

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

*MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE*

Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen

Faculté de Technologie

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

*MEMOIRE DE FIN D'ETUDE POUR L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER ACADEMIQUE*

Spécialité : « Electrotechnique »

Option : « Commande des machines électriques »

préparé au Département de Génie Electrique et Electronique (GEE)

et présenté par

ISMAIL CHIKHAOUI et AHMED BENGRINE

Intitulé du mémoire

**Synthèse d'observateurs d'état en vue de la
commande par mode glissants du moteur
asynchrone**

sous la direction du Dr. Abdelkader MECHERNENE

soutenu publiquement le 14 Septembre 2016 devant la commission d'examen
composée de :

S.M. MELIANI	Président	Maitre de Conférences	U.A.B - Tlemcen
A. MECHERNENE	Encadreur	Maitre de Conférences	U.A.B - Tlemcen
A.BRIKCI NIGASSA	Examineur	Maitre Assistant	U.A.B - Tlemcen
M.C. BELHABIB	Examineur	Maitre de Conférences	U.A.B - Tlemcen

Année universitaire 2015 - 2016

Dedicaces 1

J_E dédie ce travail :

- *à ma mère et mon père pour tous les sacrifices qu'ils ont faits pour moi, pour leur soutien continu durant mon travail. Que Dieu vous protège.*
- *à mes frères, que Dieu vous garde, je vous aime et je vous souhaite une vie pleine de succès et de réussite.*
- *à tout ma famille*
- *Et enfin à tout ce ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans mon travail ainsi qu'à tout les membres de la promotion du Master Electrotechnique, option "Commande des machines électriques".*

Ismail Chikhaoui
Tlemcen, le 14 septembre 2016

J_E dédie ce travail :

- *à ma mère et mon père pour tous les sacrifices qu'ils ont faits pour moi, pour leur soutien continu durant mon travail. Que Dieu vous protège.*
- *à mes frères, que Dieu vous garde, je vous aime et je vous souhaite une vie pleine de succès et de réussite.*
- *à tout ma famille*
- *Et enfin à tout ce ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans mon travail ainsi qu'à tout les membres de la promotion du Master Electrotechnique, option "Commande des machines électriques".*

Ahmed Bengrine
Tlemcen, le 14 septembre 2016

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études et que grâce à lui que ce travail a pu être réalisé.

Nous sommes honorés que Monsieur Sidi Mohamed MELIANI, Maître de Conférence à l'Université Abou Bekr Belkaïd, ait accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire de Master. Qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre profond respect.

Nous tenons à exprimer nos plus sincères remerciements à notre encadreur, le Docteur Abdelkader MECHERNENE, Maître de Conférence à l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen. Nous lui sommes reconnaissant pour la confiance dont il nous a fait preuve, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail, malgré les charges qu'il assume actuellement et pour ses précieux conseils qui nous ont permis une progression concrète dans ce projet.

Nous sommes honorés que Monsieur Mohamed Amine BRIKCI NIGASSA, Maître Assistant et Monsieur Mohamed Choukri BELHABIB, Maître de Conférence, à l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen d'aient accepté d'évaluer ce travail en qualité d'examineurs.

Enfin, nous remercions Monsieur Mourad LOUCIF de nous avoir aidés à accomplir notre stage de perfectionnement.

Ismail Chikhaoui et Ahmed Bengrine
Tlemcen, le 14 septembre 2016

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES 1	i
DEDICACES 2	ii
REMERCIEMENTS	iii
NOMENCLATURE	xi
GLOSSAIRE	xiii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I MODÉLISATION ET OBSERVABILITÉ DE LA MACHINE ASYN- CHRONE	3
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 ORGANISATION ET PRINCIPE DU MOTEUR ASYNCHRONE	4
I.2.1 Définition	4
I.2.2 Description du moteur asynchrone triphasé	4
I.3 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉ	5
I.3.1 Hypothèses simplificatrices de la machine asynchrone	5
I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone triphasé	5
I.3.3 Transformation de Concordia	8
I.3.4 Transformation de Park	9
I.3.5 Définition des différents référentiels d'observation	11
I.3.5-a Référentiel d'axe (d, q) solidaire du stator	11
I.3.5-b Référentiel d'axe (d, q) solidaire du rotor	11
I.3.5-c Référentiel d'axe (d, q) solidaire du champ tournant	11
I.4 MODÉLISATION DE LA MAS PAR REPRÉSENTATION D'ÉTAT	12
I.4.1 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (α, β)	12
I.4.2 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (d, q)	13
I.5 PRÉSENTATION DES OBSERVATEURS	13
I.5.1 Définition	13
I.5.2 Structure et principe d'un observateur d'état :	14
I.6 CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS	15
I.6.1 Observateurs linéaires	15
I.6.2 Observateurs non linéaires	15

I.6.3	Observateurs déterministes	16
I.6.4	Observateurs stochastiques	16
I.6.5	Observateurs d'ordre complet	16
I.6.6	Observateurs d'ordre réduit	16
I.7	OBSERVABILITÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE	16
I.7.1	Observabilité au sens du rang	16
I.7.2	Observabilité de la machine avec mesure de la vitesse	17
I.7.3	Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse	17
I.8	CONCLUSION	18
II	COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR L'APPROCHE DES	
	MODES GLISSANTS	19
II.1	INTRODUCTION	20
II.2	CHAÎNE DE PUISSANCE ASSOCIÉE LA COMMANDE D'UN <i>MAS</i>	20
II.3	MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	21
II.3.1	Onduleur de tension à deux niveaux	21
II.4	COMMANDE MLI VECTORIELLE (<i>MLI – SVM</i>)	23
II.4.1	Principe de la <i>MLI</i> vectorielle	23
II.4.2	Vecteur tension de référence	26
II.5	PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANTS	28
II.5.1	Mode de convergence <i>MC</i>	28
II.5.2	Mode de glissement <i>MG</i>	28
II.5.3	Mode du régime permanent <i>MRP</i>	29
II.6	CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODES GLISSANTS	29
II.6.1	Choix de la surface de glissement	29
II.6.2	Conditions de convergence	30
II.6.2-a	Fonction directe de commutation	30
II.6.2-b	Fonction de Lyapunov	30
II.6.3	Calcul de la commande	31
II.7	COMMANDE PAR MODE GLISSANTS DU <i>MAS</i>	32
II.7.1	Notes sur l'application du mode de glissement sur la <i>MAS</i>	32
II.7.2	Modèle de <i>MAS</i> dans la repère d, q	32
II.7.3	Avantages de la commande par mode glissant	33
II.7.4	Réglage de vitesse avec limitation indirecte	33
II.7.5	Réglage de vitesse avec limitation directe	34
II.7.5-a	Surface de régulation de la vitesse w	35
II.7.5-b	Surface de régulation du courant i_{sq}	36
II.7.5-c	Surface de régulation du courant i_{sd}	37
II.8	FONCTIONS DE COMMUTATIONS	37
II.8.1	Signe« sign »	38
II.8.2	Élimination du phénomène de chattering (broutement)	38
II.8.3	Saturation« Sat »	39
II.8.4	Zone morte« Dead-zone »	39
II.8.5	Saturation Zone morte« Sat-Dead-zone »	40
II.8.6	Intégrale« Smooth »	40

II.9 DÉFLUXAGE	41
II.10 SIMULATIONS DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	41
II.10.1 Profils de poursuite, régulation et robustesse.	41
II.10.2 Résultats de simulation	41
II.10.3 Interprétations	45
II.11 CONCLUSION	45
III. COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE AVEC OBSERVATEURS D'ÉTAT ADAPTATIF DE VITESSE	46
III.1 INTRODUCTION	47
III.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES OBSERVATEURS DÉTERMINISTE	47
III.2.1 Observateur Luenberger	47
III.3 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR DÉTERMINISTE D'ORDRE PLEIN	48
III.3.1 Choix des pôles de l'observateur	49
III.3.2 Détermination des gains de correction	51
III.4 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR DÉTERMINISTE D'ORDRE RÉ- DUIT	51
III.4.1 Matrice des gains antisymétriques	52
III.4.1-a Choix des pôles de l'observateur	53
III.4.1-b Détermination des gains de correction	53
III.4.2 Matrice des gains diagonale	53
III.4.2-a Choix des pôles de l'observateur	54
III.4.2-b Détermination des gains de correction	54
III.5 STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR ADAPTATIF	54
III.6 REPRÉSENTATION D'ÉTAT DE L'OBSERVATEUR ADAPTATIF	54
III.6.1 Simulation de la commande sans capteurs	56
III.6.2 Interprétation	60
III.7 CONCLUSION	60
IV. COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE AVEC OBSERVATEURS D'ÉTAT À MODE GLISSANTS	61
IV.1 INTRODUCTION	62
IV.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES OBSERVATEURS À MODE GLISSANTS	62
IV.2.1 Schéma de réglage de vitesse avec observateur de type mode glissant	63
IV.3 SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR À MODE GLISSANT	64
IV.4 SIMULATION DE L'OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT	67
IV.4.1 Interprétation	72
IV.5 CONCLUSION	72
CONCLUSION GÉNÉRALE	73
BIBLIOGRAPHIE	75
ANNEXE A	xiii

ANNEXE B	xvi
ANNEXE C	xviii

TABLE DES FIGURES

I.1	Machine asynchrone avec représentation du rotor et du stator	5
I.2	Représentation de la structure de principe de la MAS triphasé	6
I.3	Transformation triphasée-biphasée	8
I.4	Représentation spatiale de la transformation triphasée / bi- phasée	9
I.5	Représentation de la transformation $(\alpha\beta)$ vers (dq)	10
I.6	Entrées/Sorties du modèle biphasé la machine asynchrone dans un repère tournant d, q	13
I.7	Schéma général d'un observateur	14
I.8	Schéma de principe d'un observateur	14
II.1	Structure globale de MAS avec les convertisseurs statique . .	20
II.2	Chaine de puissance associée la commande d'un MAS	21
II.3	Structure d'un onduleur de tension triphasé	21
II.4	Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux	24
II.5	Etats topologies de l'onduleur triphasé	25
II.6	Diagramme des 6 secteurs de la SVM	25
II.7	Tension référence V_s	26
II.8	Algorithme de détection des secteurs	27
II.9	Description des séquences de conduction des interrupteurs . .	27
II.10	Modes de trajectoire dans le plan de phase.	29
I.11	Linéarisation exacte de l'écart	30
II.12	Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement. . . .	31
II.13	Schéma fonctionnel de la commande équivalente.	31
II.14	Commande appliquée aux systèmes à structure variable (fonc- tion signe)	32
II.15	Schéma de la structure en cascade de la commande par mode glissant	33
II.16	Schéma de principe du réglage de vitesse par mode de glisse- ment avec limitation indirecte	35
II.17	Schéma de principe du réglage de vitesse par mode de glisse- ment avec limitation directe	37
II.18	Fonction de commutation signe	38
II.19	Phénomène de chattering	38
II.20	Fonction de commutation saturation « Sat »	39
II.21	Fonction de commutation zone morte « dead-zone(s) »	39
II.22	Fonction de commutation avec zone morte « sat-dead-zone » .	40

II.23	Fonction de commutation lisse « smooth(s) »	40
II.24	Bloc de défluxage	41
II.25	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation	42
II.26	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge	43
II.27	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge et variation de la résistance statorique	44
III.1	Schéma bloc d'un observateur de Luenberger	48
III.2	Structure de l'observateur adaptatif	54
III.3	Schéma fonctionnel bloc de l'observateur adaptatif	56
III.4	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation	57
III.5	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge	58
III.6	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge et variation de la résistance statorique et résistance rotorique	59
IV.1	Schéma de principe du réglage de vitesse avec observateur de type MG	64
IV.2	Profil1 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation	67
IV.3	Profil2 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge	68
IV.4	Profil3 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge	69
IV.5	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge et variation de la résistance statorique	70
IV.6	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge et variation de la résistance rotorique	71
A.1	Profils des consignes de vitesse	x i v
A.2	Profils des couples de charge	x v
B.1	Modèle du moteur asynchrone triphasé	x v i
B.2	Modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec commande <i>MLI</i> vectorielle <i>SVM</i>	x v i i

B.3	Moteur asynchrone + commande de mode glissant	x v i i
B.4	Détail du bloc similink de mode glissant	x v i i
C.1	Modèle SIMULINK de l'observateur adaptatif	x v i i i
C.2	Schéma de la source d'alimentation, la machine asynchrone et l'observateur adaptatif	x i x

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unit
Résistance de l'enroulement statorique	R_s	Ω
Résistance de l'enroulement rotorique	R_r	Ω
Inductance cyclique rotorique par phase	L_{rr}	H
Inductance cyclique statorique par phase	L_{ss}	H
Inductance propre d'une phase statorique	L_s	H
Inductance propre d'une phase rotorique	L_r	H
Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	m_s	H
Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	m_r	H
Inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotoriques	m_{sr}	H
Inductance mutuelle cyclique	M_{sr}	H
Nombre de paires de pôles	p	
Moment d'inertie des parties tournantes ramenées arbre moteur	J	$kg.m^2$
Coefficient de frottement visqueux	f_v	$N.s/rad$
Constante de temps statorique et rotorique	T_s, T_r	S
Coefficient de dispersion	σ	
Position angulaire du stator	θ_s	Rad
Position angulaire du rotor	θ_r	Rad
Position du stator par rapport au rotor	θ	Rad
Vitesse de synchronisme	N_s	tr/mn
Pulsation (vitesse) mécanique	Ω	rad/s

Nom	Symbole	Unité
Pulsation de glissement	ω_g	rad/s
Erreur	e	
Loi de commande	u	
Tension continue appliquée onduleur	U_{cc}	V
Courant statorique de ligne	I	A
Fréquence	f	Hz
Flux	ϕ	Wb
Tension	v, V	V
Puissance	P	W
Couple électromagnétique	C_{em}	$N.m$
Couple résistant (Couple de charge)	C_r	$N.m$
Matrice de transformation de PARK	$[p(\theta)]$	
Matrice de Concordia	$[T_{\alpha\beta}]$	
Tension entre phases et neutre fictif	V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}	V
Tension entre phases en sortie de l'onduleur	U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}	V
Signaux de commande des bras de l'onduleur	A, S_B, S_C	
Opérateur de Laplace	s	
Période de commutation de l'onduleur	T	S
Pulsation propre	ω_n	rad/s
Matrice d'état	A	
Matrice de commande	B	
Matrice d'observation	C	
Entrée de système	X	
Sortie de système	Y	
Grandeurs statoriques dans le repère (A_S, B_S, C_S) fixé au stator	X_{SA}, X_{SB}, X_{SC}	
Grandeurs rotoriques dans le repère (a_r, b_r, c_r) fixé au rotor	X_{ra}, X_{rb}, X_{rc}	
Grandeur statorique d'axe d	X_{sd}	
Grandeur statorique d'axe q	X_{sq}	
Grandeur rotorique d'axe d	X_{rd}	
Grandeur rotorique d'axe q	X_{rq}	
Composante proportionnelle du correcteur PI	K_p	
Composante intégrale du correcteur PI	k_i	
Partie réel	x_{\Re}	
Partie imaginaire	x_{\Im}	
Signe de valeur estimée		
Signe de valeur de référence	*	
Pulsation (vitesse) de synchronisme	Ω_s	rad/s
Pulsation statorique	ω_s	rad/s
Pulsation	ω_r	rad/s

Glossaire

Acronyme	Signification
MAS	Moteur asynchrone
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
SVM	Space vector modulation
PWM	Pulse Width Modulation
IGBT	Transistors bipolaires à isolation (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	Transistors à effet de Champ Metal-Oxyde-Semiconducteur
SSV	Système à structure variable
MC	Mode de convergence
MG	Mode de glissement
MRP	Mode de régime permanent
OBS	Observateur
SMC	Sliding Mode Control
CSV	Commande à structure variable
PI	Proportionnel intégral

Introduction générale

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. Malgré les qualités susmentionnées, la machine asynchrone présente un système multivariable, non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans des applications faibles puissances. Conjointement à ces avancées technologiques, diverses approches de commande sont développées pour maîtriser en temps réel le flux et le couple des machines électriques.

De nos jours et vu l'intérêt porté sur cette machine asynchrone, les techniques de commande synthétisées sont de plus en plus complexes du fait qu'elle doivent répondre à des exigences de plus en plus sévères. En effet la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations de paramètres et le rejet des perturbations inconnues avec une réponse performante tout en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (le couple et le flux) sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en oeuvre d'une stratégie de commande.

On fait appel à une commande dite par mode de glissement ou à structure variable qui constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire. L'approche non-linéaire par modes glissant est un outil puissant et efficace pouvant doter la machine asynchrone de hautes performances.

Cette technique est basée sur une commande discontinue qui force l'état du système à atteindre une surface de glissement dans une première étape, puis dans une deuxième étape, à le faire glisser sur cette même surface vers un point d'équilibre. Elle a l'avantage d'être insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques, tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Ensuite, deux observateurs seront synthétisés, le premier de vitesse et le deuxième du flux pour estimer le module et la position de ces derniers basé sur l'approche du mode glissant. Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécaniques (vitesse de rotation,

position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût. Le moteur est déjà installé dans son milieu d'utilisation et bien souvent il n'y a pas matériellement de place pour ajouter un capteur de vitesse sur l'axe du rotor. De plus, le capteur mécanique peut représenter une perte de fiabilité pour la commande du moteur. C'est donc tout logiquement que le contrôle du moteur à induction sans capteur mécanique exige une attention particulière de la part de nombreux industriels désireux d'équiper le parc moteur à induction déjà en place.

Objectif

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation Matlab des performances de la commande par mode glissant d'une machine asynchrone. Afin, deux observateurs non linéaire, adaptatif pour la vitesse et observateur par mode glissant pour le flux seront synthétisés dans le but d'estimer le module, la position du flux rotorique et la vitesse de rotation du moteur.

Structure du document

Ce présent travail s'articule autour des quatre chapitres suivants :

Dans le premier chapitre nous présenterons la modélisation de la machine avec l'association machine-onduleur de tension à MLI-SVM, en utilisant la transformation de PARK, pour obtenir un modèle biphasé plus simple et qui permet de définir une représentation d'état et de mettre en évidence la structure multivariable et la nature non linéaire de ce type de moteur. ensuite nous avons donné une description générale sur les observateurs et leurs types et mettre en évidence l'observabilité de la MAS.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande par mode glissant. Les principes et la théorie du contrôle par l'approche des modes glissants seront exposés et appliqués à la commande du MAS, des solutions pour réduire le phénomène de broutement (chattering) seront présentées et discutées.

Dans le troisième chapitre, on présentera la commande par mode glissant avec observateur adaptatif de vitesse, puis l'introduction d'un mécanisme d'adaptation de vitesse de rotation à l'observateur pour la CSV. Les performances statique et dynamique de cette commande est illustrée par des résultats de simulation.

Dans le dernier chapitre, nous avons présentés une technique d'observation pour la MAS par : un observateur à modes glissants. Cette technique d'observation a pour objectifs la reconstruction de la vitesse, le couple électromagnétique et le flux rotorique de la machine asynchrone sans capteur mécanique.

Enfin, on conclura en établissant une synthèse du travail réalisé, en indiquant les perspectives qui peuvent être envisagées.

Chapitre I

Modélisation et observabilité de la machine asynchrone

SOMMAIRE

I.1	INTRODUCTION	4
I.2	ORGANISATION ET PRINCIPE DU MOTEUR ASYNCHRONE	4
I.2.1	Définition	4
I.2.2	Description du moteur asynchrone triphasé	4
I.3	MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉ	5
I.3.1	Hypothèses simplificatrices de la machine asynchrone	5
I.3.2	Equations générales de la machine asynchrone triphasé	5
I.3.3	Transformation de Concordia	8
I.3.4	Transformation de Park	9
I.3.5	Définition des différents référentiels d'observation	11
I.4	MODÉLISATION DE LA MAS PAR REPRÉSENTATION D'ÉTAT	12
I.4.1	Modèle de la machine asynchrone dans le plan (α, β)	12
I.4.2	Modèle de la machine asynchrone dans le plan (d, q)	13
I.5	PRÉSENTATION DES OBSERVATEURS	13
I.5.1	Définition	13
I.5.2	Structure et principe d'un observateur d'état :	14
I.6	CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS	15
I.6.1	Observateurs linéaires	15
I.6.2	Observateurs non linéaires	15
I.6.3	Observateurs déterministes	16
I.6.4	Observateurs stochastiques	16
I.6.5	Observateurs d'ordre complet	16
I.6.6	Observateurs d'ordre réduit	16
I.7	OBSERVABILITÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE	16
I.7.1	Observabilité au sens du rang	16
I.7.2	Observabilité de la machine avec mesure de la vitesse	17
I.7.3	Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse	17
I.8	CONCLUSION	18

I.1 Introduction

La machine asynchrone a fait l'objet de nombreuses études les trois dernières décennies. Elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse, de construction simple et de maintenance réduite, en particulier lorsqu'il s'agit de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette dernière est la machine la plus utilisée pour obtenir de la puissance mécanique à partir du réseau alternatif ; mais elle présente un système d'équations très complexe à étudier qui exige un recours aux calculs matriciels. Par suite de cette complexité, on doit développer un modèle dont le comportement dynamique soit aussi proche que possible de celui de la réalité [17]. Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

I.2 Organisation et principe du moteur asynchrone

I.2.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [8].

I.2.2 Description du moteur asynchrone triphasé

La machine asynchrone est composée d'une 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 inter-connectées 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 .

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 :

$$\omega_g = \omega_r - \omega_s \quad (\text{I.1})$$

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.

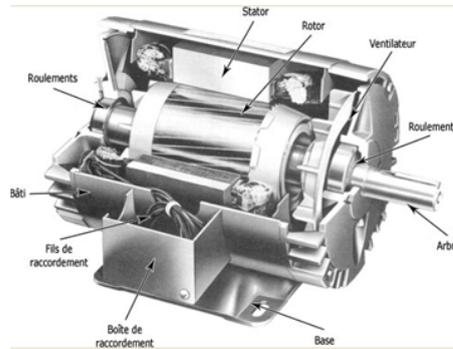


FIGURE I.1 – Machine asynchrone avec représentation du rotor et du stator

I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasé

I.3.1 Hypothèses simplificatrices de la machine asynchrone

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices :

- entrefer constant,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- pertes ferromagnétique négligeables,
- les pertes par hystérésis et effet de peau sont négligées,
- l'influence de l'échauffement n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux,
- les inductances propres sont constantes,
- il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétique.

I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone triphasé

La figure I.2 montre la structure de principe de la machine asynchrone triphasé. Elle est représentée par ses six enroulement (3 enroulements statoriques et 3 enroulements rotoriques) dans l'espace électrique ; l'angle θ repère la position de la phase rotorique (ra) par rapport celle de la phase statorique (sa) ; le sens des enroulements est repéré conventionnellement par un point (.)

Equations électriques

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [v_s] = \frac{d}{dt}[\phi_s] + R_s \cdot [i_s] \\ [v_r] = \frac{d}{dt}[\phi_r] + R_r [i_r] \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

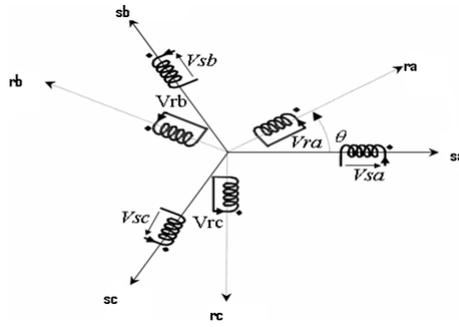


FIGURE I.2 – Représentation de la structure de principe de la MAS triphasé

En définissant les vecteurs suivants :

$[v_s] = (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})^T$ et $[v_r] = (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})^T$ représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques respectivement.

$[i_s] = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^T$ et $[i_r] = (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})^T$ sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[\phi_s] = (\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc})^T$ et $[\phi_r] = (\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc})^T$ correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statorique et rotoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Equations magnétiques

Les expressions des flux statorique et rotoriques sous la forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{sr}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (I.3)$$

avec les quatre matrices d'inductance :

$[L_{ss}]$: matrice des coefficients d'inductance statorique ,

$[L_{rr}]$: matrice des coefficients d'inductance rotorique,

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = [M_{sr}]^T$$

avec :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

θ_r : angle entre la phase a du stator et celle du rotor. ($\Omega = \frac{d\theta_r}{dt}$)

L_s : coefficient d'inductance propre d'une phase statorique ,

L_r : coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique,

M_s : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques ,

M_r : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,

$[M_{sr}]$: matrice des coefficients d'inductance mutuelle maximale du rotor sur le stator,

$[M_{rs}]$: matrice des coefficients d'inductance mutuelle maximale du stator sur le rotor,

Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont dites circulantes, exact dans les faits chaque ligne se déduit de la précédente par permutation circulaire.

En raisonnant sur ces équations de tension des phases rotoriques et statoriques ainsi que sur les expressions des flux magnétiques qui traversent ces phases, on obtient les équations matricielles des tensions de phases :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_s]) \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Les trois enroulement rotorique sont en court-circuit et donc $[v_r] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$

Equations mécaniques :

On peut exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux :

$$C_{em} - C_r - f_v \cdot \Omega = J \cdot \frac{d}{dt} \Omega \quad (\text{I.5})$$

avec C_{em} , C_r , f_v , J : le couple électromagnétique, le couple résistant, le coefficient de frottement et le moment d'inertie, respectivement.

Nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique [2].

La modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour l'élaboration de lois de commande car les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendant de l'angle de rotation θ_r et un nombre important de variables couplées entre elles.

Pour pallier à ce problème, on recherche des transformation linéaires des variables triphasées du moteur permettant de passer du repère triphasé du moteur réel à un repère triphasé fixe par rapport au stator.

I.3.3 Transformation de Concordia

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha \beta$ [3]. Comme le montre la figure I.3, cette transformation permet d'écrire les équations qui décrivent le modèle du moteur asynchrone dans un repère biphasé fixe.

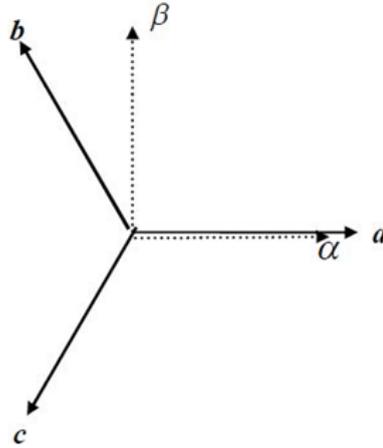


FIGURE I.3 – Transformation triphasée-biphasée

Le transformation matriciels fait correspondre à une vecteur $[X_{abc}] = [x_a x_b x_c]^T$ un autre vecteur $[X_{\alpha\beta}] = [x_\alpha x_\beta]^T$, dans la nouvelle base par une matrice de transformation $[T_{\alpha\beta}]$:

$$[X_{\alpha\beta}] = [T_{\alpha\beta}] \cdot [X_{abc}]$$

avec :

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

Nous allons utiliser la transformation de Concordia dans notre modélisation. Son application aux équations de la machine écrites ci-dessous donne :

$$T_{\alpha\beta}[v_{\alpha\beta}] = T_{\alpha\beta} \cdot [R_s \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}]] \quad (\text{I.6})$$

$$[v_{\alpha\beta s}] = R_s \cdot T_{\alpha\beta} \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt} T_{\alpha\beta} \cdot [\phi_{abc}] \quad (\text{I.7})$$

$$[v_{\alpha\beta s}] = R_s \cdot [i_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{\alpha\beta s}] \quad (\text{I.8})$$

On a alors réduit le système de 3 équations à un système à 2 équations. De même pour le rotor :

$$[v_{\alpha\beta r}] = R_r \cdot [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{\alpha\beta r}] \quad (\text{I.9})$$

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 :

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r} \cdot p \cdot (i_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta}) \quad (\text{I.10})$$

L_m : Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor) ; $L_m = \frac{2}{3} M_{sr}$

L_r : Inductance cyclique rotorique,

L'équation d'un mobile en rotation est :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I.11})$$

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

$$\omega_r = p \cdot \Omega \quad (\text{I.12})$$

I.3.4 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $(\alpha\beta)$ puis vers le repère (dq) . Le repère $(\alpha\beta)$ est toujours fixe par rapport au repère abc (figure I.4), par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe $(\alpha\beta)$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [3].

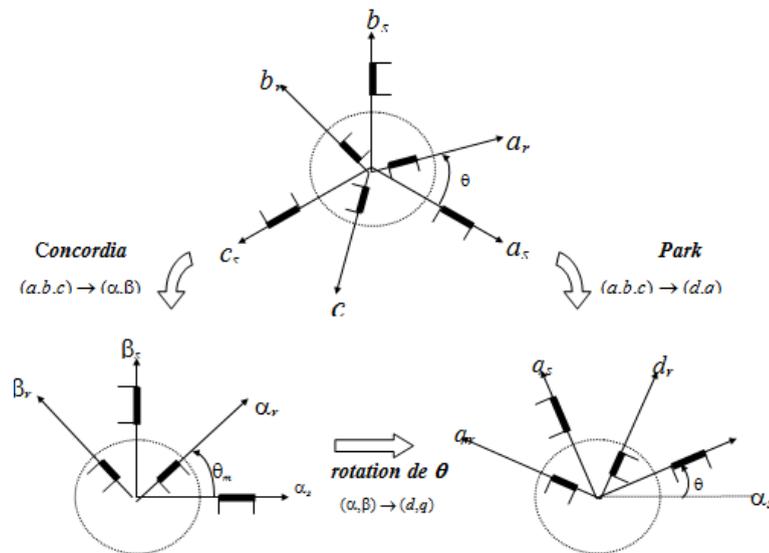
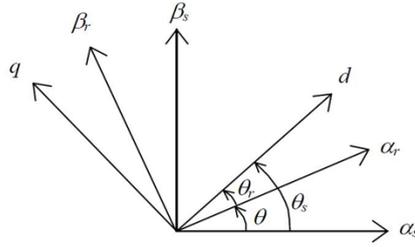


FIGURE I.4 – Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée

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) figure I.5. Soit :

FIGURE I.5 – Représentation de la transformation $(\alpha\beta)$ vers (dq)

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

$$[X_{dqo}] = p(\theta) \cdot [X_{abc}]$$

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice $[P(\theta)]$, permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dqo} du système biphasé tournant à la même vitesse, telle que :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

où :

$[p(\theta)]$: est la matrice de la transformation modifiée de Park.

θ : l'angle de la transformation de Park.

Les grandeurs statoriques sont transformés :

$$[X_{\alpha\beta s}] = p(\theta_s)[X_{dqs}] \quad (\text{I.14})$$

et les grandeurs rotoriques également :

$$[X_{\alpha\beta r}] = p(\theta_r)[X_{dqr}] \quad (\text{I.15})$$

Les équations aux tensions deviennent :

$$[v_{dqs}] = R_s \cdot [i_{dqs}] + \dot{\theta}_s \cdot p \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot [\phi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqs}] \quad (\text{I.16})$$

$$[v_{dqr}] = R_r \cdot [i_{dqr}] + \dot{\theta}_r \cdot p \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot [\phi_{dqr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqr}] \quad (\text{I.17})$$

$\dot{\theta}_s$, $\dot{\theta}_r$ sont les dérivées des angles des transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

Expressions des flux :

$$\begin{cases} [\phi_{ds}] = [L_s] \cdot [i_{ds}] + M \cdot i_{dr} \\ [\phi_{qs}] = [L_s] \cdot [i_{qs}] + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{cases} [\phi_{dr}] = [L_r] \cdot [i_{dr}] + M \cdot i_{ds} \\ [\phi_{qr}] = [L_r] \cdot [i_{qr}] + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Expressions des tensions

$$\begin{cases} [v_{ds}] = [R_s] \cdot [i_{ds}] - \dot{\theta}_s \cdot \phi_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ [v_{qs}] = [R_s] \cdot [i_{qs}] + \dot{\theta}_s \cdot \phi_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{cases} [v_{dr}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{dr}] - \dot{\theta}_r \cdot \phi_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ [v_{qr}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{qr}] + \dot{\theta}_r \cdot \phi_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator,

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre du rotor,

$M = \frac{3}{2} \cdot m_{sr}$: Inductance cyclique mutuelle stator- rotor.

Le couple électromagnétique s'écrit dans le repère d, q par :

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r} \cdot p \cdot (i_{sq} \cdot \phi_{rd} - i_{sd} \cdot \phi_{rq}) \quad (\text{I.22})$$

I.3.5 Définition des différents référentiels d'observation

Le référentiel est le système (d, q) associé de rotation. Dans notre cas, nous adoptons un seul référentiel pour le rotor et le stator. Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique. Le choix se fait en fonction du problème étudié [3] [10].

I.3.5-a Référentiel d'axe (d, q) solidaire du stator

Dans ce cas les repères (s, s) et (d, q) sont confondus :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_s = 0 \\ \dot{\theta}_r = -\dot{\theta} = -p \cdot \Omega \end{cases}$$

I.3.5-b Référentiel d'axe (d, q) solidaire du rotor

$$\begin{cases} \dot{\theta}_r = 0 \\ \dot{\theta}_s = \dot{\theta} = -p \cdot \Omega \end{cases}$$

I.3.5-c Référentiel d'axe (d, q) solidaire du champ tournant

Notons $\omega_s = \dot{\theta}_s$ que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal). De même, nous noterons $\omega_r = \dot{\theta}_r$ la pulsation rotorique et $\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p \cdot \Omega$ la pulsation mécanique [10].

Les équations du modèle mathématique prennent la forme indiquée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} [v_{ds}] = [R_s] \cdot [i_{ds}] + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ [v_{qs}] = [R_s] \cdot [i_{qs}] \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ [v_{dr}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{dr}] + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \cdot \phi_{qr} \\ [v_{qr}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{qr}] + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'utiliser dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable et il est plus aisé d'en faire la régulation.

I.4 Modélisation de la MAS par représentation d'état

La représentation d'état est un outil utile pour commander et observer le comportement du moteur asynchrone. 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.

I.4.1 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (α, β)

Dans un référentiel (α, β) fixe au stator ($\omega_s = 0$), le modèle du moteur asynchrone dans un repère fixe (de Concordia) est défini par le système non linéaire d'ordre 5 suivant :

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & \omega_r \end{bmatrix}^T \\ u &= \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} & T_L \end{bmatrix}^T \\ y &= \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \omega_r \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

avec :

$$T_L = C_r$$

La représentation d'état du modèle non-linéaire du moteur asynchrone est de la forme suivante :

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

$$f(x) = \begin{bmatrix} -a.i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r}.\phi_{r\alpha} + p.\Omega.K.\phi_{r\beta} \\ -a.i_{s\beta} - p.\Omega.K.\phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r}.\phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r}.i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}.\phi_{r\alpha} - p.\Omega.\phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r}.i_{s\beta} + p.\Omega.\phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}.\phi_{r\beta} \\ p^2.\frac{M}{JL_r}.\phi_{r\alpha}.i_{s\beta} - \phi_{r\beta}.i_{s\alpha} - \frac{f_v}{J}.\omega_r \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T$$

et :

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

où σ est le coefficient de dispersion.

le modèle d'état de la machine asynchrone est un système multivariable non linéaire , les entrées sont les tensions statoriques $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ et le couple de charge, et les variables d'état sont 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 . les courants statoriques et la pulsation rotorique composent le vecteur de sortie.

I.4.2 Modèle de la machine asynchrone dans le plan (d, q)

Dans un référentiel (d, q) , le modèle du moteur asynchrone est défini par le système non-linéaire d'ordre 5, donné par la forme suivante :

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

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \phi_{rd} & \phi_{rq} & \omega_r \end{bmatrix}^T$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} & T_L \end{bmatrix}^T$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \omega_r \end{bmatrix}^T$$

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) est le modèle le plus général pour la représentation du moteur asynchrone.

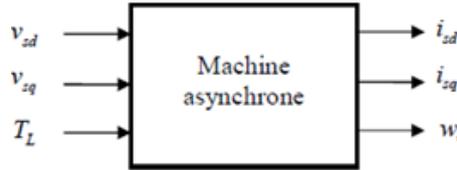


FIGURE I.6 – Entrées/Sorties du modèle biphasé la machine asynchrone dans un repère tournant d, q

I.5 Présentation des observateurs

I.5.1 Définition

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système dynamique à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées donc il permet d'obtenir une estimation approximé \hat{x} de x . Cet observateur est souvent connu sous le nom de reconstituteur, d'estimateur, de filtre..[27] [1].

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

$$\begin{cases} \hat{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (I.24)$$

ou les vecteurs $x(t) \in R^n, u(t) \in R^m, et y(t) \in R^p$ représentent respectivement l'état, la commande et la sortie du système. les matrices A, B et C sont des matrices constantes de dimensions appropriées.

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

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = Nz(t) + Qu(t) + Ly(t) \\ \hat{x}(t) = Fz(t) + Ey(t) \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

avec $x(t) \in R^n, u(t) \in R^m$ et $y(t) \in R^l$ représentent respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système. $z(t) \in R^q$ le vecteur d'état de l'observateur, tel qu'il tende asymptotiquement vers $Tx(t)$ et $\hat{x}(t)$ représente la sortie du système observateur

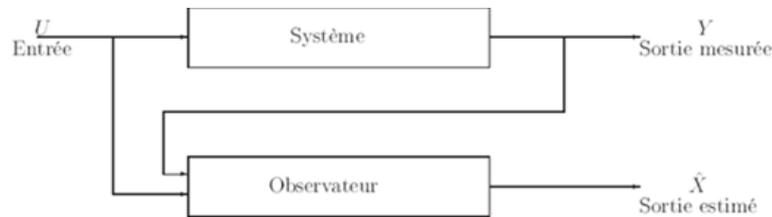


FIGURE I.7 – Schéma général d'un observateur

I.5.2 Structure et principe d'un observateur d'état :

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

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Le terme correctif $L(y(t) - \hat{y}(t))$ fait apparaître le gain de correction L , également appelé gain de l'observateur,

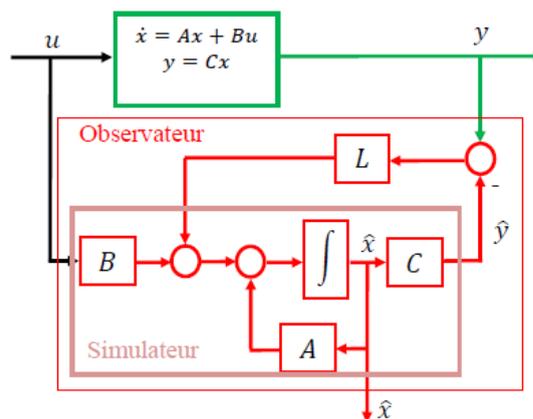


FIGURE I.8 – Schéma de principe d'un observateur

L'observation se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système réel caractérisé par les matrices (A, B, C) , ayant comme entrées u et y et comme sortie \hat{y} et la seconde est une étape de correction qui se fait par Un correcteur réalisant une contre-réaction fonction de l'écart entre la sortie y et son estimée \hat{y} . Ce correcteur permet d'assurer la convergence de l'estimation de l'état \hat{x} vers l'état x . le gain L régit la dynamique et 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.

I.6 Classification des observateurs

On peut distinguer de nombreuses techniques d'observation classées en fonction de trois critères différents [18] :

- Le premier se base sur la nature du système considéré,
- le deuxième en fonction de l'environnement,
- le troisième est la dimension du vecteur d'état.

Les observateurs peuvent être classes en deux grandes familles :

- observateurs linéaires ou non-linéaires,
- observateurs déterministes ou stochastique.

I.6.1 Observateurs linéaires

Une solution simple et optimale au problème de l'estimation de l'état des systèmes linéaires :Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement des pôles et en mode glissant se basent sur cette approche [28].

I.6.2 Observateurs non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires (machine asynchrone). Dans ce cas des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. Deux approchent se généralisent :

- La linéarisation autour du point de fonctionnement : pour chaque instant de fonctionnement, le système est considéré linéaire et une réactualisation se fait à chaque pas de temps. Ceci implique une réactualisation des matrices de gain. *OBS* de Kalman à État Retardé est un filtre de Kalman à structure particulière qui prend en compte la réactualisation de la matrice A .
- La construction du gain sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur Grand Gain. Cet observateur est synthétisé en prenant en compte la modélisation non linéaire du système [26].

I.6.3 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prend pas en considération les perturbations externes du système(les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état) : l'environnement est déterministe .l'observateur de Luenberger ou l'observateur à mode glissant sont parmi ces observateurs.

I.6.4 Observateurs stochastiques

Ce sont les observateurs qui tien compte que des bruits des états et des mesures et ils donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. L'algorithme du filtre Kalman illustre bien cette application.

I.6.5 Observateurs d'ordre complet

Ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse [13].

I.6.6 Observateurs d'ordre réduit

Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables. Ils nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

I.7 Observabilité de la machine asynchrone

La notion d'observabilité d'un système non linéaire peut être définie à partir de la notion d'indistinguabilité(Indiscernabilité), d'une paire d'états, au sens ou un système sera dit observable si toute paire d'états du système peut être distinguée grâce au sorties correspondantes, pour au moins une entrée. En d'autres termes le système non linéaire est dit observable s'il n'admet pas de paires indiscernables.

I.7.1 Observabilité au sens du rang

Une condition suffisante pour que le système son linéaire Σ soit observable est que le rang de la matrice d'observabilité Q de dimension $+\infty \times n$ définie par [16] :

$$O = \frac{\partial Q}{\partial x} = \begin{bmatrix} dh \\ dL_{f+ug}h \\ dL_{f+ug}^2h \\ \vdots \\ dL_{f+ug}^i h \\ \vdots \end{bmatrix}$$

Soit égale à la dimension n ; $dL_{f+ug}^i h$ étant la dérivée LIE d'ordre i de h le long de la fonction f .

Il est remarquer que pour des raisons pratiques, on restreint le calcul des $dL_{f+ug}^i h$ à $i < n$.

I.7.2 Observabilité de la machine avec mesure de la vitesse

Nous étudions ici directement la machine asynchrone triphasé, dans le cas non linéaire c'est-à-dire sous l'hypothèse de la vitesse variable (modèle d'ordre 6). la même étude lorsque la vitesse est considérée constante (modèle d'ordre 5) aboutit aux mêmes résultats.

le modèle utilisé s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X) + g.u \\ y = H(X) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

où $X^T = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5] = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, \Omega]$

$$f(X) = \begin{bmatrix} -a.x_1 + \frac{k}{T_r}.x_3 + p.x_5.k.x_4 \\ -a.x_2 - p.k.x_5.x_3 + \frac{k}{T_r}.x_4 \\ \frac{M}{T_r}.x_1 - \frac{1}{T_r}.x_3 - p.x_5.x_4 \\ \frac{M}{T_r}.x_2 + p.x_5.x_3 - \frac{1}{T_r}.x_4 \\ \frac{p.M}{J.L_r}.(x_2.x_3 - x_1.x_4) - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} \quad g(X) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H(X) = \begin{cases} h_1(x) = x_1 \\ h_2(x) = x_2 \\ h_3(x) = x_5 \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

le Jacobien de $Q^{\phi r}$ par rapport à l'état permet de caractériser l'observation au sens du rang :

$$O^{\phi r} = \frac{dQ^{\phi r}}{dX} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a & 0 & \frac{k}{T_r} & p.x_5.k & p.x_4.k \\ 0 & -a & -p.x_5.k & \frac{k}{T_r} & -p.x_3.k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

le déterminant de cette matrice vaut :

$$\det(O^{\phi r}) = \left(\frac{dQ^{\phi r}}{dX}\right) = \left(\frac{k}{T_r}\right)^2 + (p.x_5.k)^2 \quad (\text{I.31})$$

le rang de la matrice $O^{\phi r}$ est donc à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse, ce qui est une condition suffisante d'observabilité donc le mesure de vitesse et de courant de la MAS est localement observable.

I.7.3 Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse

Les capteurs de vitesse réduisent la robustesse et la fiabilité dans le pilotage de la machine asynchrone et augmentent son coût ainsi que l'encombrement des montages ce qui a rendu la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone un sujet important, et un champ de la perspective industrielle.

l'observabilité de la machine asynchrone pose problème dans certains domaines de fonctionnement et difficile à résoudre.

Nous allons ici montrer ces difficultés, en posant :

$$H(X) = \begin{cases} h_1(x) = x_1 \\ h_2(x) = x_5 \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

soit l'espace d'observation Q génère de la façon suivante :

$$Q = \begin{bmatrix} h_1(X) \\ L_{f+ug} h_1(X) \\ L_{f+ug}^2 h_1(X) \\ L_{f+ug}^i h_1(X) \\ h_2(X) \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

avec la même façon de calcul on obtient :

$$\det(O) = \left(\frac{dQ}{dX} \right) = \left(\frac{p^2 \cdot k^3 \cdot M \cdot x_5^2}{T_r^4} \right) \cdot (p^2 \cdot T_r^2 \cdot x_5^2 - 1) \cdot (k \cdot M - T_r \cdot a) \quad (\text{I.34})$$

quand la vitesse est nulle, le déterminant s'annule donc la machine asynchrone est inobservable lorsqu'elle fonctionne sans capteur mécanique.

I.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone en triphasée. Ce modèle est fortement non linéaire et difficile à être traité numériquement. Pour faciliter une mise en œuvre numérique, nous avons procédé à la transformation d'axes (transformation de Park), ceci en s'appuyant sur une série d'hypothèses simplificatrices qui permet de simplifier le modèle de la machine, ensuite nous avons donné une description général sur les observateurs et leurs types et mettre en évidence que l'observabilité est impossible en base vitesse.

Chapitre II

Commande du moteur asynchrone par l'approche des modes glissants

SOMMAIRE

II.1	INTRODUCTION	20
II.2	CHAINE DE PUISSANCE ASSOCIÉE LA COMMANDE D'UN <i>MAS</i>	20
II.3	MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	21
I.3.1	Onduleur de tension à deux niveaux	21
II.4	COMMANDE MLI VECTORIELLE (<i>MLI – SVM</i>)	23
II.4.1	Principe de la <i>MLI</i> vectorielle	23
II.4.2	Vecteur tension de référence	26
II.5	PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANTS	28
II.5.1	Mode de convergence <i>MC</i>	28
II.5.2	Mode de glissement <i>MG</i>	28
II.5.3	Mode du régime permanent <i>MRP</i>	29
II.6	CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODES GLISSANTS	29
II.6.1	Choix de la surface de glissement	29
II.6.2	Conditions de convergence	30
II.6.3	Calcul de la commande	31
II.7	COMMANDE PAR MODE GLISSANTS DU <i>MAS</i>	32
II.7.1	Notes sur l'application du mode de glissement sur la <i>MAS</i>	32
II.7.2	Modèle de <i>MAS</i> dans la repère d, q	32
II.7.3	Avantages de la commande par mode glissant	33
II.7.4	Réglage de vitesse avec limitation indirecte	33
II.7.5	Réglage de vitesse avec limitation directe	34
II.8	FONCTIONS DE COMMUTATIONS	37
II.8.1	Signe« sign »	38
II.8.2	Elimination du phénomène de chattering (broutement)	38
II.8.3	Saturation« Sat »	39
II.8.4	Zone morte« Dead-zone »	39
II.8.5	Saturation Zone morte« Sat-Dead-zone »	40
II.8.6	Intégrale« Smooth »	40
II.9	DÉFLUXAGE	41
II.10	SIMULATIONS DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	41
II.10.1	Profils de poursuite, régulation et robustesse.	41
II.10.2	Résultats de simulation	41
II.10.3	Interprétations	45
II.11	CONCLUSION	45

II.1 Introduction

La technique de commande à structure variable (*VSC*) par mode glissant de l'anglais Sliding Mode Control, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbation due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, toute en ayant une très bonne réponse dynamique.

Dans le but d'améliorer les performances de notre commande en terme de robustesse, on va introduire dans ce chapitre, cette technique très apprivoisée par les chercheurs. En premier lieu, des notions de bases de la commande par mode glissant seront abordées, avec application à la commande de la *MAS*. Après on va procéder à la simulation.

II.2 Chaîne de puissance associée la commande d'un *MAS*

De manière générale, les moteurs à courant alternatif et particulièrement les moteurs asynchrones, ont longtemps été considérés comme des actionneurs à vitesse constante ou quasi constante. En effet leur vitesse de rotation est liée à la fréquence du réseau d'alimentation et nécessite donc une tension et une fréquence réglables pour fonctionner à vitesse variable. Ils ont aujourd'hui droit de citer dans les applications de vitesse variable et investissent progressivement tous les domaines de l'industrie. Ceci favorisé par le développement important de l'électronique de puissance. Pour obtenir une fréquence variable on utilise le plus souvent l'association faite d'un redresseur non commandé et d'un onduleur de tension comme illustré par la figure II.1

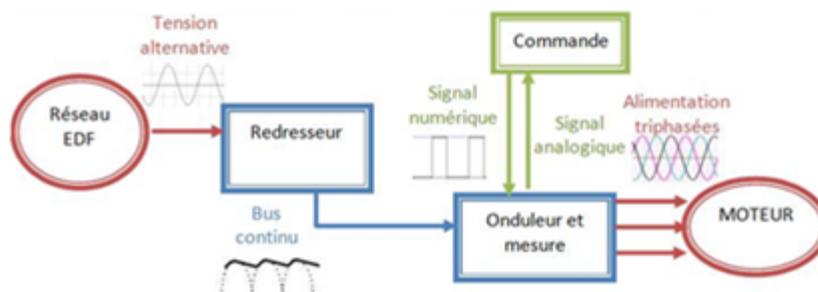


FIGURE II.1 – Structure globale de MAS avec les convertisseurs statique

La structure générale de commande et de puissance de moteur asynchrone est composée :

- Réseau d'alimentation triphasé,
- Un redresseur d'entrée. Le plus utilisé dans l'industrie est le parallèle double ($P2$),
- Un filtre de type passe-bas,
- Onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une fréquence et une tension à l'amplitude variable et réglable.

La figure I.10 représente la structure de l'alimentation triphasée que nous proposons d'associer au moteur asynchrone en vue de sa commande en vitesse.

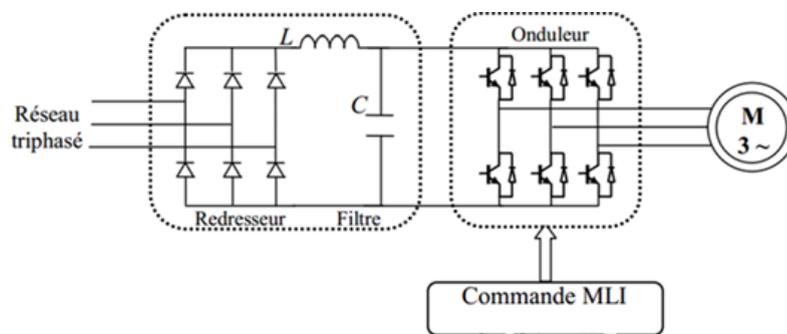


FIGURE II.2 – Chaîne de puissance associée la commande d'un MAS

Les caractéristiques exigées du convertisseur statique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [24] :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent,
- Une large plage de variation de vitesse,
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible,
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

II.3 Modélisation de l'onduleur de tension

II.3.1 Onduleur de tension à deux niveaux

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu-alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternative suivant qu'il s'agit d'une commande à créneaux par alternance ou d'une commande par *MLI* « Modulation de Largeur d'Impulsion » (*PWM*).

Pour étudier le fonctionnement de l'onduleur, en particulier en ce qui concerne la formation des tensions, on fait appel au schéma de principe représenté d'un onduleur de tension triphasé en pont par figure I.11 [24].

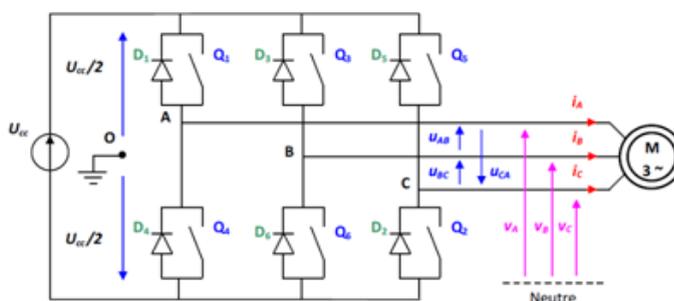


FIGURE II.3 – Structure d'un onduleur de tension triphasé

Les onduleurs de tension alimentent les moteurs asynchrones à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes du moteur des tensions d'amplitude et de fréquences réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. A cet effet, le moteur asynchrone devient un outil incontournable à la variation en vitesse et à l'entraînement des processus industriels [6].

Il comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, *MOSFET* ou *IGBT* associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage. Afin d'éviter de court circuit la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras devront être complémentaires.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [24] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- Les chutes de tension aux bornes sont négligeables,
- La charge est triphasée équilibrée, couplée en étoile avec point neutre isolé.

Ainsi le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois, les harmoniques de rang trois et multiples de trois étant éliminés. Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens. L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs [7].

Considérons le circuit comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi-pont, aussi la source continue est décomposée en deux sources équivalentes de tension ($\frac{U_{cc}}{2}$) avec un point milieu fictif, comme illustré par la figure II.3 Pour les tensions composées U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} on a :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Au niveau de la charge on peut déduire les relations donnant les expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_A - V_B \\ U_{BC} = V_B - V_C \\ U_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Et en effectuant la différence membre à membre entre la première et la troisième relation :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 2V_A - (V_B + V_C) \\ U_{BC} - U_{AB} = 2V_B - (V_A + V_C) \\ U_{CA} - U_{BC} = 2V_C - (V_A + V_B) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Sachant que les tensions V_A, V_B, V_C forment un système triphasé équilibré on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 3V_A \\ U_{BC} - U_{AB} = 3V_B \\ U_{CA} - U_{BC} = 3V_C \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \\ V_{BN} = V_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \\ V_{CN} = V_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les a, b, c et le point milieu fictif o associé à l'alimentation :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(2V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}) \\ V_B = \frac{1}{3}(-V_{AO} + 2V_{BO} - V_{CO}) \\ V_C = \frac{1}{3}(-V_{CA} - V_{BO} + 2V_{CO}) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

On obtient sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} U_{cc} \quad (\text{II.7})$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande S_i , avec ($i = A, B, C$) et telle que [24] :

$S_i = +1$: implique interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert,

$S_i = -1$: implique du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

Donc on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

en fin on peut écrire Les tensions simples sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} U_{cc} \quad (\text{II.9})$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A, S_B, S_C qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée.

II.4 Commande MLI vectorielle (MLI – SVM)

II.4.1 Principe de la MLI vectorielle

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan diphasé. Cette modulation est utilisée par les commandes modernes

des machines à courant alternatif en particulier pour les applications d'entraînement d'une machine asynchrone.

les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants [20] :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière),
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi- pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

La modulation *MLISVM* est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires K_1 et K_1' , K_2 et K_2' , K_3 et K_3' représentés par la figure 1.12 [6].

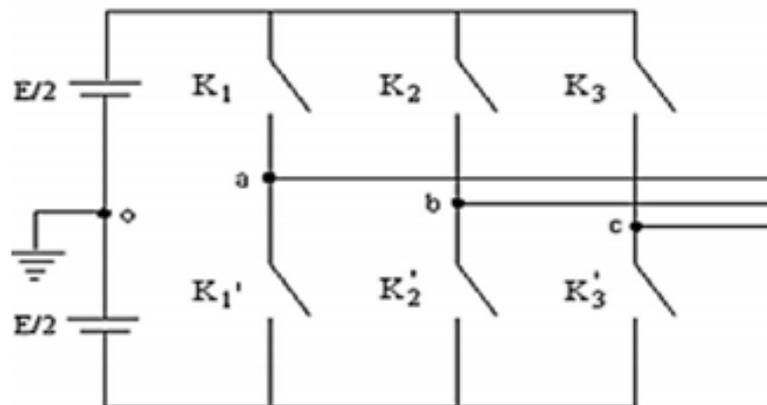


FIGURE II.4 – Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux

Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux, pour cela nous avons que trois degrés de liberté, ayant chacun deux états : fermé (1) ou ouvert(0).suivant la combinaison de l'état des interrupteurs de l'onduleur.

Le schéma *PWM* de la *SVM* (Space Vector Modulation) génère une commande dédiée à la commutation.

L'onduleur à deux étages possède six transistors, il y a 8 états de commutations possibles comme représentation sur figure II.5

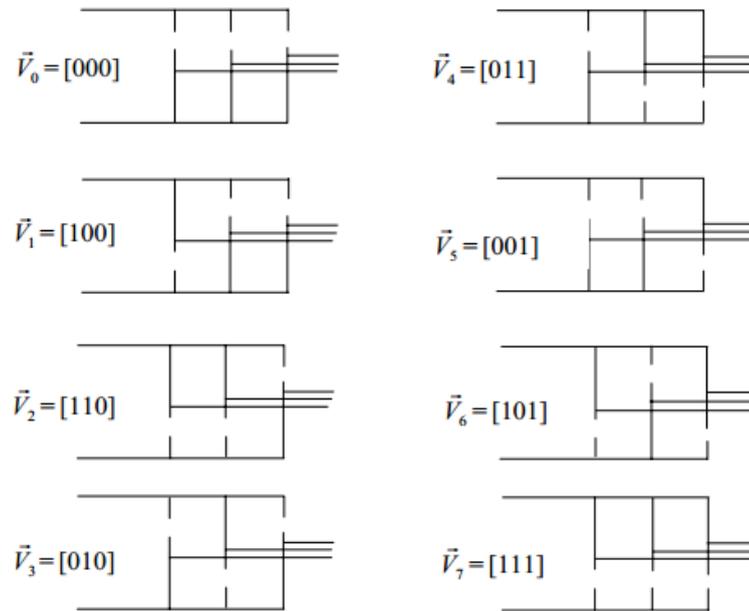


FIGURE II.5 – Etats topologies de l’onduleur triphasé

Les vecteurs tensions des états $S1$ à $S6$ sont appelés vecteurs actifs tandis que $S0$ et $S7$ sont appelés vecteurs nuls, parce qu’ils n’ont aucun angle et phase. Chaque bras de commande a besoin d’être complémentaire. Cela veut dire d’avoir, sur un même bras, lorsque le transistor de l’étage supérieur est fermé, celui du bas doit obligatoirement être ouvert, et vice versa. Chaque état conduit le courant dans les trois phases du moteur, produisant les vecteurs de tensions. Du fait que la somme des trois tensions simples est égale à zéro [12].

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma de la figure II.6 :

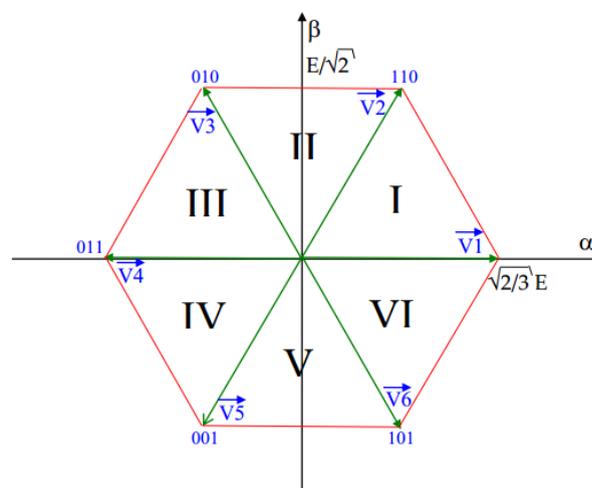


FIGURE II.6 – Diagramme des 6 secteurs de la SVM

II.4.2 Vecteur tension de référence

On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasées $[V_A V_B V_C]^t$ à un vecteur de tensions diphasées $[V_\alpha V_\beta]^t$. La matrice de Concordia est donnée par :

$$C_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Cette matrice est normée, elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes des tensions et des courants, dans le système (α, β) , sont multipliées par un coefficient ; donc, pour les déterminer dans le système réel, à partir du système (α, β) , nous devons les diviser par ce coefficient. On peut définir un vecteur V_s dans le système

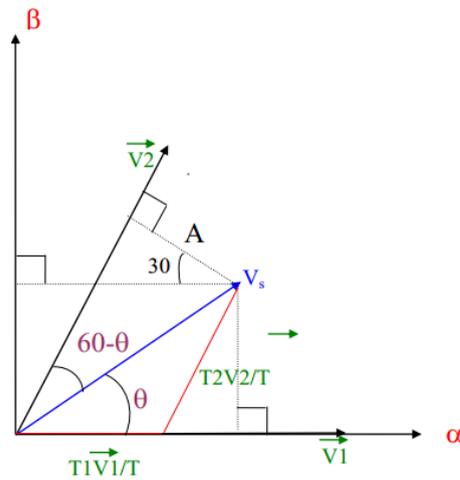


FIGURE II.7 – Tension référence V_s

triphase des tensions V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} et biphasé comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = r \frac{U_{cc}}{2} \cdot \cos(\omega t) \\ V_{sb} = r \frac{U_{cc}}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = r \frac{U_{cc}}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La transformation de concordia donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{cc}}{2} \cdot \cos(\omega t) \\ V_{s\beta} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{cc}}{2} \cdot \sin(\omega t) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Le vecteur V_s est un vecteur d'amplitude égale à $r \sqrt{\frac{3}{2}}$ tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées. trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées. A chaque instant, le vecteur V_s peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs V_i et V_j ($i = 1..6$), qui lui sont adjacents. De ce fait une approximation de V_s peut être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref de deux des états des interrupteurs correspondants aux vecteurs V_i et V_j . Pour déterminer le secteur i on applique l'algorithme de calcul de la MLI vectorielle qui est décomposée en deux phases : La détermination du

secteur angulaire (recherche de l'indice i) et le calcul des temps d'applications des deux vecteurs actifs, la figure II.8 montre l'algorithme de détermination du secteur angulaire en se basant sur les composants de la tension statorique de référence [6].

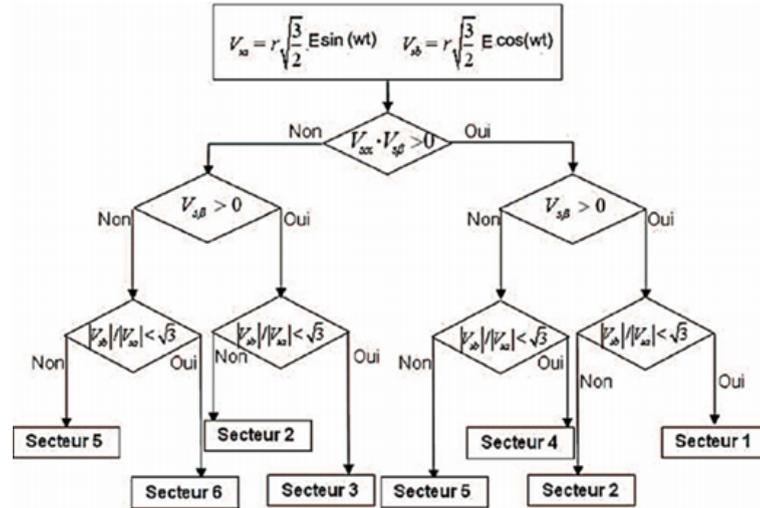


FIGURE II.8 – Algorithme de détection des secteurs

Et en fin la détermination des rapports cycliques, on peut résumer les valeurs des indices de modulation pour chaque secteur dans la figure II.9 suivant :

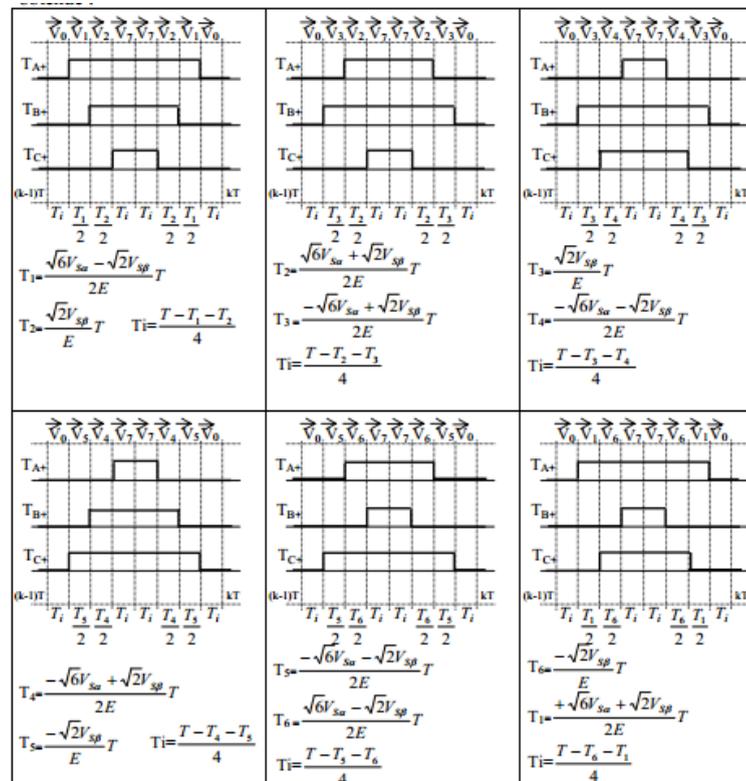


FIGURE II.9 – Description des séquences de conduction des interrupteurs

II.5 Principe de la commande par mode glissants

Le terme (systèmes à structure variable) apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur utilisé, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures [15].

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X, t) & \text{si la condition (1) est vérifiée} \\ F_n(X, t) & \text{si la condition (n) est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

où X est le vecteur d'état et les fonctions F_i appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe C^1 au moins, et appelées structures. En effet, il y a commutation entre ces différentes structures suivant la condition vérifiée.

Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple pratique d'un système à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équations différentielles.

La théorie des systèmes à structure variable (*SSV*) fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux des chercheurs dans l'ancienne URSS, ou ceux en France, sur la commande à relais. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années soixante-dix lorsque Utkin [11].

C'est seulement à partir des années 80 que la commande de des *SSV* par le mode glissant est devenue très intéressante et attractive, le développement du matériel informatique et de l'électronique de puissance. Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini S (Sliding Surface) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes. Ainsi, la conception de contrôleur à mode glissant passe par deux étapes essentielles [14] :

- 1- Déterminer le choix et le nombre des surfaces représenté par un vecteur $S(x) = 0$,
- 2- Déterminer la loi de commande par une nouvelle entrée discontinue $U_n(x)$, pour attirer la trajectoire d'état vers la surface. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [25] :

II.5.1 Mode de convergence *MC*

C'est le mode durant lequel l'état du système se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $s(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

II.5.2 Mode de glissement *MG*

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x) = 0$.

II.5.3 Mode du régime permanent *MRP*

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

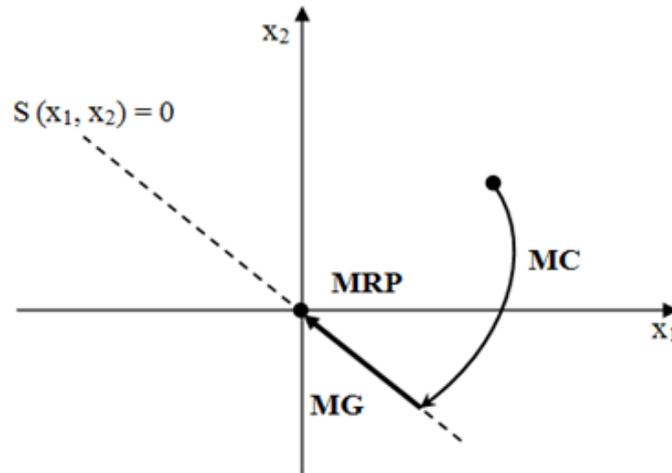


FIGURE II.10 – Modes de trajectoire dans le plan de phase

II.6 Conception de la commande par modes glissants

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre :

- Choix de la surface,
- Etablissement des conditions d'existence,
- Détermination de la loi de commande.

II.6.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ces surfaces ainsi que la forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{II.14})$$

Pour le nombre, il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension m . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. J.J. Slotine nous propose une forme d'équation générale de la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [14] :

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{\delta t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.15})$$

avec :

$e(x)$: L'écart sur les variables à régler (erreur), et $e(x) = x^* - x$,

λ_x : Vecteur constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ,

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif de la commande est de garder la surface $S(x)$ à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ_x , ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

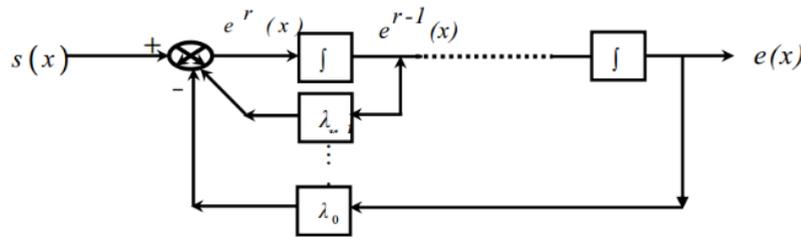


FIGURE II.11 – Linéarisation exacte de l'écart

II.6.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système [25].

II.6.2-a Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{II.16})$$

II.6.2-b Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $V(X) < 0$). Cette fonction est, généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{II.17})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X) \dot{S}(X) \quad (\text{II.18})$$

L'équation I.51 signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par $S_2(X)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

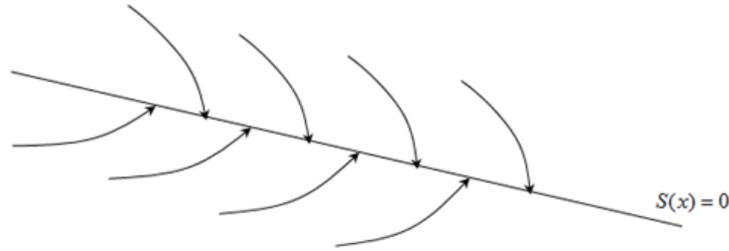


FIGURE II.12 – Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

II.6.3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence choisis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Dans ce cas la commande s'écrit sous la forme :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{II.19})$$

U_{eq} : commande équivalente proposée par Fillipoo et Utkain, elle est calculée par $\dot{S}(X) = 0$.
 U_n : composante discontinue est imposée par garantir vers la surface et satisfaire la commande convergence :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0$$

$$\dot{S}(X) = U_n$$

Avec :

$$U_n = -K \text{Sign}(s)$$

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode de glissement,

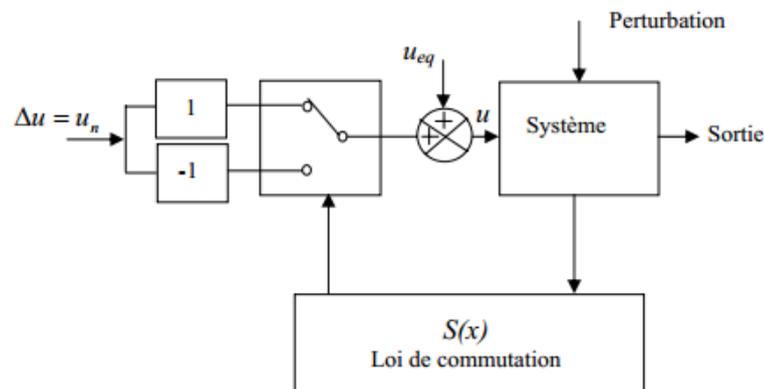


FIGURE II.13 – Schéma fonctionnel de la commande équivalente

nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation II.20. Soit :

$$\dot{X}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{II.20})$$

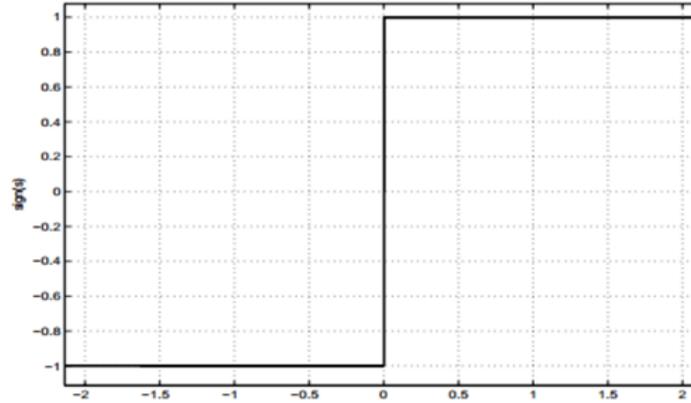


FIGURE II.14 – Commande appliquée aux systèmes à structure variable (fonction signe)

II.7 Commande par mode glissants du MAS

II.7.1 Notes sur l'application du mode de glissement sur la MAS

L'orientation du flux rotorique a rendu possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes de la tension statorique V_{sd} et V_{sq} respectivement. Ceci simplifie le modèle de la machine asynchrone mais il reste non linéaire. Comme le comportement des systèmes non linéaire est beaucoup plus complexe que celui des systèmes linéaires, une commande non linéaire est souvent nécessaire pour avoir de meilleures performances. La commande par mode de glissement est une des techniques qui s'adapte bien aussi aux systèmes linéaires qu'aux systèmes non linéaires.

II.7.2 Modèle de MAS dans la repère d, q

Dans un référentiel (d, q) , le modèle du moteur asynchrone est défini par le système non-linéaire d'ordre 5, donné par la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s}[-R_{sr}i_{sd} + w_s\sigma L_s i_{sq} + \frac{\lambda}{T_r}\phi_{rd} + \lambda w_r\phi_{rq} + v_{sd}] \\ \frac{d}{dt}i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s}[-w_s\sigma L_s i_{sd} - R_{sr}i_{sq} - \lambda w_r K\phi_{rd} + \frac{\lambda}{T_r}\phi_{rq} + v_{sq}] \\ \frac{d}{dt}\phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r}i_{sd} - T_r\phi_{rd} + w_g\phi_{rq} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qr} = \frac{L_m}{T_r}i_{sq} - T_r\phi_{rd} - \omega_r\phi_{rq} \\ \frac{d}{dt}\omega = \frac{P}{J}Cem - \frac{f_v}{J}\omega_r - \frac{P}{J} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

avec les constants suivants :

$$R_{sr} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2}R_r, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad \lambda = \frac{L_m}{L_r}$$

Le couple électromagnétique, en termes des variables d'état ci-dessus, s'exprime par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{sq} - \phi_{qr} i_{sd}) \quad (\text{II.22})$$

II.7.3 Avantages de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode de glissant sont importants, bien connus et appréciés depuis le début des années quatre-vingt. Ce type de commande permet une très haute précision, une bonne stabilité, une simplicité de conception, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté au traitement des systèmes dont les modèles sont imprécis. Cette imprécision peut être due à deux raisons [25] :

- Imprécision et variation de paramètres : Problème d'identification,
- Simplification du modèle dynamique du système : Problème de modélisation.

Il faut signaler aussi la simplicité de la mise en œuvre, l'adaptation, aussi bien aux processus linéaires qu'aux non linéaires. Ce type de commande peut être également utilisé d'une manière tout à fait analogue non seulement en régulation, mais aussi dans les problèmes de poursuite de modèle [15].

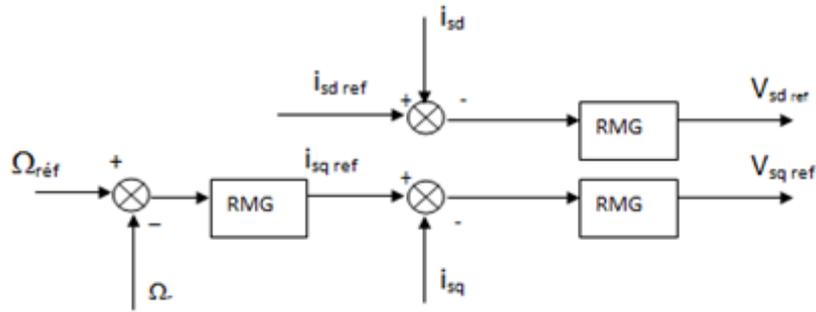


FIGURE II.15 – Schéma de la structure en cascade de la commande par mode glissant

II.7.4 Réglage de vitesse avec limitation indirecte

Pour régler la vitesse de la machine asynchrone figure, deux surfaces de glissement sont choisies vu la dimension du vecteur de commande U représenté par les tensions v_{sd} et v_{sq} . Les variables à régler sont la vitesse de rotation et le flux ϕ_r . Et le flux serait maintenu constant à sa valeur nominale dans le but d'avoir un couple maximal.

Le degré relatif des deux surfaces est pris égal à deux pour pouvoir apparaître les commandes v_{sd}^* et v_{sq}^* dans ses dérivées. Donc pour $r = 2$, l'expression devient :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x\right)^2 e(x) \quad (\text{II.23})$$

Pour $x = \omega, \phi_r$, on a :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x\right)^2 e(x) \quad (\text{II.24})$$

$$\text{avec : } e(\omega) = \omega^* - \omega \quad e(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r$$

$$\begin{cases} S_\omega = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_\omega\right)^2 e(\omega) \\ S_{\phi_r} = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_{\phi_r}\right)^2 e(\omega) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Les dérivées des surfaces sont déduites comme suit :

$$\begin{cases} \dot{S}_\omega = \ddot{\omega}^* + \lambda_\omega \dot{\omega}^* - \omega - \ddot{\lambda}_\omega \dot{\omega} \\ \dot{S}_{\phi_r} = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_\phi \dot{\phi}_r^* - \ddot{\phi}_r - r - \lambda_\phi \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

D'après la développement et simplifiez les calculs on trouve :

$$\begin{cases} \dot{S}_\omega = \ddot{\omega}^* + \lambda_\omega \dot{\omega}^* + \frac{P}{J} \dot{C}_r + (\frac{f}{J} - \lambda_\omega) \dot{\omega} - \frac{P^2 L_m}{J L_r} \phi_r i_{sq} - \frac{P^2 L_m}{J L_r} \dot{\phi}_r i_{sq} \\ \dot{S}_{\phi_r} = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_\phi \dot{\phi}_r^* + (\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi) \dot{\phi}_r - \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

et en fin on a trouve les résultats suivant :

$$\begin{cases} \dot{S}_\omega = \ddot{\omega}^* + \lambda_\omega \dot{\omega}^* + \frac{P}{J} \dot{C}_r + (\frac{f}{J} - \lambda_\omega) \dot{\omega} - \frac{P^2 L_m}{J L_r} i_{sq} (\frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r) \\ - \frac{P^2 L_m}{J L_r} \dot{\phi}_r (-\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma} (\frac{1}{T_s} + \frac{L_m^2}{T_r L_s L_r}) i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq}) \\ \dot{S}_{\phi_r} = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_\phi \dot{\phi}_r^* + (\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi) \dot{\phi}_r - \frac{L_m}{T_r} (-\frac{1}{\sigma} (\frac{1}{T_s} + \frac{L_m^2}{T_r L_s L_r}) i_{sd}) \\ + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma T_r L_s L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Durant le mode de glissement, les dérivées sont nulles, les commande équivalentes v_{sdeq} et v_{sreq} :

$$\begin{cases} v_{sdeq} = \frac{\sigma L_s T_r}{L_m} [\ddot{\phi}_r^* + \lambda_\phi \dot{\phi}_r^* + (\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi) \dot{\phi}_r - \frac{L_m}{T_r} (-\frac{1}{\sigma} (\frac{1}{T_s} + \frac{L_m^2}{T_r L_s L_r}) i_{sd}) \\ + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma T_r L_s L_r} \phi_r] \\ v_{sreq} = \frac{\sigma L_s J L_r}{P^2 L_m \phi_r} [\ddot{\omega}^* + \lambda_\omega \dot{\omega}^* + \frac{P}{J} \dot{C}_r + (\frac{f}{J} - \lambda_\omega) \dot{\omega} - \frac{P^2 L_m}{J L_r} i_{sq} (\frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r) \\ - \frac{P^2 L_m}{J L_r} \dot{\phi}_r (-\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma} (\frac{1}{T_s} + \frac{L_m^2}{T_r L_s L_r}) i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_r \omega)] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$\begin{cases} \dot{S}_\omega = -\frac{P^2 L_m}{\sigma L_s J L_r} V_{sqn} \\ \dot{S}_{\phi_r} = -\frac{L_m}{\sigma L_s T_r} V_{sdn} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Pour vérifier la condition d'attractivité , nous devons poser

$$\begin{cases} V_{sdn} = K_{vd} \cdot \text{sign}(S_{\phi_r}) \\ V_{sqn} = K_{vq} \cdot \text{sign}(S_\omega) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

II.7.5 Réglage de vitesse avec limitation directe

Le réglage avec limitation directe du courant nécessite un réglage en cascade. La boucle interne permet le contrôle du courant (la grandeur ayant la dynamique la plus rapide), tandis que la boucle externe permet le contrôle de la vitesse figure II.17

La surface de régulation du flux reste la même pour les deux cas de limitation. Pour régler la vitesse avec limitation directe du courant (structure en cascade), deux surfaces sont nécessaires.

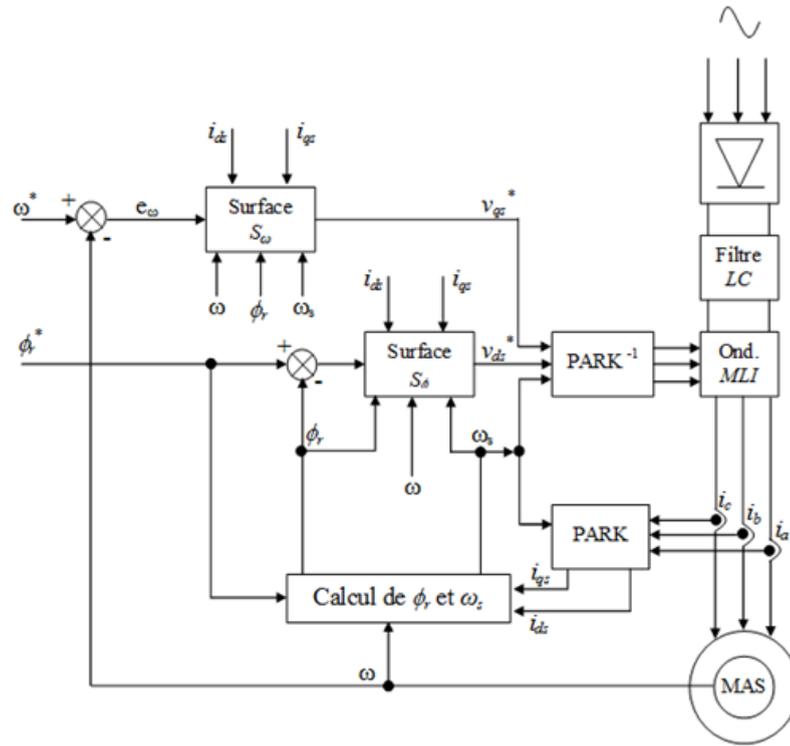


FIGURE II.16 – Schéma de principe du réglage de vitesse par mode de glissement avec limitation indirecte

II.7.5-a Surface de régulation de la vitesse w

Le degré relatif est pris égal à un, d'où la surface a pour forme :

$$S_w = \omega^* - \omega \quad (\text{II.32})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}_w = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \quad (\text{II.33})$$

en remplaçant $\dot{\omega}$ on obtient :

$$\dot{S}_w = \dot{\omega}^* - \left(\frac{p^2 L_m \phi_{rd}}{J L_r} i_{sq} - \frac{f}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) \quad (\text{II.34})$$

Nous remplaçons le courant i_{qs} par le courant i_{qs}^* . Nous constatons donc que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface. Cette dernière sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}_w = \dot{\omega}^* - \left(\frac{p^2 L_m \phi_{rd}}{J L_r} i_{sqeq} + \frac{p^2 L_m \phi_{rd}}{J L_r} i_{sqn} - \frac{f}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) \quad (\text{II.35})$$

• Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S_w = 0$, ceci implique que $\dot{w} = 0$ et $i_{sqn} = 0$, d'où, nous déduisons la grandeur de commande équivalente :

$$i_{sqeq} = \frac{J L_r}{P^2 L_m \phi_{rd}} \left(\dot{\omega}^* + \frac{f}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) \quad (\text{II.36})$$

• Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition : $S(\omega) \cdot S(\dot{\omega}) \leq 0$ En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$\dot{S}(\omega) = \frac{P^2 L_m \phi_{rd}^* i_{sreq}}{J L_r} \quad (\text{II.37})$$

nous posons i_{sqn}

$$i_{sqn} = K_{iq} \text{sign}(S(\omega)) \quad (\text{II.38})$$

Après de vérifier la condition de stabilité, la paramètre k_{iq} doit être positif. Ainsi, la somme des grandeurs i_{sreq} et i_{sqn} représentent la commande i_{sq}^* :

$$i_{sq}^* = i_{sreq} + i_{sqn} \quad (\text{II.39})$$

II.7.5-b Surface de régulation du courant i_{sq}

Le degré relatif est pris égal à un, d'où la surface à pour forme :

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad (\text{II.40})$$

Durant le régime de mode glissant

$$\dot{i}_{sq} = \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} \quad (\text{II.41})$$

après la dérivé on obtient :

$$\dot{i}_{sq} = \dot{i}_{sqref} - \left(-\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{L_m^2}{T_r L_s L - r} \right) i_{sq} - \frac{L_m}{s L_r} \phi_r \omega + \frac{1}{s} v_{sq} \right) \quad (\text{II.42})$$

• Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(i_{sq}) = 0$, ceci implique que $S(\dot{i}_{sq}) = 0$, et $V_{sqn} = 0$, d'où, nous tirons la grandeur de commande équivalente :

$$V_{sreq} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sq} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{1}{T_r} \right) i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega_r \phi_{rd} \right] \quad (\text{II.43})$$

• Durant le mode de convergence, nous avons :

$$S(\dot{i}_{sq}) = \frac{1}{s} v_{sqn} \quad (\text{II.44})$$

D'où :

$$V_{sqn} = K_2 \frac{S(i_{sq})}{|S(i_{sq})| + \mu_2} \quad (\text{II.45})$$

Avec :

$$V_{sq} = V_{sreq} + V_{sqn} \quad (\text{II.46})$$

II.7.5-c Surface de régulation du courant i_{sd}

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \tag{II.47}$$

En respectant les mêmes étapes que les précédente, on obtient :

$$V_{sd} = \sigma l_s \left[i_{sdref} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{1}{T_r} \right) i_{sdref} - \omega_s i_{sq} - \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \phi_{rd} \right] \tag{II.48}$$

Et :

$$V_{sdn} = K_3 \frac{S(i_{sd})}{|S(i_{sd})| + \mu_4} \tag{II.49}$$

Avec :

$$V_{sd} = V_{sdeq} + V_{sdn} \tag{II.50}$$

Le choix des gains ($K1$, $K2$ et $K3$) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur

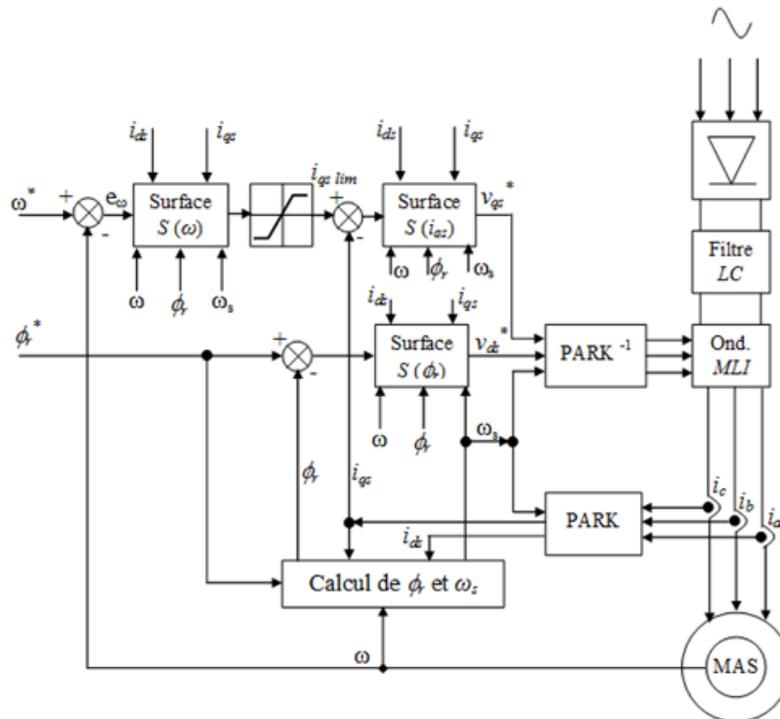


FIGURE II.17 – Schéma de principe du réglage de vitesse par mode de glissement avec limitation directe

II.8 Fonctions de commutations

Parmi les fonctions de commutations qui existent, on cite :

II.8.1 Signe« sign »

$$sign = \begin{cases} k & si \ S \geq 0 \\ -k & si \ S \leq 0 \end{cases} \quad (II.51)$$

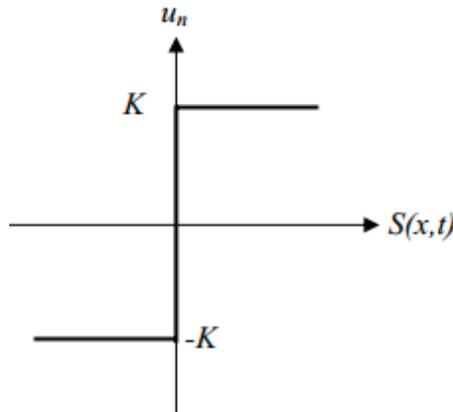


FIGURE II.18 – Fonction de commutation signe

II.8.2 Elimination du phénomène de chattering (broutement)

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. c'est le caractère discontinu de la commande qui engendre ce comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé Broutement ou réticence en francais et Chattering en Anglais [30].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences .On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation.

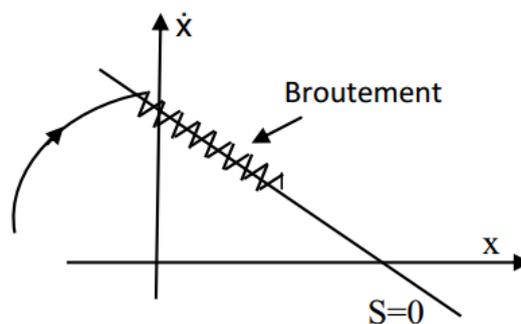


FIGURE II.19 – Phénomène de chattering

II.8.3 Saturation « Sat »

$$sat = \begin{cases} 1 & \text{si } S \geq \sigma \\ -1 & \text{si } S \leq -\sigma \\ \frac{S}{\sigma} & \text{si } |S| < \sigma \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

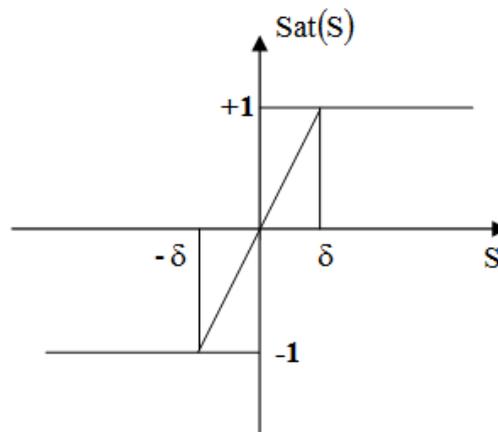


FIGURE II.20 – Fonction de commutation saturation « Sat »

II.8.4 Zone morte « Dead-zone »

$$Dead - zone(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S \succ V \\ 0 & \text{si } S \leq V \\ -1 & \text{si } S \prec V \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

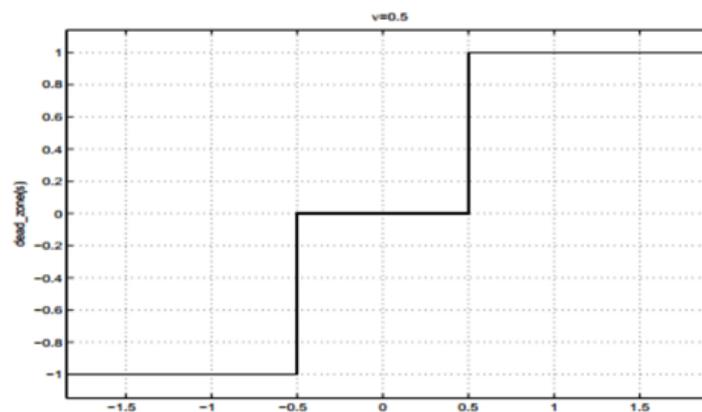


FIGURE II.21 – Fonction de commutation zone morte « dead-zone(s) »

II.8.5 Saturation Zone morte « Sat-Dead-zone »

$$Sat - Dead - zone(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S \succ \mu \\ -1 & \text{si } S \prec \mu \\ 0 & \text{si } |S| \leq V \\ \frac{S}{\mu - V} & \text{si } S \prec \mu - V \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

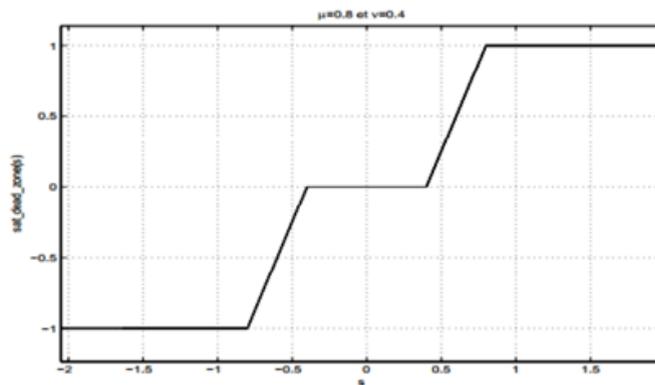


FIGURE II.22 – Fonction de commutation avec zone morte « sat-dead-zone »

II.8.6 Integrale « Smooth »

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{II.55})$$

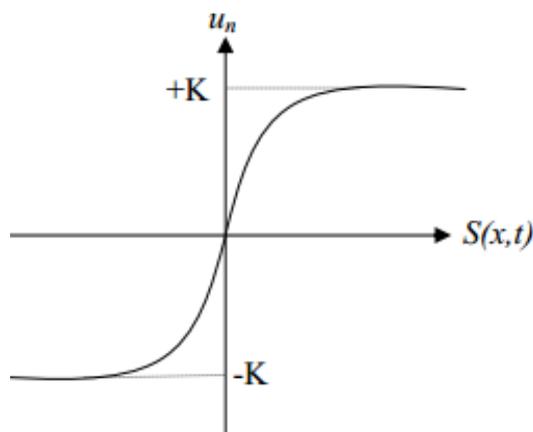


FIGURE II.23 – Fonction de commutation lisse « smooth(s) »

I.9 Défluxage

Le défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine. Il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part et permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante : sous-vitesse :

$$\phi_r = \phi_{nom} \text{ pour } \omega \leq \omega_{nom}$$

$$\phi_r = \frac{\omega_{nom}}{\omega} \phi_{nom}$$

Avec :

ω_{nom} : vitesse de rotation nominale.

ϕ_{nom} : flux rotorique nominale .

la figure I.32 suite il détermine la forme générale de défluxage :

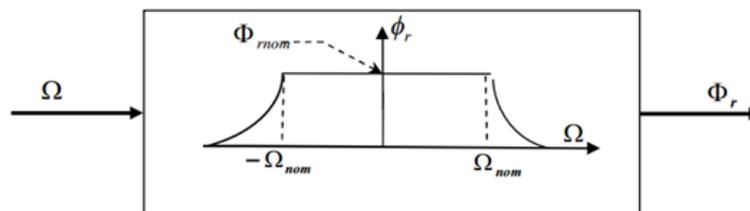


FIGURE II.24 – Bloc de défluxage

II.10 Simulations de la commande par mode glissant

II.10.1 Profils de poursuite, régulation et robustesse

Dans ce chapitre, nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension, ce dernier est équipée d'une commande non-linéaire dite : commande par mode glissement. Et pour cela nous avons réalisé plusieurs séries de simulations numériques sous l'environnement MATLAB/SIMULINK pour mettre en évidence les propriétés de la commande *SMC*.

Les simulations réalisées se divisent en trois parties similaires (test de poursuite, régulation et robustesse face aux variations de la résistance statorique), cette commande montre et représente le phénomène de broutement. Les différents profils de consignes de la vitesse et du couple de charge perturbateur, sélectionnés pour les tests de simulation, sont illustrés dans l'annexe A.

II.10.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la commande par mode de glissement sont exposés respectivement sur les figures suivantes :

- Figure I.25 pour les essais de poursuite,
- Figure I.26 pour les essais de régulation,
- Figure I.27 pour l'influence des variations de la résistance statorique.

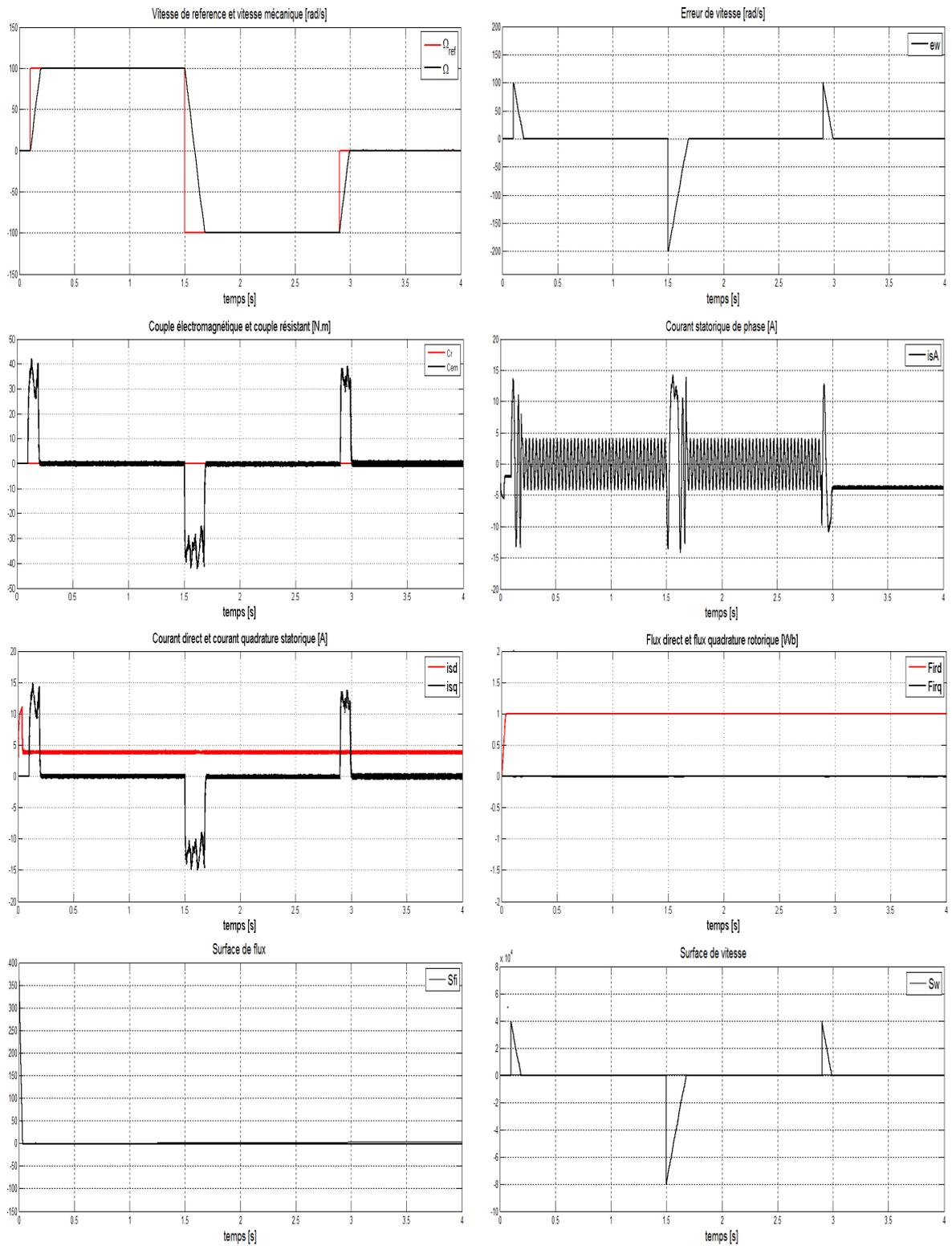


FIGURE II.25 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation

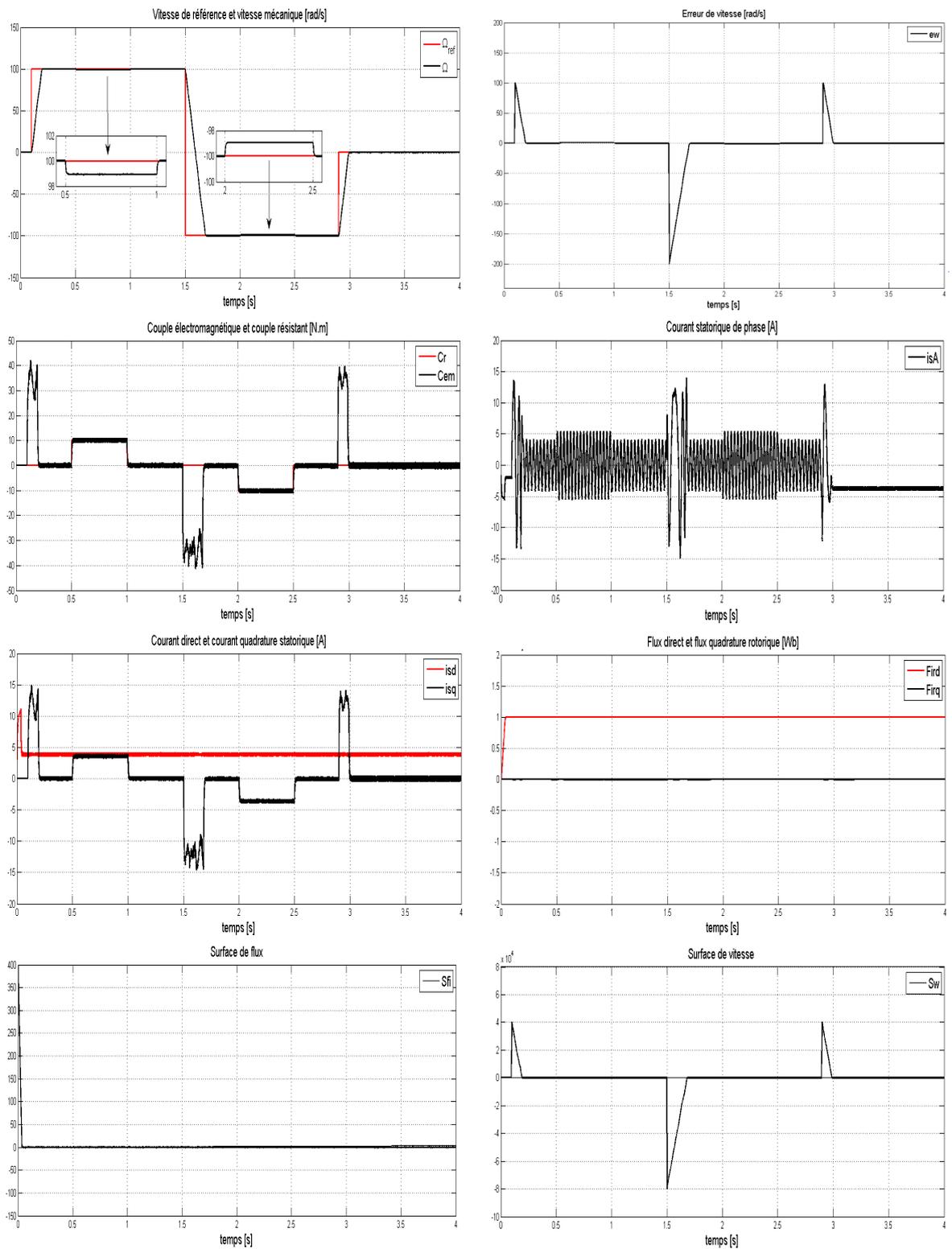


FIGURE II.26 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge

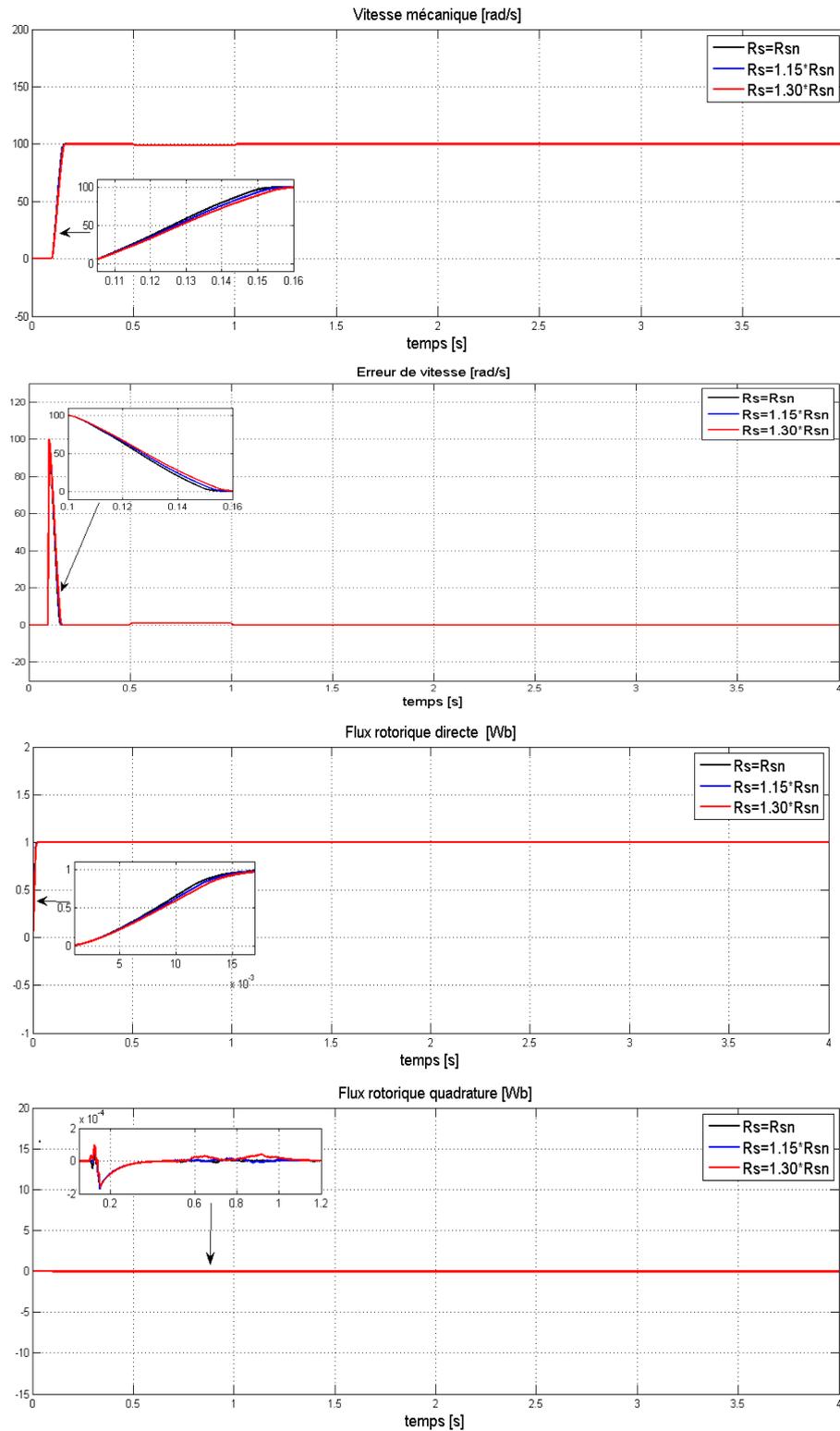


FIGURE II.27 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge et variation de la résistance statorique

II.10.3 Interprétations

- Figure I.25 : On remarque que la vitesse suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse très court. On peut dire qu'on a une amélioration de la performance (couple, courant). Au moment de l'inversion du sens de rotation on remarque une variation négligeable au niveau des composants du flux rotorique, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.
- Figure I.26 : La vitesse suit toujours sa référence même au moment d'application du couple de charge. Le découplage est toujours garanti.
- Figure I.27 : Les variations de la résistance statorique n'a pas d'influence sur les performances de la vitesse et du découplage.

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) de type mode glissant appliqué à une machine asynchrone, où nous avons présenté le modèle de la théorie de base de cette commande, ensuite nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande.

Le choix convenable des surfaces de commutation est une étape très essentielle dans la commande par mode de glissement, car il permet d'obtenir de hautes performances s'adaptant parfaitement aux systèmes non linéaires.

Les résultats de simulations obtenus avec la commande par mode glissant nous montrent une bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne de vitesse, de rejet de la perturbation vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques. Malgré ces multiples avantages, il reste le phénomène très important dit phénomène de broutement (chattering), c'est un ensemble de perturbations non désiré par la machine.

Chapitre III

Commande du moteur asynchrone avec observateurs d'état adaptatif de vitesse

SOMMAIRE

III.1 INTRODUCTION	47
III.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES OBSERVATEURS DÉTERMINISTE	47
I.2.1 Observateur Luenberger	47
III.3 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR DÉTERMINISTE D'ORDRE PLEIN	48
I.3.1 Choix des pôles de l'observateur	49
I.3.2 Détermination des gains de correction	51
III.4 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR DÉTERMINISTE D'ORDRE RÉDUIT	51
I.4.1 Matrice des gains antisymétriques	52
I.4.2 Matrice des gains diagonale	53
III.5 STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR	54
III.6 REPRÉSENTATION D'ÉTAT DE L'OBSERVATEUR ADAPTATIF	54
I.6.1 Simulation de la commande sans capteurs	56
I.6.2 Interprétation	60
III.7 CONCLUSION	60

III.1 Introduction

Afin d'avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis et pour garantir les performances souhaitées de la commande de la machine asynchrone, la régulation et le maintien constant du flux sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût.

La première idée, pour accéder au flux rotorique, est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Cependant, l'utilisation de ces capteurs altère le fonctionnement de la machine, et les avantages du moteur asynchrone sont perdus. De plus, le surcoût, leur fragilité ou les problèmes de fiabilité limitent leur mise en oeuvre dans des applications industrielles [5].

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée dans les dernières années. On peut citer à titre d'exemple les observateurs non linéaire (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet).

Nous allons élaborer dans ce chapitre, une étude complète sur les observateurs. La conception d'un observateur de vitesse s'avère nécessaire pour réduire les problèmes de maintenance du capteur mécanique de vitesse.

III.2 Généralités sur les observateurs déterministe

comme mentionné au chapitre I, il existe plusieurs modèles d'observation ; cela dépend essentiellement du choix de vecteur état. En analysant les différentes échelles de temps selon lesquelles évoluent les variables d'état ;Généralement, on doit procéder à la séparation des modes électriques et mécanique du système :les modes mécaniques soient beaucoup plus lent que les modes électriques. On considérons la vitesse comme un paramètre qui est une variable lente.

l'observateur de luenberger parmi les premiers observateurs utilisés pour la commande des systèmes linéaires déterministe.

III.2.1 Observateur Luenberger

L'observateur Luenberger constitue un estimateur décrit par l'équation caractéristique du système à observer et par une boucle de correction avec une matrice de gain L pour corriger l'erreur sur l'estimation [9] et repose essentiellement sur des techniques de placement des pôles. La figure III.1 illustre la structure 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 :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A.\hat{x} + B.u + L.e_y \\ \hat{y} = C.\hat{x} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

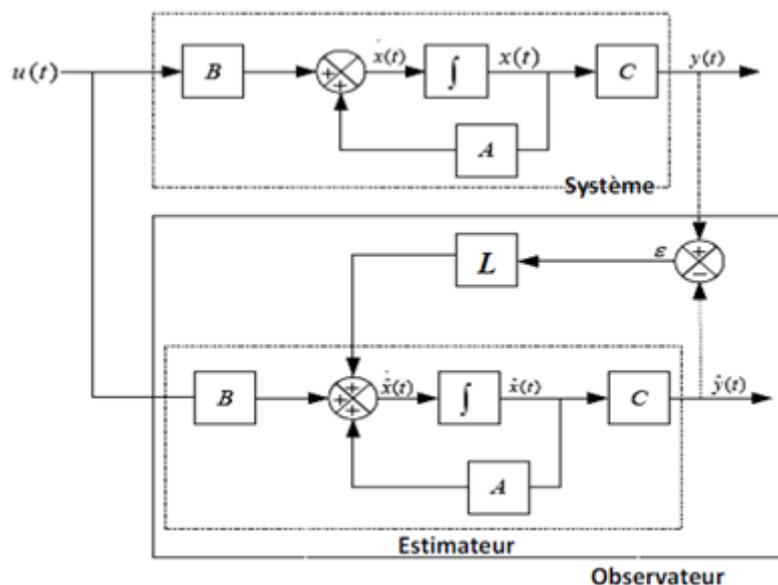


FIGURE III.1 – Schéma bloc d'un observateur de Luenberger

Tel que : $e_y(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ l'erreur de l'observation.

L'erreur d'estimation évolue selon l'équation suivante :

$$\dot{e}(t) = (A - L.C).e(t) \quad (\text{III.2})$$

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 $e_y(t) = y(t) - \hat{y}(t)$. Cette erreur est multipliée par la matrice des gains L , et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} par le retour d'état. Le choix judicieux de cette matrice permettra de régler les valeurs propres de $A - L.C$ pour qu'elles soient à partie réelle 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. La matrice des gains L 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 [21] [19].

L'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice des gains [22].

III.3 Synthèse d'un observateur déterministe d'ordre plein

Les observateurs déterministes d'ordre complet donnent des informations sur les quatre variables d'état de la machine. Ces variables sont définies dans le repère tournant dq quelconque.

le modèle d'état utilisé ici est obtenu en liant le repère tournant dq au stator de la machine : les indices d et q sont remplacés respectivement par α et β dans les équations. les variables d'état retenues sont les quatre variables statoriques (deux tensions et deux flux) ($x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T$), les variables de sorties sont les courants statoriques ($y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$) et les variables de commande sont les tensions statoriques ($u = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$). On choisit la représentation du modèle $\alpha\beta$ pour sa simplicité de calcul.

L'observateur déterministe d'ordre plein caractérise par le système d'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A.\hat{x}(t) + B.u(t) + L.(\hat{y}(t) - \underline{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C.\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_s \\ \dot{\hat{\phi}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a.\mathcal{I} & \frac{K}{T_r}.\mathcal{I} - p.K.\Omega.\mathcal{J} \\ \frac{M}{T_r}.\mathcal{I} & -\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s}.\mathcal{I} \\ 0_{2,2} \end{bmatrix} \cdot \underline{v}_s - \begin{bmatrix} L_i \\ L_\phi \end{bmatrix} \cdot (\hat{i}_s - \underline{i}_s) \quad (\text{III.93})$$

avec :

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

et les vecteurs :

$$\begin{cases} \underline{i}_s = i_{s\alpha}.\mathcal{I} + i_{s\beta}.\mathcal{J} \\ \underline{\phi}_r = \phi_{r\alpha}.\mathcal{I} + \phi_{r\beta}.\mathcal{J} \\ \underline{v}_s = v_{s\alpha}.\mathcal{I} + v_{s\beta}.\mathcal{J} \end{cases}$$

la matrice des gains d'observation est donnée par :

$$L = \begin{bmatrix} L_i \\ L_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & -L'_2 \\ L'_2 & L_1 \\ L_3 & -L'_4 \\ L'_4 & L_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1.\mathcal{I} + L'_2.\mathcal{J} \\ L_3.\mathcal{I} + L'_4.\mathcal{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{i\Re}.\mathcal{I} + p.\Omega.L_{i\Im}.\mathcal{J} \\ L_{\phi\Re}.\mathcal{I} + p.\Omega.L_{\phi\Im}.\mathcal{J} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

La matrice L permet d'obtenir une erreur d'estimation nulle en régime permanent et une convergence, aussi rapide que possible, des valeurs estimées vers leurs valeurs supposées exactes.

III.3.1 Choix des pôles de l'observateur

l'erreur d'estimation évolue selon l'équation suivante :

$$\dot{e}(t) = (A - L.C).e(t) \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a.\mathcal{I} & \frac{K}{T_r}.\mathcal{I} - p.K.\Omega.\mathcal{J} \\ \frac{M}{T_r}.\mathcal{I} & -\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_i \\ L_\phi \end{bmatrix} \cdot e_i$$

suivant VERGHESE et SANDERS [29], on choisit L'_2 et L'_4 proportionnels à la vitesse de rotation, sous la forme :

$$\begin{cases} L_2 = \frac{L'_2}{p.\Omega} \\ L_4 = \frac{L'_4}{p.\Omega} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -a.\mathcal{I} - L_1.\mathcal{I} & \frac{K}{T_r}.\mathcal{I} \\ \frac{M}{T_r}.\mathcal{I} - L_3.\mathcal{I} & -\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} \end{bmatrix} + p.\Omega. \begin{bmatrix} L_2.\mathcal{J} & -K.\mathcal{J} \\ L_4.\mathcal{J} & \mathcal{J} \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -a.\mathcal{I} - L_{i\Re}.\mathcal{I} & \frac{K}{T_r}.\mathcal{I} \\ \frac{M}{T_r}.\mathcal{I} - L_{\phi\Re}.\mathcal{I} & -\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} \end{bmatrix} + p.\Omega. \begin{bmatrix} -L_{i\Im}.\mathcal{J} & -K.\mathcal{J} \\ -L_{\phi\Im}.\mathcal{J} & \mathcal{J} \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

avec :

$$\underline{e} = \underline{x} - \hat{\underline{x}}, \quad \underline{x} = [i_s \quad \phi_r]^T \quad \hat{\underline{x}} = [\hat{i}_s \quad \hat{\phi}_r]^T$$

En posant :

$$\begin{cases} (a + L_1).T_r = L_2 \\ (-M + L_3.T_r) = L_4 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = \left\{ -\frac{1}{T_r} \cdot \begin{bmatrix} L_2.\mathcal{I} & -K.\mathcal{I} \\ L_4.\mathcal{I} & \mathcal{I} \end{bmatrix} + p.\Omega. \begin{bmatrix} L_2.\mathcal{J} & -K.\mathcal{J} \\ L_4.\mathcal{J} & \mathcal{J} \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_2.(-\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J}) & -K.(-\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J}) \\ L_4.(-\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J}) & (-\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix}$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_2.\mathcal{M} & -K.\mathcal{M} \\ L_4.\mathcal{M} & \mathcal{M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\mathcal{M}(\Omega) = (-\frac{1}{T_r}.\mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p.\Omega \\ p.\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

La dynamique d'erreur devient :

$$\dot{e} = L'.\mathcal{M}(\Omega).e \quad (\text{III.12})$$

où :

$$L' = \begin{bmatrix} L_2.\mathcal{I} & -K.\mathcal{I} \\ L_4.\mathcal{I} & \mathcal{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{i\Im}.\mathcal{I} & -K.\mathcal{I} \\ -L_{\phi\Im}.\mathcal{I} & \mathcal{I} \end{bmatrix}$$

Les valeurs propres de \dot{e} sont le produit des valeurs propres de L' et $\mathcal{M}(\Omega)$.

- Calcul des valeurs propres de L'

$$\begin{aligned} \det = (\lambda\mathcal{I} - L') = 0 &\Rightarrow \begin{bmatrix} \lambda + L_{i\Im}.\mathcal{I} & K.\mathcal{I} \\ L_{\phi\Im}.\mathcal{I} & \lambda - \mathcal{I} \end{bmatrix} = 0 \\ &\Rightarrow \lambda^2\mathcal{I} - (L_{i\Im} + 1)\mathcal{I}\lambda + (-K.L_{\phi\Im})\mathcal{I} = 0 \end{aligned}$$

Les valeurs propres sont alors :

$$\begin{cases} \lambda_1 = \frac{1-L_{i\Im}}{2} + \frac{\sqrt{1+2L_{i\Im}+L_{i\Im}^2+4KL_{\phi\Im}}}{2} \\ \lambda_2 = \frac{1-L_{i\Im}}{2} - \frac{\sqrt{1+2L_{i\Im}+L_{i\Im}^2+4KL_{\phi\Im}}}{2} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

λ_1, λ_2 soient des réels positifs pour s'assurer de la convergence de l'erreur vers zéro et la stabilité de l'observateur.

- **Calcul des valeurs propres de $\mathcal{M}(\Omega)$**

$$\det = (\mu\mathcal{I} - \mathcal{M}) = 0 \Rightarrow \begin{bmatrix} \mu + \frac{1}{T_r} & p.\Omega \\ -p.\Omega & \mu + \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} = 0$$

Les valeurs propres sont alors :

$$\begin{cases} \mu_1 = -\frac{1}{T_r} + j.p\Omega \\ \mu_2 = -\frac{1}{T_r} - j.p\Omega \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

μ_1, μ_2 sont à parties réelles négatives.

Les valeurs propres de \dot{e} sont donc :

$$\begin{cases} \lambda_1 \cdot [-\frac{1}{T_r} \pm j.p\Omega] \\ \lambda_2 \cdot [-\frac{1}{T_r} \pm j.p\Omega] \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

La dynamique de l'observateur est fixée par le choix de λ_1, λ_2 .

La dynamique de l'erreur dépend des valeurs propres données par I.105, si la vitesse de la machine est constante.

III.3.2 Détermination des gains de correction

La détermination des gains de correction ($L_{i\mathfrak{S}}, L_{\phi\mathfrak{S}}$) se fait par l'imposition des pôles de l'observateur; puis par la comparaison avec ceux qu'on souhaite imposer. On aura l'équation suivante :

$$x_{\mathfrak{R}} + j.x_{\mathfrak{S}} = \left(\frac{1 - L_{i\mathfrak{S}}}{2} + \frac{\sqrt{1 + 2L_{i\mathfrak{S}} + L_{i\mathfrak{S}}^2 + 4KL_{\phi\mathfrak{S}}}}{2} \right) \cdot \left(-\frac{1}{T_r} + j.p\Omega \right) \quad (\text{III.16})$$

D'après la résolution de l'équation I.106, on obtient :

$$\begin{cases} L_{i\mathfrak{S}} = \frac{T_r^2 . x_{\mathfrak{R}}^2 . p^2 . \Omega^2 + T_r . x_{\mathfrak{R}} . p^2 . \Omega^2 + x_{\mathfrak{S}} . p . \Omega - x_{\mathfrak{S}}^2}{p . \Omega . (p . \Omega . x_{\mathfrak{R}} . T_r + x_{\mathfrak{S}})} \\ L_{\phi\mathfrak{S}} = -\frac{(x_{\mathfrak{R}} + 1) . (p . \Omega - x_{\mathfrak{S}})}{p . \Omega . K} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Le choix d'un seul pôle de I.105 permet d'obtenir les gains $L_{i\mathfrak{S}}, L_{\phi\mathfrak{S}}$ de l'équation I.107.

III.4 Synthèse d'un observateur déterministe d'ordre réduit

Ce type d'observateur est obtenu en séparant les modes électriques en deux sous-systèmes de constantes de temps différentes en utilisant la méthode dite des "perturbations singulières" [23]. Cette méthode consiste à considérer des variables infiniment plus rapides (les courants) par rapport à une variable plus lente (vitesse de rotation) et consiste à estimer les état non mesurables.

D'après les équation rotoriques qui permettront d'observer les flux rotorique, alors il est possible d'écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{s\alpha} - p \cdot \Omega \cdot \phi_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{s\beta} + p \cdot \Omega \cdot \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{cases} z_{s\alpha} = v_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{i}_{s\alpha} = \frac{M}{L_r} \left(-\frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} - p \cdot \Omega \cdot \phi_{r\beta} \right) + R'_r \cdot i_{s\alpha} \\ z_{s\beta} = v_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{i}_{s\beta} = \frac{M}{L_r} \left(-\frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} + p \cdot \Omega \cdot \phi_{r\alpha} \right) + R'_r \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

avec :

$$R'_r = R_s + R_r \cdot \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \quad (\text{III.20})$$

Les équations I.108, I.109 peuvent alors se mettre sous la forme d'un modèle d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p \cdot \Omega \\ p \cdot \Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix}}_B \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$\begin{bmatrix} z_{s\alpha} \\ z_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{i}_{s\alpha} \\ v_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \dot{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{M}{L_r} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p \cdot \Omega \\ p \cdot \Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R'_r & 0 \\ 0 & R'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

III.4.1 Matrice des gains antisymétriques

On prendra la matrice L comme suite :

$$L = \begin{bmatrix} l_{\mathfrak{R}} & -l_{\mathfrak{S}} \\ l_{\mathfrak{S}} & l_{\mathfrak{R}} \end{bmatrix} = l_{\mathfrak{R}} \cdot \mathcal{I} + l_{\mathfrak{S}} \cdot \mathcal{J} \quad (\text{III.23})$$

Le choix de la matrice L se fait de façon à garder la même propriété (antisymétrique) de la matrice A donc on décrit l'observateur par l'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p \cdot \Omega \\ p \cdot \Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{\mathfrak{R}} & -l_{\mathfrak{S}} \\ l_{\mathfrak{S}} & l_{\mathfrak{R}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{s\alpha} - \hat{z}_{s\alpha} \\ z_{s\beta} - \hat{z}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

La dynamique d'erreur d'observation s'écrit :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix}}_{\dot{e}_{\phi r}} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p \cdot \Omega \\ p \cdot \Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix}}_{e_{\phi r}} - \begin{bmatrix} l_{\mathfrak{R}} & -l_{\mathfrak{S}} \\ l_{\mathfrak{S}} & l_{\mathfrak{R}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{s\alpha} - \hat{z}_{s\alpha} \\ z_{s\beta} - \hat{z}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} z_{s\alpha} - \hat{z}_{s\alpha} \\ z_{s\beta} - \hat{z}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{M}{L_r} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p \cdot \Omega \\ p \cdot \Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

En substituant III.25 dans III.26 et avec l'utilisation des matrices \mathcal{I} , \mathcal{J} , la dynamique d'erreur d'observation devient :

$$\dot{e}_{\phi r} = \left(\left(1 - \frac{M \cdot L_{\mathfrak{R}}}{L_r} \right) \mathcal{I} + \frac{M \cdot p \cdot \Omega \cdot L_{\mathfrak{S}}}{L_r} \cdot \mathcal{J} \right) \cdot \left(-\frac{1}{T_r} \cdot \mathcal{I} + p \cdot \Omega \cdot \mathcal{J} \right) \cdot e_{\phi r} \quad (\text{III.27})$$

III.4.1-a Choix des pôles de l'observateur

Etant donné que Ω est constant le système devient linéaire de cette façon :

$$\dot{e}_{\phi r} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(1 - \frac{M.L_{\Re}}{L_r}\right) \cdot \frac{1}{T_r} + \frac{p^2.\Omega^2.M.L_{\Im}}{L_r} & -\frac{M.p.\Omega.L_{\Im}}{T_r.L_r} - p.\Omega \cdot \left(1 - \frac{M.L_{\Re}}{L_r}\right) \\ \frac{M.p.\Omega.L_{\Im}}{T_r.L_r} + p.\Omega \cdot \left(1 - \frac{M.L_{\Re}}{L_r}\right) & -\left(1 - \frac{M.L_{\Re}}{L_r}\right) \cdot \frac{1}{T_r} + \frac{p^2.\Omega^2.M.L_{\Im}}{L_r} \end{bmatrix}}_{Q_1} \cdot e_{\phi r} \quad (\text{III.28})$$

- Calcul des valeurs propres de Q

$$\det(\phi I - Q_1) = 0$$

Les valeurs propres sont alors :

$$\begin{cases} q_1 = -\left(\frac{g_1}{T_r} + g_2.p.\Omega\right) + j \cdot \left(-\frac{g_2}{T_r} + g_1.p.\Omega\right) \\ q_2 = -\left(\frac{g_1}{T_r} + g_2.p.\Omega\right) - j \cdot \left(-\frac{g_2}{T_r} + g_1.p.\Omega\right) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

où : $g_1 = 1 - \frac{M}{L_r}.l_{\Re}$ et $g_2 = -p.\Omega \cdot \frac{M}{L_r}.l_{\Im}$

III.4.1-b Détermination des gains de correction

Les pôles contrôlent la variation de le comportement de l'observateur. On pose le pôle :

$$x_{\Re} + j.x_{\Im} = \frac{p^2.\Omega^2.M.L_{\Im}.T_r + M.L_{\Re} - L_r + j.(M.p.\Omega.L_{\Im} + \Omega.p.T_r.L_r - \Omega.p.T_r.M.L_{\Re})}{T_r.L_r} \quad (\text{III.30})$$

Donc on aura les expressions des gains suivantes :

$$\begin{cases} L_{\Re} = \frac{L_r.(p.\Omega.T_r^2.x_{\Im} - P^2.\Omega^2.T_r^2 - x_{\Re}.T_r - 1)}{M.(P^2.\Omega^2.T_r^2 + 1)} \\ L_{\Im} = \frac{L_r.(x_{\Im}.T_r + p.\Omega.x_{\Re}.T_r^2)}{M.p.\Omega.(p^2.\Omega^2.T_r^2 + 1)} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.4.2 Matrice des gains diagonale

L'observateur prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p.\Omega \\ p.\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} l_{\Re} & 0 \\ 0 & l_{\Re} \end{bmatrix}}_L \cdot \begin{bmatrix} z_{s\alpha} - \hat{z}_{s\alpha} \\ z_{s\beta} - \hat{z}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Avec le choix de la matrice L diagonale : $L = l_{\Re} \mathcal{I}$ La dynamique d'erreur d'observation est donnée par :

$$\dot{e}_{\phi r} = \underbrace{\left(1 - \frac{M.L_{\Re}}{L_r}\right) \cdot \left(-\frac{1}{T_r} \mathcal{I} + p.\Omega.\mathcal{J}\right)}_{Q_2} \cdot e_{\phi r} \quad (\text{III.33})$$

avec :

$$A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \hat{\Omega} \\ 0 & a_1 & -a_3 p \hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & p \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de Lyapunov. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée par :

$$\dot{e} = (A - K.C).e + (\Delta A).\hat{X} \quad (\text{III.39})$$

avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & -a_3 p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & a_4 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

où :

$$\Delta \Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (\text{III.41})$$

$$e = X - \hat{X} = \begin{bmatrix} e_{i_{s\alpha}} & e_{i_{s\beta}} & e_{\phi_{r\alpha}} & e_{\phi_{r\beta}} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.42})$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta \Omega)^2}{\lambda} \quad (\text{III.43})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d(e^T)}{dt} \right) . e + e^T . \left(\frac{de}{dt} \right) \frac{d}{\lambda dt} . (\Delta \Omega)^2 \quad (\text{III.44})$$

$$\frac{dV}{dt} = e^T ((A - K.C)^T + (A - K.C)) e - 2a_3 \Delta \Omega (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta \Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (\text{III.45})$$

Une condition suffisante pour avoir une stabilité asymptotique uniforme est que l'équation I.136 soit négative, ce qui revient à annuler les deux derniers termes de cette équation (puisque les autres termes du second membre de III.45 sont toujours négatifs), et dans ce cas on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation. On obtient :

$$\hat{\Omega} = \lambda a_3 \int_0^t (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{III.46})$$

où λ une constante positive.

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

$$\hat{\Omega} = k_p (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + k_i \int (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) \quad (\text{III.47})$$

avec :

k_p et k_i sont des constantes positives.

Le schéma bloc de l'observateur adaptatif est illustré par la figure III.3:

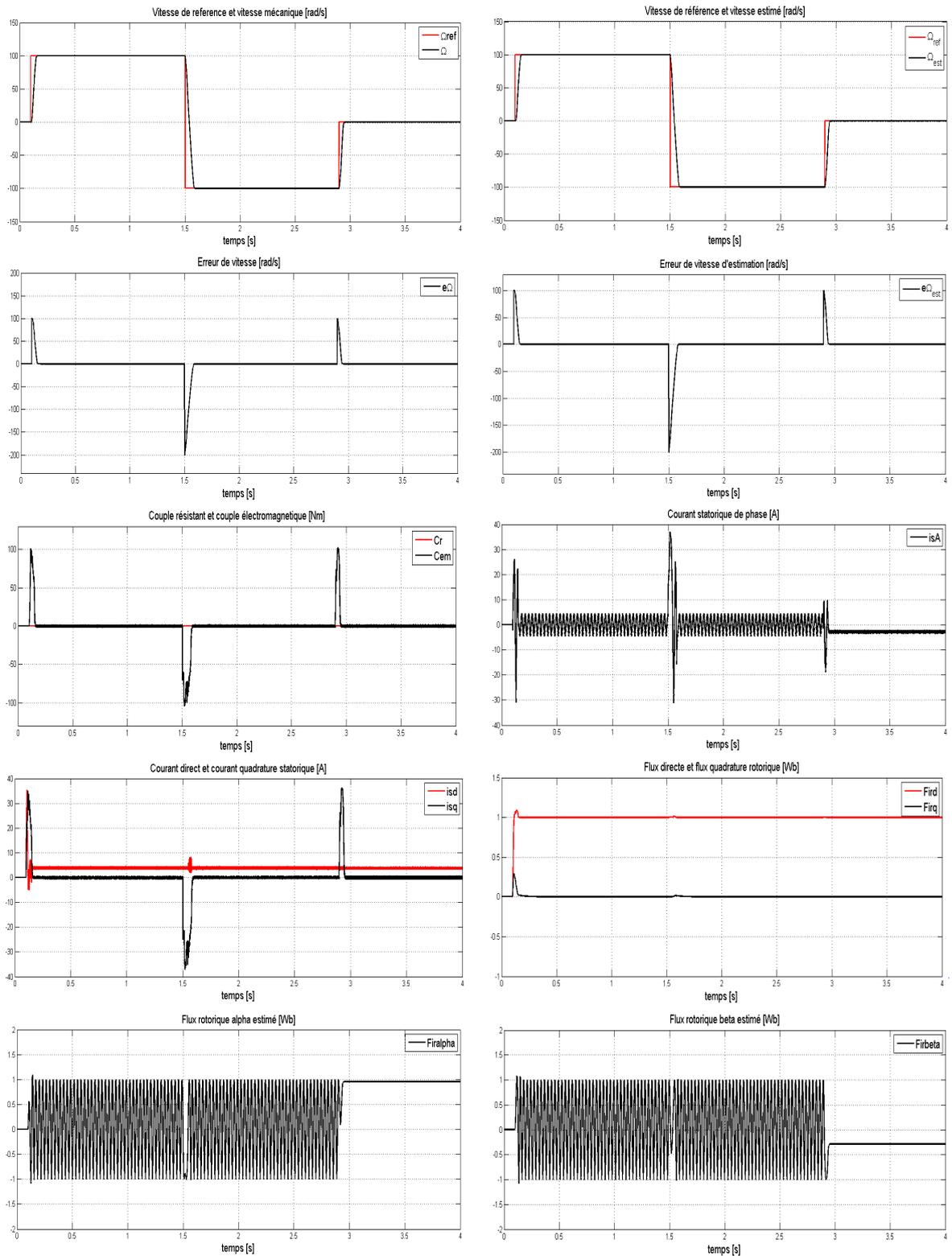


FIGURE III.4 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation

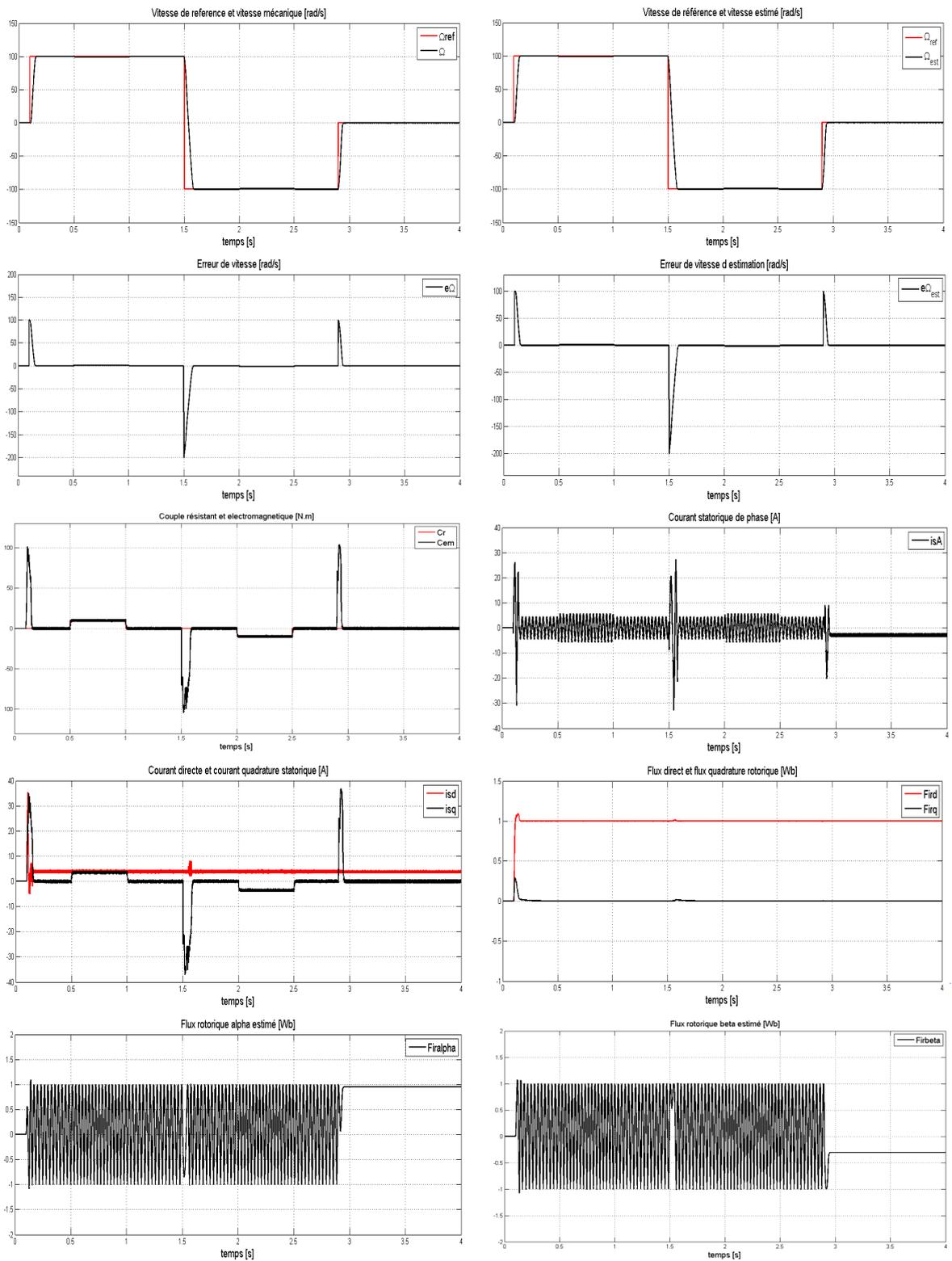


FIGURE III.5 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'une couple de charge

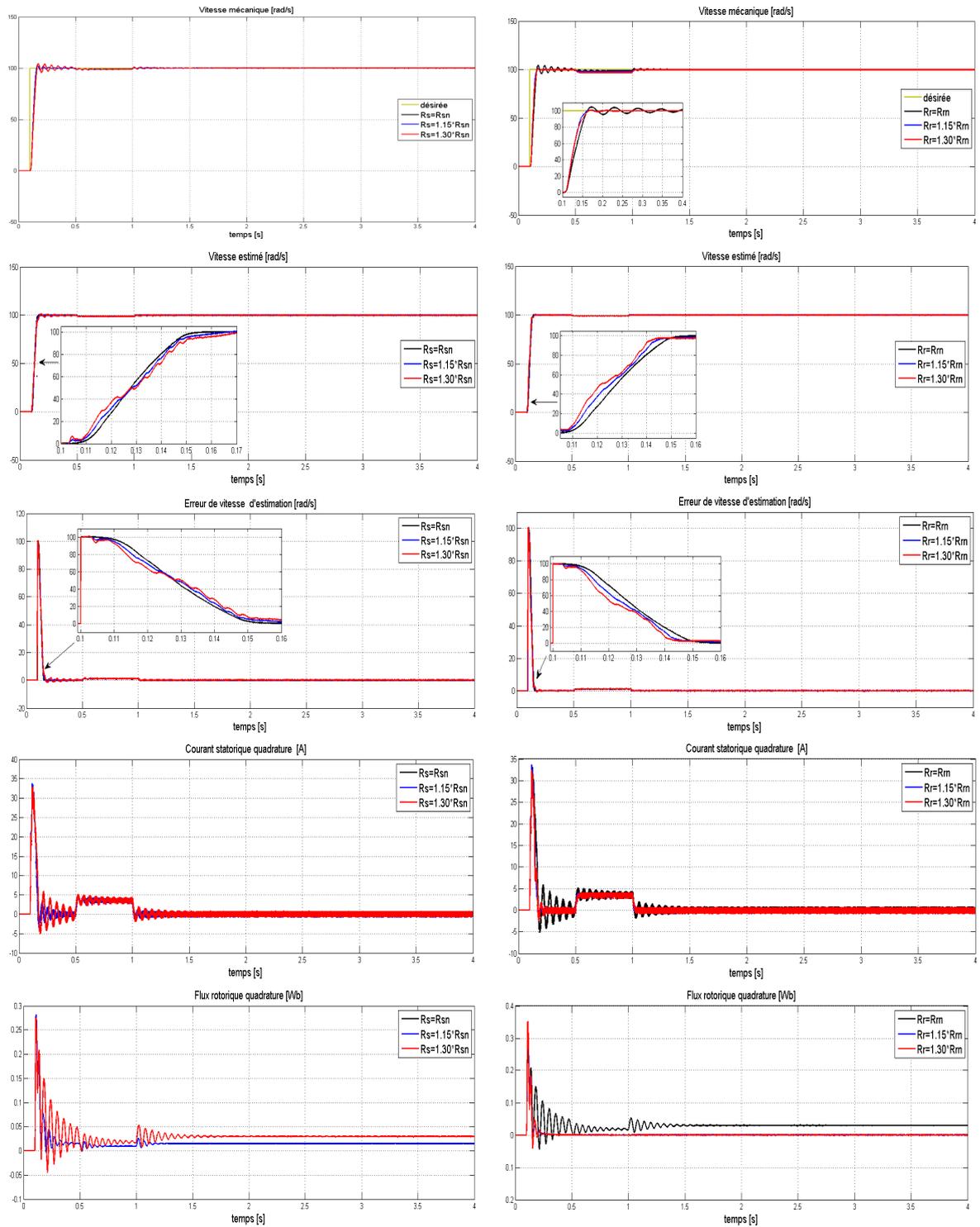


FIGURE III.6 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge et variation de la résistance statorique et résistance rotorique

III.6.2 Interprétation

Les résultats de simulations montrent des oscillations au niveau de la vitesse, du couple électromagnétique et des deux erreurs (estimation, poursuite). On peut dire que l'estimation n'est plus parfaitement correcte. Le découplage entre les deux axes d et q persiste lors de la variation de la résistance rotorique, mais par contre lors de la variation de la résistance statorique ce dernier n'est plus conservé et notre système n'est plus observable car tous les paramètres sont influencés.

La variation de la résistance statorique influe sur la CSV mais pour cette commande rien qu'en basse vitesse. Le temps de réponse pour la CSV est remarquable .

L'introduction d'un observateur offre de meilleurs résultats qu'avec un capteur mécanique lors des variations de la résistance rotoriques. Cependant, le système n'est plus observable en basse vitesse.

III.7 Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût, bruit et difficulté de placement ce capteur mécanique lors la mesure de vitesse, et cela en remplaçant ce capteur avec un observateur, qui est un outil nécessaire, le but est de réduire ces inconvénients.

Dans ce chapitre, on a considéré dans un premier lieu seulement les quatre équations du modèle de la *MAS*, un observateur non-linéaire pour l'estimation du flux est synthétisé. Ensuite, on a utilisé une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en utilisant une loi de Lyapunov.

Les résultats de simulation montrent une amélioration de la commande par mode de glissement par l'introduction d'un algorithme d'estimation robuste vis-à-vis les perturbations externes. Ce qui permet d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit.

Chapitre IV

Commande du moteur asynchrone avec observateurs d'état à mode glissants

SOMMAIRE

IV.1 INTRODUCTION	62
IV.2 GÉNÉRALITÉS SUR LES OBSERVATEURS À MODE GLISSANTS	62
IV.2.1 Schéma de réglage de vitesse avec observateur de type mode glissant	63
IV.3 SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR À MODE GLISSANT	64
IV.4 SIMULATION DE L'OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT	67
IV.3.1 Interprétation	72
IV.5 CONCLUSION	72

IV.1 Introduction

La technique d'orientation de champs est émergée comme une approche importante pour la commande des machines à courant alternatif, et continue à être étudiée et développée dans la littérature. L'estimation du flux rotorique à partir des variables mesurables était la seule méthode utilisée pour l'implémentation de la commande vectorielle de la machine asynchrone. Pour remplacer l'estimateur basé sur le modèle mathématique du système, qui peut provoquer des erreurs non souhaitables dues aux incertitudes sur le modèle et les mesures, nous faisons appel à l'observateur.

L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation des variables définissant l'état du système à partir de ses entrées et ses sorties. Plus le modèle d'estimation, l'observateur possède des termes correctifs, qui ont pour rôle de minimiser l'erreur de l'estimation et accélérer la convergence vers zéro de cette erreur.

Les observateurs non linéaires ne sont pas très développés devant les observateurs linéaires. Cependant, les chercheurs s'étaient intéressés à développer des observateurs pour les systèmes ayant une non linéarité régulière ou quelques cas pratiques comme le système du flux rotorique et statorique au sein de la machine asynchrone.

Grâce aux propriétés importantes des systèmes à structures variables, les chercheurs ont pensé aux observateurs basés sur l'approche du mode de glissement. Ces observateurs ont la même structure que les observateurs standard, en remplaçant le terme correctif par une fonction discontinue [4].

VI.2 Généralités sur les observateurs à mode glissants

Pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux rotorique on a recours à des observateurs à mode glissant, caractérisés par leur robustesse excellente et leurs propriétés de performance pour les problèmes de non linéarité. Le domaine d'application du mode glissant s'élargit avec le développement des calculateurs électriques très rapides et des assises théoriques qui se concrétisent de jour en jour par un fusionnement d'articles et d'ouvrages. On peut citer quelques applications décrites dans la littérature ; Les entraînements électriques pour les machines outils et les robots, qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, ainsi que le contrôle des systèmes électro-énergétiques, à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété $S(x)$ de dimension $(n - p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n - p)$. Dans cet observateur, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation d'état $x - \hat{x}$. A partir de leurs conditions initiales, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (\text{IV.1})$$

Considérons aussi le vecteur y des variables mesurables qui sont reliées linéairement avec les variables d'état :

$$y = C.x \quad (\text{IV.2})$$

Si le système est observable, l'objectif de l'observateur est de donner la meilleure estimation des variables d'état à partir des mesures sur la sortie y et l'entrée u . Nous définissons l'observateur par la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u, t + Au_s) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

\hat{x} : est de même dimension que $x(n)$.

\hat{f} : est le modèle d'estimation.

A : est la matrice des gains de dimension $(n \times r)$ (r est la dimension de u).

u_s : est un vecteur défini par :

$$u_s = \left[\text{sign}(s_1) \quad \text{sign}(s_2) \quad \dots \quad \text{sign}(s_r) \right]^t \quad (\text{IV.4})$$

et :

$$\left[s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_r \right]^t = S = \Gamma \left[y - C\hat{x} \right] \quad (\text{IV.5})$$

Γ : est une matrice carrée $(r \times r)$ à déterminer.

Nous définissons aussi le vecteur d'erreur en soustrayant les équations IV.3 et I.1 , et nous obtenons :

$$\dot{e} = \Delta f - A.u_s \quad (\text{IV.6})$$

Avec :

$$\Delta f = f(x, u, t) - f(\hat{x}, y, u, t)$$

Le vecteur surface $S = 0$ est attractif, si :

$$S_i \dot{S}_i < 0 \quad \text{pour } : i = 1, r \quad (\text{IV.7})$$

Durant le mode de glissement, le terme de commutation IV.4 est nul. Car le vecteur surface et sa dérivée sont nuls ($S \equiv \dot{S} \equiv 0$). La grandeur équivalente du terme de commutation est donnée comme suit :

$$\Gamma C(\Delta f - A\tilde{u}_s) = 0 \quad (\text{IV.8})$$

$$\tilde{u}_s = (\Gamma C A)^{-1} \Gamma C \Delta f \quad (\text{IV.9})$$

La matrice $\Gamma C A$ doit être inversible. Cela constitue la première exigence sur le choix de A et Γ . La dynamique de l'erreur est gouvernée par l'équation IV.10.

$$\dot{e} = (1 - A(\Gamma C A)^{-1} \Gamma C) \Delta f \quad (\text{IV.10})$$

Le choix des matrices Γ et A et le modèle \hat{f} est donc décisif pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro.

VI.2.1 Schéma de réglage de vitesse avec observateur de type mode glissant

Nous associons l'observateur non linéaire standard avec le régulateur par mode de glissement basé sur le modèle non linéaire simplifié avec limitation directe du courant. La figure IV.1 illustre le principe d'incorporation d'un observateur de flux dans la boucle de régulation de la vitesse et du flux rotorique.

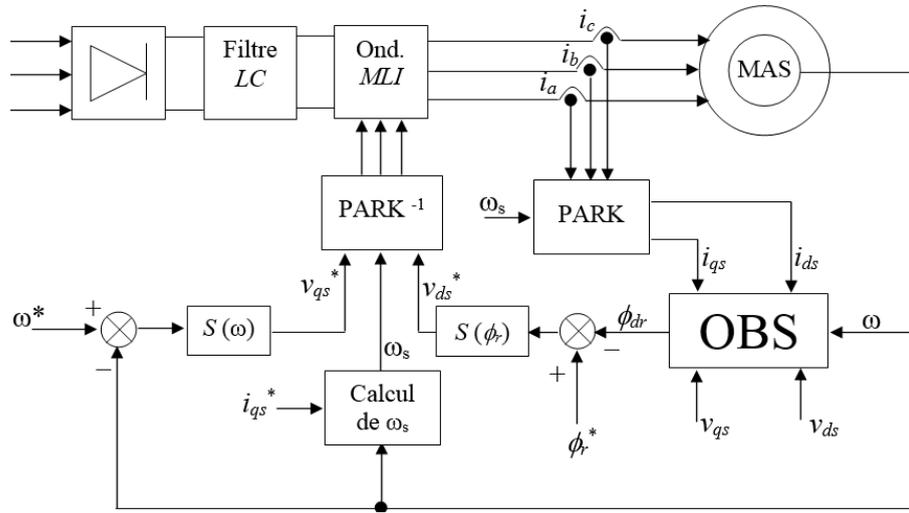


FIGURE IV.1 – Schéma de principe du réglage de vitesse avec observateur de type MG

VI.2 Synthèse de l'observateur à mode glissant

L'objectif de l'observateur est d'estimer les flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} et les courants statoriques connaissant la mesure des courants et les tensions statoriques et la vitesse de rotation.

Le vecteur sortie utilisé pour l'estimation est donné par :

$$y = C.x \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \quad (\text{IV.11})$$

Considérons maintenant le système du moteur asynchrone tenant compte des variables i_{ds} , i_{qs} , ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Les variables à observer sont \hat{i}_{ds} , \hat{i}_{qs} , $\hat{\phi}_{dr}$ et $\hat{\phi}_{qr}$. Nous donnons ainsi le modèle d'observation :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{ds} = -\frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + k \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{dr} + k \hat{\phi}_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} + A_1^1 u_s \\ \dot{\hat{i}}_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{qs} - k \hat{\phi}_{dr} \omega + k \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + A_1^2 u_s \\ \dot{\hat{\phi}}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{dr} + \omega_g \hat{\phi}_{qr} + A_2^1 u_s \\ \dot{\hat{\phi}}_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{qr} - \omega_g \hat{\phi}_{dr} + A_2^2 u_s \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Avec :

$$R_\alpha = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \quad \text{et} \quad k = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

Nous définissons la matrice des gains comme suit : $A_i^j = [A_{i1} \quad A_{i2}]$ pour $i=1,2$ avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} A_1^1 \\ A_1^2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad A_2 = \begin{bmatrix} A_2^1 \\ A_2^2 \end{bmatrix}$$

Pour en avoir l'erreur d'observation :

$$\begin{cases} \dot{\underline{i}}_{ds} = k \frac{1}{T_r} \hat{\underline{\phi}}_{dr} + k \hat{\underline{\phi}}_{qr} \omega + A_1^1 u_s \\ \dot{\underline{i}}_{qs} = -k \hat{\underline{\phi}}_{dr} \omega + k \frac{1}{T_r} \hat{\underline{\phi}}_{qr} + A_1^2 u_s \\ \dot{\underline{\phi}}_{dr} = -\frac{1}{T_r} \hat{\underline{\phi}}_{dr} + \omega_g \hat{\underline{\phi}}_{qr} + A_2^1 u_s \\ \dot{\underline{\phi}}_{qr} = -\frac{1}{T_r} \hat{\underline{\phi}}_{qr} - \omega_g \hat{\underline{\phi}}_{dr} + A_2^2 u_s \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

avec :

$$u_s = [\text{sign}(s_1) \quad \text{sign}(s_2)]^t \quad \text{et} \quad S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \Gamma [y - \hat{y}]$$

Le vecteur d'erreur est : $e = [\underline{i}_s \quad \underline{\phi}_r]$ Posons les représentations matricielles suivantes :

$$C = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} ; \quad G_1 = \begin{bmatrix} k \frac{1}{T_r} & k\omega \\ -k\omega & k \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad G_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ -\omega_g & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Le système IV.13 devient :

$$\begin{cases} \dot{\underline{i}}_s = G_1 \underline{\phi}_r - A_1 u_s \\ \dot{\underline{\phi}}_r = G_2 \underline{\phi}_r - A_2 u_s \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

La surface :

$$S = \Gamma(y - \hat{y}) = \Gamma \underline{y}$$

D'où :

$$S = \Gamma \underline{i}_s$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} S^t S > 0 \quad (\text{IV.15})$$

d'où la dérivée de cette fonction a pour valeur :

$$\dot{V} = S^t \Gamma \dot{\underline{i}}_s \quad (\text{IV.16})$$

Notons que $\frac{dV}{dt}$ doit être nulle. Après un calcul intermédiaire, nous obtenons :

$$\dot{V} = S^t \Gamma A_1 \underline{\phi}_r - S^t \Gamma A_1 u_s \quad (\text{IV.17})$$

En posant $\Gamma A_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$, il suffit de vérifier la condition IV.18 pour satisfaire la condition d'attractivité des surfaces.

$$\delta_1 |s_1| + \delta_2 |s_2| > S^t \Gamma A_1 \underline{\phi}_r \quad (\text{IV.18})$$

La détermination des gains se fait selon deux étapes :

- La première consiste à satisfaire la condition d'attractivité :

$$A_1 = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

- La deuxième consiste à imposer pour l'erreur une dynamique de convergence exponentielle.

Lorsque le régime de glissement est établi ($\dot{i}_s = 0, \dot{i}_s = 0$), nous avons :

$$\tilde{u}_s = A_1^{-1} G_1 \underline{\phi}_r \quad (\text{IV.20})$$

Par substitution, l'erreur sur ϕ_r devient :

$$\dot{\underline{\phi}}_r = -(G_2 + A_2 A_1^{-1} G_1) \underline{\phi}_r \quad (\text{IV.21})$$

Pour que l'erreur converge exponentiellement, nous devons poser :

$$\dot{\underline{\phi}}_r = -Q \underline{\phi}_r \quad (\text{IV.22})$$

avec :

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$$

q_1 et q_2 sont des constantes positives.

D'où :

$$A_2 = (Q + G_2) G_1^{-1} \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.23})$$

Pour une raison de simplification, nous posons :

$$\Gamma = G_1^{-1} \quad (\text{IV.24})$$

La condition $\frac{d\Gamma}{dt} = 0$ est vérifiée en considérant que la vitesse est suffisamment lente devant la dynamique de l'observateur. Ce qui en résulte :

$$A_1 = G_1 \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

$$A_2 = (Q + G_2) \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

par développement, nous obtenons :

$$\Gamma = \frac{1}{\left(k \frac{1}{T_r}\right)^2 + (k\omega)^2} \begin{bmatrix} k \frac{1}{T_r} & -k\omega \\ k\omega & k \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

$$A_1 \begin{bmatrix} \delta_1 k \frac{1}{T_r} & \delta_1 k\omega \\ \delta_2 k\omega & \delta_2 k \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

$$A_2 \begin{bmatrix} \delta_1 \left(q_1 - \frac{1}{T_r}\right) & \delta_1 \omega_g \\ \delta_2 \omega_g & \delta_2 \left(q_2 - \frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

Ainsi, la condition d'attractivité devient comme suit :

$$\delta_1 |s_1| + \delta_2 |s_2| > S^t \underline{\phi}_r \quad (\text{IV.30})$$

La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer. Cela exige un choix convenable des constantes $\delta_1, \delta_2, q_1, q_2$.

VI.3 Simulation de l'observateur par mode glissant

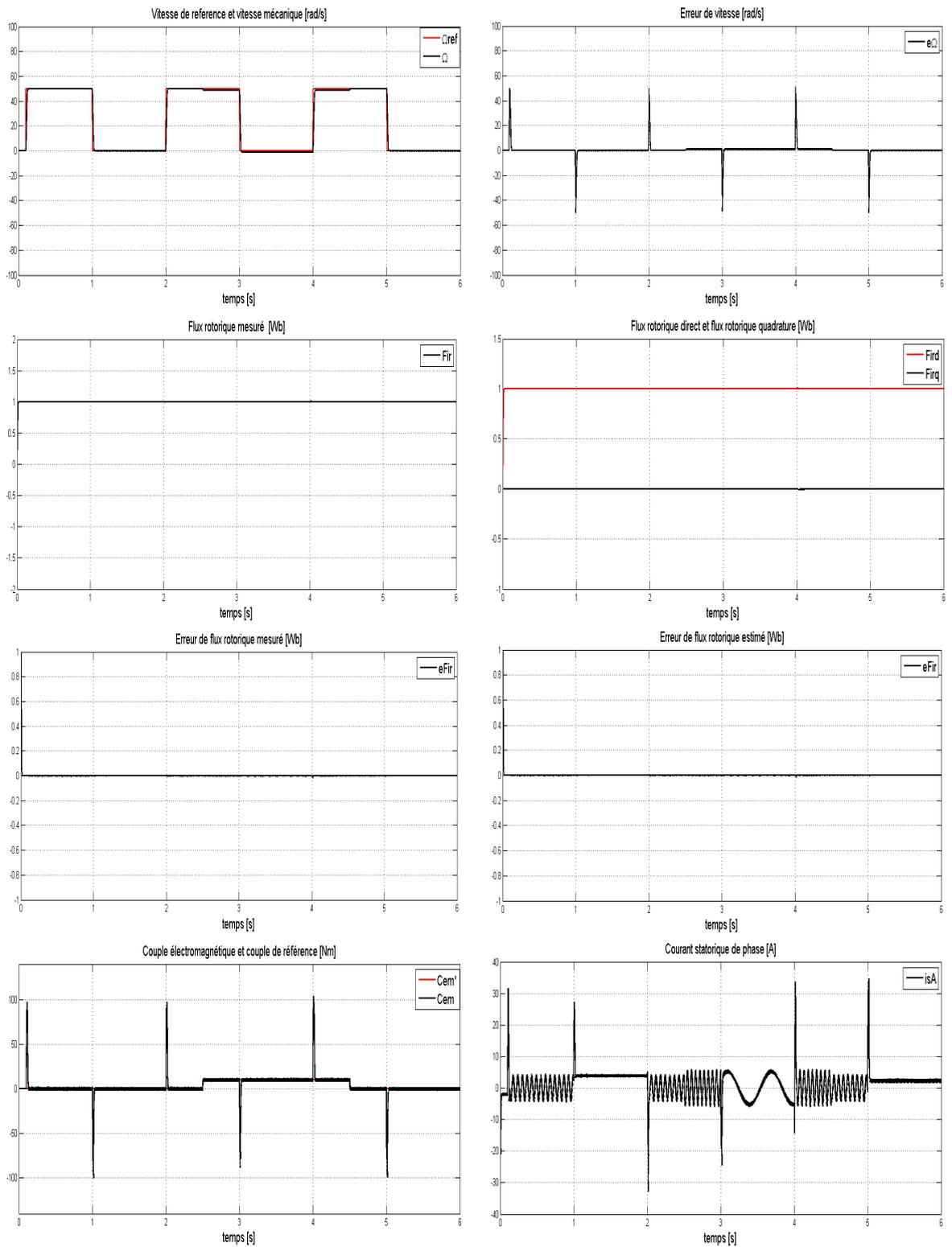


FIGURE IV.2 – Profil1 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation

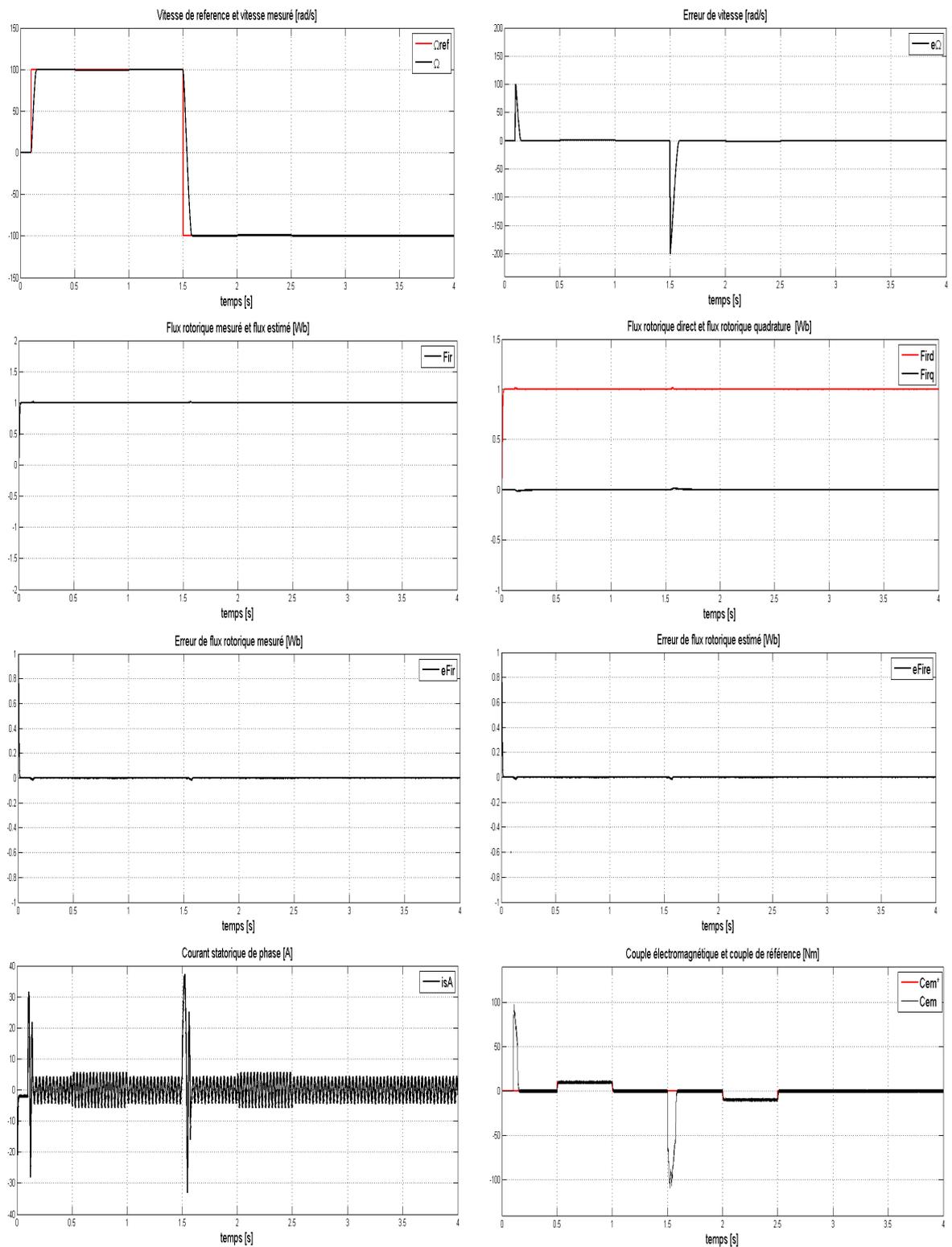


FIGURE IV.3 – Profil2 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’une couple de charge

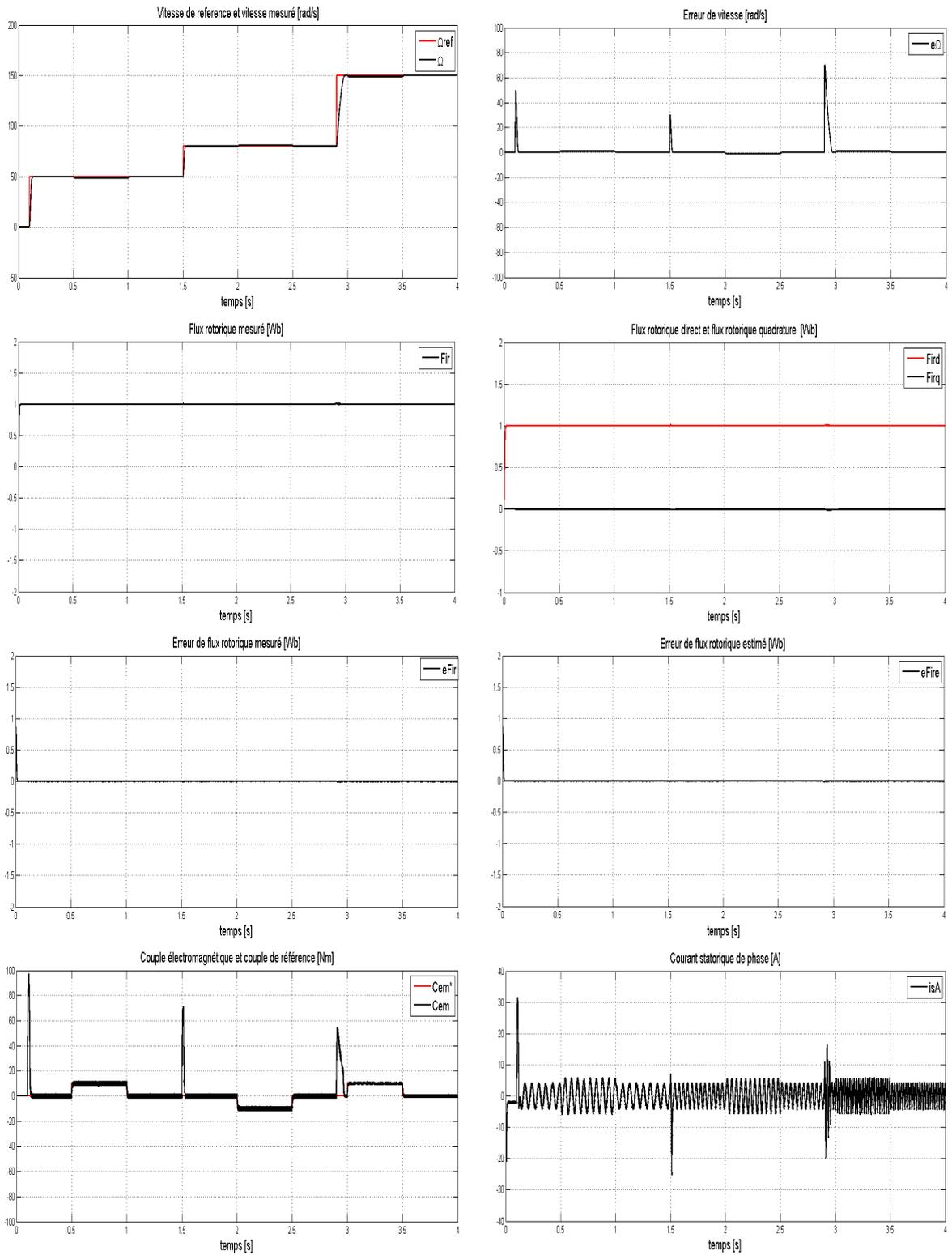


FIGURE IV.4 – Profil3 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’une couple de charge

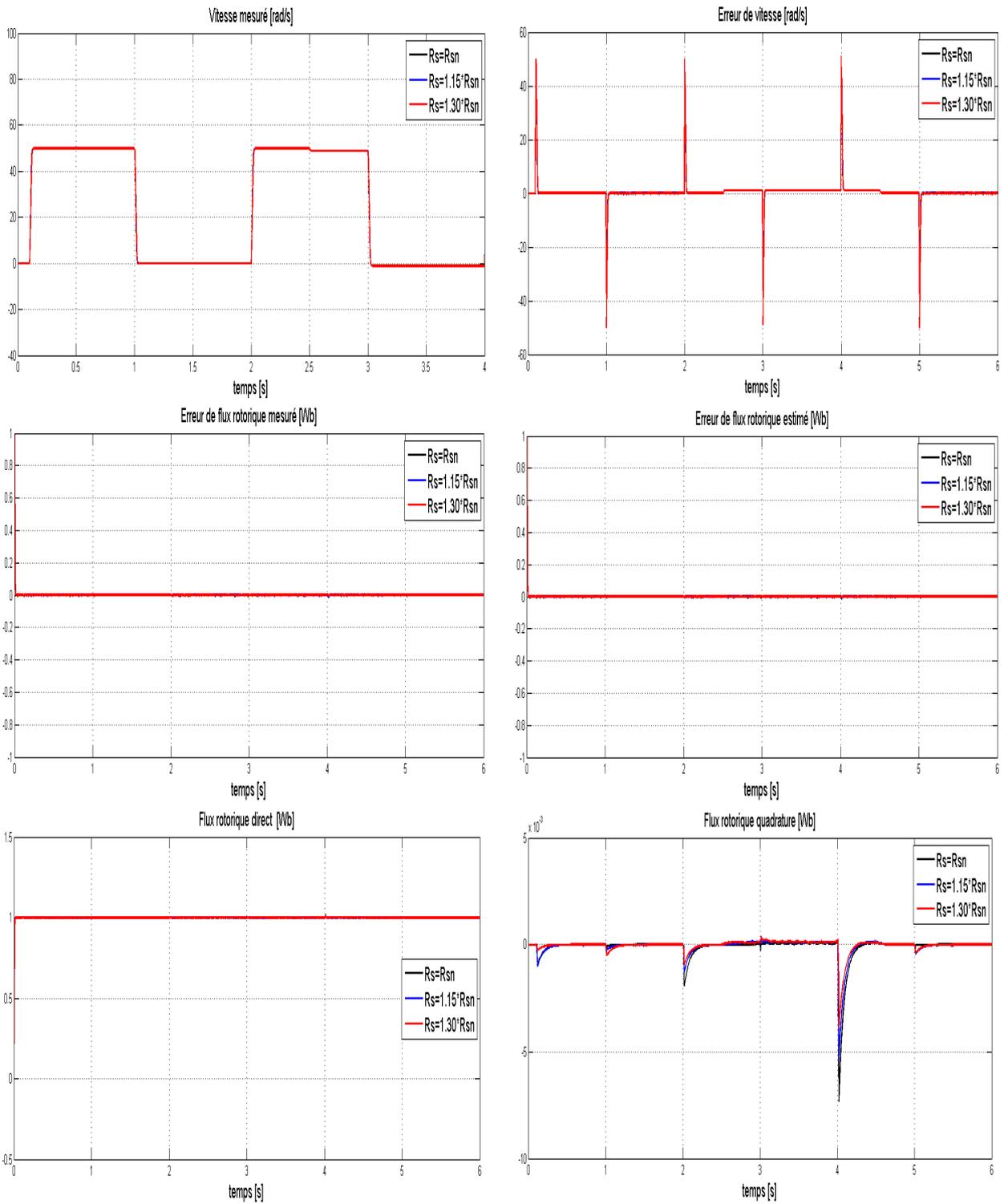


FIGURE IV.5 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge et variation de la résistance statorique

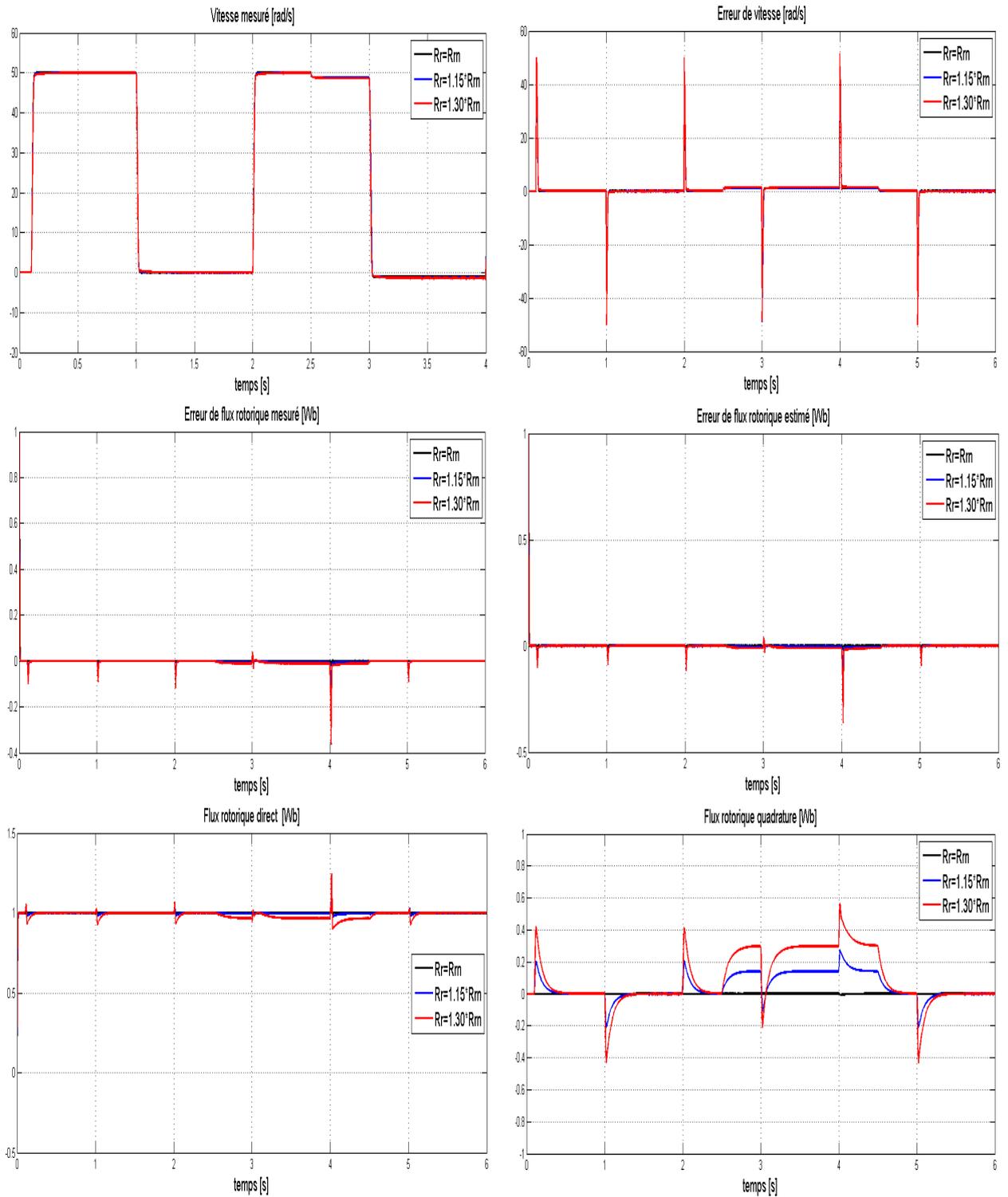


FIGURE IV.6 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge et variation de la résistance rotorique

VI.3.1 Interprétation

Nous simulons le comportement de l'observateur de flux rotorique . La simulation effectuée Pour les différents profils de test de régulation , la vitesse de rotation suit sa référence avec exactitude au régime permanent que au transitoire c-a-dire au démarrage et inverse de sens de rotation ainsi l'erreur d'estimation sont négligeables.

On constate que l'estimation du flux rotorique est presque parfaite. On observe une bonne sensibilité aux perturbations de charge. Aussi à l'application ou à la suppression du couple de charge le régulateur réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence, afin de produire selon le cas une accélération ou une décélération, et ainsi rejoindre la vitesse de consigne. Donc, on peut conclure que notre algorithme d'estimation est insensible aux variations du couple de charge.

l'évolution des flux réels et des flux observés de la machine, Nous remarquons que les flux observés convergent rapidement vers les flux réels et ne quittent pas ultérieurement.

VI.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un algorithme de la commande par mode de glissement avec observateur du flux rotorique. Nous distinguons deux types de reconstruction des flux rotoriques : le premier est un estimateur (sans termes de correction). Le deuxième est estimateur avec termes de correction (observateur). Pour la simulation, nous avons utilisé un observateur par mode de glissement. La commande de la machine par mode de glissement est basée sur le modèle non linéaire et la limitation indirecte du courant. Le système de régulation avec observateur de type mode de glissement a montré des performances très satisfaisantes. Cependant, il est très sensible aux variations des paramètres rotoriques.

Conclusion générale

L'objet de ce mémoire est l'étude et la simulation par MATLAB de la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur de tension à MLI SVM. Ainsi l'étude des différents types d'observateur, et en construire un de type mode glissant.

Dans le chapitre un, on a présent modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park et ensuite nous avons donné une description général sur les observateurs et leurs types.

Dans le chapitre deux, on a abordé la commande par mode glissant, cette dernière basée tout en garantissant la robustesse de la commande. Afin de remédier au problème de broutement (chattering), la stabilité est étudié la technique de LYAPUNOV. Les résultats de simulation obtenus assurent une parfaite poursuite de la consigne, une erreur statique pratiquement nulle en régime permanent, le rejet de la perturbation est assuré, mais avec une insensibilité aux variations paramétriques de la machine asynchrone.

Dans le troisième chapitre, nous sommes intéressés au problème de capteur, on a propose l'étude des commandes sans capteur utilise la technique d'observation, un bref rappel sur différent type d'observateurs, nous avons appliqué l'observateur adaptatif pour exposé un étude théorique concernant les observateurs, suivi par la construction d'un observateur de vitesse rotorique de type adaptatif avec les résultats de simulation dans le cas du fonctionnement nominal, et avec les tests qui indiquent la robustesse de l'observateur et donnant des résultats parfaitement suffisants, on a réussi oposer un observateur fidèle au système, et pour prouver ces résultats, nous avons effectué plusieurs tests vis-is des variations des résistances rotorique et statorique, et des variations de la vitesse. L'erreur d'estimation de valeur négligeable montre l'efficacité et la robustesse des observateurs.

Le chapitre quatre, expose une étude théorique concernant les observateurs, suivi par la construction d'un observateur de flux rotorique de type mode de glissant avec les résultats de simulation dans le cas du fonctionnement nominal, et avec les tests qui indiquent la robustesse de l'observateur et donnant des résultats parfaitement suffisants, on a réussi oposer un observateur fidèle au système, et pour prouver ces résultats, nous avons effectué plusieurs tests vis-is des variations des résistances rotorique et statorique, et des variations de la vitesse. L'erreur d'estimation de valeur négligeable montre l'efficacité et la robustesse des observateurs.

Nous avons essayé au cours de ce travail de trouver une solution robuste estimation du

flux rotorique et de la vitesse. Nous avons réussi teindre notre but. Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude voir :

- L'étude de la CSV basée sur un observateur adaptatif des résistances statorique et rotorique,
- L'estimation de la vitesse avec application des régulateurs par mode glissant ou d'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques afin d'obtenir des améliorations notables.

Bibliographie

- [1] Introduction aux systemes lineaires. Cours 11. Observateurs.
- [2] Modélisation de la machine asynchrone. Chapitre I.
- [3] Modélisation et la commande de la machine asynchrone. Notes de cours I.
- [4] Kerboua. A. *Commande et observateur par mode de glissement, application à une machine asynchrone alimentée en tension*. PhD thesis, ENP, ALGER, 1999.
- [5] H.ur. Rehman N. Inanc L. Xu A. Derdiyok, M. K. Güven. *Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine*. PhD thesis, l'Université de Toulouse, Oct 2002.
- [6] Mr LAOUFI Abdelhaq and Mr LAOUER Houssam. Commande direct du couple d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension. juin 2014.
- [7] Mr MECHERNENE ABDELKADER. Commande neuro-floue adaptative pour la regulation de vitesse d'un moteur asynchrone. octobre 2008.
- [8] AOUI Ahmed. *Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage*. PhD thesis, Université Mohamed Khider – Biskra, Septembre 2011.
- [9] Fezzani Amor. *Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique*. PhD thesis, Université de Batna, Mai 2009.
- [10] Lotfi BAGHLI. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. PhD thesis, Ecole Doctorale : Informatique-Automatique-Electrotechnique-Electronique-Mathématique, Janvier 1999.
- [11] Ibtissem BAKHTI. Etude de differentes commandes non lineaires de la machine asynchrone avec observation de flux et de vitesse. 2011.
- [12] Mr J. Bonal and Mr G. Segulier. Entraînement électrique à vitesse variable, rappels d'électrotechnique de puissance et d'automatique les variateurs électroniques de vitesse. 1998.
- [13] T. BOUMEGOURA. *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic*. PhD thesis, l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, mars 2001.
- [14] Mr REZGUI SALAH EDDINE. Application à la machine asynchrone : Commande vectorielle sans capteurs mécaniques svpwm, mode glissant, mras. 2009.

-
- [15] Mr EL-HIMER Mohamed Essaghir and Mr DAINE Abdelkader Rafiq. Observateurs non-linéaires à modes glissants pour la commande sans capteur de la machine asynchrone. juin 2014.
- [16] Malek GHANES. *OBSERVATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE*. PhD thesis, UNIVERSITÉ DE NANTES, Novembre 2005.
- [17] J.P HAUTIER and J.P CARON. Modelisation et la commande de la machine asynchrone.
- [18] Bakhti ibtissem. *Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine a induction*. PhD thesis, université de M'sila, 2006.
- [19] I. Kupka J. P. Gauthier. *Observability and observers for nonlinear systems*. PhD thesis, Journal on Control, 1994.
- [20] Mr J-P.Caron and Mr J-P.Hautier. Modélisation et commande de la machine asynchrone. 1995.
- [21] A. Kerboua. *Commandes et observateurs par mode glissant : Application a une machine asynchrone alimentée en tension*. PhD thesis, ENP, 1999.
- [22] NABTI Khalil. *Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone*. PhD thesis, UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE, Décembre 2010.
- [23] Benoît LARROQUE. *Observer for Flux Estimation in Induction Machines*. PhD thesis, l'Université de Toulouse, Septembre 2008.
- [24] Mr loucif mourad. Commande vectorielle sans capteur mecanique a flux rotorique oriente basee sur l'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone par un filtre de kalman etendu. 2011.
- [25] Benaissa Malika. Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple "dte" d'une machine asynchrone.
- [26] Mourad Loucif. Synthèse de lois de commande non-linéaires pour une machina asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur. PHD thesis, Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen, octobre 2011.
- [27] T.BENRAHBIA. *Observation et commande vectorielle sans capteur mécanique appliquée au moteur asynchrone*. PhD thesis, L'université d'Oran, Aout 2008.
- [28] T.BENRAHBIA. *Observation et commande vectorielle sans capteur mécanique appliquée au moteur asynchrone*. PhD thesis, L'université d'Oran, Aout 2008.
- [29] George C. Verghese and Seth R. Sanders. , *Observer for Flux Estimation in Induction Machines*. PhD thesis, IEEE Transactions on Industrial Electronics, February 1988.
- [30] Mr Boudjemaa zine laabidine. Modélisation et commande de la machine asynchrone par mode de glissement. 2007.

ANNEXE A

Paramètre du moteur asynchrone utilisé

$U_n = 220/380$	Tension nominale	Volts
$P_N = 1.5$	Puissance nominale	KW
$f = 50$	Fréquence nominale	Hertz
$p = 2$	Nombres de paires de pôle	
$n_N = 1420$	Vitesse nominale	tr/min
$R_s = 4.85$	Résistance statorique	Ω
$R_r = 3.805$	Résistance rotorique	Ω
$L_s = 0.274$	Inductance de stator	Henry
$L_r = 0.274$	Inductance de rotor	Henry
$J = 0.031$	Moment d'inertie de la machine	$kg.m^2$
$f_v = 0.00334$	Frottement visqueux	N.s/rad
$M_{sr} = 0.258$	Mutuelle inductance (stator-rotor)	Henry
$\sigma = 1 - (M_{sr}^2 / (L_s * L_r))$	Coefficient de dispersion	
$T_r = L_r / R_r$	Constante de temps rotorique	s
$T_s = L_s / R_s$	Constante de temps statorique	s

Réglage de l'onduleur de tension à deux niveaux

Tension continue : $U_{cc} = 600$ V

Fréquence découpage : $F_d = 20$ KHz

Conditions de simulations

Les différentes simulation réalisées lors de ce travail ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB et son outil de simulation SIMULINK.

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

Ode 45 (Runge kutta ordre 4) Solver options :

Type : Fixe-Step

Fixed type size : 0.0001

Periodic sample time constraint : Unconstrained

Tasking Mode for periodic sample time : Auto

Profils des consignes de vitesse et des couples de charge

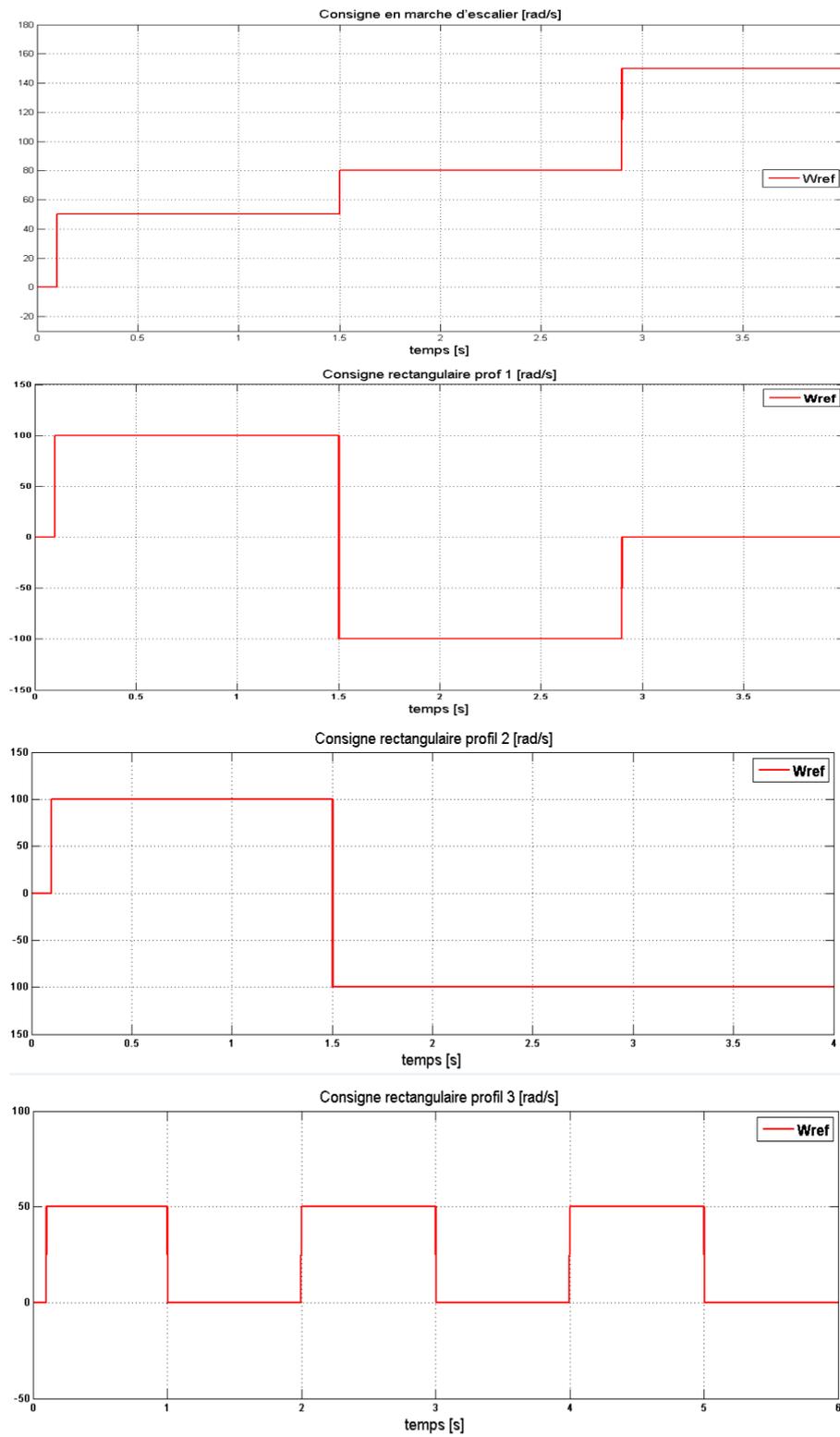


FIGURE 48 – Profils des consignes de vitesse

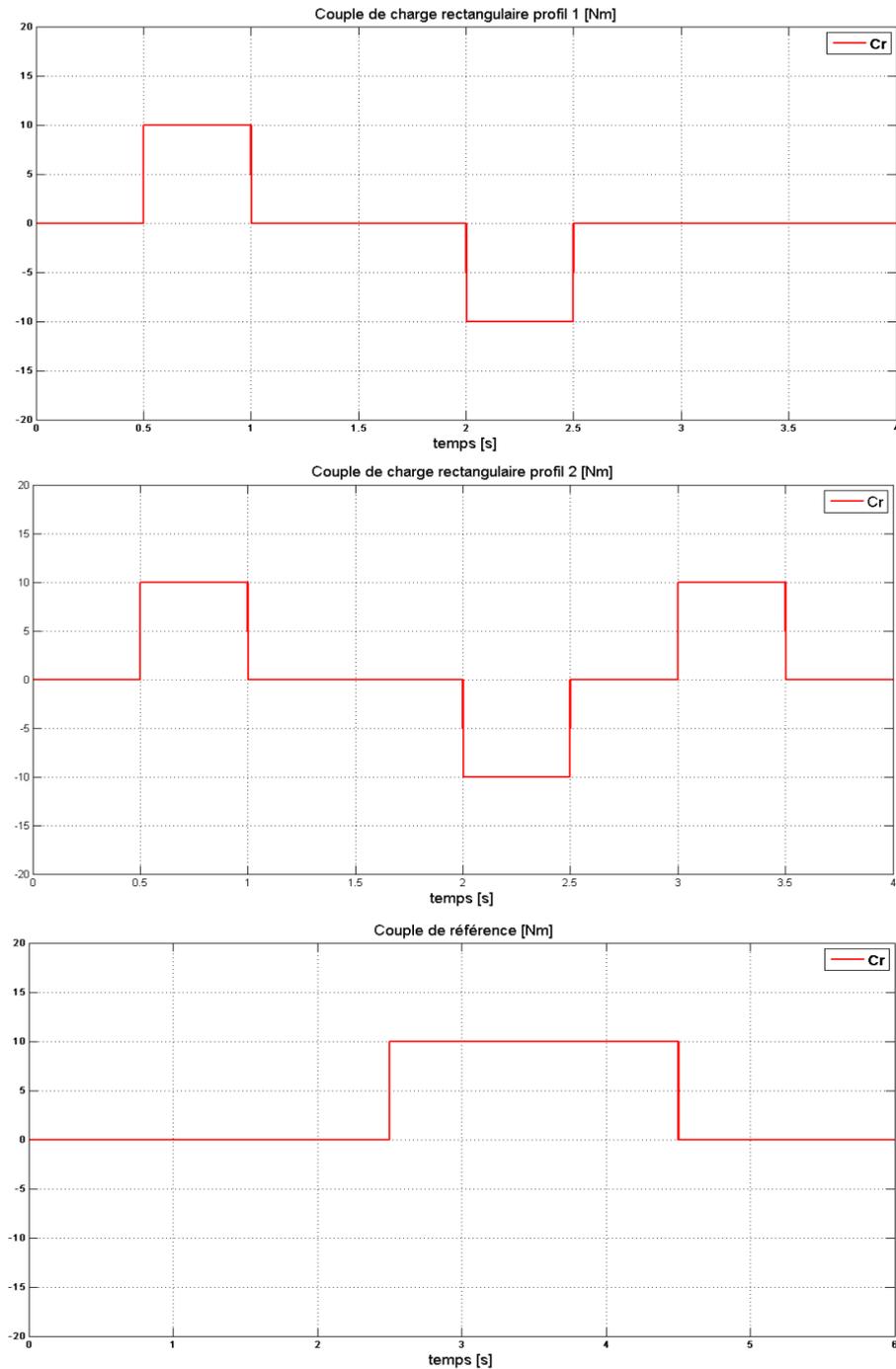


FIGURE 49 – Profils des couples de charge

ANNEXE B

Modèles Simulink construit pour les différentes simulations

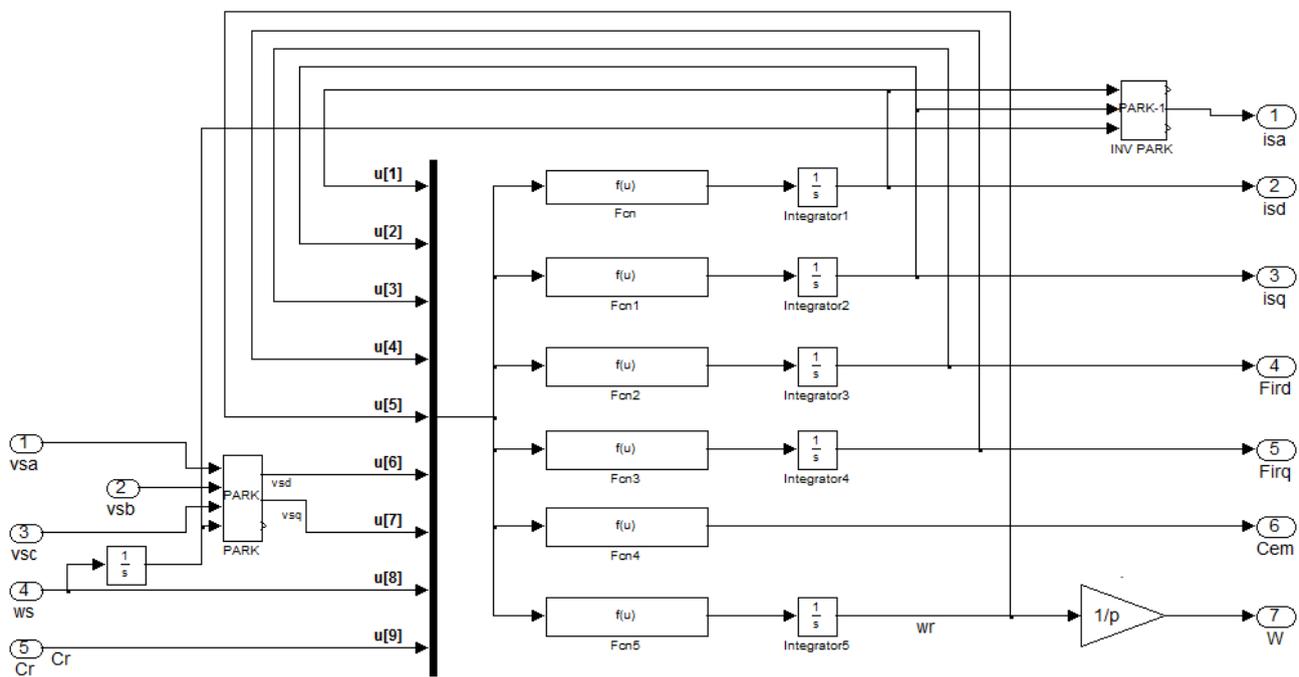


FIGURE 50 – Modèle du moteur asynchrone triphasé

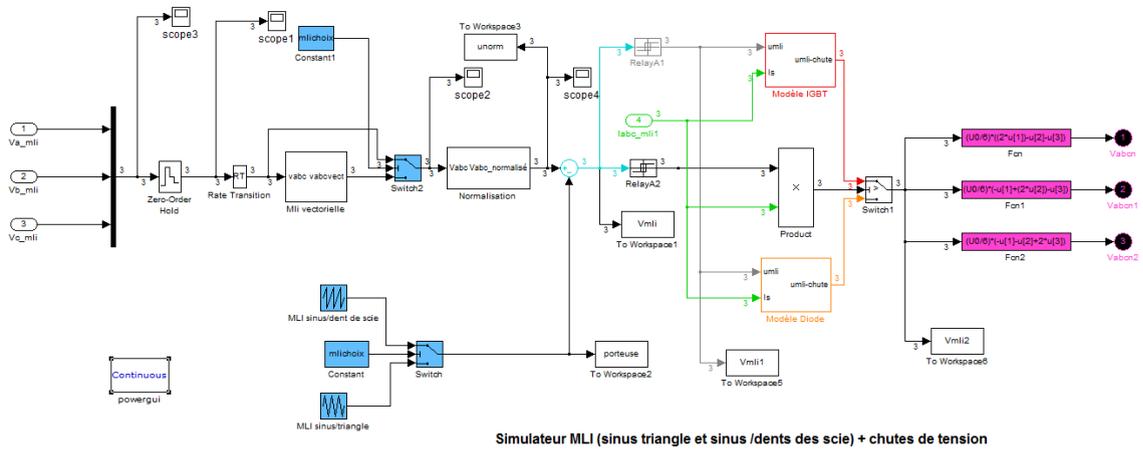


FIGURE 51 – Modèle de l’onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec commande *MLI* vectorielle *SVM*

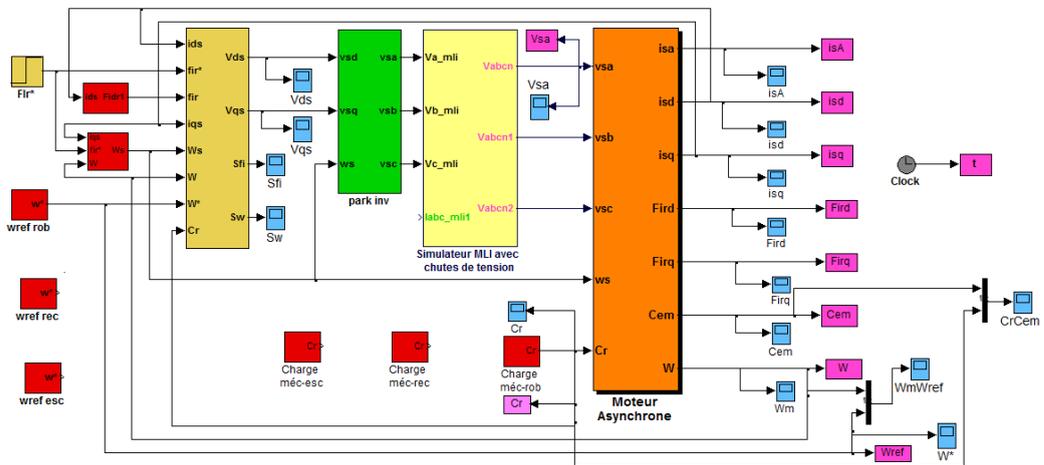


FIGURE 52 – Moteur asynchrone + commande de mode glissant

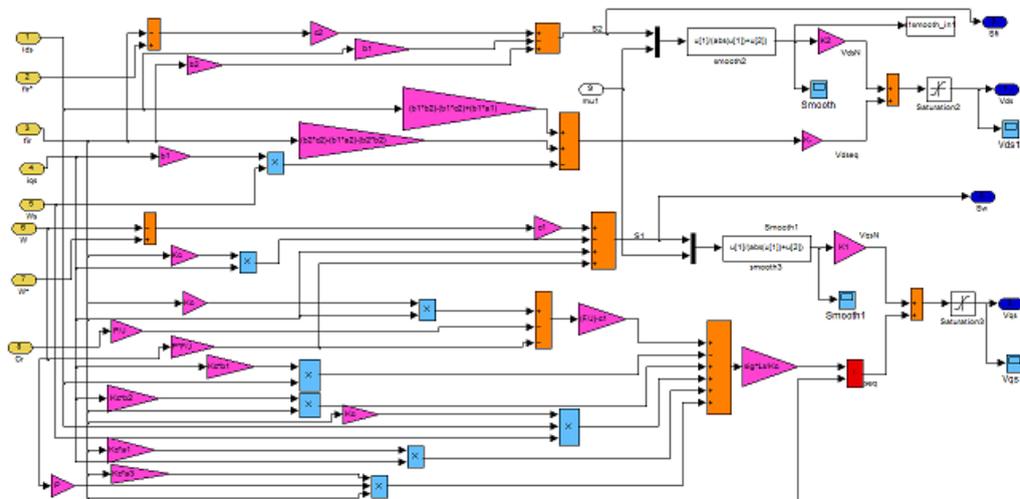


FIGURE 53 – Détail du bloc simlink de mode glissant

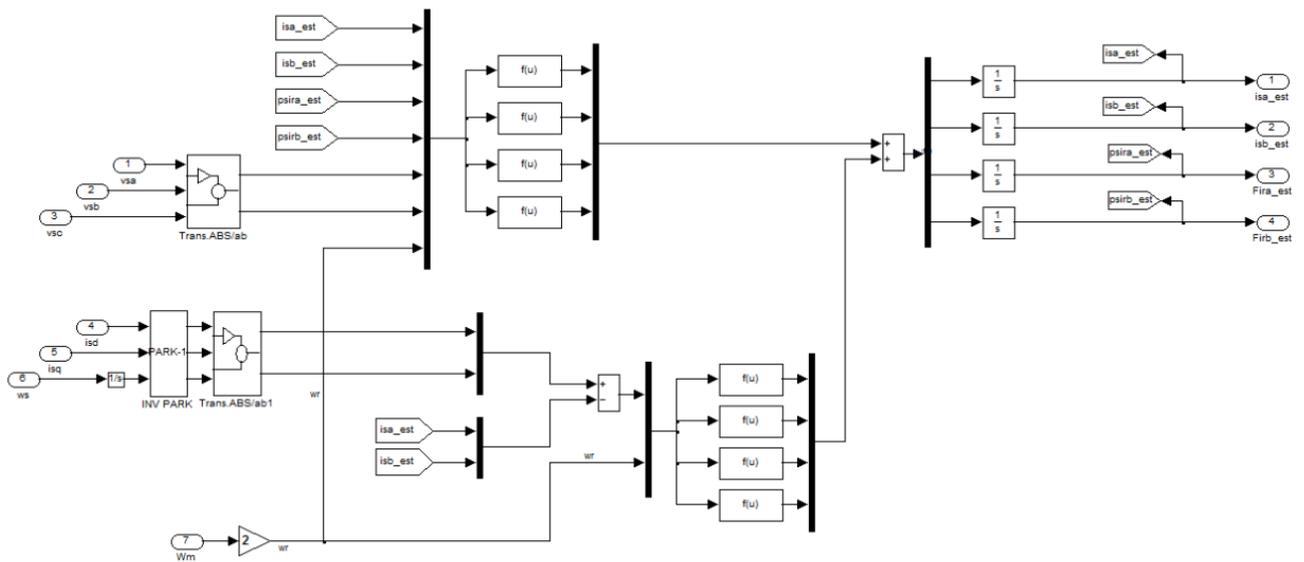


FIGURE 55 – Schéma de la source d'alimentation, la machine asynchrone et l'observateur adaptatif

SYNTHÈSE D'OBSERVATEURS D'ÉTAT EN VUE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANTS DU MOTEUR ASYNCHRONE

Résumé

La commande sans capteur par mode glissant de la machine asynchrone offre la possibilité d'atteindre de hautes performances en régime transitoire ou permanent. Cela dépend d'une part, de l'estimation de la valeur du flux dans la machine, et d'autre part de l'estimation de la vitesse de rotation afin d'éliminer les inconvénients du capteur mécanique.

L'idée principale de ce sujet est la mise en oeuvre d'un observateur non-linéaire pour préserver les hautes performances de cette commande. Il s'agit de concevoir un observateur de flux rotorique en premier temps, en lui insérant par la suite un mécanisme d'adaptation pour estimer la vitesse, afin de réaliser une commande sans capteur mécanique de vitesse qui présente beaucoup d'avantages. Ces avantages sont : la suppression du capteur et de son câble, la diminution des bruits, l'augmentation de la fiabilité de l'entraînement électrique, ainsi que la diminution de sa complexité et de son coût.

Mots clés

Moteur asynchrone, Commande par mode glissant, Mécanisme d'adaptation, Observateur non-linéaire, Estimation, Commande sans capteur de vitesse

OBSERVERS STATE SYNTHESIS FOR CONTROL BY SLIDING MODE ASYNCHRONOUS MOTOR

Abstract

The sensorless control by sliding mode of the asynchronous machine offers the possibility to achieve high performance in transient or steady state. This depends on a hand, the estimated value of the flux in the machine, and secondly of the estimate of the rotational speed to remove inconvenients mechanical sensor.

The main idea of this subject is the implementation of a non-linear observer to preserve the high performance of this command. It is to design an observer rotor flux first time, inserting him afterwards a coping mechanism to estimate the speed, to place an order without mechanical speed sensor which has many advantages. These advantages are : the removal of the sensor and its cable, reduced noise, increased reliability of the electrical drive, and the reduction of complexity and cost.

Keywords

Induction Machine, Sliding Mode Control, Adaptative Mechanism, Non-Linear Observer, Estimating, Mechanical Sensor