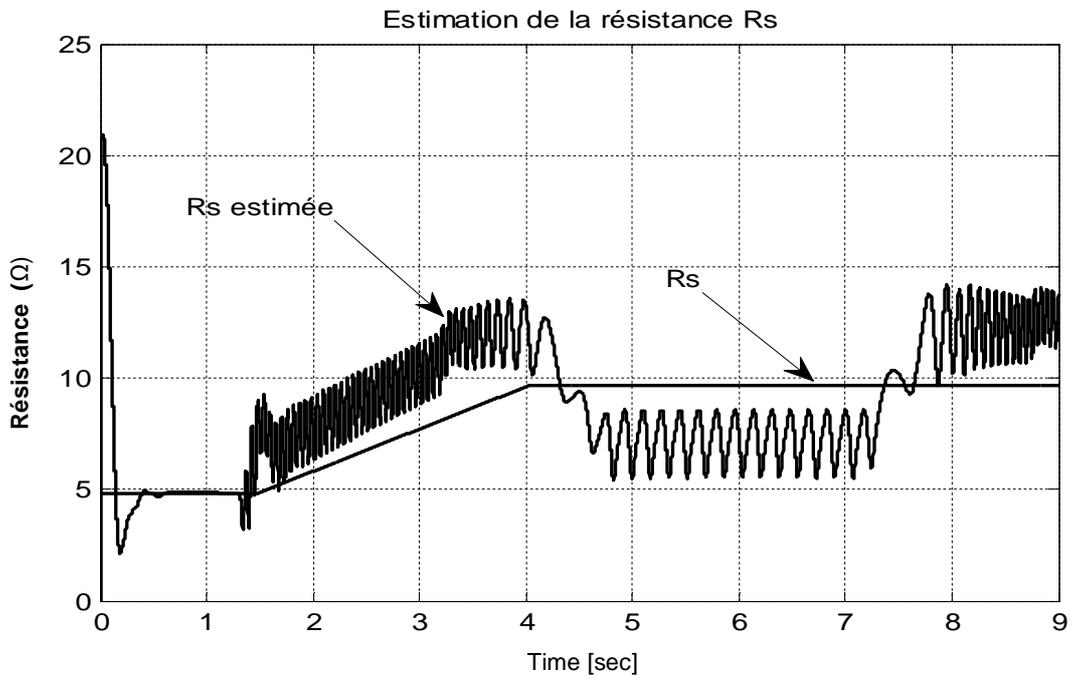


Figure 4.40 : Estimation de la résistance statorique

4.6 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons rappelé les notions générales de la théorie des observateurs et l'étude de l'observabilité pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Pour les systèmes linéaires, deux types d'observateurs sont utilisés l'observateur de Luenberger et l'observateur de Kalman. Pour le cas des systèmes non linéaires, plusieurs types d'observateurs ont été développés, le choix de l'observateur dépend de l'exigence de l'emploi de l'observateur (robustesse, rejet de perturbation, précision,).

Au cours de l'étude des observateurs pour les systèmes non linéaires, nous avons proposé un cas particulier d'observateur pour l'estimation robuste du flux rotorique du moteur asynchrone, à savoir l'observateur adaptatif du flux. L'observateur adaptatif donne de meilleurs résultats d'estimation du flux que ceux obtenus par l'observateur classique. L'observateur adaptatif possède une meilleure robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique que celle de l'observateur de Luenberger, avec limitations des pics lors des transitoires des vitesses et du couple. Cependant, l'observateur adaptatif du flux ne donne pas une bonne estimation des résistances rotorique et statorique, et il ne donne pas une bonne estimation du flux rotorique avec apparition d'oscillations pour le cas de l'estimation de la résistance rotorique et l'estimation de la résistance statorique (figures 4.25, 4.30 et 4.36).

Chapitre 5

Commande vectorielle directe du MAS avec une nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux (NSAFO)

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que l'observateur adaptatif ne donne pas une bonne estimation des résistances rotorique et statorique, ce qui affecte la qualité d'estimation du flux. Ceci est dû à la différence entre le modèle du moteur asynchrone et celui de l'observateur adaptatif ; car dans le modèle de l'observateur adaptatif le couple résistif n'est pas pris en considération. Dans ce chapitre, nous proposons une amélioration sur l'observateur adaptatif du flux de telle manière à augmenter les performances de cet observateur point de vue robustesse et précision. L'amélioration proposée [11, 12] consiste à faire l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure de base de l'observateur adaptatif du flux, ce qui permet de rendre le modèle de cet observateur plus proche de celui du moteur asynchrone, donc d'obtenir une meilleure estimation du flux. Dans ce qui suit, nous allons décrire la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux (NSAFO), puis nous allons vérifier les performances et la robustesse de la commande vectorielle utilisant le nouvel observateur adaptatif à travers des simulations.

5.2 Nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux

5.2.1 Description de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux

Les résultats de simulation du chapitre précédent ont montré que l'observateur adaptatif du flux permet d'obtenir de meilleurs résultats d'estimation du flux rotorique que ceux obtenus par un observateur de Luenberger Étendu. Cependant, l'observateur adaptatif ne donne pas une bonne estimation des résistances rotoriques et statoriques ; manque de précision et apparition de grandes oscillations. Ceci nous amène à chercher quelles sont les contraintes qui limitent les performances de cet observateur, et d'essayer de limiter l'effet de ces contraintes.

1^{ère} remarque faite :

La première remarque qu'on peut faire sur la structure de l'observateur adaptatif est que cet observateur ne contient pas de couple de charge comme entrée du modèle (comme pour le cas du modèle du MAS), car c'est une grandeur non mesurable. **Ceci crée une différence entre le modèle du MAS et celui de l'observateur** : les variables d'état et de sortie des deux modèles (moteur et observateur) ne seront pas les mêmes.

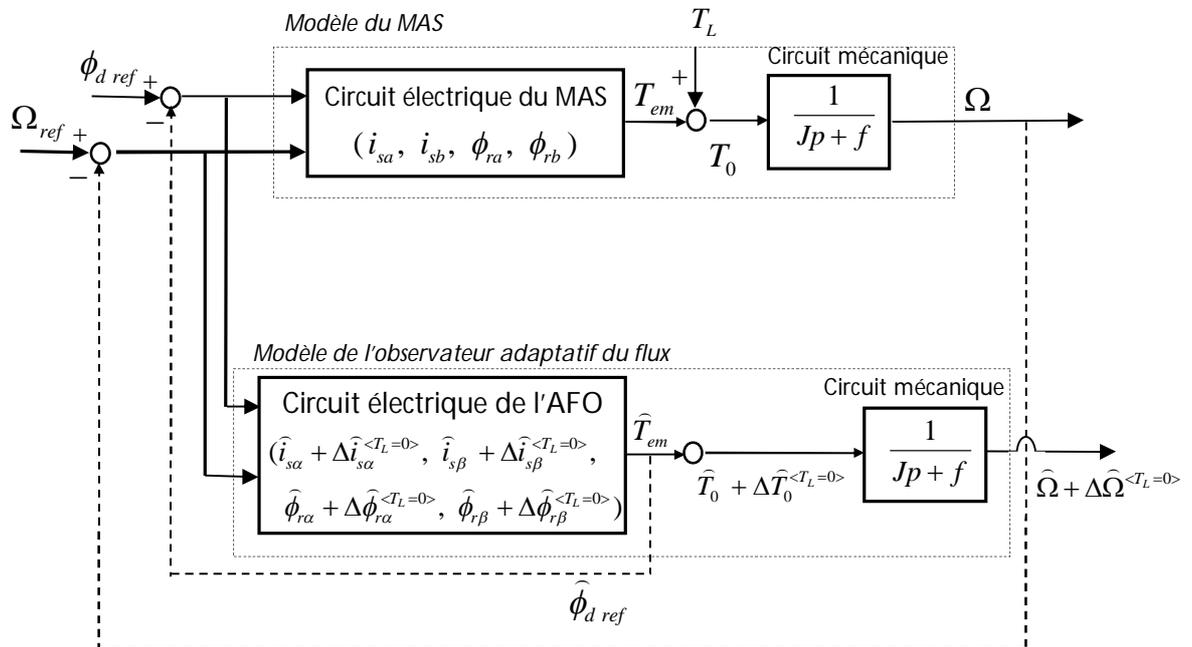


Figure 5.1 : Effet de l'absence du couple de charge dans la structure de l'AFO

La figure 5.1 montre l'effet de l'absence du couple de charge dans la structure de base de l'AFO sur l'estimation des variables d'état du MAS : les grandeurs: $\Delta \hat{i}_{s\alpha}^{<T_L=0>}$, $\Delta \hat{i}_{s\beta}^{<T_L=0>}$, $\Delta \hat{\phi}_{r\alpha}^{<T_L=0>}$, $\Delta \hat{\phi}_{r\beta}^{<T_L=0>}$ représentent les erreurs statiques sur l'estimation des courants statoriques et des flux rotorique (grandeurs statique), et $\Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>}$, $T_0^{<T_L=0>}$: les erreurs statiques sur l'estimation du couple moteur et la vitesse mécanique. Ces erreurs sur les valeurs estimées sont dues à l'absence du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif.

Explication de l'origine des erreurs d'estimation des paramètres du moteur :

L'équation mécanique du moteur (Eq. 2.8) montre une relation proportionnelle entre la vitesse mécanique du moteur et le couple moteur. Ceci implique que la différence $\Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>}$ entre la vitesse mécanique du moteur asynchrone et la vitesse estimée est due à l'absence du couple résistif dans la structure de l'observateur adaptatif. On écrit l'implication suivante ;

$$\Delta \hat{T}_0^{<T_L=0>} \Rightarrow \Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>} \quad (5.1)$$

L'erreur sur l'estimation de la vitesse du moteur $\Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>}$ va engendrer des erreurs sur l'estimation des courants statoriques ($\Delta \hat{i}_{s\alpha}^{<T_L=0>}$, $\Delta \hat{i}_{s\beta}^{<T_L=0>}$) car les courants statoriques sont en fonction de la vitesse mécaniques du moteur (Eq 4.22).

D'autre part, l'estimation de la résistance rotorique est en fonction des valeurs estimées des courants statoriques (Eq 4.44). Donc les erreurs sur l'estimation descourans statoriques $\Delta \hat{i}_{s\alpha}^{<T_L=0>}$, $\Delta \hat{i}_{s\beta}^{<T_L=0>}$ vont affecter la qualité d'estimation de la résistance rotorique. Ainsi, on peut déduire que la qualité d'estimation des résistances rotorique et statorique est sera affectée par l'absence du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif. La relation suivante permet de schématiser le sens de causalité des erreurs sur l'estimation des variable d'état du moteur asynchrone ;

$$\Delta \hat{T}_0^{<T_L=0>} \rightarrow \Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>} \rightarrow \left\{ \Delta \hat{i}_{s\alpha}^{<T_L=0>}, \Delta \hat{i}_{s\beta}^{<T_L=0>}, \Delta \hat{\phi}_{r\alpha}^{<T_L=0>}, \Delta \hat{\phi}_{r\beta}^{<T_L=0>} \right\} \rightarrow \left\{ \Delta R_s^{<T_L=0>}, \Delta R_r^{<T_L=0>} \right\}$$

La nécessité de la compensation du couple de charge dans la structure de l'AFO :

Le chapitre précédent montre que rendre le modèle de l'observateur adaptatif du flux semblable à celui du moteur asynchrone il suffit de supprimer l'erreur $\Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>}$ sur l'estimation de la vitesse mécanique du moteur. La correction des courants estimés vise à rendre le modèle de l'observateur adaptatif semblable à celle du modèle du moteur asynchrone. Or, et comme le montre les résultats de simulation du chapitre précédent cette correction n'est pas suffisante pour avoir une bonne estimation des résistances rotorique et statoriques. **Quelque soit le type de correction des courants statoriques estimés dans la structure de l'AFO**, on ne pourra jamais obtenir une suppression de l'erreur $\Delta \hat{\Omega}^{<T_L=0>}$.

Afin d'améliorer les performances de l'observateur adaptatif du flux, il faut estimer la valeur du couple de charge du moteur asynchrone et l'ajouter comme une nouvelle entrée pour le modèle de l'observateur adaptatif. Ceci rendra afin le modèle de l'observateur adaptatif plus proche de celui du moteur. Pour réaliser l'estimation du couple de charge nous avons utilisé l'équation mécanique du moteur (Eq. 2.8). Cette équation montre un rapport direct entre la vitesse mécanique et le couple de charge (la vitesse est l'image du couple). Ainsi, il est possible de faire l'estimation du couple de charge à partir de la différence entre la vitesse réelle du moteur et la vitesse estimée par l'observateur adaptatif.

$$\hat{T}_L = e_{est\Omega} = \Omega - \hat{\Omega} \quad (5.2)$$

La modification sur la structure de l'observateur adaptatif est basée sur l'estimation du couple de charge qui est obtenue à partir de la différence $e_{est\Omega}$ entre la vitesse mécanique du moteur asynchrone et la vitesse estimée par l'observateur adaptatif. Et pour avoir estimation plus rapide et plus précise du couple de charge, nous allons multiplier l'erreur $e_{est\Omega}$ par un gain k_0 , choisi de telle manière à obtenir la meilleure précision de l'estimation du couple de charge. Soit :

$$\hat{T}_L = k_0 \cdot e_{est\Omega} \quad (5.3)$$

La structure du nouvel observateur adaptatif du flux est donnée par la figure 5.2 [11, 13]. C'est un modèle dynamique non-linéaire du 5^{ème} ordre, avec un vecteur d'entrée u qui contient non seulement les deux tensions statoriques $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$, mais aussi le couple estimé \hat{T}_L . Le modèle d'état de cet observateur est donné par les équations suivantes ;

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \hat{x} &= \hat{A} \cdot \hat{x} + B \cdot u + G(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{y} &= C \cdot \hat{x} \end{aligned} \quad (5.4)$$

avec ;

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & w_r \end{bmatrix}^T ;$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} & \hat{T}_L \end{bmatrix}^T ;$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & w_r \end{bmatrix}^T$$

et;

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + p\Omega K \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - p\Omega K \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ p^2 \frac{M}{J_m L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_c}{J_m} \omega_r \end{bmatrix},$$

La nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux contient non seulement, l'ajustement des résistances rotorique [11] ou statorique [13], mais aussi l'estimation et la compensation du couple de charge. La représentation des entrées et des sorties de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux est donnée par la figure 5.3. La compensation du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif permet essentiellement d'augmenter la précision et la robustesse de cet observateur vis-à-vis des variations paramétriques, car le model de l'observateur sera plus proche de celui du moteur asynchrone. Afin de vérifier les performances de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif nous allons effectuer des simulations de la commande vectorielle du moteur asynchrone utilisant cet observateur.

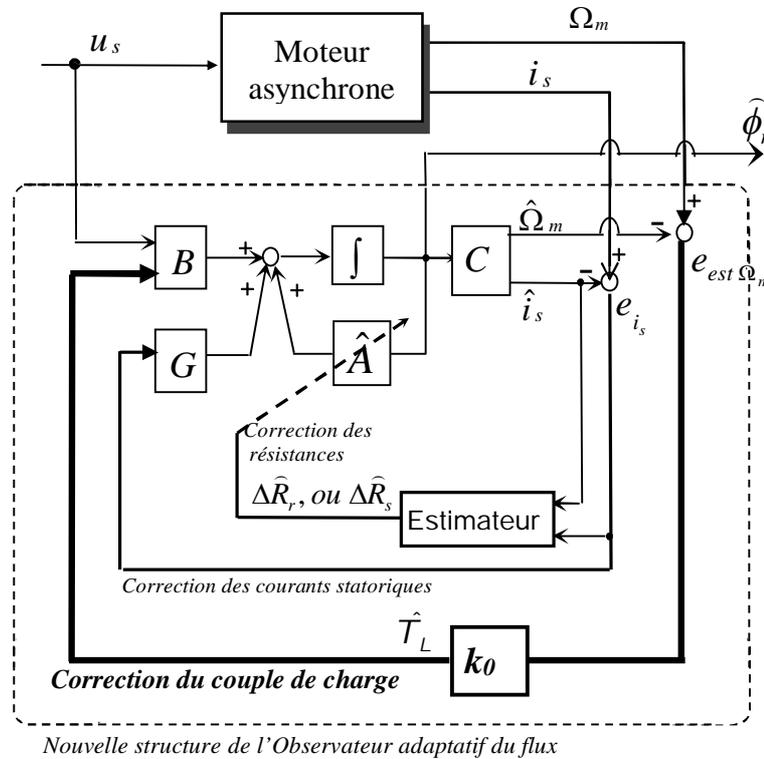


Figure 5.2 : Schéma de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux

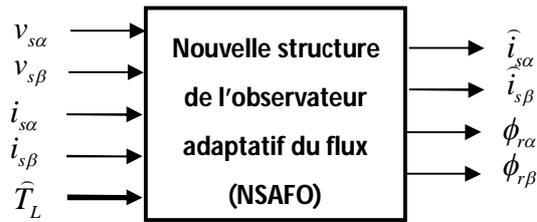


Figure 5.3 : Entrées/sorties de la nouvelle structure de l'AFO

Et pour vérifier la robustesse du nouvel observateur adaptatif nous allons considérer une variation de la résistance rotorique pour un entraînement à vitesse nominale (avec et sans application du couple de charge), ainsi que la variation de la résistance statorique à basse vitesse.

5.2.2 Simulation de la commande vectorielle directe du MAS avec la nouvelle structure de l'observateur adaptatif

Les mêmes simulations de commande vectorielle du moteur asynchrone réalisées pour un observateur adaptatif du flux ont été réalisées pour le nouvel observateur adaptatif. Les performances de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif ont été testés pour les deux cas : estimation de la résistance rotorique [11], et estimation de la résistance statorique [13].

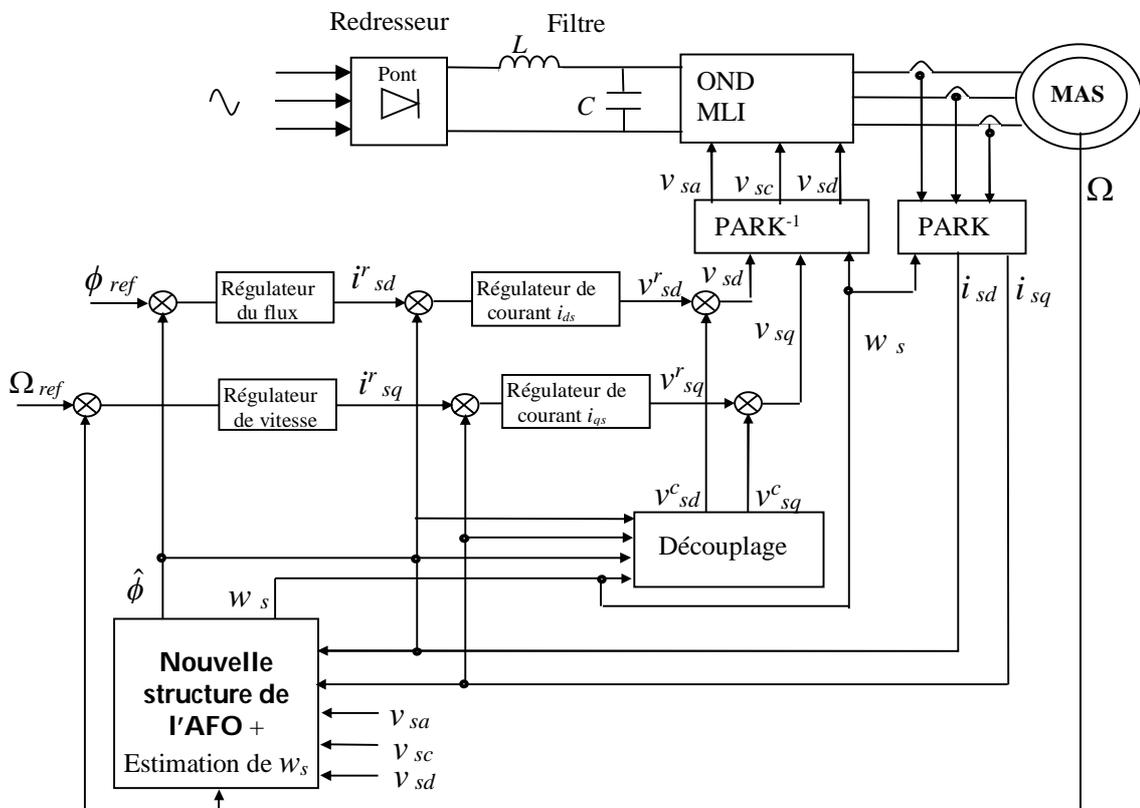


Figure 5.4 : Schéma d'un contrôle vectoriel direct avec estimation de flux rotorique en utilisant la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux

Et pour tester la robustesse de la nouvelle structure nous allons utiliser la même variation de la résistance rotorique déjà prise ; $\Delta R_r = 100\%$ à l'instant $t = 1,5s$. Pour le cas de l'application d'une variation de la résistance statorique, nous allons prendre un profil de références de vitesse, du flux et du couple semblables à celui utilisé dans le chapitre 4 (Fig 4.25). Soit une consigne de vitesse dix fois inférieure à celle pour l'estimation de R_r . La variation de la résistance statorique pour le test de robustesse sera la même que le chapitre précédent ; $\Delta R_s = 100\%$. Les figures suivantes donnent les résultats de simulation de la commande vectorielle directe avec estimation du flux en utilisant la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux.

- **Commande vectorielle utilisant la nouvelle structure de l'AFO sans variation de R_r**

Comme le montre les figures 5.4, 5.5, 5.6, la commande vectorielle du moteur asynchrone utilisant la nouvelle structure de l'AFO donne une bonne poursuite de vitesse en charge et à vide ; la consigne suit sa référence avec une bonne dynamique et une grande précision en régime statique. Le nouvel observateur adaptatif permet aussi d'obtenir une bonne régulation du flux, ainsi qu'une bonne régulation du couple moteur pendant les variations de consigne et en régime statique. La nouvelle structure de l'AFO permet d'obtenir une très bonne estimation du flux rotorique (Fig 5.7), et celle de la résistance rotorique (Fig 5.8), comparée aux résultats d'estimation utilisant la structure de base de l'AFO (figures 4.18 et 4.19). Cependant, on remarque un dépassement de 125% au départ (démarrage du moteur) dans la courbe d'estimation de la résistance rotorique (Fig 5.8). Le nouvel observateur adaptatif permet aussi de faire l'estimation du couple de charge avec une grande précision et avec rapidité (Fig 5.9). La remarque principale c'est l'absence des oscillations (qui apparaissent pour le cas de l'AFO) sur la réponse du couple moteur, ainsi que sur la courbe d'estimation des résistances rotorique et statorique.

- **Commande vectorielle utilisant la nouvelle structure de l'AFO avec variation de R_r**

La nouvelle structure de l'observateur adaptatif permet d'obtenir une bonne poursuite de la vitesse en charge et à vide malgré l'application d'une variation de 100% sur la valeur de la résistance rotorique. La consigne suit sa référence avec une bonne dynamique et une grande précision. On obtient aussi une bonne régulation du flux rotorique ainsi qu'une bonne régulation du couple moteur malgré l'application d'une variation de 100% sur la valeur de la résistance rotorique (figures 5.10, 5.11 et 5.12). L'effet de la variation de la résistance rotorique n'apparaît pas trop sur la régulation du couple moteur (figure 5.11). Le nouvel observateur adaptatif donne une très bonne estimation de la résistance rotorique, du couple de charge, ainsi que celle du flux rotorique en termes de précision et de rapidité même lorsqu'une variation de la résistance rotorique est appliquée (figures 5.13, 5.14 et 5.15). On note aussi l'absence d'oscillation sur la courbe d'estimation de la résistance rotorique ainsi que sur la réponse du couple moteur.

Commande vectorielle avec estimation du flux en utilisant la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux (estimation de la résistance rotorique)

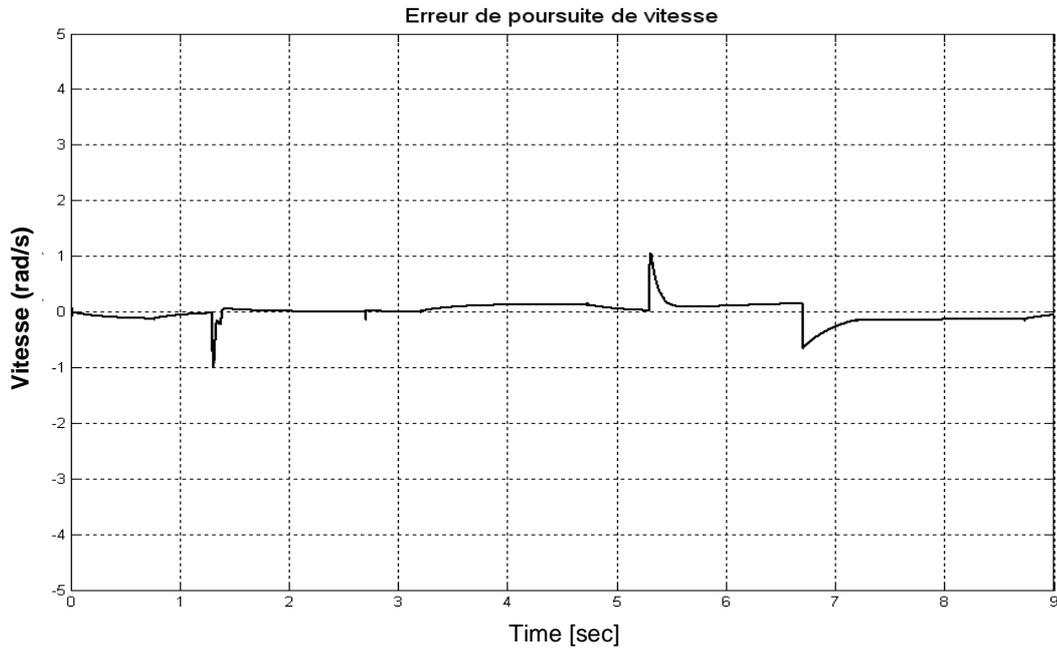


Figure 5.5 : Erreur de vitesse

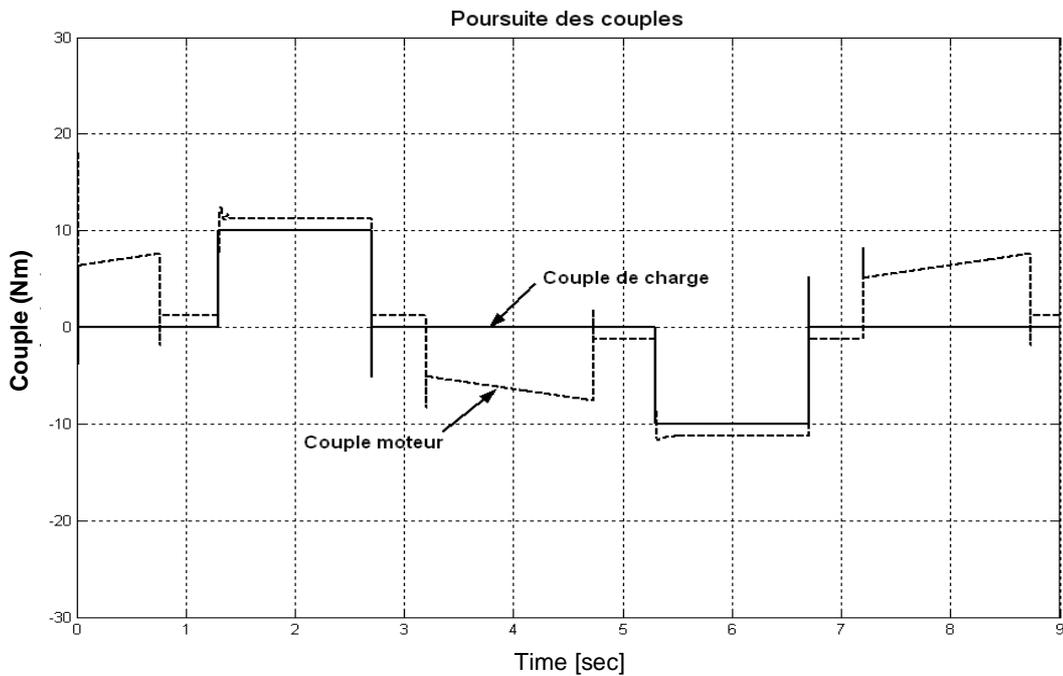


Figure 5.6 : Couples

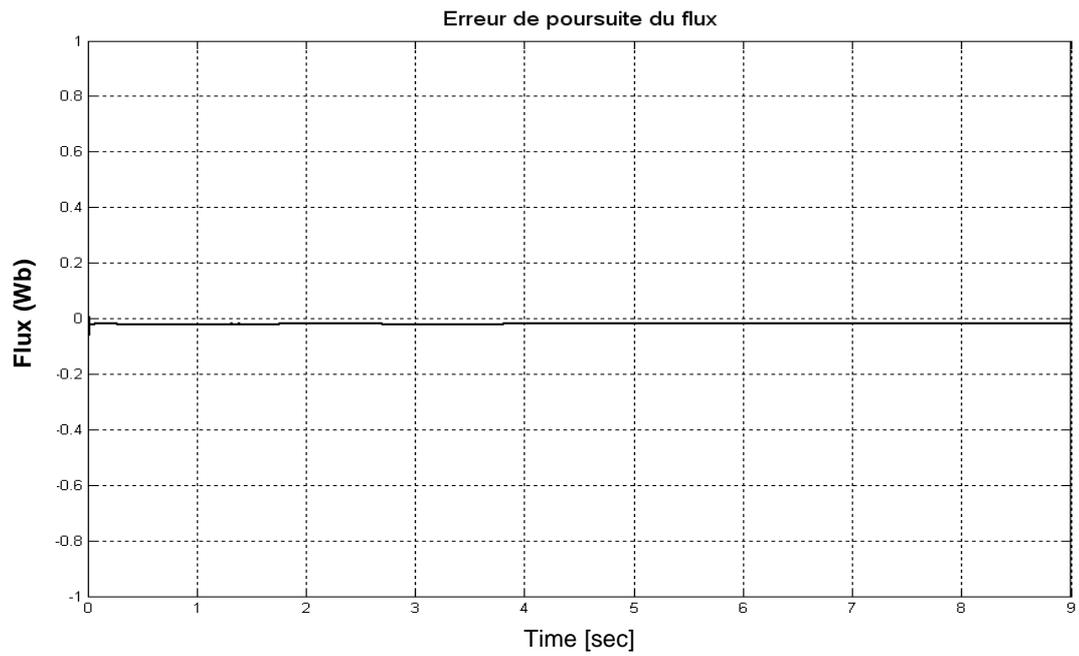


Figure 5.7 : Erreur de poursuite du flux

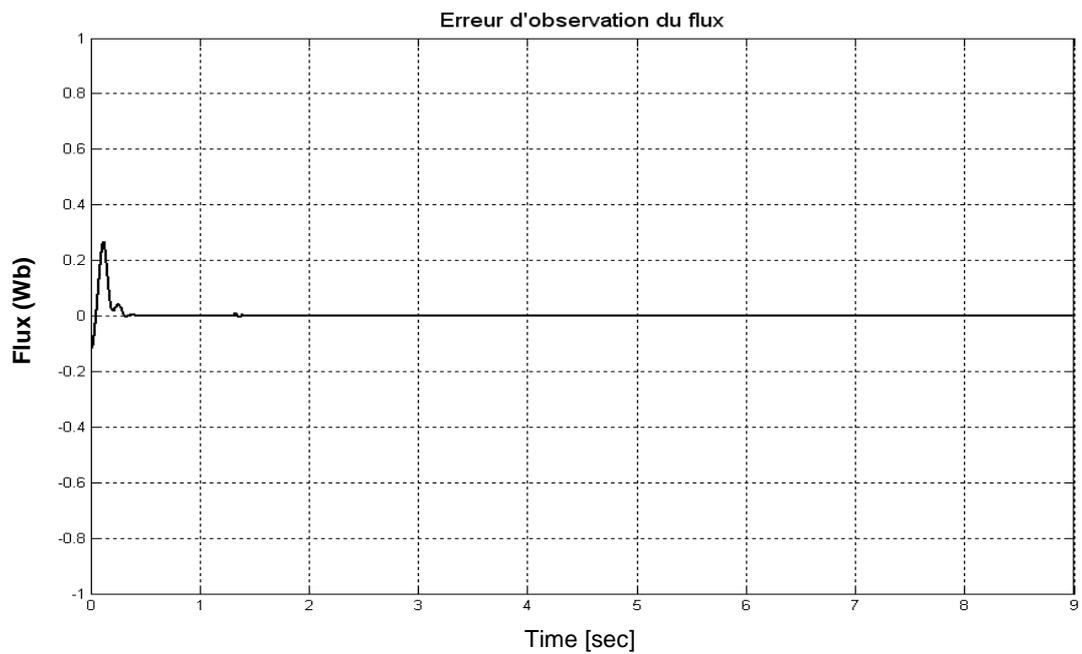


Figure 5.8 : Erreur d'observation du flux

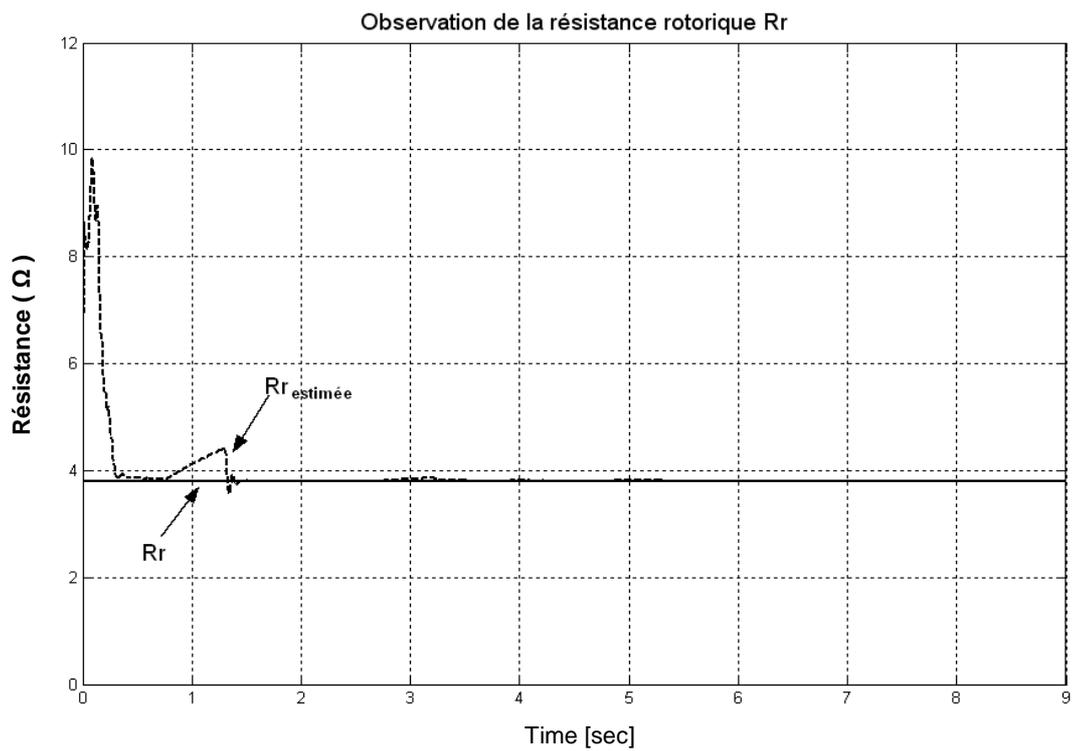


Figure 5.9 : Estimation de la résistance rotorique

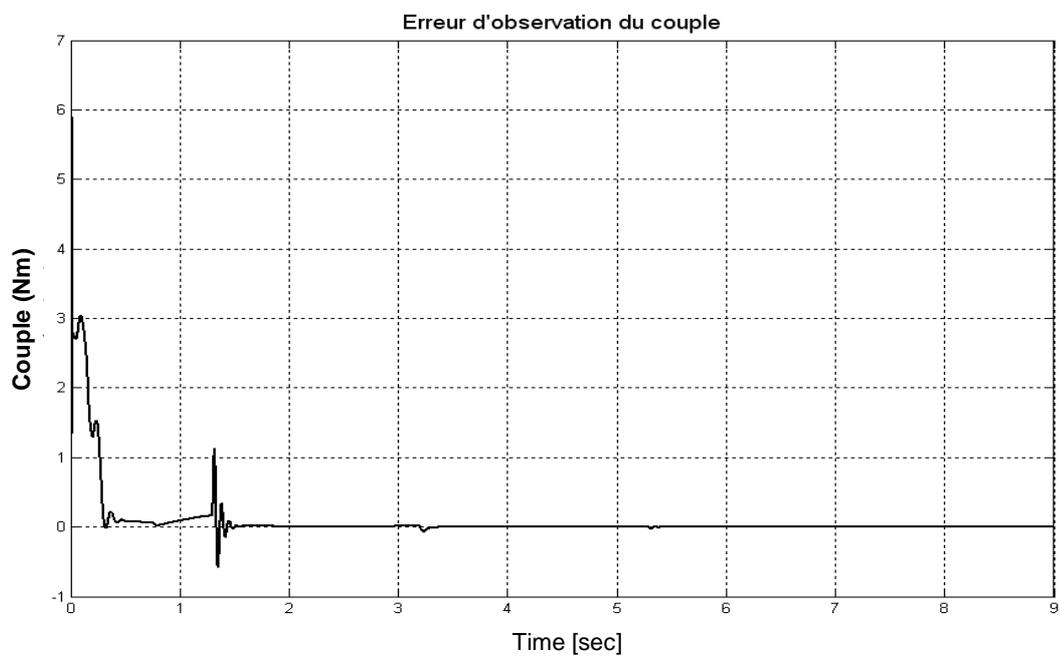


Figure 5.10 : Erreur d'observation du couple

Commande vectorielle en utilisant la nouvelle structure de l'observateur adaptatif - variation de la résistance rotorique (variation de 100% de R_r)

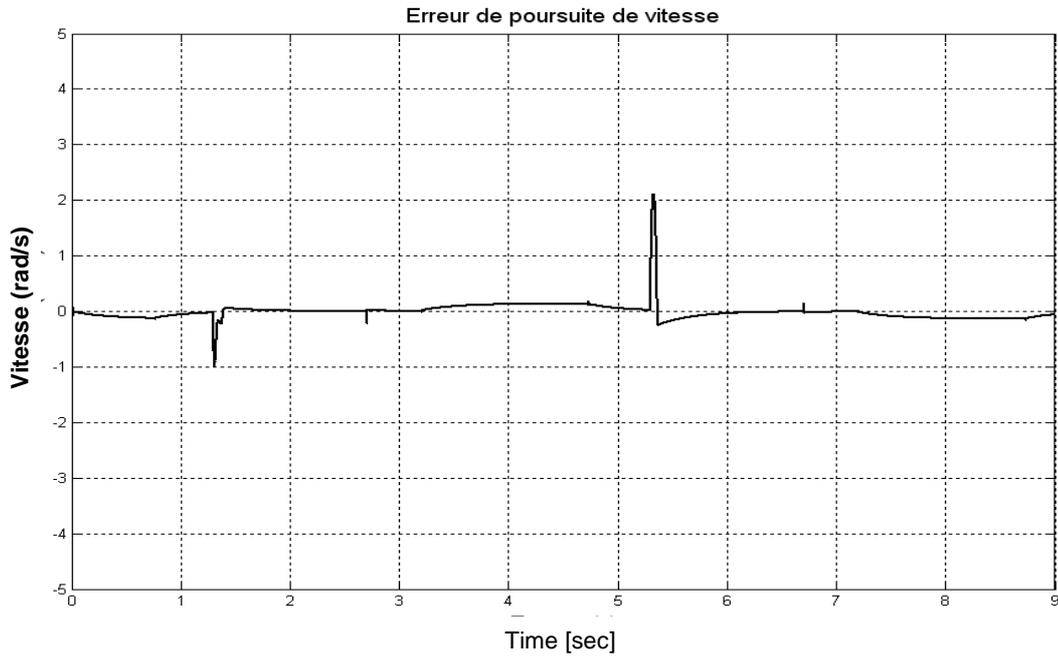


Figure 5.11 : Erreur de poursuite de vitesse

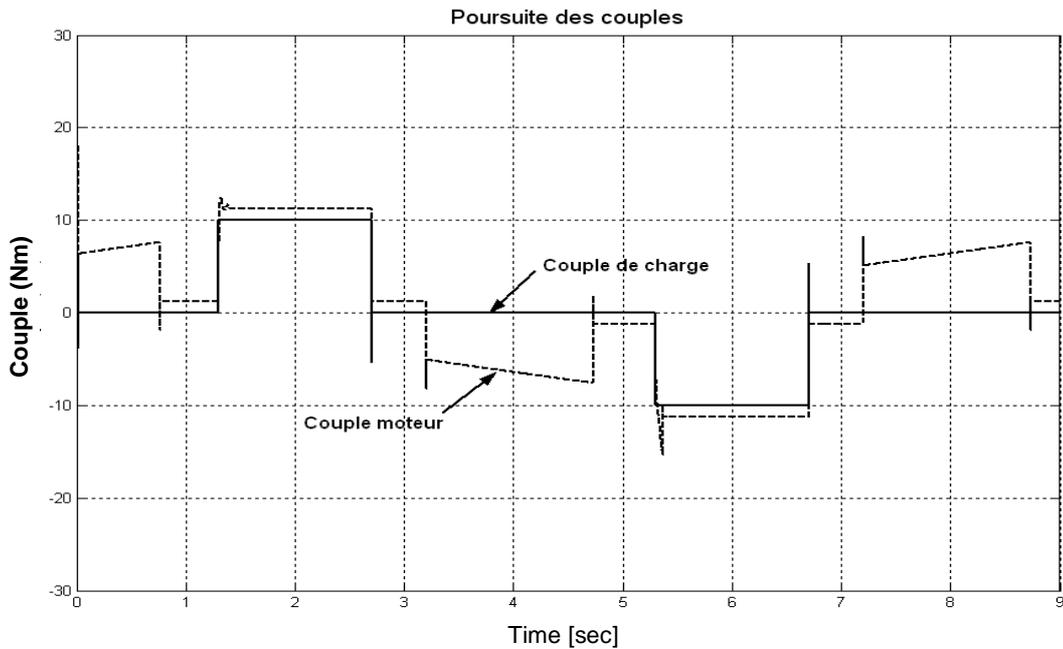


Figure 5.12 : Couples

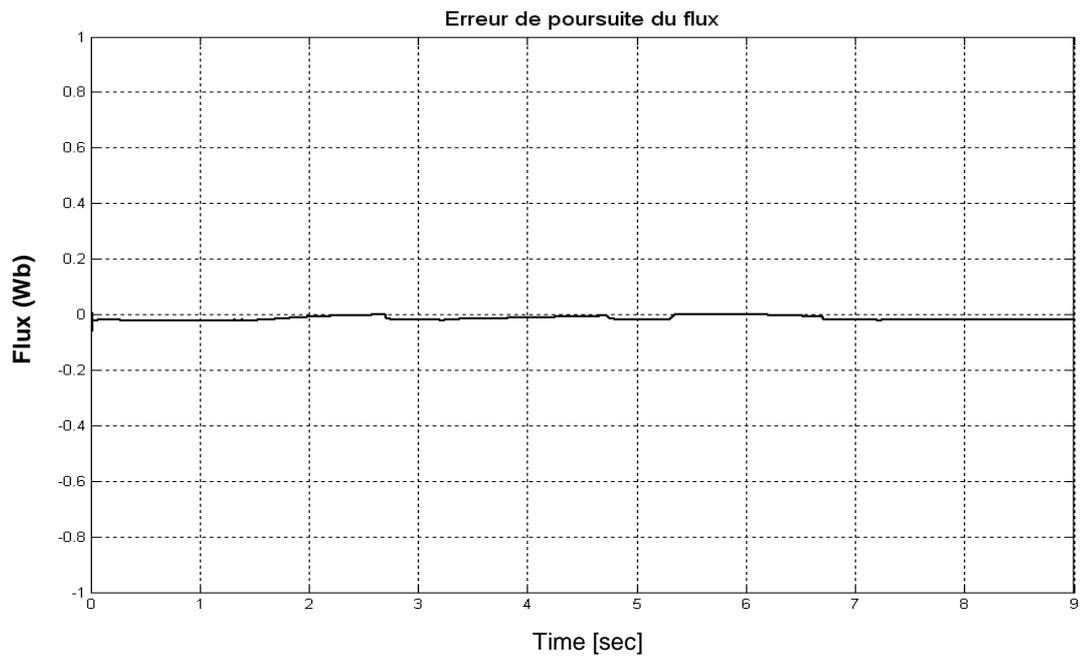


Figure 5.13 : Erreur de poursuite du flux

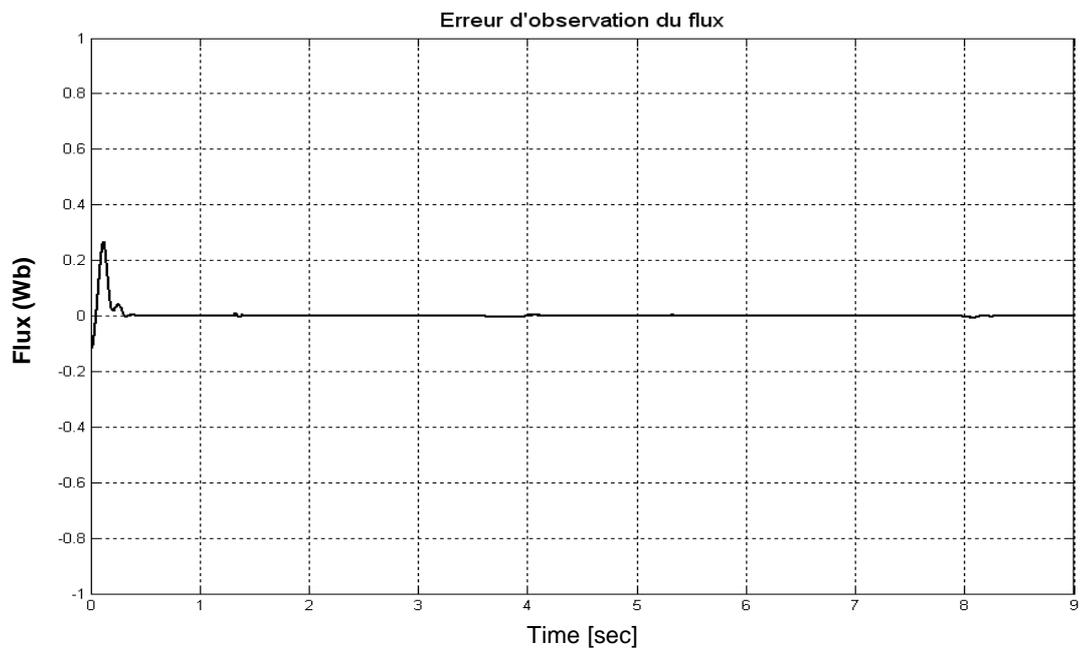


Figure 5.14 : Erreur d'observation du flux

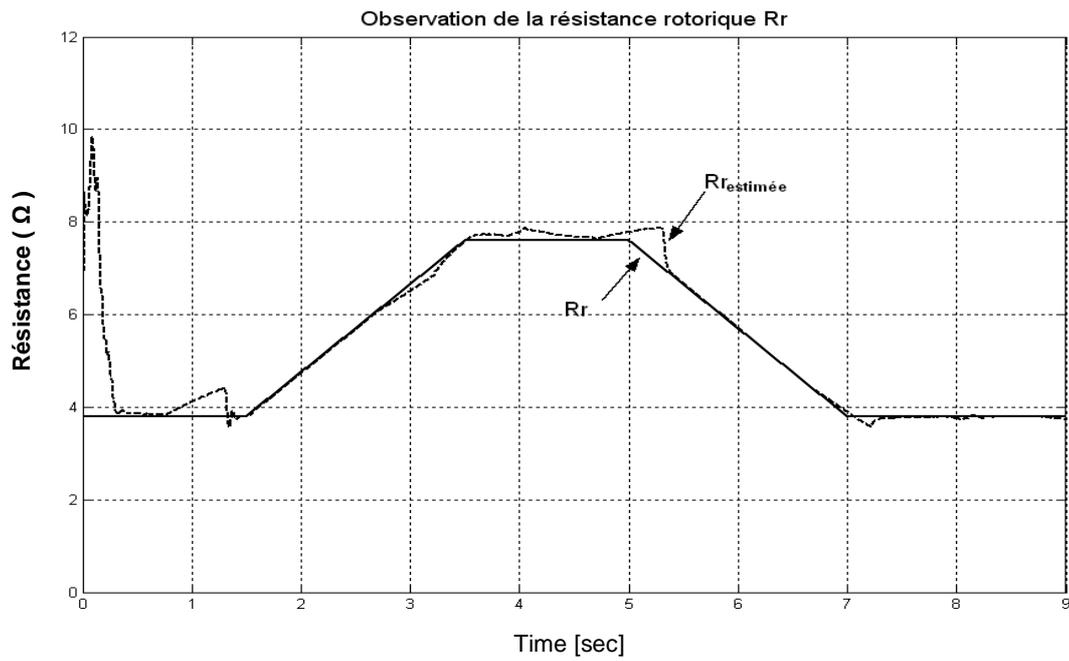


Figure 5.15 : Estimation de la résistance rotorique

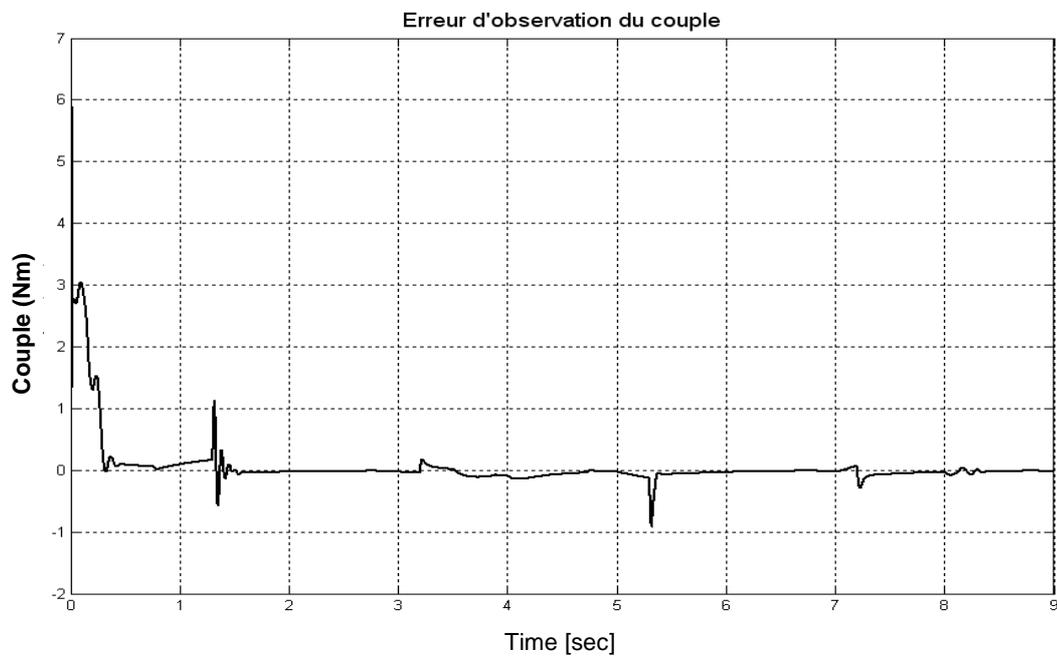


Figure 5.16 : Erreur d'observation du couple

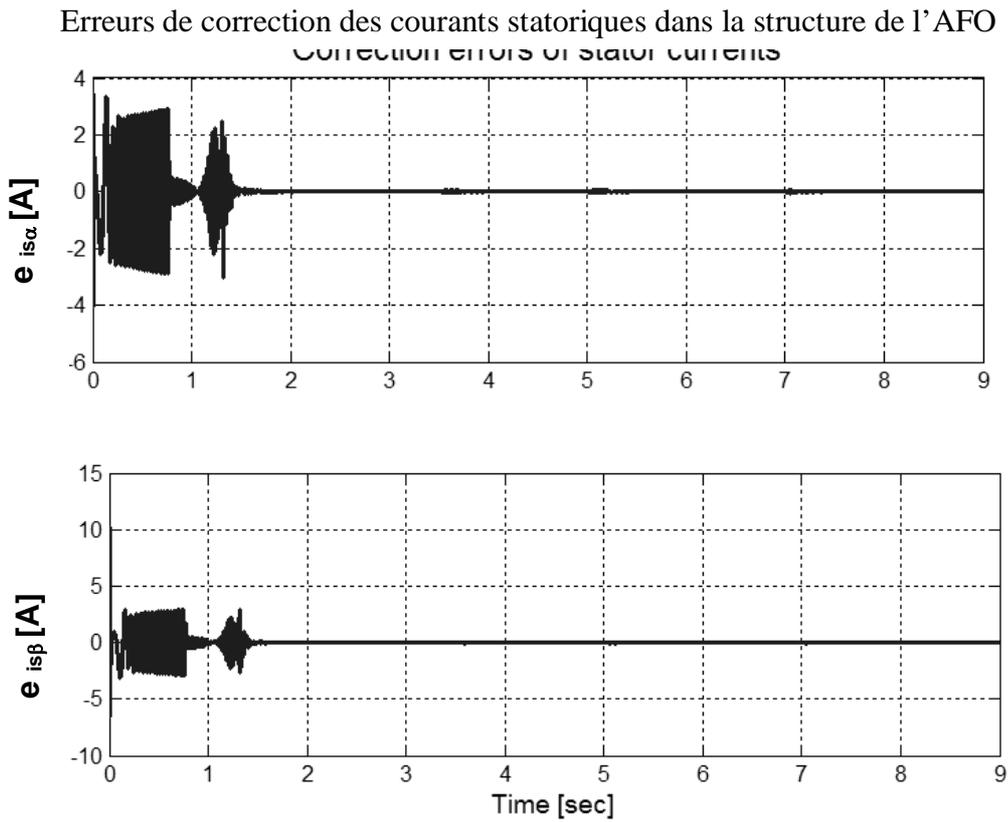


Figure 5.17 : Erreurs de correction des courants statoriques dans la structure de l'observateur adaptatif du flux

Commande vectorielle avec estimation du flux utilisant la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux (estimation de la résistance statorique)

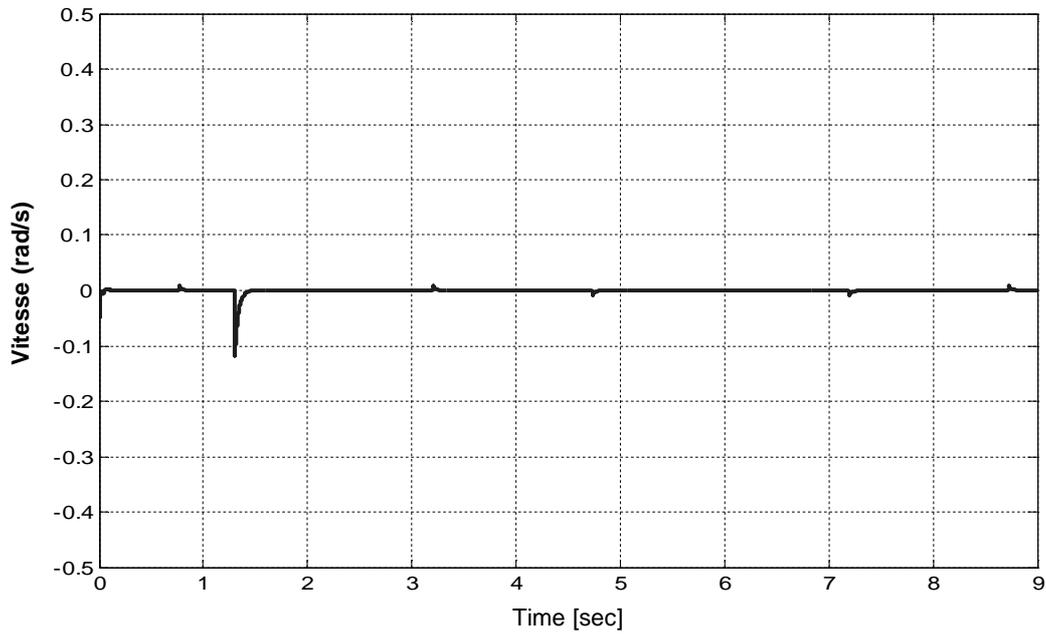


Figure 5.18 : Erreur de poursuite de vitesse

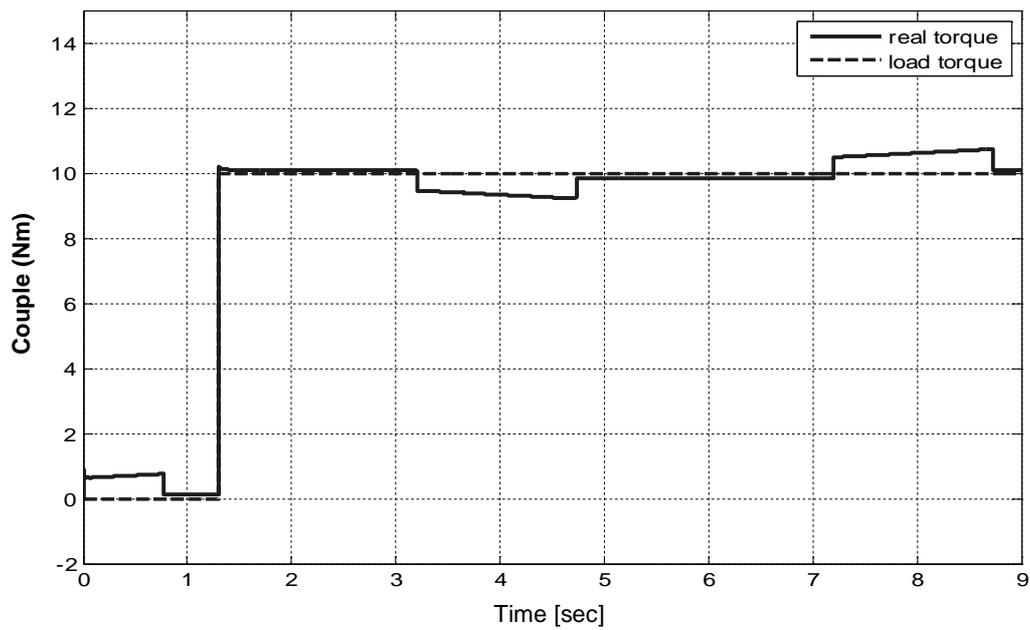


Figure 5.19 : Couples moteur et de charge

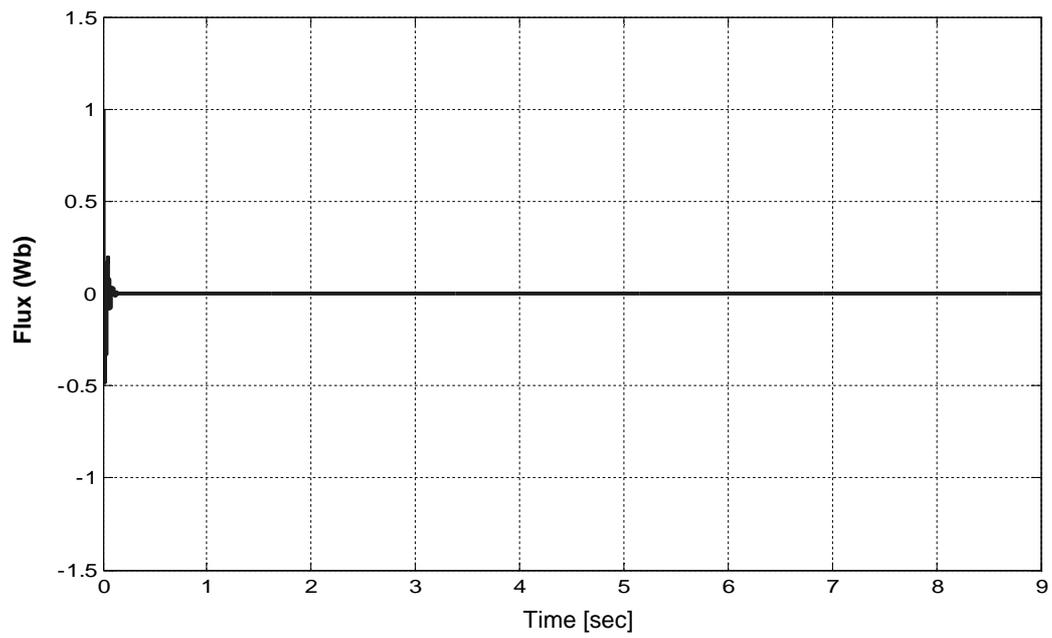


Figure 5.20 : Erreur de poursuite du flux

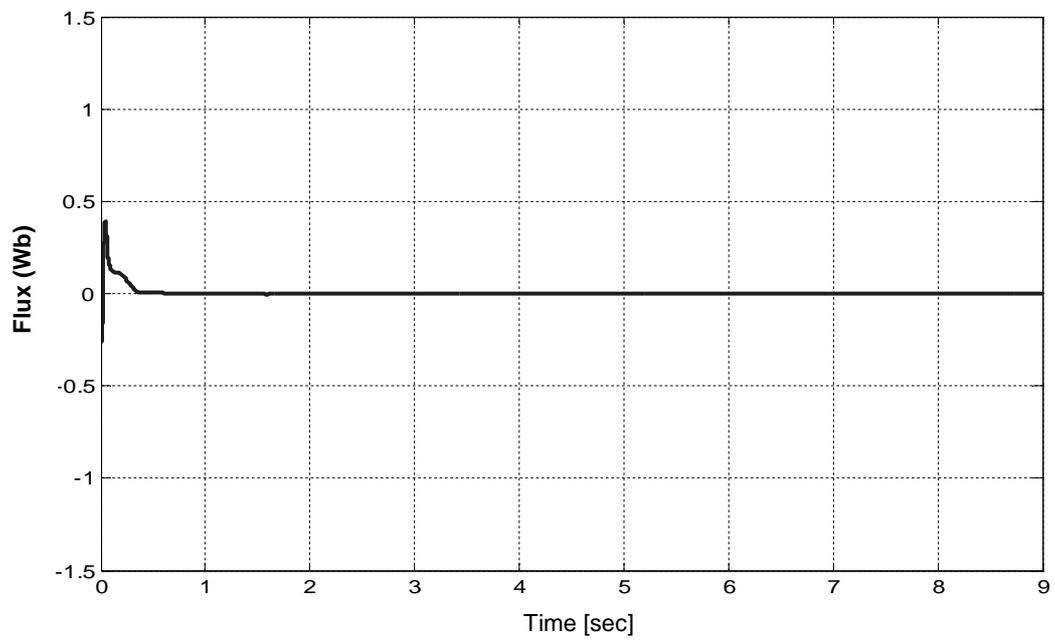


Figure 5.21 : Erreur d'observation du flux

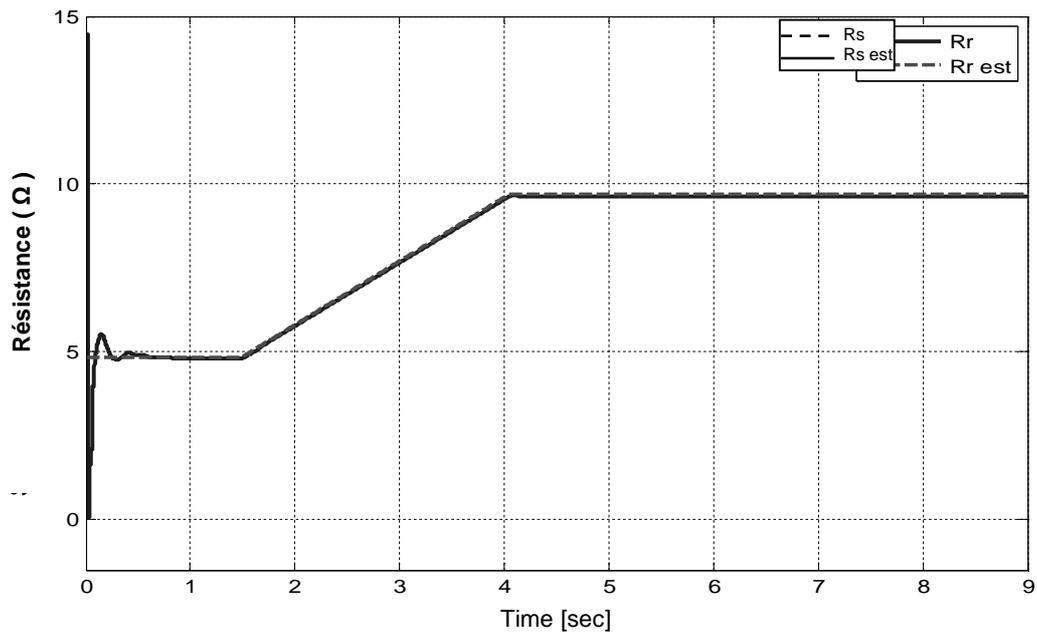


Figure 5.22 : Estimation de la résistance statorique

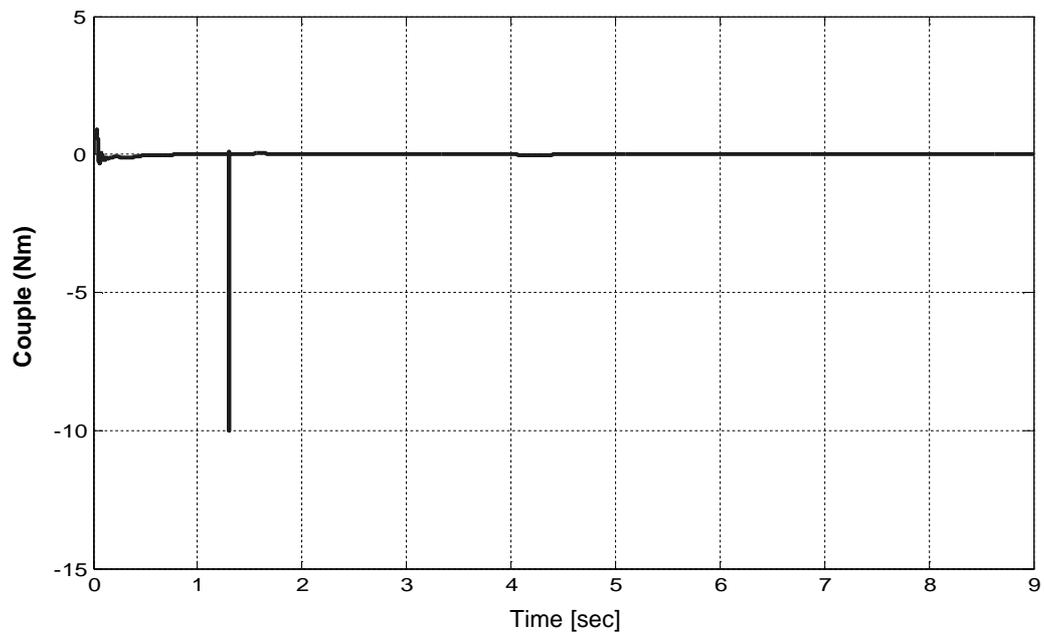


Figure 5.23 : Erreur d'estimation du couple

La figure 5.17 montre que la nouvelle structure de l'observateur adaptatif permet d'obtenir une meilleure correction de l'erreur entre les courants statoriques estimés et les courants statoriques réels. En effet, la compensation du couple de charge permet d'obtenir des erreurs d'estimation de courants statoriques de valeur très réduites (voir explication dans le paragraphe **5.2.1.b**). Ceci permet d'obtenir une bonne estimation des résistances rotorique et statorique car ces résistance sont en fonction des erreurs de correction des courants statoriques.

- **Commande vectorielle utilisant la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux avec estimation de la résistance statorique**

La nouvelle structure de l'observateur adaptatif donne une bonne poursuite de la vitesse, du flux et du couple moteur, malgré l'application d'une variation de 100% sur la valeur de la résistance statorique (figures 5.16, 5.17 et 5.18). Le nouvel observateur adaptatif donne une très bonne estimation de la résistance statorique, du couple de charge, ainsi que celle du flux rotorique en termes de précision et de rapidité même lorsqu'une variation de la résistance statorique est appliquée (figures 5.19, 5.20 et 5.21).

5.3 Conclusion

Dans ce chapitre, une amélioration sur la structure l'observateur adaptatif du flux a été proposée afin d'améliorer les performances d'estimation du flux rotorique du moteur asynchrone. La nouvelle structure de l'observateur adaptatif est réalisée par l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure de base de l'observateur adaptatif. Le nouvel observateur adaptatif peut être considéré comme un observateur adaptatif étendu par l'estimation d'un nouveau paramètre qui est le couple de charge. Le nouvel observateur adaptatif donne une meilleure estimation de la résistance rotorique en termes de précision tout en éliminant les oscillations sur la courbe d'estimation des résistances. Il permet aussi d'améliorer la robustesse et les performances de l'observateur adaptatif du flux, ce qui permet d'obtenir de meilleures performances pour la commande vectorielle directe du moteur asynchrone. Les performances de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif on été ensuite testé en prenant en considération la variation de la résistance statorique (au lieu de la variation de la résistance rotorique). Le nouvel observateur adaptatif donne une bonne estimation de la résistance statorique en termes de précision et de robustesse.

Chapitre 6

Conclusions et Perspectives

6.1 Contributions

Durant cette thèse, nous avons proposé deux méthodes pour la réduction des effets des variations paramétriques sur les performances de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone, à savoir :

- 1) La compensation de l'effet des variations paramétriques par l'ajustement de la pulsation de synchronisme : la pulsation de synchronisme définit la qualité du découplage entre le flux et le couple, car elle définit la position du vecteur du flux rotorique. Etant donné que cette pulsation est en fonction de la résistance rotorique, on peut donc minimiser l'effet de la variation de la résistance rotorique en ajustant la valeur de la pulsation de synchronisme.
- 2) La synthèse d'un observateur de flux robuste contre les variations paramétriques : On a proposé une nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux basée sur l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure de base de l'observateur adaptatif du flux. La compensation du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif permet d'obtenir une meilleure estimation des résistances rotorique et statorique car elle permet de rendre le modèle de l'observateur plus proche de celle du moteur asynchrone.

Le tableau suivant permet de récapituler les résultats d'estimation des différents observateurs utilisés, pour l'estimation du flux rotorique :

Effet d'une variation des résistances rotorique et statorique (100% de R_r et R_s)				
Différents estimateurs utilisés dans la thèse	Précision pour la poursuite de vitesse	Qualité de régulation du couple	Performances de la régulation du flux rotorique	Performances de l'estimation du flux (robustesse de l'observateur)
1. Estimateur du flux	Très mauvaise $e_{\Omega_{stat}} = 18 \text{ rad / s}$ (Fig.3.13)	Mauvaise Déformation + pics de couple 3 Nm (Fig.3.14)	Très mauvaise $e_{\phi_{stat}} = 0,18 \text{ Wb}$ (Fig.3.16)	Mauvaise $\begin{cases} e_{\phi_{est\ stat}} \approx 0 \text{ Wb} \\ e_{\phi_{est\ dynam}} = 0,4 \text{ Wb} \end{cases}$ (Fig.3.15)
2. Observateur de Luenberger Etendu	Bonne précision/rapidité $e_{\Omega_{stat}} \approx 0 \text{ rad / s}$ $e_{\Omega_{dépass}} < 5\% \text{ rad / s}$ (Figs.4.11 , 4.17)	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne • Variation de R_r affecte la réponse du couple (Fig.4.12) • Variation de R_s n'affecte pas le couple (Fig.4.18) 	Bonne précision/rapidité $e_{\phi_{stat}} \approx 0 \text{ Wb}$ $t_{r\phi} \approx 0,2 \text{ s}$ (Fig.4.13 , 4.19)	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne pour variation de R_r $\begin{cases} e_{\phi_{est\ stat}} < 0,1 \text{ Wb} \\ e_{\phi_{est\ dynam}} \approx 0 \text{ Wb} \end{cases}$ (Fig.4.14) • Très mauvaise pour variation de R_s en basse vitesse $e_{\phi_{est\ max}} = 0,5 \text{ Wb}$ (Fig.4.20)
3. Observateur adaptatif du flux	Bonne précision/rapidité pour variation de R_r et R_s $e_{\Omega_{stat}} \approx 0 \text{ rad / s}$ $e_{\Omega_{dépass}} < 2\% \text{ rad / s}$ (Fig.4.24, 4.29)	<ul style="list-style-type: none"> • L'effet de variation de R_r apparait moins que pour l'observateur de Luenberger Moins de déformation de la courbe du couple (Fig.4.30) • Variation de R_s n'affecte pas le couple (Fig.4.37) 	Assez bonne précision/rapidité $e_{\phi_{stat}} < 0,05 \text{ Wb}$ $t_{r\phi} \approx 0,7 \text{ s}$ (Fig.4.31)	<ul style="list-style-type: none"> • Assez bonne pour variation de R_r $\begin{cases} e_{\phi_{est\ stat}} < 0,1 \text{ Wb} \\ e_{\phi_{est\ dynam}} \approx 0 \text{ Wb} \end{cases}$ $t_{r\phi_{est}} < 0,2 \text{ s}$ (Fig.4.32) • Meilleure observation du flux que l'observat de Luenberger pour la variation de R_s $e_{\phi_{est\ stat}} < 0,2 \text{ Wb}$ $t_{r\phi_{est}} < 0,4 \text{ s}$ (Fig.4.39)
<ul style="list-style-type: none"> - Mauvaise précision pour l'estimation des résistances rotorique et statorique, - Apparition d'oscillations considérables sur la courbe d'estimation des résistances (Figs.4.33 , 4.39) 				
4. Nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux	Bonne précision/rapidité $e_{\Omega_{stat}} \approx 0 \text{ rad / s}$ $e_{\Omega_{dépass}} < 2\% \text{ rad / s}$ (Fig.5.11)	Très bonne (robustesse et sans oscillations) pour la variation de R_r et la variation de R_s (Figs.5.12 , 5.19)	Très bonne $e_{\phi_{stat}} < 0,02 \text{ Wb}$ $t_{r\phi}$ très rapide (Figs.4.13 , 5.20)	Très bonne (robustesse de l'observateur) pour la variation de R_r et R_s $e_{\phi_{est\ stat}} \approx 0 \text{ Wb}$ $t_{r\phi_{est}} < 0,2 \text{ s}$ (Figs. 5.14 , 5.21)
<ul style="list-style-type: none"> - Très bonne estimation des résistances rotorique et statorique (Figs.5.15 , 5.22) - absence d'oscillation pour l'estimation des résistances rotorique et statorique 				

Tableau 6.1 : Comparaison entre les performances des différents observateurs étudiés

Dans ce tableau, les résultats d'estimation obtenus pour les différents observateurs sont comparés, **afin de montrer l'amélioration apportée** par chaque observateur, en termes de précision et de robustesse. Les résultats de la commande vectorielle directe, en utilisant chacun des observateurs étudiés, sont aussi comparés pour montrer l'effet d'une estimation robuste et précise du flux rotorique sur les performances de la commande vectorielle.

6.2 Conclusions

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les différents modèles du moteur asynchrone utilisés dans la commande et la synthèse d'observateurs du moteur asynchrone.

Dans le troisième chapitre, nous avons commencé par montrer l'effet des variations paramétriques sur les performances de la commande vectorielle, puis nous avons proposé une nouvelle technique de compensation des effets des variations paramétriques par l'ajustement de la pulsation de synchronisme. L'ajustement de la pulsation de synchronisme se fait en fonction de la valeur de l'erreur de poursuite de la vitesse mécanique du moteur asynchrone. Le caractère non linéaire de l'effet de variation de la résistance rotorique sur l'évolution du flux rotorique, a motivé l'utilisation de la logique floue pour corriger l'effet de la variation de la valeur de cette résistance. Les résultats de simulation obtenus ont montré que l'ajustement de la pulsation de synchronisme permet de maintenir le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique notamment en régime statique, chose qui a permis de rétablir les performances du réglage de la vitesse en présence de variation paramétrique.

Dans le quatrième chapitre, après quelques rappels sur la théorie et la synthèse des observateurs non-linéaires, nous avons présenté un observateur particulier, utilisé dans l'observation du flux et de la vitesse du moteur asynchrone ; à savoir l'observateur adaptatif du flux. Le modèle de cet observateur a été développé à partir du modèle de Concordia de quatrième ordre du moteur asynchrone (pour la simplicité de ce modèle). Cet observateur, grâce à la capacité d'adaptation de ces paramètres, permet d'obtenir une meilleure estimation (en termes de robustesse et de précision) du flux rotorique du moteur asynchrone, que celle obtenue par un observateur de Luenberger. Cependant, l'observateur adaptatif ne donne pas une bonne estimation des résistances rotorique et statorique, avec apparition d'oscillations sur la courbe d'estimation de ces résistances.

Dans le cinquième chapitre, nous avons proposé une nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux, basée sur l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure d'observateur adaptatif. La compensation du couple de charge dans la structure de l'observateur adaptatif permet d'ajouter le couple de charge comme une nouvelle entrée

pour le modèle de l'observateur afin de rendre le modèle de l'observateur semblable à celui du moteur, donc obtenir une meilleure estimation du flux rotorique. L'estimation du couple de charge est basée sur l'équation mécanique du moteur asynchrone qui montre un rapport direct entre la vitesse mécanique et la différence entre le couple moteur et le couple de charge. Ainsi, il sera possible de faire l'estimation du couple de charge à partir de la différence entre la vitesse réelle du moteur asynchrone, et la vitesse estimée par l'observateur adaptatif. Les résultats de simulations obtenus montrent de meilleures performances d'estimation obtenues par le nouvel observateur adaptatif, avec une meilleure estimation des résistances (statorique et rotorique), une meilleure estimation du flux rotorique, ce qui permet d'améliorer les performances de la commande vectorielle directe.

6.3 Perspectives

En ce qui concerne les perspectives ouvertes par nos contributions, notons d'abord l'application de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif dans les autres types de commande du moteur asynchrone telle que la commande directe du couple. La nouvelle structure de l'observateur adaptatif peut aussi être appliquée pour la commande d'autres systèmes non linéaires tels que le robot manipulateur. L'implantation en temps réel de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux est une perspective particulièrement intéressante de ce travail. Une autre voie concerne le développement de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone ; le principe de cette nouvelle approche peut être vérifié pour les autres types de commande vectorielle (indirecte, simplifiée, ..).

Annexe A : Paramètres du moteur asynchrone

Paramètre	Notation	Valeur
Résistance rotorique	R_r	3.805 Ω
Résistance statorique	R_s	4.85 Ω
Inductance Mutuelle	M	0.258 H
Inductance statorique	L_s	0.274 H
Inductance rotorique	L_r	0.274 H
Inertie rotorique	J_m	0.031 kg/m ²
Nombre de paire de pôles	P	2
Coefficient de frottements	f_m	0.008 N m sec rad ⁻¹
Puissance mécanique	P_{max}	1.5 KW
Tension nominale	U_n	220 V
Courant nominal	I_{sn}	3.1 A
Vitesse mécanique nominale	Ω_{mn}	1500 tr/min

Tableau A.1. Paramètres du moteur asynchrone

Annexe B

Théorie de la logique floue

B.1) Logique floue

La logique floue est un outil indispensable de formalisation mathématique de l'analyse humaine face à un système complexe. Le but de cette théorie consiste à implémenter un savoir faire humain, ou des règles heuristiques, sous la forme d'un programme informatique : Le savoir faire de l'opérateur, constitué entre autres des règles simples, lui permettant de conduire une machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique. La logique floue fournit un formalisme mathématique pour réaliser ce but : Elle met en œuvre un jeu de règles pour représenter la loi de commande en se basant sur des connaissances expertes.

B.1.a) Ensemble flou

Soit un élément x appartenant à un ensemble A , d'un référentiel X . L'ensemble flou A est défini par sa *fonction d'appartenance* μ_A définie par :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned}$$

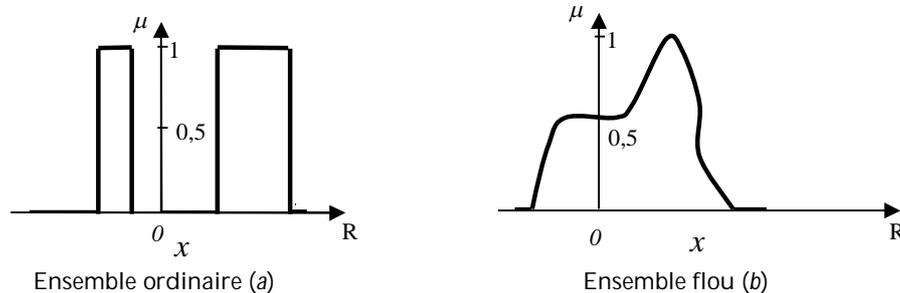


Figure B.1 : Comparaison entre ensemble flou et ensemble ordinaire

$\mu(x)$ au lieu de prendre la valeur 0 ou la valeur 1, peut prendre toute valeur dans l'intervalle $[0, 1]$. Ainsi, un élément x pourra appartenir au référentiel avec une valeur comprise entre 0 et 1. Un tel ensemble dont les éléments ont cette propriété sera appelé ensemble flou. Ainsi : $x \in A \rightarrow \mu(x) = a$, $a \in [0, 1]$

Comme on le voit, au lieu d'un passage brutal de 0 à 1, l'appartenance d'un ensemble au référentiel s'effectue, si cela correspond au réel, avec la continuité convenable. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir diverses formes selon leur définition :

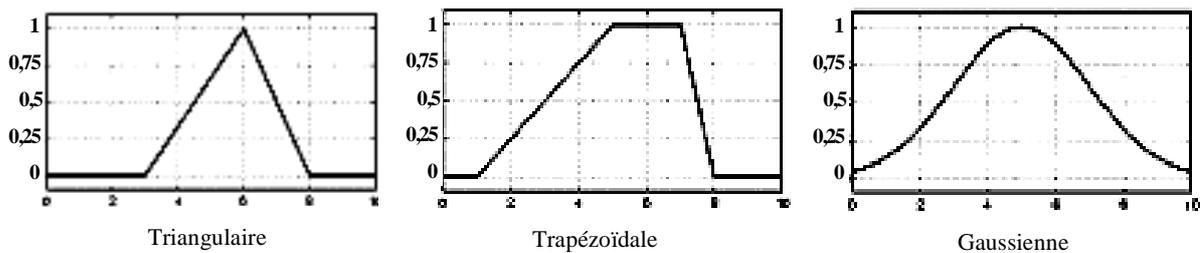


Figure B.2 : Différents types de fonction d'appartenance

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenances des formes trapézoïdales ou triangulaires (Fig. A.2). La forme trapézoïdale est exprimée par la fonction suivante :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a}\right)^2}, \quad -\infty < x < +\infty$$

x_0 : représente la position du sommet $\mu = 1$, tandis que le paramètre $[x - a, x + a]$ impose la largeur du domaine. Cette fonction s'annule pour x tend vers plus ou moins l'infini.

B.1.b) Les opérateurs de la Logique Floue

La théorie mathématique sur les sous-ensembles flous définit de nombreuses opérations sur ces sous-ensembles et sur les fonctions d'appartenance qui rendent ces notions utilisables. Ces opérateurs permettent d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés vérité. Comme pour la logique classique, on peut définir des opérateurs ET, OU, négation. Si A et B sont deux sous-ensembles flous et μ_A et μ_B leur fonction d'appartenance.

La théorie des ensembles flous repose sur la notion d'appartenance partielle : chaque élément x appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous qui ont été définis. Les contours de chaque ensemble flou ne sont pas « nets », mais « flous » ou « graduels ».

- **L'opérateur NON : (complément)** : Il est défini mathématiquement par :

$$\bar{A} = \{x / x \notin A\}$$

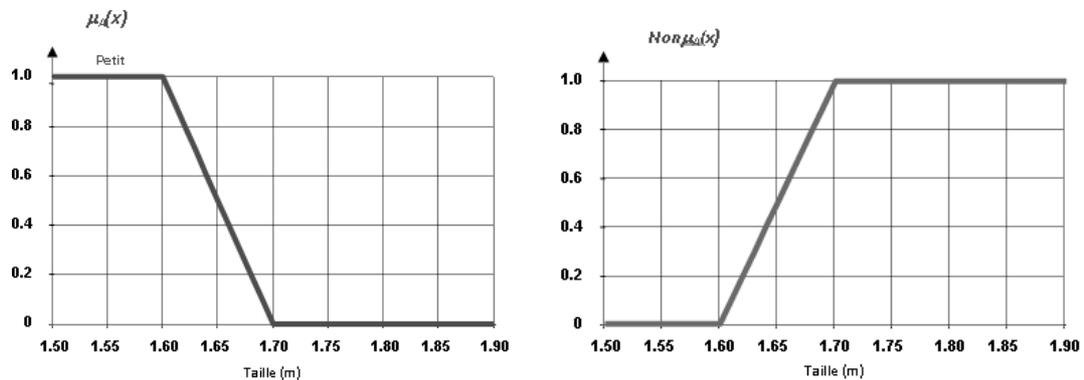


Figure B.3 : la fonction d'appartenance de l'opérateur NON

- **L'opérateur ET : (intersection)** : Il est défini mathématiquement par :

$$A \cap B = \{x / x \in A \wedge x \in B\}; \forall x \in U$$

L'opérateur **ET** est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum.

Appliqué aux fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$. Il est représenté par la fonction :

$$\mu_{A \cap B} = \mu_{A(x)} \wedge \mu_{B(x)} = \min(\mu_{A(x)}, \mu_{B(x)})$$

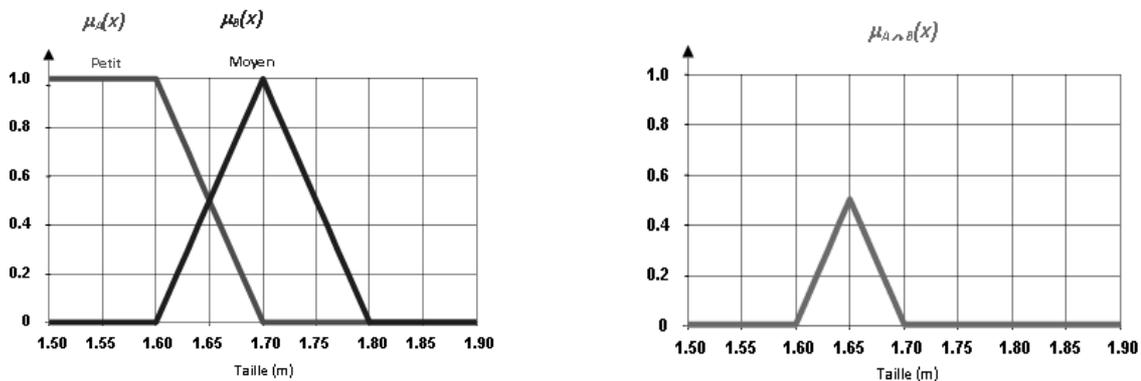


Figure B.4 : la fonction d'appartenance de l'opérateur ET

B.1.c) Variables Linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie par des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel. Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que : $\{V, T(V), U\}$.

Où: U : l'univers de discours.

A : le nom de la variable linguistique.

n : l'ensemble fini ou infini de sous-ensemble de U.

Par exemple : $\{n, A(x), U\} = \{\text{Taille}, (\text{« Petit », « Moyen », « Grand »}), [0, 1.80 \text{ m}]\}$

B.1.d) Règles floues

L'idée est d'exprimer la connaissance humaine sous la forme de règles linguistiques de forme *Si...Alors* chaque règle à deux parties : **Partie antécédente** (condition), exprimée par *Si...*, cette partie est la description de l'état du système. Et **Partie conséquente** (conclusion), exprimée par **Alors...**, cette partie exprime l'action de l'opérateur qui contrôle le système et qui doit être exécuté. Exemple ;

Règle : *Si x_1 est A_1 et x_2 est A_2 alors $y \in G$*

Ou x_1 et x_2 sont des variables linguistiques d'entrée et y sortie linguistique de sortie du système flou (on a considéré un système flou à deux entrées et une sortie).

B.2) Contrôleur flou

Les régulateurs flous modélisent l'expérience humaine sous la forme de règles floues. Un moteur d'inférence calcule les actions de commande pour chacune des situations données. Les algorithmes basés sur la logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage des systèmes non linéaires ou les systèmes pour lesquels il n'existe pas de modèle mathématique. Le contrôle du système fait apparaître deux types d'information :

- Des informations numériques obtenues par les mesures des capteurs
- Des informations linguistiques obtenues par les experts humains.

Le contrôle flou utilise la logique floue comme une démarche qui peut couvrir la stratégie du contrôle linguistique. Il est intégré dans la partie qui gère les données de commandes et de contrôle de la partie opérative du système, appelée contrôleur flou.

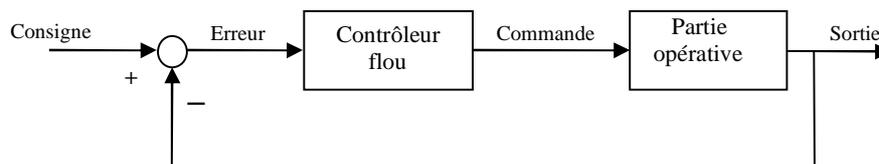


Figure B.5 : Système à commande floue.

B.2.a) Structure d'un contrôleur flou :

Un contrôleur flou est composé de 4 blocs principaux (Fig.A.4)

- Base de connaissances.
- Interface de fuzzification.
- Mécanisme d'inférence flou.
- Interface de défuzzification.

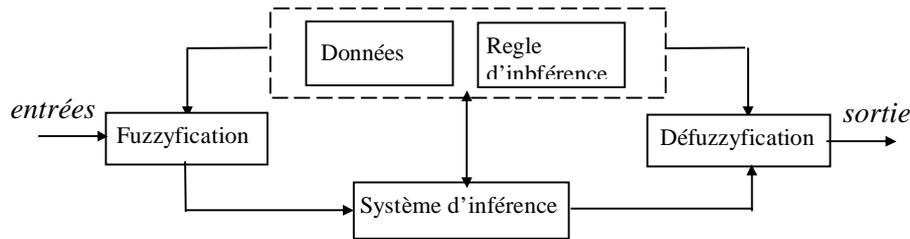


Figure B.6 : Configuration de base d'un contrôleur flou

Base de connaissances : elle comprend les connaissances de l'expert humain pour le contrôle du système ainsi que le domaine de variation des variables d'E/S . Elle est donc constituée de ;

- *Base de données :* On regroupe dans ce bloc, l'ensemble des définitions utilisées dans les règles du contrôleur flou (univers du discours, partition flou, choix des opérateurs,...)

- *La base des règles floues :* La base de l'expert est généralement exprimée par des règles floues. La base des règles est donc une collection de règles

Fuzzification : c'est l'étape du passage du domaine numérique au domaine symbolique. Elle consiste à l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée pour permettre le passage des grandeurs physiques aux variables linguistiques. La désignation standard des ensembles flous est : **N** (Négatif), **Z** (Zéro), **P** (positif).

Etape d'inférence floue : C'est l'étape où l'on établit les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction des valeurs de l'erreur et de sa variation. Les règles floues lient la variable de sortie aux variables d'entrée afin de tirer des conclusions ou des déductions floues. Le but de l'inférence floue est de déterminer, à partir des entrées floues issues de la fuzzification, des grandeurs mesurées les grandeurs de sortie. Ces règles linguistiques sont combinées en utilisant les connections 'et' et 'ou'.

En général, plusieurs valeurs de variables floues, convenablement défini par des fonctions d'appartenance, sont liées entre elles par des règles, afin de tirer des conclusions. Plusieurs possibilités existent pour la réalisation des opérateurs de la logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. A partir de ces possibilités, on introduit la notion de méthodes d'inférences permettant un traitement numérique de ces inférences; en général, on utilise l'une des méthodes suivantes.

- Méthode d'inférence Max - Min (contrôleur de type Mamdani) ;
- Méthode d'inférence Max - Prod (contrôleur de type Larsen) ;
- Méthode d'inférence Somme - Prod (contrôleur de type Zadeh).

Etape défuzzification : Dans cette étape, on réalise l'opération inverse de l'étape fuzzification, c'est l'opération qui permet de passer d'une représentation sous forme de variable linguistique à une variable numérique applicable physiquement. Il faut donc disposer d'une méthode de composition des règles pour obtenir la valeur finale des sorties. Il existe trois types de composition des règles :

- Méthode du maximum.
- Méthode du centre de gravité.
- Méthode de la moyenne pondérée.

La méthode du centre de gravité est la plus utilisée car c'est la plus performante, elle consiste à tracer sur un même diagramme, les différentes zones trapézoïdales correspondant à chacune des règles, et calculer le centre de gravité de la zone consolidée.

A.2.b) Illustration du fonctionnement d'un contrôleur flou : (Exemple d'une inférence floue de type Max - Min)

Cette méthode repose sur le raisonnement donné par l'équation suivante :

$$\mu_{R_i}(x_R) = \min[\mu_{C_i}, \mu_{O_i}(x_R)] ; i = 1, 2, \dots, m$$

μ_{R_i} : facteur d'appartenance obtenu par la première règle

μ_{C_i} : facteur d'appartenance du résultat de la fuzzification de la première entrée

μ_{O_i} : fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle R_i .

Les opérateurs ET, OU sont réalisés respectivement par le Min et le Max et pour chaque règle, on obtient une fonction d'appartenance partielle. La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{RES}(x_R) = \max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_m}(x_R)]$$

Si une appartenance n'est pas du tout vérifiée, on a évidemment $\mu_{cl} = 0$.

Pour illustrer cette méthode on prend l'exemple suivant ; On fera appel à un cas de deux variables d'entrée x_1 et x_2 et une variable de sortie y . Chacune est composée de trois ensembles N (négatif), Z (zéro) et P (positif) et définie par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure (A.5). Pour les variables d'entrée on suppose que les valeurs numériques sont $x_1=0,44$ et $x_2=-0,67$. Dans cet exemple, l'inférence est composée de deux règles :

y : Si (x_1 P ET x_2 Z), Alors $y = Z$ OU
Si (x_1 E OU x_2 N), Alors $y = G$.

La première condition (x_1 P ET x_2 Z) implique pour $x_1=0,44$ un facteur d'appartenance

$\mu_p(x_1 = 0,44) = 0,67$, et pour $x_2 = -0,67$ un facteur d'appartenance

$\mu_p(x_2 = 0,67) = 0,33$.

La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs d'appartenance $\mu_{C1} = 0,33$ à cause de **l'opérateur ET**.

La fonction d'appartenance $\mu_Z(y)$ pour la variable de sortie est donc en crête à 0,33 et cela à cause de **l'opérateur alors** réalisé par la formation du minimum.

La fonction d'appartenance partielle $\mu_{R1}(y)$ pour la variable de sortie y est mise en évidence par un trait renforcé sur la figure (A.5).

La condition (x_1 Z OU x_2 N) de la deuxième règle implique des facteurs d'appartenance $\mu_Z(x_1 = 0,44) = 0,33$ et $\mu_N(x_2 = -0,67) = 0,67$.

La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur maximale de ces deux facteurs $\mu_{C2} = 0,67$ à cause de **l'opérateur OU**.

De la même manière que la première condition, **la fonction d'appartenance** de la deuxième condition $\mu_N(y)$ de la variable de sortie est en crête à 0,67.

La fonction d'appartenance partielle $\mu_{R2}(y)$ est également mise en évidence par un trait renforcé (figure A.5).

La fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(y)$ s'obtient par la formation du **maximum** des deux fonctions d'appartenance partielles $\mu_{R1}(y)$ et $\mu_{R2}(y)$ puisque ces deux fonctions sont liées par **l'opérateur OU**.

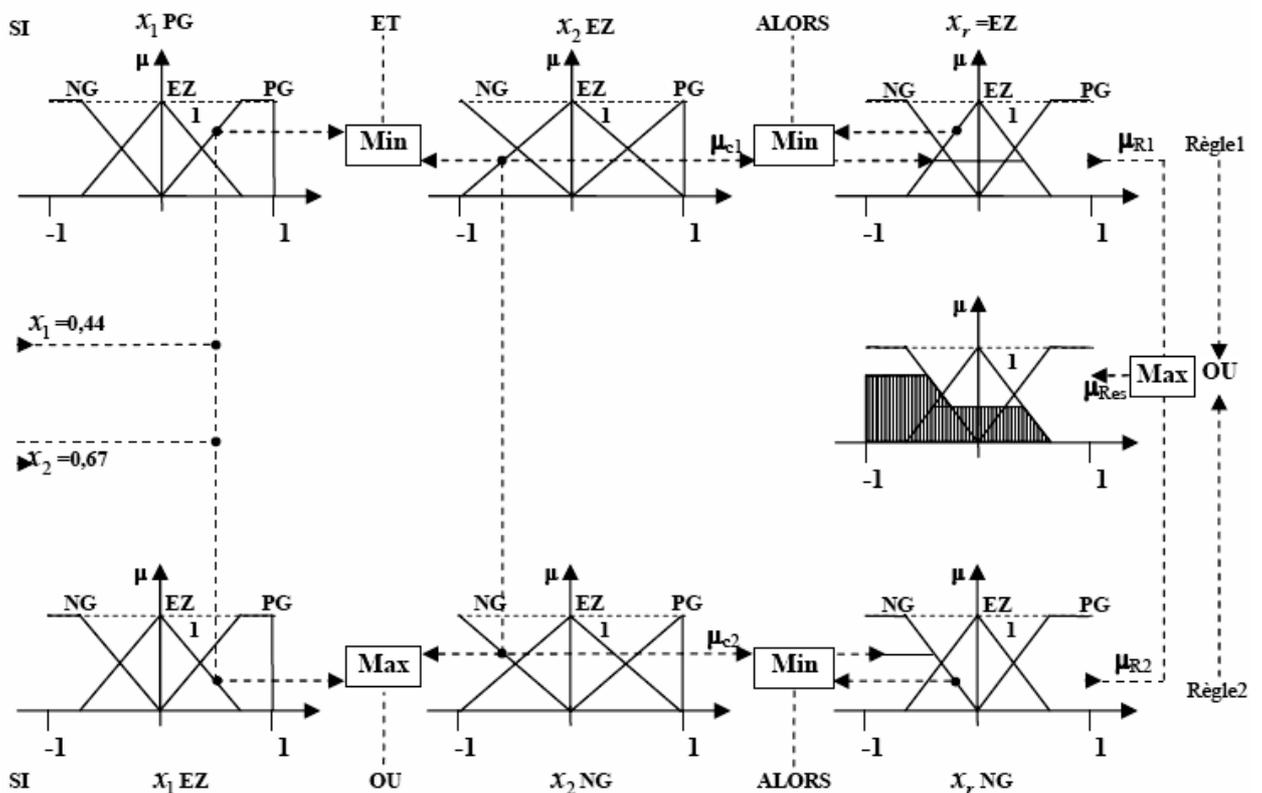


Figure B.7 : Méthode d'inférence Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles

Annexe C

Théorie de Lyapounov

C.1) Stabilité au sens de Lyapounov

La stabilité des systèmes linéaires s'obtient par des méthodes simples, qui définissent la stabilité pour tous les points de fonctionnement du système. Cependant la stabilité des systèmes non-linéaire est liée aux points de fonctionnement des systèmes non-linéaires. Pour montrer la stabilité d'un système non-linéaire, la plupart des méthodes sont basées sur la théorie de *Lyapunov*. Elle consiste à créer une fonction réelle L qui ressemble à une sorte de fonction énergie.

Pour affirmer l'asymptotique stabilité d'un point, il suffit de vérifier ;

1. qu'en ce point l'énergie est nulle,
2. qu'ailleurs elle est positive,
3. et que de plus, toute particule qui subit l'action du flot voit son énergie strictement décroître.

C.2) Etude de la stabilité des systèmes non-linéaires [62]

Considérons le système non linéaire autonome (non commandé) suivant :

$$\dot{x} = f(x(t)) \quad x \in \mathbb{R}^n \quad (\text{C.1})$$

où, $x(t)$ représente l'état du système de dimension n et la fonction $f(x(t)) \in C^1$ (de classe 1) telle que $f(x): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$. La fonction $f(x)$ décrit les dynamiques du système et peut être modélisée par des équations algébriques classiques.

Définition 1 : Point d'équilibre (Stabilité au sens de Lyapounov)

Le système (C.1) est dit en équilibre autour de x_0 si son état ne varie pas au cours du temps en l'absence d'influence externe, x_0 est alors appelé point d'équilibre.

- **Mathématiquement :**

La solution $x = 0$ est stable **au sens de Lyapunov** si et seulement si pour tout $t_0 > 0$, et tout $\varepsilon > 0$, il existe $\sigma(t_0, \varepsilon)$ tel que :

$$|x_0| < \sigma(t_0, \varepsilon) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon \text{ pour tout } t > t_0,$$

ou : $x(t)$ est une solution égale à x_0 en t_0 .

- **Remarque :** On peut considérer que le point d'équilibre ($x_0 = 0$) est l'origine de l'espace d'état. Cette supposition est assez générale et ne change rien à l'étude de la convergence de l'état du système, car si $x_0 \neq 0$ est un point d'équilibre du système (C.1) alors $x_0 = 0$ est point d'équilibre du système $\dot{z} = f(z(t) + x_0)$

Définition 2 : Fonction définie positive [62]

Une fonction scalaire $V(x)$ continument différentiable (par rapport à x) est dite définie positive dans une région U autour de l'origine si :

1 - $V(0) = 0$,

2- $V(x) > 0, \forall x \in U / x \neq 0$,

Si 2) est remplacée par $V(x) \geq 0$ alors la fonction est dite définie semi-positive

Définition 3 : Fonction de Lyapunov

Une fonction $V(x)$ associée au système $\dot{x} = f(x(t))$ est dite de Lyapunov si elle vérifie les conditions suivantes :

- $V(x)$ est définie positive ($V(x) > 0$)
- Les dérivées partielles de $V(x)$ suivant les états x_i sont continues.
- Sa dérivée par rapport au temps est semi- définie négative ($\dot{V}(x) \leq 0$)

- **Utilisation des fonctions de Lyapunov pour l'étude de la stabilité**

Un point d'équilibre $x_0 = 0$ est stable s'il existe une fonction scalaire $V(x)$ à dérivées partielles continues tel que :

1- $V(x)$ est définie positive

2- la dérivée $\dot{V}(x)$ est semi- définie négative.

C'est à dire Le point d'équilibre est stable si on peut trouver une fonction de Lyapunov associée au système. On définit alors les trois possibilités suivantes ;

- **Si** $\dot{V}(x) \leq 0, \forall x \in U$: x_0 **est stable**
- **Si** $\dot{V}(x) < 0, \forall x \in U$: x_0 **est asymptotique stable.**
- **Si** $\dot{V}(x) > 0, \forall x \in U$: x_0 **est instable**

Ce théorème est une condition suffisante de stabilité mais ne permet pas de guider l'utilisateur dans le choix de la fonction de Lyapunov et ne permet pas de conclure si on ne trouve pas une telle fonction. Une fonction de Lyapunov candidate est une fonction définie positive dont on teste la décroissance autour du point d'équilibre. Les fonctions quadratiques sont souvent utilisées dans l'analyse des systèmes dynamiques (énergie cinétique, énergie potentielle élastique ou de gravité..).

Bibliographie

- [1] M. Abdul Mannan, T. Murata, J. Tamura, T. Tsuchiya. Indirect Field Oriented Control for High Performance Induction Motor Drives Using Space Vector Modulation with consideration of Core Loss, Proc PESC'03, Acapulco, Mexico, pp. 1949-1954, 15-19 June, 2003.
- [2] M. Adel Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone, thèse de Doctorat, Université du Québec, Mai 2007.
- [3] A. Akhenak, Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2004.
- [4] M. Alamir. Sensitivity analysis in simultaneous state parameter estimation for induction motors. Int. J. of Control, vol. 75, N°10, pp. 753-758, 2000.
- [5] B. Aloliwi, H. K. Khalil, and E. G. Strangas. Robust speed control of induction motors using adaptive observer, in Proc. Amer. Control Conf, 1999, vol. 2, pp. 931-935.
- [6] C. Aurora and A. Ferrari, Speed regulation of induction motors: An adaptive sensorless sliding mode control scheme, IEEE American Control Conference ACC'04, Boston, Massachusetts, USA, 30 Juin-2 Juillet 2004.
- [7] L. Baghli. Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Janvier 1999.
- [8] G. Basile and F.G. Marro, On the observability of linear time invariant systems with unknown inputs, Journal of Optimization Theory and Applic, 3 1969, N°6, 410-415.
- [9] A. Bellini and G. Figalli. A bilinear observer of the state of the induction machine. Ricerche di Automatica, 9(1): 70-85, 1978.
- [10] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet, and M. Tadjine. Real-time sliding mode observer and control of an induction motor, IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 46, N°1, pp. 128-138, Feb. 1999.
- [11] T. Benmiloud, A. Omari, Improved adaptive flux observer of an induction motor, Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), Oct 2010, Vol.10, No.10, pp. 353-363, ISSN 0033-2097.
- [12] T. Benmiloud, A. Omari, New Robust Approach of Direct Field Oriented Control of Induction Motor, International Conference on Computer, Electrical, and Systems Science, and Engineering, ICCESSE - Rome, Italy, pp. 532-538, April 28-30, 2010.

- [13] T. Benmiloud, A. Omari, Improved adaptive flux observer of an induction motor with Stator Resistance Adaptation, *Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review)*, Sept 2011, Vol.9a, No.11, pp. 325-329, ISSN 0033-2097.
- [14] F. Blaschke. The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector, *Siemens Review*, vol. 34, pp. 217 – 222, May 1972.
- [15] A. Bouhenna, Contribution à la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone en mode générateur à basse vitesse, Thèse de Doctorat en Sciences, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Algérie, 2007.
- [16] Boulaid Boulkroune, Estimation de l'état et des paramètres et commande prédictive de systèmes non linéaires. Application à une station d'épuration, Thèse de doctorat, Université de Nancy 1 ; France 2008.
- [17] G. Bornard, F. Celle-Couenne and G. Gilles, Observabilité et Observateurs, Systèmes non linéaires, *Proc. of the Colloque International en Automatique Non Linéaire*, pp. 177-221, Masson, Paris, 1993.
- [18] B. K. Bose, *Power electronics and AC drives*, Prentice Hall, 1986, 402p.
- [19] K. Bousserhane, Contrôleurs flous optimisés par algorithme génétique pour la commande d'une machine asynchrone, Thèse de Magister, USTO 2003.
- [20] G. Buja, D. Casadei, G. Serra, Direct Stator Flux and Torque Control of an Induction Motor: Theoretical Analysis and Experimental Results (Tutorial), in *Proc. of IEEE-IECON'98*, Aachen, Germany, 1998, pp. T50-T64.
- [21] J. P. Caron, J. P. Hantier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Edition Technip. Paris 1995.
- [22] J. Chiasson. Non linear controllers for induction motors. In *IFAC Conference System Structure and Control*, Nantes 5-7 July 1995.
- [23] S. B. Dewan, G. R. Slemon and A. Straughen. *Power Semiconductor Drives*, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1984.
- [24] A. J. Fossard et D. Normand-Cyrot, *Système non linéaire, tome 1 : modélisation – estimation*. Masson, Paris, 1993.
- [25] A. Faidallah, Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones, Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine, 1995.
- [26] D. Fragkoulis, Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs: application sur un système non linéaire, Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, France 2008.
- [27] M. Franck, Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones, Thèse EEA, Lyon, INSA de Lyon, 2005. 188 p.

- [28] Liu Fenglong, Synthèses d'observateurs à entrées inconnues pour les systèmes non linéaires, Thèse de Doctorat, Université de Caen, France, 2007.
- [29] G. Garcia Soto, Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement, Thèse de Doctorat, Université Paris XI, Octobre 1998.
- [30] M. Ghanes. Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique. PhD Thesis, 2005.
- [31] J. P. Gauthier, I. Kupka. Observability and observers for nonlinear systems. *SIAM Journal on Control*, Vol. 32, N° 4, pp. 975-994, 1994.
- [32] G. Grellet, G. Clerc, Actionneurs électriques, Principes, modèles, commande, Eyrolles, Collection: Collection électrotechnique, Jun. 1999, pp. 491.
- [33] S. Guy, S. Eddie, Modélisation et commande des moteurs triphasés, Ellipses Edition Marketing S.A., 2000.
- [34] R. Hermann, and A.J. Krener, Nonlinear controllability and observability, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 22, pp. 728-740, 1977.
- [35] Marko Hinkkanen, Flux estimators For Speed-Sensorless induction Motor Drives, Ph.D. Thesis, Department of Electrical and Communications Engineering, Helsinki University of Technology, 2004.
- [36] H. K. Khalil and E. Strangas, Sensorless speed control of induction motors, *IEEE, American Control Conference ACC'04*, Boston, Massachusetts, USA 2004.
- [37] T. Kailath, *Linear Systems*, Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1980.
- [38] A. Kerboua, Commandes et observateurs par mode glissant : Application a une machine asynchrone alimentée en tension, Thèse de Magister, ENP 1999.
- [39] M. F. Khelfi, Observateurs non linéaires : Application à la commande des robots manipulateurs, Thèse de Doctorat de l'UHP-Nancy 1, Nancy, France 1995.
- [40] C. Ilas, R. Magureanu, J. F. Easthan, Sensorless Control of induction motor drives using DSPs Algorithm design considerations, *PCIM'97*, Europe Official of the thirty-first international Conference, Nuremberg, Germany, 10-12 June 1997.
- [41] E. G. Von Westerholt, Commande non linéaire d'une machine asynchrone, Thèse INP Toulouse, France 1994.
- [42] H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 29, No 2, pp. 152-156, Mars/Avril 1993.
- [43] H. Kubota, K. Matsuse, Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 30, No 5, pp. 1219-1224, Septembre/Octobre 1994.

- [44] Y. Labit. Contribution à la commande non-linéaire par des approches non-linéaires, Thèse de Doctorat, Laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes (LAAS) CNRS, France, 2002.
- [45] A. V. Leite, A.E. Araujo, Freitas, Full and reduced order extended Kalman filter for speed estimation in induction motor drives : A comparative study. PESC, Aachen Germany, pp.2293-2299, 2004.
- [46] J. Lesenne, F. Notelet, G. Seguir, Introduction A L'électrotechnique Approfondie, Technique Et Documentation. Paris, 1981.
- [47] F.-J. Lin and H.-M. Su. A high-performance induction motor drive with on-line rotor time-constant estimation, IEEE Trans. Energy Convers. vol. 12, N°4, pp. 297–303, Dec. 1997.
- [48] Castro-Linarès, S. Laghrouche, A. Glumineau and F. Plestan. Higher order sliding mode observer-based control, 2nd IFAC Symposium on System, Structure and Control, Oaxaca, Mexico, 2004.
- [49] D. G. Luenberger, An introduction to observers, IEEE, Trans. Autom. Contr., Vol.16, No.6, pp. 596-602, 1971.
- [50] E. H. Mamdani and S. Assilina, An experiment in linguistic syntheses with a fuzzy logic controller. International Journal of Man Machine Studies. No 7, p. 1-13, 1975.
- [51] A. Mansouri, Contribution à la commande des systèmes non-linéaires, application aux robots et au moteur asynchrone, Thèse de Doctorat d'état, Université des Sciences et de Technologies d'Oran, Algérie, 2001.
- [52] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance, IEEE Trans. Autom. Control, vol. 44, N°5, pp. 967–983, May 1999.
- [53] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi. Adaptive input-output linearizing control of induction motors, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No.2, pp. 208-221, 1993.
- [54] F. Mehazzem. Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique, These de doctorat, Université Paris-Est, Dec 2010.
- [55] A. Merabet. Commande Non Linéaire à Modèle Prédictif pour une Machine Synchrone, Thèse de Doctorat, Université du Québec, Mai 2007.
- [56] Luc Mutrek. Le moteur asynchrone, Edition Ellipses, 1999.
- [57] R. Ortega, and G. Espinosa. Passivity properties of induction motors, Proceedings of the conference of Industrial Application, Vol. 1, pp. 65-71, 1991.
- [58] M.A. Ouhrouche, Estimation of speed, rotor flux and rotor resistance in cage induction motor using the EKF algorithm, International Journal of Power and Energy Systems, Vol. 22, N°2, pp. 103-109, 2002.

- [59] M. A. Ouhrouche. C. Volet, Simulation of a Direct field-oriented controller for an induction motor using Matlab/Simulink software Package, Proc. of IASTED INC, MS'2000, Pittsburgh, USA, May 15-17 2000.
- [60] A. Oustaloup, *La robustesse: Analyse et synthèse de commandes robustes*, Hermès, Paris, 1994.
- [61] R. Pena Eguiluz. Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire, Thèse de Doctorat de l'INP, LEEI, Toulouse, Novembre 2002.
- [62] T. V. Raumer, *Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone*, Thèse de Doctorat, INP Grenoble, France, 1994.
- [63] Rong-Jong Wai and Kuo-Min Lin. Robust Decoupled Control of Direct Field-Oriented Induction Motor Drive, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 52, N°3, pp. 837-854, Jun. 2005.
- [64] L. Salvatore, S. Stasi, and L. Tarchioni. A new EKF-based algorithm for flux estimation in induction machines, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 40, N°5, pp. 496-504, Oct. 1993.
- [65] T. Saheb, *Commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone*, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, IREENA, octobre 2004.
- [66] Slotine JJE, Li W, *Applied nonlinear control*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [67] E. G Strangas, H.K. Khalil, B.A. Oliwi and L. Laubinger, A Robust Torque Controller for Induction Motors Without Rotor Position Sensor: Analysis and Experimental Results, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1448-1458, 1999.
- [68] R. Trabelsi, A. Kheider M. F. Mimouni, F. M'sahli. An adaptive Backstepping Observer for on-line rotor resistance adaptation, *International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control and computer engineering*, Vol N°1, July 2010, pp 1246-1267.
- [69] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Ed. Oxford University Press, 1990, 332p.
- [70] G. C. Verghese, Observers for flux estimation in induction machines. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, Vol 35, No 1, Feb 1988.
- [71] Bogdan Vulturescu, *Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement. Application à la commande des systèmes multi-machines*, Thèse de Doctorat Université de Lille 1- France 2002.
- [72] Han-Xiong Li and H. B. Gathaland, *Conventional Fuzzy-Control and Its Enhancement*. *IEEE Trans. on sys. Man* , Vol 26, No5, 1996.
- [73] G. Yang and T. Chin, Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 29, N°4, 1993.
- [74] L. C. Zai, C. L. De Marco, and T. A. Lipo. An extended Kalman filter approach to rotor

- time constant measurement in PWM induction motor drives, IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 28, N°1, pp. 96–104, Jan./Feb. 1992.
- [75] L. Zhen and L. Xu. Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme, IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 45, N°5, pp. 824–831, Oct. 1998.
- [76] Y. Zheng, H. A. A. Fattah, and K. A. Loparo. Non-linear adaptive sliding mode observer-controller scheme for induction motors, Int. J. Adapt. Control Signal Process, vol. 14, N°2/3, pp. 245–273, Mar. 2000.
- [77] I. Zein. Application du filtre de Kalman et de l'observateur de Luenberger à la commande et à la surveillance de la machine asynchrone, Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Septembre 2000.

Moteur asynchrone MAS
1 Modélisation de la MAS

Non linéarité

Commande vectorielle

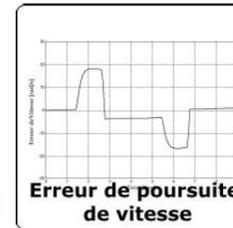
Commande vectorielle directe

Commande vectorielle indirecte

1 Principe de la DFOC

2 Estimation du flux rotorique

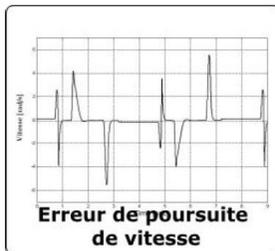
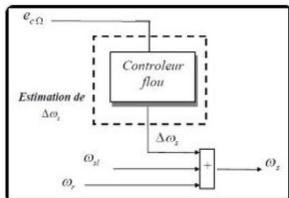
Variations paramétriques R_s R_r



Variations paramétriques

nouvelle approche robuste de la DFOC

- 1 Explication du principe de compensation des variations paramétriques
- 2 application de variation de R_r et R_s



Observateurs robustes

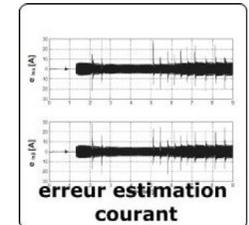
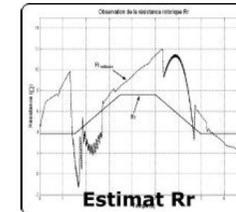
- 1 Observabilité de la MAS
- 2 Stabilité de la MAS

Observateur de Luenberger Etendu

Simulation avec application de variation de R_s et R_r

Observateur adaptatif du flux AFO

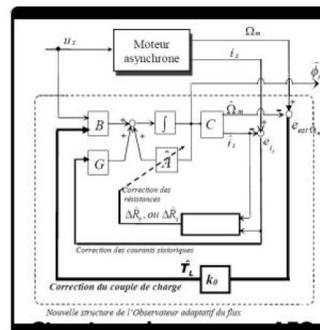
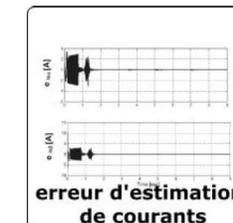
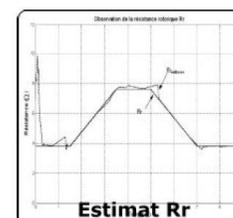
- 1 application de variation de R_s et R_r
- 2 comparaison avec l'observateur de Luenberger



Nouvelle structure robuste de l'Observateur adaptatif du flux AFO

- 1 application de variation de R_s et R_r

- 2 comparaison avec les résultats obtenus avec l'observateur adaptatif



RESUME

Cette thèse porte sur la commande et l'estimation robuste du moteur asynchrone contre l'effet des variations paramétriques tel que la résistance rotorique et la résistance statorique.

Pour diminuer l'effet des variations paramétriques sur les performances de la commande vectorielle directe, deux approches ont été développées : l'une fondée sur la minimisation de l'effet des variations paramétriques par l'ajustement de la vitesse de synchronisme en fonction de l'erreur de poursuite de la vitesse mécanique du moteur asynchrone. La deuxième approche consiste à la conception d'un observateur de flux robuste contre les variations paramétriques.

L'observateur adaptatif a été choisi comme une solution efficace pour l'estimation du flux rotorique. Cet observateur, grâce à la capacité d'adaptation de ces paramètres, permet d'obtenir une bonne estimation de flux en termes de précision et de robustesse.

Une amélioration de la structure de l'observateur adaptatif a été proposée. Elle est basée sur l'estimation et la compensation du couple de charge dans la structure de base de l'observateur adaptatif. Ceci permettra de rendre le modèle de l'observateur adaptatif plus proche de celui du moteur asynchrone, donc d'avoir une meilleure estimation du flux en termes de précision et de robustesse. La nouvelle structure de l'observateur adaptatif permet aussi d'obtenir une meilleure estimation des résistances statorique et rotorique. Les deux approches proposées dans ce travail ont été appliquées et validées à travers des simulations.

Afin de montrer la robustesse de la nouvelle approche robuste de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone, nous avons appliquée une variation de 50% sur la valeur de la résistance rotorique, avec et sans application de la charge nominale. Dans le cas de la nouvelle structure de l'observateur adaptatif du flux nous avons appliqué une variation de 100% de la valeur de la résistance rotorique.

ملخص

هذه الأطروحة تخص موضوع التحكم و التقدير المتين للتدفق المغناطيسي لدوار المحرك اللازامني ضد اثار التغيرات البعدية مثل مقاومة الدوار ومقاومة العضو الثابت.

لأجل تخفيض اثار التغيرات البعدية على جودة التحكم الشعاعي المباشر ، قمنا بتطوير طريقتين مختلفتين:

- الأولى مبنية على تخفيض أثر التغيرات البعدية عن طريق تعديل السرعة التوافقية بدلالة الفرق بين سرعة المحرك و السرعة المرجوة .
- الطريقة الثانية تتعلق بتصميم مقدر متين للتدفق المغناطيسي لدوار المحرك اللازامني ضد التغيرات البعدية. المقدر المتأقلم تم اختياره كحل فعال لتقدير تدفق الدوار. هذا المقدر نظرا لقدرته على تغيير قيمة أبعاده يمكن من التحصل على تقدير جيد للتدفق من ناحية الدقة و المتانة.

الإسهام الأساسي لهذه الأطروحة تمثل في إجراء تحسين على تركيبة المقدر المتأقلم. هذا التحسين مبني على عملية تقدير و تعويض عزم الحمل في التركيبة الأولية للمقدر المتأقلم. هذا ما يمكن من جعل نموذج المقدر المتأقلم أكثر قربا من نموذج المحرك اللازامني . إذن التحصل على تقدير أحسن للتدفق من ناحية الدقة و المتانة. البنية الجديدة للمقدر المتأقلم تمكن أيضا من التحصل على تقدير أحسن لمقاومة الدوار.

من اجل تبين قوة الطريقة الجديدة للتحكم الشعاعي المباشر المتين للمحرك اللازامني قمنا بتطبيق تغيير ب 50% من قيمة مقاومة الدوار عند الحمولة المثلى. وفي حالة التركيبة الجديدة للمقدر المتأقلم قمنا بتطبيق تغير ب 100% من قيمة مقاومة الدوار، كما قمنا بتطبيق تغير ب 100% من قيمة مقاومة العضو الثابت لمعرفة قوة البنية الجديدة للمقدر المتأقلم من ناحية الدقة و المتانة.