

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique



Mémoire de Magister

En vue de l'obtention de diplôme de Magister en Electrotechnique

Option Electronique de Puissance

Présenté par :

M^{me} Tamrabet Hanene

E-mail : tamrabethanene @ yahoo.fr, h . tamrabet @ caramail.com

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université d'Annaba

Thème

Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure

Minimale d'une Machine Asynchrone

Soutenu le :20 /05 /2006

Devant le Jury

Dr. R. ABDESSEMED	Prof	Université de Batna	Président
Dr. F. NACERI	M.C	Université de Batna	Rapporteur
Dr. A. BETTA	M.C	Université de Batna	Co- Rapporteur
Dr. A. H. BENAKCHA	M.C	Université de Biskra	Examineur
Dr. B. AZZOU	M.C	Université de Batna	Examineur

Remerciements

Ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire de recherche d'électrotechnique de l'Université de Batna (Leb).

*Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur **F.Nacéri** Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, d'accepter d'être rapporteur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **A.Betta** Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.*

*Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur **R.Abdessemed** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire. Je le remercie sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.*

*Mes sincères et vifs remerciements vont aussi à Monsieur **A.H.Benakcha** Maître de conférences de l'Université de Biskra d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **B.Azzoui** Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.*

*Je tiens également à remercier tous les enseignants qui m'ont formé et je cite en particulier Monsieur **V.Tourtchine** auquel j'accorde l'expression de mon affectueuse gratitude et dont je garde un très bon souvenir.*

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

*Que ce mémoire soit
Pour vous tous
Une preuve
De ma plus profonde et sincère
Reconnaissance !*

Dédicace

*Je dédie ce travail à mon cher époux
A ma mère, mon frère Zoheir et sa petite famille
A mon oncle Malik, à mes beaux parents et à tous mes collègues.*

Sommaire

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Sommaire.....	III
Table de figures	VII
Liste de notations et symboles.....	IX
Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone et de son Alimentation	
Introduction.....	3
I.1. Modélisation de la machine asynchrone.....	4
I.1.1. Hypothèses simplificatrices.....	4
I.1.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	4
I.1.3. Equations électriques	5
I.1.4. Equations magnétiques.....	5
I.2. Transformation du système triphasé.....	6
I.2.1. Intérêt des matrices de transformations.....	6
I.2.2. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.....	6
I.2.3. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.....	7
I.2.4. Equations des tensions.....	8
I.2.5. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance.....	9
I.2.6. Equation du mouvement.....	10
I.3. Choix du référentiel d-q.....	10
I.4. Modélisation sous forme d'état de la MAS.....	10
I.4.1. Représentation d'état	10
I.4.2. Model de la MAS alimentée en tension.....	11
I.4.3. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère α,β	11
I.5. Modélisation de l'alimentation.....	12

I.5.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	13
I.5.2. Modélisation du filtre.....	14
I.5.3. Le processus onduleur –MAS.....	14
I.5.4. Principe de conversion continue –alternative.....	15
I.5.5. Modélisation de l’ondeur de tension.....	17
I.6. Etude de la commande de l’ondeur.....	18
I.6.1. La technique de commande par hystérésis.....	19
I.7. Résultats de la simulation.....	20
I.7.1. Interprétation des courbes.....	23
Conclusion	23

Chapitre II : Commande Vectorielle Directe de la Machine Asynchrone

Introduction	24
II.1.Principe du découplage.....	25
II.2.Principe de la commande par orientation du flux.....	25
II.3.La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.....	26
II.3.1. Mesure directe du flux dans l’entrefer.....	27
II.4.Description et principe de la CVD de la MAS.....	27
II.5.Représentation des estimateurs utilisés pour la CVD de la MAS.....	28
II.6.La commande vectorielle directe de la MAS sans l’introduction du convertisseur.....	28
II.6.1. Principe du découplage par compensation.....	29
II.6.2. Schémas de simulation de la compensation.....	30
II.7.Calcul des régulateurs.....	31
II.7.1. Régulateur de vitesse.....	31
II.7.2. Régulateur de couple.....	31
II.7.3. Régulateur du flux.....	33
II.8.La commande vectorielle directe de la MAS avec l’introduction du convertisseur.....	34
II.8.1. Régulateur de couple.....	34
II.8.2. Régulateur du flux.....	35
II.9. Résultats de simulation et interprétations.....	36
II.9.1. Démarrage à vide suivi d’une introduction de couple de charge.....	36
II.9.2. Réponse à une inversion de vitesse.....	37
II.9.3. Réponse à basses vitesses.....	38
II.9.4. Test de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation.....	38

II.9.5. Réponses à la variation de la résistance rotorique.....	39
II.9.6. Réponses à la variation de la résistance statorique.....	40
Conclusion	41

Chapitre III : Commande vectorielle directe de structure minimale de la MAS

Introduction	42
III.1. Principe d'un observateur.....	43
III.1.1. Généralités.....	43
III.2. Etude de la CVSM basée sur un observateur adaptatif.....	44
III.2.1. Représentation de l'observateur adaptatif.....	44
III.2.2. Modèle de la MAS dans le repère (α, β)	45
III.2.3. Observateur de Luenberger.....	45
III.2.4. Détermination de la matrice de Gain K.....	45
III.2.5. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger.....	46
III.3. Observateur de Luenberger basée sur le mécanisme d'adaptation de vitesse.....	47
III.4. Schémas de simulation.....	49
III.5. Résultats de simulation.....	50
III.5.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.....	50
III.5.2. Inversion du sens de rotation.....	51
III.5.3. Estimation pour de basses vitesses.....	53
III.5.4. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.....	53
III.5.5. Résultats de simulation pour la variation de k.....	54
III.5.6. Robustesse vis à vis des variations paramétriques.....	55
III.6. Observateur du flux avec adaptation de vitesse et de la résistance statorique.....	56
III.7. Résultats de simulation.....	57
III.7.1. Robustesse vis-à-vis de la variation du couple de charge.....	58
III.7.2. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.....	59
Conclusion	60

Chapitre IV : Amélioration des performances de la CVD de Structure Minimale

Introduction	62
IV.1. Application du filtre de Kalman étendue à la MAS.....	62
IV.2. Le modèle d'état étendu de la MAS.....	63

IV.3. Discrétisation du modèle du système.....	63
IV.3.1. Le modèle stochastique non linéaire de la MAS.....	65
IV.4. Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état	65
IV.5. Implantation de l'Algorithme du FKE discret.....	65
IV.5.1. Présentation du FKE.....	65
IV.6. Les étapes de l'algorithme du FKE.....	66
IV.6.1. Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances.....	66
IV.6.2. La phase de prédiction.....	66
IV.6.3. Phase de correction.....	67
IV.7. Schéma de simulation globale.....	68
IV.8. Résultats de simulation.....	69
IV.8.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge.....	70
IV.8.2. Inversion de la vitesse.....	71
IV.8.3. Estimation pour les basses vitesses.....	72
IV.8.4. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.....	73
IV.8.5. Estimation avec injection du bruit de mesure.....	73
IV.8.6. Robustesse vis -à -vis de la variation de la covariance du bruit de mesure R ...	74
Conclusion	75
 Conclusion Générale	76
 Annexe A.....	78
Annexe B.....	79
Annexe C.....	80
Bibliographie.....	82

Table de Figures

Fig.I.1.	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	5
Fig.I.2.	Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q.....	8
Fig.I.3.	Schéma de principe de l'association convertisseur -machine.....	12
Fig.I.4.	Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	13
Fig.I.5.	Représentation de la tension de sortie du redresseur.....	13
Fig.I.6.	Représentation d'un filtre passe bas.....	14
Fig.I.7.	Représentation de l'ensemble onduleur -MAS.....	15
Fig.I.8.	Représentations des sens du courant dans les cellules de commutation(à gauche) .Les formes du courant de sortie ou de charge et la tension de sortie (à droite).....	16
Fig.I.9.	Représentation de la logique de commutation et le contrôle du courant.....	19
Fig.I.10.	La réponse de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur à hystérésis (à droite).....	21
Fig.I.11.	La réponse de la MAS à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de 25 Nm à t=0.5 sec, à gauche alimentée par un réseau triphasé équilibré à droite par un Onduleur à hystérésis.....	22
Fig.II.1.	Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.....	25
Fig.II.2.	Illustration de l'orientation du flux rotorique.....	25
Fig.II.3.	Représentation des blocs d'estimation.....	28
Fig.II.4.	Représentation de la CVD de la MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré.....	29
Fig.II.5.	Représentation du découplage.....	30
Fig.II.6.	Bloc de compensation e_{sd}	30
Fig.II.7.	Bloc de compensation e_{sq}	30
Fig.II.8.	Schéma de la régulation de la vitesse.....	31
Fig.II.9.	Schéma de la régulation du couple.....	32
Fig.II.10.	Schéma fonctionnel de la régulation du flux.....	33
Fig.II.11.	Commande vectorielle directe de la machine à induction alimentée en tension par un onduleur à hystérésis.....	34
Fig.II.12.	Schéma fonctionnel de la régulation du couple.....	34
Fig.II.13.	Schéma de la régulation du Flux.....	35
Fig.II.14.	Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à t=1 sec.....	36
Fig.II.15.	Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.....	37

Fig.II.16. Réponse du système à basses vitesses.....	38
Fig.II.17. Test de variation du sens de rotation et du couple de charge.....	39
Fig.II.18. Représentation de la variation de la résistance rotorique.....	39
Fig.II.19. Résultats de simulation de la CVD de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique.....	40
Fig.II.20. Représentation de la variation de la résistance statorique.....	40
Fig.II.21. Résultats de simulation de la CVD de la MAS lors de la variation de la résistance statorique.....	40
Fig.III.1. Schéma de Principe d'un observateur.....	43
Fig.III.2. Structure de l'observateur adaptatif.....	44
Fig.III.3. Schéma bloc de l'observateur adaptatif.....	49
Fig.III.4. CVSM basée sur un observateur adaptatif.....	49
Fig.III.5. Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 25 Nm à l'instant t=1 sec.....	50
Fig.III.6. Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation à t=1 sec.....	52
Fig.III.7. Résultats de simulation à basses vitesses.....	53
Fig.III.8. Résultats de simulation pour un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de consigne de vitesse en même temps.....	54
Fig.III.9. Effet de la variation de k sur la réponse du flux et de la vitesse estimés.....	55
Fig.III.10. Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	55
Fig.III.11. Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	55
Fig.III.12. Simulation d'une régulation de la MAS par CVSM basée sur OA.(adaptation de la vitesse de rotation et de R_s) lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge à t=1 sec.....	58
Fig.III.13. Résultats de simulation lors d'inversion du sens de rotation et application du couple de charge en même temps.....	60
Fig.IV.1. La Structure globale du FKE.....	66
Fig.IV.2. Représentation de l'algorithme du Filtre de Kalman.....	68
Fig.IV.3. Modèle de simulation du FKE.....	68
Fig.IV.4. Schéma de simulation globale de la CVSM de la MAS utilisant un FKE.....	69
Fig.IV.5. Résultats de simulation de la CVSM utilisant le FKE (démarrage à vide suivi d'une application de charge à t=1sec).....	70
Fig.IV.6. Résultats de simulation de la CVSM utilisant le FKE pour l'inversion de sens de rotation à t=1sec.....	71
Fig.IV.7. Performances de la CVSM utilisant le FKE à basses vitesses.....	72
Fig.IV.8. Influences des variations paramétriques de la MAS sur le comportement du FKE et de la CVSM.....	73
Fig.IV.9. Performances du filtre en présence du bruit sur les courants I_{sa}, I_{sb}	74
Fig.IV.10. Influence de la matrice de covariance du bruit de mesure R sur l'efficacité du FKE....	75

Liste de Notations et Symboles

X^*	:	Grandeur de référence
\hat{X}	:	Grandeur estimée
A, B, C	:	Indices des phases statorique
a, b, c	:	Indices des phases rotorique
s, r	:	Indice relatif au stator et rotor respectivement
d	:	Indice de l'axe direct
q	:	Indice de l'axe en quadrature
o	:	Indice de l'axe homopolaire
[P]	:	Matrice de Park
[P ⁻¹]	:	Matrice inverse de Park
[L _{ss}]	:	Matrice d'inductance statorique
[L _{rr}]	:	Matrice d'inductance rotorique
[M _{rs}]	:	Matrice inductance mutuelle rotor-stator (influence du stator sur le rotor)
[M _{sr}]	:	Matrice inductance mutuelle stator-rotor (influence du rotor sur le stator)
[V _s]	:	Vecteur tension statorique
[V _r]	:	Vecteur tension rotorique
[I _s]	:	Vecteur courant statorique
[I _r]	:	Vecteur courant rotorique
[Φ _s]	:	Vecteur flux statorique
[Φ _r]	:	Vecteur flux rotorique
[V _{AC}]	:	Tensions alternatives équilibrées
[V _{dc}]	:	Tensions continues
V	[V]	:Tension
I	[A]	:Courant
Φ	[Wb]	:Flux
M	[H]	: Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe A coïncide avec l'axe a (θ=0)
l_s	[H]	: Inductance propre d'une phase statorique
l_r	[H]	: Inductance propre d'une phase rotorique

M_s	[H]	: Inductance mutuelle entre deux phases statorique
M_r	[H]	: Inductance mutuelle entre deux phases rotorique
J	[k g . m ²]	: Moment d'inertie des masses tournantes
f	[N.m.sec/rad]	: Coefficient de frottement visqueux
p		: Nombre de paire de pôles
U_0	[V]	: Tension de l'étage continue de l'onduleur
L_s	[H]	: Inductance cyclique propre du stator ($l_s - M_s$)
L_r	[H]	: Inductance cyclique propre du rotor ($l_r - M_r$)
L_m	[H]	: Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor ($3/2$)M
R_s	[Ω]	: Résistance statorique
R_r	[Ω]	: Résistance rotorique
T_s	(L_s/R_s)	: Constante du temps statorique
T_r	(L_r/R_r)	: Constante du temps rotorique
σ	$\{1 - (L_m^2 / L_s L_r)\}$: Coefficient de dispersion de Blondel
Ω	[rad/sec]	: Vitesse de rotation mécanique
ω	[rad/sec]	: Vitesse de rotation électrique ($\omega = p\Omega$)
ω_s	[rad/sec]	: Pulsation électrique statorique
ω_{sl}	[rad/sec]	: Pulsation de glissement ($\omega_c - \omega$)
ω_c	[rad/sec]	: La vitesse angulaire du système d'axe (d, q) par rapport au système d'axes triphasé (statorique)
θ	[rad]	: La position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_{sl}	[rad]	: L'angle électrique entre a et d ($\theta_c - \theta$)
θ_c	[rad]	: L'angle électrique entre A et d
C_e	[N m]	: Couple électromagnétique
C_r	[N m]	: Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
f_Ω	[N m]	: Couple de frottement visqueux
f_c	[Hz]	: Fréquence de commutation

Sigles utilisés :

MAS : Machine Asynchrone

CVD : Commande Vectorielle Directe

FOC	: Field Oriented Control
CVSM	: Commande Vectorielle à Structure Minimale
OA	: Observateur Adaptatif
FKE	: Filtre de Kalman Etendu
BRC	: Bloc de Régulation du Couple

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. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [Mor 05].

Les qualités de la MAS justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis à vis de ce type de machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu [Raz 03].

Afin d'asservir la vitesse de la charge dans la commande vectorielle, il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. D'autre part, seules les variables statoriques sont mesurées et comme les états incluent les variables rotoriques, la mesure du flux rotorique n'est pas chose facile car au delà du fait que le coût du capteur de flux est assez élevé, il est sensible à la variation de la température et nécessite un démontage du moteur [Ben 98]. Donc, afin de conserver les qualités de la MAS il serait plus commode d'éliminer ces capteurs.

Nous avons dans ce travail étudié deux approches :

- La première consiste en une commande vectorielle directe permettant d'assurer un découplage entre le flux et le couple d'une part tout en introduisant des capteurs mécaniques compliqués et coûteux d'une autre part.
- La seconde nécessite l'élimination de ces capteurs et leur remplacement par des observateurs.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier Chapitre, nous présentons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park. Ensuite, nous abordons l'étude de

l'association convertisseur machine dans laquelle nous modélisons la MAS associée à un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle directe à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. Un calcul de différents régulateurs est détaillé et des tests de robustesse sont présentés en fin de chapitre.

Le troisième chapitre traite la commande à structure minimale ayant pour but l'étude de la CVD associée à un observateur du flux avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation. Ensuite, on a étendu notre OA à la résistance statorique, afin d'améliorer les performances de notre commande. Cette étude a été faite à temps continu.

Le dernier chapitre est consacré à l'élaboration d'une CVSM obtenue grâce à l'utilisation d'un filtre de kalman étendu à la vitesse de rotation. Des tests de simulation sont faits pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement. Cette étude a été faite à temps discret.

Nous terminons par une conclusion générale du travail accompli et nous proposons des perspectives de travail envisagées.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone et de son Alimentation

Introduction

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [Bar 82]. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité [Hau 95].

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande [Mok 04],[Gre 00],[Edo 00].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en courant par hystérésis. Ensuite, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur – machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

I.1. Modélisation de la machine asynchrone

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire et de déboucher sur une commande. Nous expliquerons les grandes étapes et les résultats de la modélisation [Bag 03] ,[Bag 99].

I.1.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [Abd 97], [Hau 95] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable,
- La saturation du circuit magnétique l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau,
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux,
- La constance des inductances propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.1.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la *Fig.I.1*. Elle est munie de six enroulements [Stu 00], [Bou 94-1], [Bou 94-2].

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

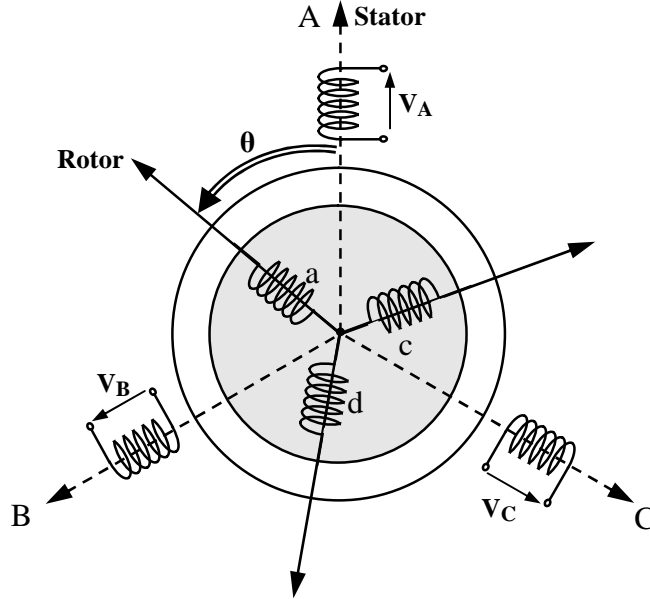


Fig. I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.1.3. Equations électriques

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la Fig.I.1 on peut écrire :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.2)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_A \ V_B \ V_C]^T, [V_r] = [V_a \ V_b \ V_c]^T, [I_s] = [I_A \ I_B \ I_C]^T$$

$$[I_r] = [I_a \ I_b \ I_c]^T, [\Phi_s] = [\Phi_A \ \Phi_B \ \Phi_C]^T, [\Phi_r] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$$

Les matrices des résistances statorique et rotorique de la MAS sont données par :

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

I.1.4. Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.3)$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (I.4)$$

Les quatre matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{cases} \quad (I.5)$$

I.2. Transformation du système triphasé

I.2.1. Intérêt des matrices de transformations

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [Stu 00]. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park, Park modifiée et de Concordia mentionnées dans l'annexe B.

I.2.2. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

Dans ce paragraphe, nous allons donner les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park aux équations (I.1) et (I.2).

- Pour le stator on applique la transformation linéaire à l'équation (I.1), on obtient :

$$[P(\theta_c)]^{-1} [V_{sc}] = [R_s] \left\{ [P(\theta_c)]^{-1} [I_{sc}] \right\} + \frac{d}{dt} \left\{ [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{sc}] \right\} \quad (I.6)$$

En multipliant l'équation (I.6) par $[\mathbf{P}(\theta_c)]$ des deux cotés on obtient :

$$[\mathbf{V}_{sc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_{sc}] + [\mathbf{P}(\theta_c)] \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{P}(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{sc}] \right\} \quad (1.7)$$

Et on a d'autre part :

$$\frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{P}(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{sc}] \right\} = [\Phi_{sc}] \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{P}(\theta_c)]^{-1} \right\} + [\mathbf{P}(\theta_c)]^{-1} \frac{d}{dt} \left\{ [\Phi_{sc}] \right\} \quad (1.8)$$

On obtient :

$$[\mathbf{V}_{sc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_{sc}] + \frac{d}{dt} \left\{ [\Phi_{sc}] \right\} + [\Phi_{sc}] [\mathbf{P}(\theta_c)] \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{P}(\theta_c)]^{-1} \right\} \quad (1.9)$$

On démontre que :

$$[\mathbf{P}(\Psi)] \frac{d}{dt} \left\{ [\mathbf{P}(\Psi)]^{-1} \right\} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d(\Psi)}{dt} \quad (1.10)$$

On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sd} \\ \mathbf{V}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sd} \\ \mathbf{I}_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

- Pour le rotor on utilise l'équation (I.2) et on fait les mêmes démarches que celles faites pour le stator. On obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{rd} \\ \mathbf{V}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{rd} \\ \mathbf{I}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Puisque le système est équilibré on a :

$$\mathbf{V}_{so} = \mathbf{V}_{ro} = 0 \quad (I.13)$$

On note que :

- Pour la transformation de Park faite au niveau du stator l'angle ψ est remplacé par θ_c ,
- Pour la transformation de Park faite au niveau du rotor l'angle ψ est remplacé par $\theta_{sl} = (\theta_c - \theta)$.

I.2.3. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En appliquant la transformation de Park aux équations (I.3) et (I.4) et en développant les expressions des flux elles deviennent :

- Pour le stator on a :

$$[\Phi_{sc}] = [P(\theta_c)] \{ [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \} \quad (I.14)$$

Soit :

$$[\Phi_{sc}] = [P(\theta_c)] [L_{ss}] \left\{ [P(\theta_c)]^{-1} [I_{sc}] \right\} + [P(\theta_c)] [M_{sr}] \left\{ [P(\theta_r)]^{-1} [I_{rc}] \right\} \quad (I.15)$$

- Pour le rotor on a :

$$[\Phi_{rc}] = [P(\theta_r)] \{ [M_{rs}] [I_s] + [L_{rr}] [I_r] \} \quad (I.16)$$

Soit :

$$[\Phi_{rc}] = [P(\theta_r)] [M_{rs}] \left\{ [P(\theta_c)]^{-1} [I_{sc}] \right\} + [P(\theta_r)] [L_{rr}] \left\{ [P(\theta_r)]^{-1} [I_{rc}] \right\} \quad (I.17)$$

Finalement, on aboutit à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère d'axes (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Puisque le système est équilibré on a :

$$\Phi_{so} = \Phi_{ro} = 0 \quad (I.19)$$

D'après la relation matricielle (I.18) on peut représenter notre machine par la Fig.1.2

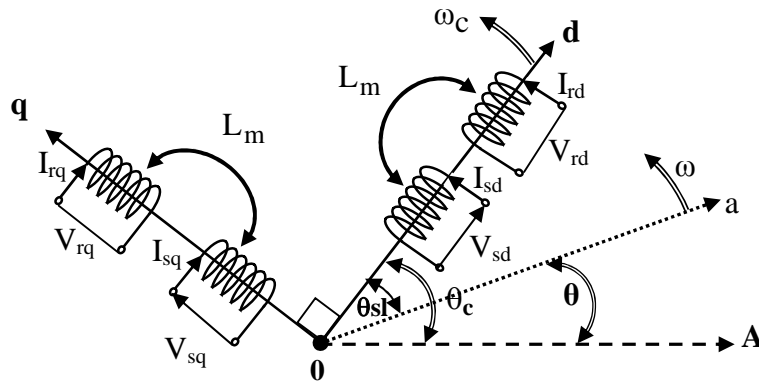


Fig.1.2 : Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q

I.2.4. Equations des tensions

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la MAS dans le repère d'axe d, q.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s (d/dt) & -L_s \omega_c & L_m (d/dt) & -L_m \omega_c \\ L_s \omega_c & R_s + L_s (d/dt) & L_m \omega_c & L_m (d/dt) \\ L_m (d/dt) & -L_m \omega_{sl} & R_r + L_r (d/dt) & -L_r \omega_{sl} \\ L_m \omega_{sl} & L_m (d/dt) & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r (d/dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

$$V_{rd} = V_{rq} = 0 \quad (I.21)$$

I.2.5. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \quad (I.22)$$

Elle se décompose en trois termes :

1) Puissance dissipée en pertes joules

$$R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (I.23)$$

2) puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$I_{sd} (d\Phi_{sd}/dt) + I_{sq} (d\Phi_{sq}/dt) + I_{rd} (d\Phi_{rd}/dt) + I_{rq} (d\Phi_{rq}/dt) \quad (I.24)$$

3) puissance mécanique

$$P_m = (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \omega_c + (\Phi_{rd} I_{rq} - \Phi_{rq} I_{rd}) \omega_{sl} \quad (I.25)$$

Et d'autre part on a :

$$C_e = P_m / \Omega = p (P_m / \omega) \quad (I.26)$$

En faisant appel aux flux ou aux courants à partir du système d'équations (I.18), on peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. Donc, il en résulte les expressions du couple :

$$\begin{cases} C_e = p L_m (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \\ C_e = p (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \\ C_e = p (\Phi_{rq} I_{rd} - \Phi_{rd} I_{rq}) \\ C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \end{cases} \quad (I.27)$$

I.2.6. Equation du mouvement

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$C_e - C_r - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.28)$$

I.3. choix du référentiel d-q

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) , faisant un angle électrique θ_c avec le stator et θ_{sl} avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent de l'objectif de l'application.

- Repère $d-q$ lié au stator (α, β) :

$$\text{Condition : } \omega_c = d(\theta_c)/dt = 0 \quad \text{et } \omega_{sl} = -\omega$$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

- Repère $d-q$ lié au rotor :

$$\text{Condition : } \omega_c = \frac{d}{dt}(\theta) = \omega \quad \text{et } \omega_{sl} = 0$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- Repère $d-q$ lié au champ tournant

$$\text{Condition : } \omega_c = \omega_s \quad \text{et } \omega_{sl} = \omega_s - \omega$$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

I.4. Modélisation sous forme d'état de la MAS

I.4.1. Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (I.29)$$

Avec :

- [X] : vecteur d'état,
- [U] : vecteur de commande,
- [Y] : vecteur de sortie,
- [A] : matrice fondamentale qui caractérise le système,
- [B] : matrice d'application de la commande,
- [C] : matrice de sortie (matrice d'observation),
- [D] : matrice de transmission directe.

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler, (flux rotoriques ou statoriques courants, vitesse, couple).

I.4.2. Modèle de la MAS alimentée en tension

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour notre étude on choisit :

- Variables de commande : V_{sd} et V_{sq} .
- Variables d'état : Les flux Φ_{rd} , Φ_{rq} les courants I_{sd} , I_{sq} et Ω .
- Variables de sortie : Les courants I_{sd} , I_{sq} .

En utilisant les relations (I.11), (I.12) et (I.18), et après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right) I_{sd} + \omega_c I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = - \omega_c I_{sd} + \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right) I_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{sq} \end{array} \right. \quad (I.30)$$

$$\text{Tel que : } \omega = p\Omega, \omega_{sl} = (\omega_c - \omega), \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, T_s = \frac{L_s}{R_s}.$$

I.4.3. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère α, β

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au stator ou (α, β) . Donc, on prend en considération :

$$\omega_c = 0 \text{ et } \omega_{sl} = -\omega$$

La représentation d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & -\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

La matrice de sortie est donnée par

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}] \quad (I.33)$$

I.5. Modélisation de l'alimentation

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Fig.I.3 sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable.

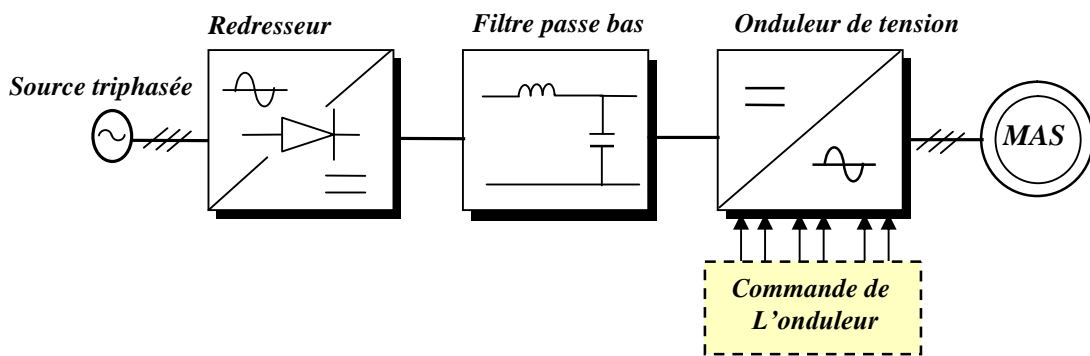


Fig .I.3 : Schéma de principe de l'association convertisseur -machine

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- 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 constantes.

I.5.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue » [Kou 02],[Lav 98]. Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la Fig. I.4.

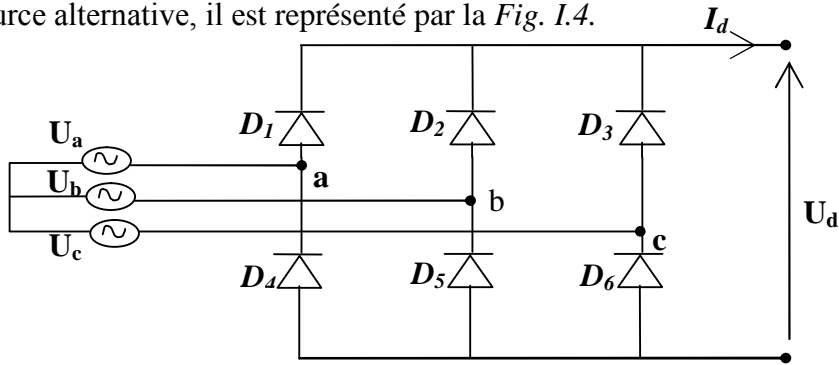


Fig.I.4 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (*D1, D2, D3*) à cathode commune assurant l'aller du courant *I_d* et trois diodes (*D4, D5, D6*) à anode commune assurant le retour du courant *I_d*. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - 2\pi/3) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi f t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (I.34)$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (I.35)$$

Cette tension est représentée par la Fig.I.5.

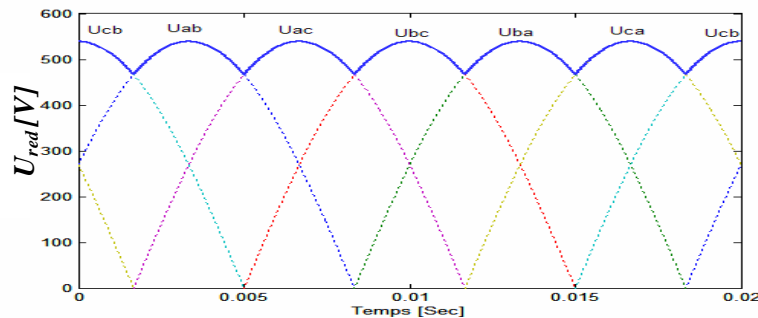


Fig.I.5 : Représentation de la tension de sortie du redresseur

I.5.2. Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences [Mok 04] .Ce filtre est schématisé par la Fig.I.6.

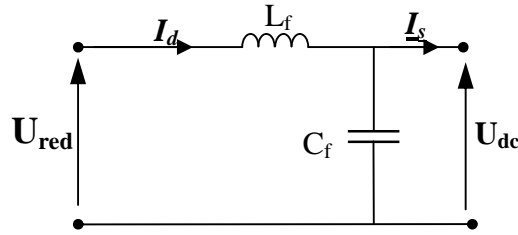


Fig.I.6 : Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{\text{red}}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{\text{dc}}(t) \\ \frac{dU_{\text{dc}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{\text{dc}}(S)}{U_{\text{red}}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (\text{I.37})$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.38})$$

I.5.3. Le processus Onduleur –MAS

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur. Il est le coeur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [Khe 01], [Hau 95], [Zol 97], [Had 02],[Baj 03].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la Fig I.7. Chaque groupe transistor–diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple K_{11} et K_{12} .

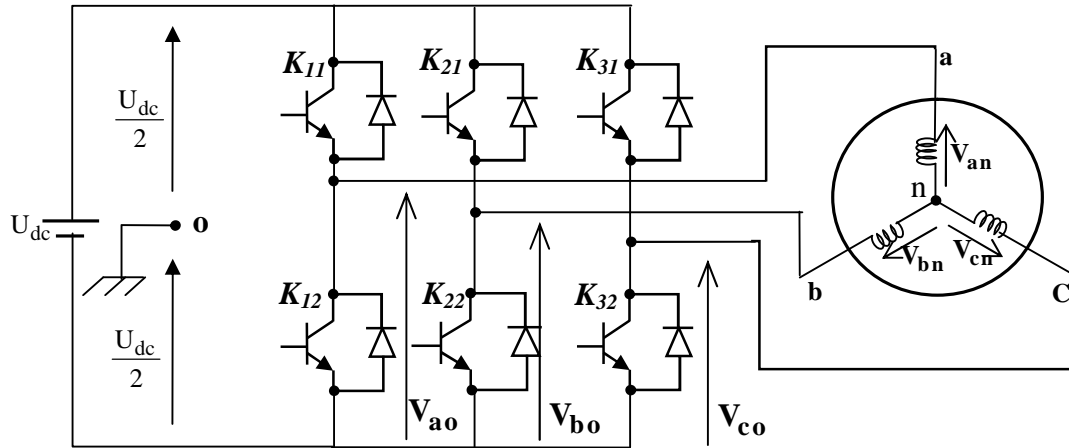


Fig.I.7 : Représentation de l'ensemble onduleur -MAS

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes D_i ($i=1,2,.. 6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

I.5.4. Principe de conversion continue –alternative

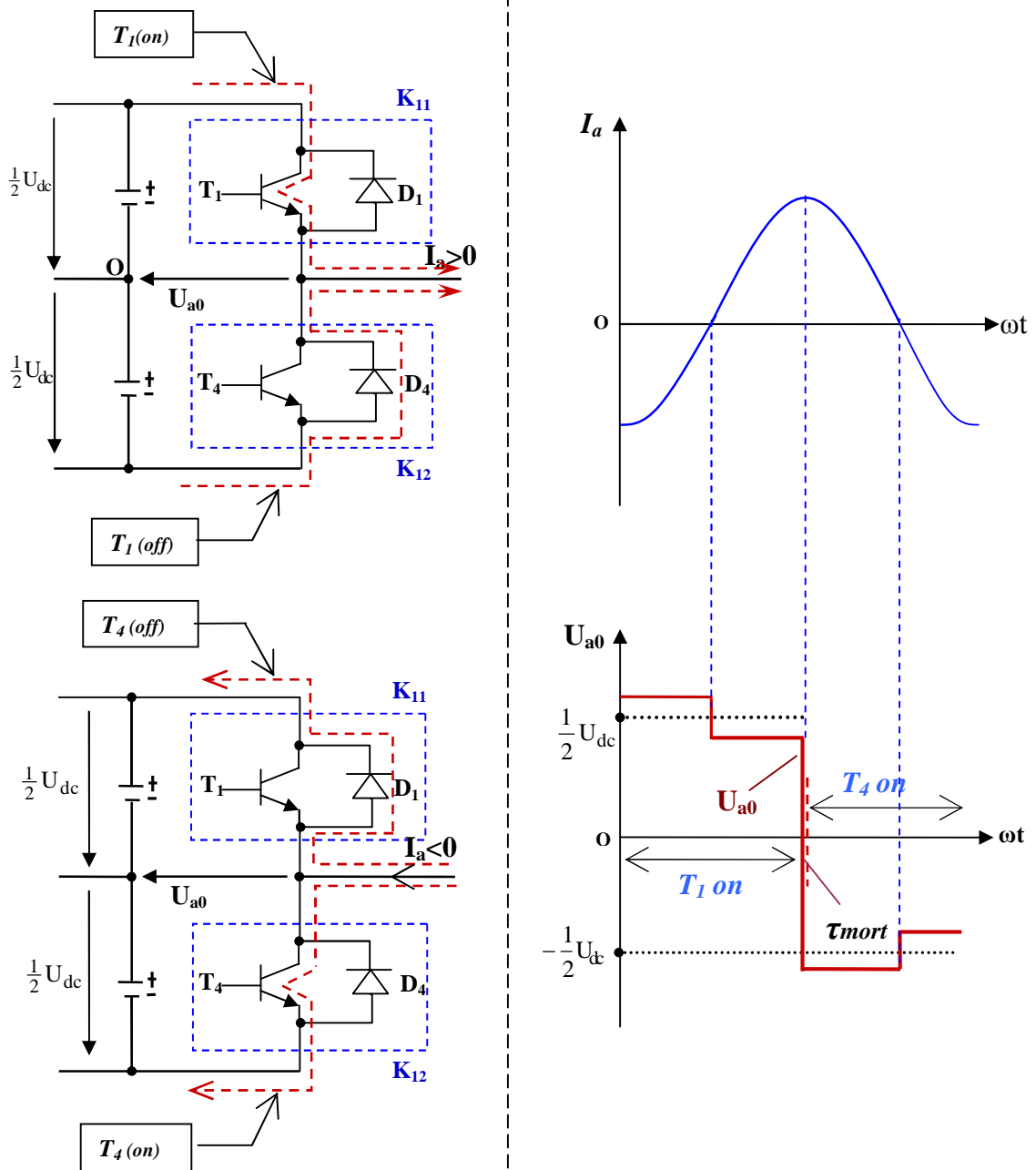
L'élément de base intervenant dans toute structure d'onduleurs de tension est une cellule de commutation. La Fig.I.8 représente la configuration de base d'un bras d'onduleur et la tension de sortie selon l'état de commutation et les signes de courant.

D'après la représentation précédente on constate que :

Quand T_1 est en état de conduction (*on*), la tension appliquée à la charge est égale à $(1/2 U_{dc})$. Si la charge est parcourue par un courant positif, il traversera T_1 et on aura un transfert d'énergie vers la charge. Au contraire, si le courant de charge est négatif ($I_a < 0$), il passera par D_1 et on aura un retour d'énergie à la source continue.

Par le même raisonnement, si T_4 est en état de conduction, il en déduit que T_1 est bloqué et la tension appliquée à la charge est égale à $(-1/2 U_{dc})$ ainsi le courant décroît. Si I_a est positif, le courant traversera D_4 ce qui provoquera un retour d'énergie à la source continue. Le courant négatif rendra T_4 en état de conduction et fournira l'énergie à la charge.

Avec T_1 (*on*) parcourue par un courant positif, la tension de sortie U_{a0} est inférieure à $(1/2 U_{dc})$ à cause de la chute de tension aux bornes de T_1 . Quand le courant est inverse, la tension de sortie est supérieure à $(1/2 U_{dc})$ à cause de la chute de tension aux bornes de D_1 .



**Fig.I.8 : Représentations des sens du courant dans les cellules de commutation (à gauche).
Les formes de courant de sortie ou de charge et la tension de sortie (à droite)**

De la même façon, la tension de sortie change sous l'influence des chutes des tensions aux bornes des semi conducteurs T_4 et D_4 . Normalement, cette chute de tension est égale à ($\approx 1V$), donc on peut la négliger et le point milieu de l'onduleur génère les tensions ($1/2U_{dc}$) et ($-1/2U_{dc}$) respectivement.

Négligeant le temps mort (τ_{mort}), on constate que le comportement du transistor monté en parallèle avec la diode de récupération est similaire à celui d'un interrupteur idéalisé qui prendra deux états de commutation (on et off).

I.5.5. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c-a-d K_{ci} ($c \in [1,2,3]$, $i \in [1,2]$) supposés idéalisés,
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On a, donc:

$I_{Kci} = 0$, $V_{Kci} \neq 0$; interrupteur ouvert,

$I_{Kci} \neq 0$, $V_{Kci} = 0$; interrupteur fermé.

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.39)$$

Tel que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « \bullet » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (I.40)$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

V_{no} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « \bullet ».

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.41)$$

La substitution de (I.41) dans (I.40) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.42)$$

En remplaçant (I.42) dans (I.40), on obtient :

$$\begin{cases} V_{a n} = \frac{2}{3} V_{a o} - \frac{1}{3} V_{b o} - \frac{1}{3} V_{c o} \\ V_{b n} = -\frac{1}{3} V_{a o} + \frac{2}{3} V_{b o} - \frac{1}{3} V_{c o} \\ V_{c n} = -\frac{1}{3} V_{a o} - \frac{1}{3} V_{b o} + \frac{2}{3} V_{c o} \end{cases} \quad (I.43)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu – alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dc}] \quad (I.44)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{a n} \quad V_{b n} \quad V_{c n}]^T \quad (I.45)$$

$$[V_{dc}] = [V_{a o} \quad V_{b o} \quad V_{c o}]^T \quad (I.46)$$

$$[V_{dc}] = U_{dc} [S_1 \quad S_2 \quad S_3]^T \quad (I.47)$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i=1,2,3\}$.

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

I.6. Etude de la commande de l'onduleur

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis nécessitant un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation en courant ou en tension [Pac 00].

Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulements statoriques un courant ou une tension de forme et d'amplitude données. Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et par

conséquent le type de contrôle à implanter. Trois structures principales peuvent être envisagées :

- Onduleur de courant réalisant une alimentation en courant,
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en tension,
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en courant.

Donc, il y a plusieurs méthodes pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Dans notre travail, nous allons étudier la stratégie de contrôle du courant par hystérésis.

I.6.1. La technique de commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. La commutation logique est réalisée par trois contrôleurs à hystérésis, un pour chaque phase [Had 02], comme le montre la Fig.I.9.

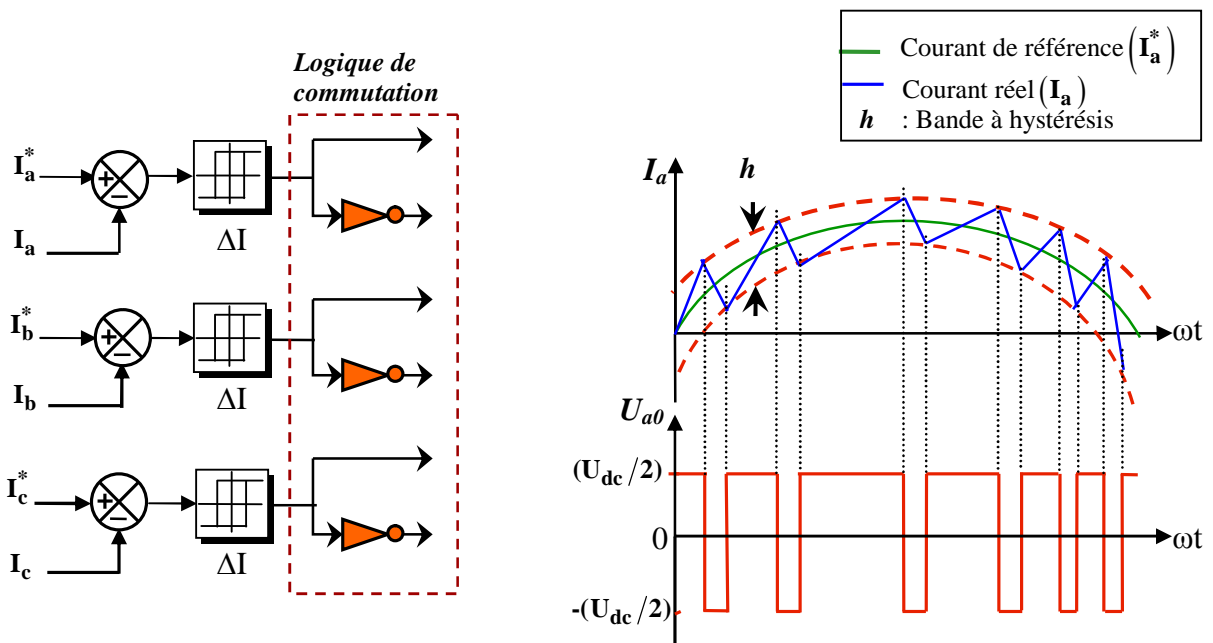


Fig.I.9 : Représentation de la logique de commutation et le contrôle du courant

Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} I_a^* = I_m \sin(\omega t) \\ I_b^* = I_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ I_c^* = I_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (I.49)$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et l'harmonique supérieure on pose :

$$f_c < 2f \quad (I.50)$$

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant et le maintient à l'intérieur de sa bande d'hystérésis ΔI . Cette technique est également connue sous le nom fourchette de commutation [bos 86],[Had 02], [Huy 89], [Sei 88] , [Zia01], [Gre 97].

Pour augmenter le courant de la phase, la tension entre la phase affiliée et le neutre est égale à la demi tension continue ($1/2 U_{dc}$), jusqu'à ce que le segment supérieur de la bande soit atteint. La tension ($-1/2 U_{dc}$) est appliquée jusqu'à ce qu'on aboutisse à la limite inférieure de la bande.

Evidemment, les performances dynamiques de cette stratégie sont excellentes et sa mise en œuvre est relativement simple, puisque la tension maximale est appliquée du moment que l'erreur du courant est dans les limites prédéterminées.

Suite à l'élimination d'un contrôleur du courant supplémentaire, la dépendance des paramètres de la machine est énormément réduite. En revanche, les revers de la simplicité conduisent aux inconvénients inhérents.

- Pendant les régimes transitoires, l'erreur du courant n'est pas strictement limitée, Les valeurs des courants peuvent sortir de la bande d'hystérésis en raison de l'indépendance des trois régulateurs face au couplage imposé par l'onduleur. Celui-ci n'autorise ainsi que le contrôle effectif de deux tensions parmi trois,
- La fréquence de commutation est variable ce qui exige un aménagement particulier dans le contrôle des commutations (butées sur les durées du blocage et de conduction des Semi-conducteurs du convertisseur),
- le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires,
- La fréquence de commutation produit des pertes et spécialement dans les basses modulations.

Le contrôle du courant par hystérésis est utilisé pour les fonctionnements à fréquence de commutation élevée.

I.7. Résultats de la simulation

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré 380/220 V, $f = 50\text{Hz}$, puis par un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis .Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

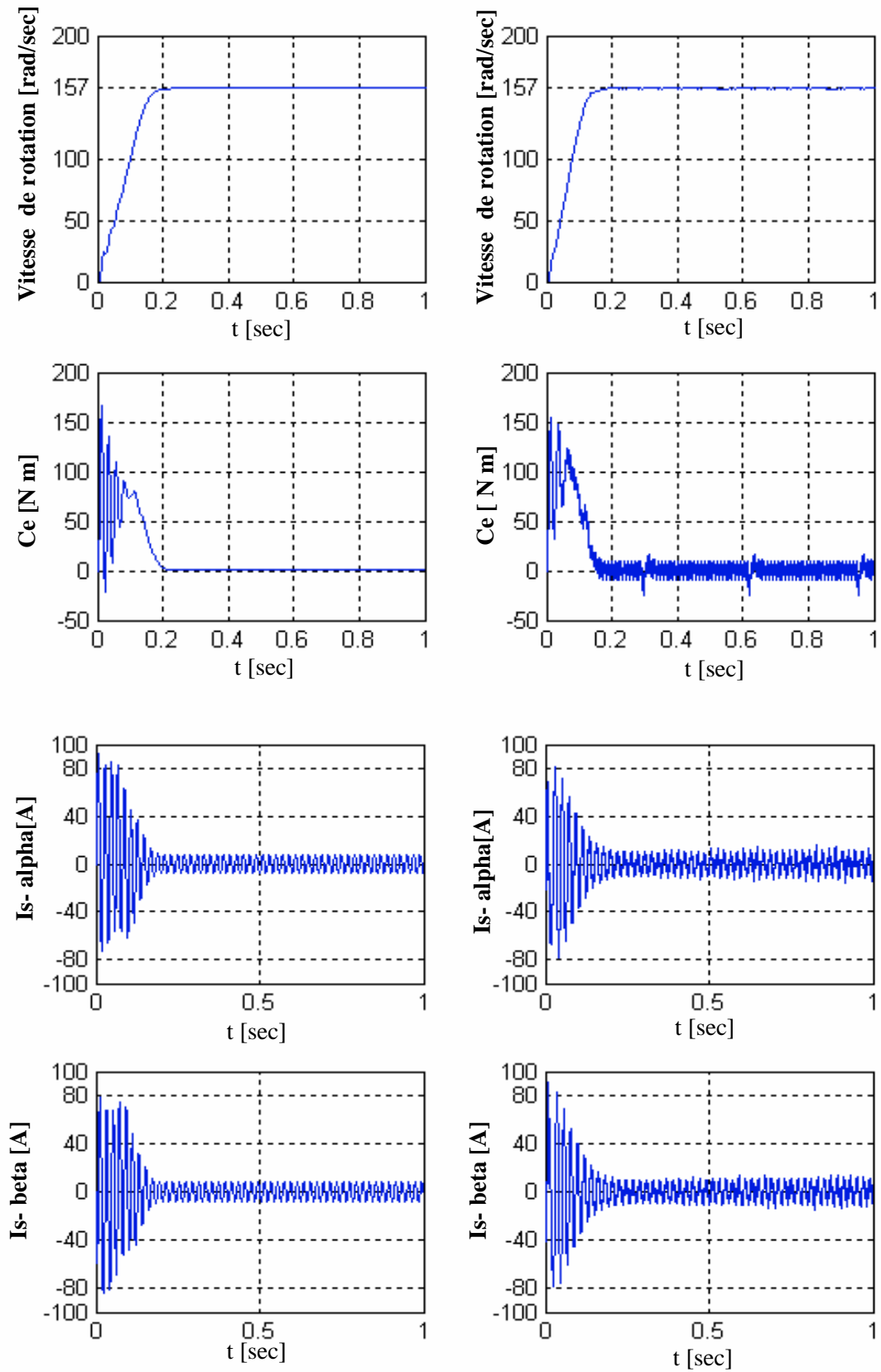


Fig .1.10: La réponse de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentée par un onduleur à hystérésis (à droite)

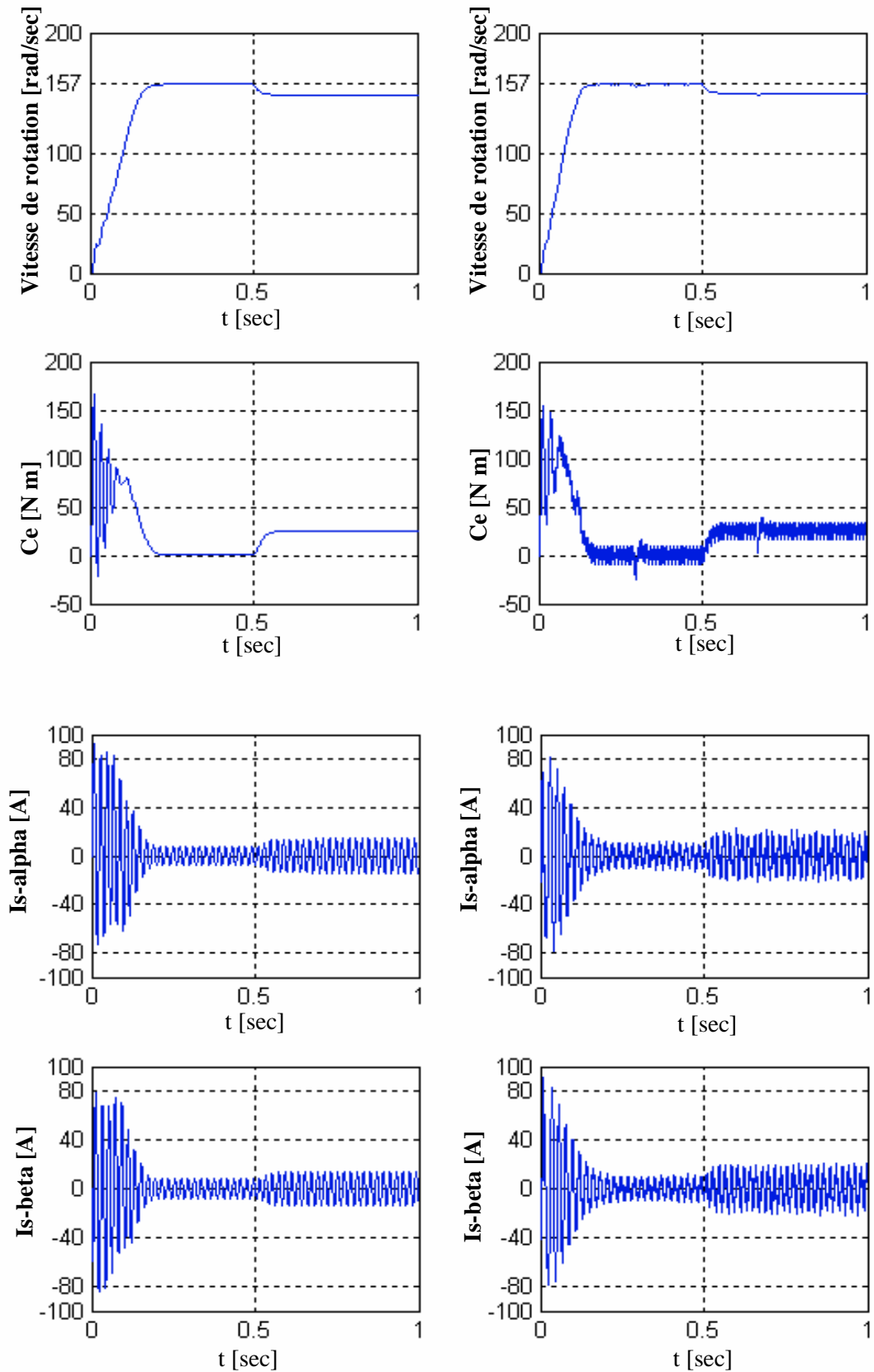


Fig .I.11:La réponse de la MAS à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge de 25 Nm à $t=0.5$ sec, à gauche alimentée par un réseau triphasé équilibré, à droite alimentée par un onduleur à hystérésis

I.7.1. Interprétation des courbes

Les courbes de la *Fig. I.10* représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide ($C_r=0$). A gauche, on a les simulations du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) lié au stator et à droite les résultats de simulation de l'association Onduleur - MAS. L'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement (**0.2 sec**) de toutes les grandeurs.

La vitesse en régime permanent se stabilise à (**157 rad/sec**) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de six fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

On a introduit un couple de charge $C_r = 25 \text{ N.m}$ à $t = 0.5 \text{ sec}$, les résultats de la simulation sont représentés par la *Fig. I.11*. On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y'a une augmentation après l'application du couple de charge. Pour l'association onduleur -MAS on remarque la présence des pulsations dans la réponse du couple liée aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimentée en tension et le modèle de Park (biphasé) équivalent. Ensuite, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en courant par un hysteresis.

Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, mettent en évidence des non-linéarités. Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande Vectorielle Directe de la Machine Asynchrone

Introduction

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle *FOC* (*Field Oriented Control*) introduit par Kovacs en 1959 et repris par Blaschke 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important. Le FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution, car jusque là, on n'utilisait que la commande scalaire [Kad 02].

Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans les applications de haute performance où le moteur à courant continu était le seul satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par un PI [Ben 98].

Après un survol des principales stratégies de mise en œuvre de la FOC, une stratégie particulière est développée. L'intérêt de celle-ci est de permettre de réduire le temps de calcul global et de faciliter la synthèse des régulateurs de vitesse ou de position.

Dans le présent chapitre consacré à cette étude, nous traiterons la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté d'une MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré, puis par un onduleur de tension commandé en courant par un régulateur à hystérésis, en utilisant un estimateur de flux rotorique.

II.1. Principe du découplage

En négligeant les phénomènes parasites telle que la réaction d’induit ou la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d’imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d’inducteur et d’induit. L’objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l’opération précédente à l’aide de variables de commande similaire comme le montre la Fig.II.1 [Gre 97], [Bru].

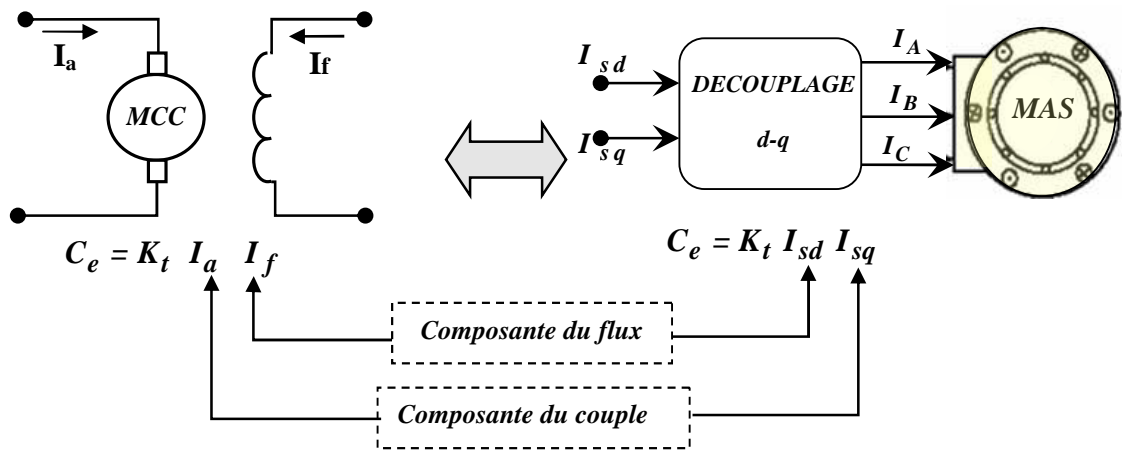


Fig.II.1. Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

II.2. Principe de la commande par orientation du flux

La Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d’axe d-q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [Gre 97].

Or, le couple est donné par :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}] \tag{II.1}$$

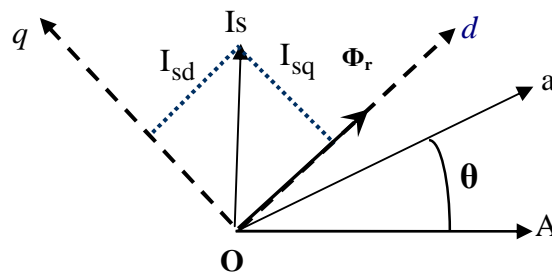


Fig.II.2. Illustration de l’orientation du flux rotorique

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel $d-q$ lié au champ tournant avec une orientation du flux rotorique (l'axe d aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la *Fig.II.2*.

On obtient :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \text{et} \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{II.2})$$

L'expression du couple devient :

$$C_e = p(L_m/L_r)(\Phi_r I_{sq}) \quad (\text{II.3})$$

En tenant compte du choix du référentiel et de la troisième équation du système (I.30), l'évolution du flux est donnée par :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r}\Phi_r + \frac{L_m}{T_r}I_{sd} \quad (\text{II.4})$$

Les deux objectifs de la commande sont les suivants [Cse 98] :

- De contrôler le flux rotorique qui dépend de la seule composante I_{sd} pour le maintenir constant. On aura alors une relation linéaire entre le couple et le courant I_{sq} .
- De contrôler la composante I_{sq} du courant pour imposer le couple électromagnétique.

Nous pouvons remarquer d'après les relations (II.3) et (II.4) que seule la composante directe I_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

II.3. La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Pour la commande directe par orientation du flux rotorique, celui-ci est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine [Can 00-1], [Jel 91].

II.3.1. Mesure directe du flux dans l'entrefer

Une première idée consiste à mettre un capteur de flux dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être :

1. Des capteurs par effet hall placés sous les dents du stator.
2. Une spire sous un pôle de chaque phase.

Ces méthodes nécessitent des moteurs spéciaux. Donc, les avantages du moteur asynchrone simplicité robustesse et faible coût sont alors perdus.

Pour que la MAS garde ses avantages, on a recours au développement des méthodes dynamiques du flux dont la position et le module sont obtenus à partir de la mesure des courants et tensions statoriques [Our 95], [Rob 92], [Pie 93].

II.4. Description et principe de la CVD de la MAS

Pour une MAS alimentée en tension les équations dynamiques du stator ne peuvent plus être négligées dans la représentation d'état. Le problème de commande est donc devenu plus compliqué, car on ne doit pas seulement considérer les dynamiques du rotor mais aussi celles du stator.

Le modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant ($\omega_c = \omega_s$ et $\omega_{sl} = \omega_s - \omega$) est le suivant (voir système (I.30)) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\mathbf{I}_{sd}}{dt} = - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right) \mathbf{I}_{sd} + \omega_s \mathbf{I}_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{d\mathbf{I}_{sq}}{dt} = - \omega_s \mathbf{I}_{sd} + \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right) \mathbf{I}_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I}_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I}_{sq} - \omega_{sl} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{sq} \end{array} \right. \quad (II.5)$$

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \text{et} \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (II.6)$$

En substituant (II.6) dans le (II.5) et en tenant compte de (II.3), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r \\
 V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega \Phi_r \\
 T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = L_m I_{sd} \\
 \frac{L_m}{T_r} I_{sq} = \omega_{sl} \Phi_r \\
 C_e = p (L_m / L_r) \Phi_r I_{sq}
 \end{array} \right. \quad (II.7)$$

II.5. Représentation des estimateurs utilisés pour la CVD de la MAS

La Fig II.3 illustre les blocs d'estimations du flux rotorique du couple et de θ_s utilisés pour la CVD de la MAS.

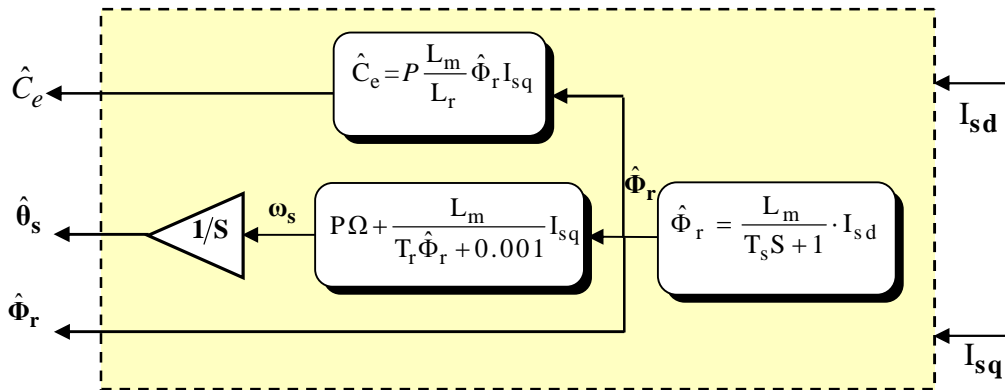
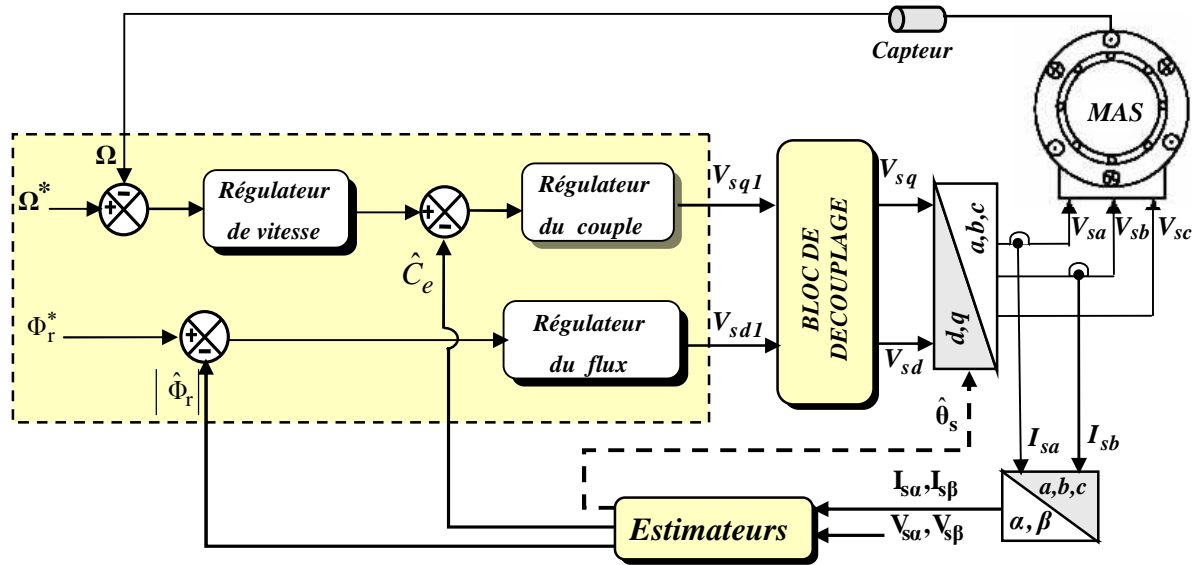


Fig.II.3. Représentation des blocs d'estimation

Ces estimateurs sont obtenus à partir du système d'équations (II.7). L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simple et donc rapide. Pour l'estimation du flux rotorique, l'équation n'est pas exploitable telle qu'elle puisse $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur [Bus 01].

II.6. La commande vectorielle directe de la MAS sans l'introduction du convertisseur

Dans cette partie, nous allons étudier la structure de la CVD associée à la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré. Le schéma de principe est illustré par la Fig.II.4.



FigII.4 Représentation de la CVD de la MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré

Les expressions du système d'équations (II.7) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser cette commande, mais elle ont un gros inconvénient :

- V_{sd} et V_{sq} , influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} donc sur le flux et le couple .Il est donc nécessaire de réaliser un découplage. Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation [Gre 97].

II.6.1. Principe du découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} tel que V_{sd1} n'agit que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} .

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} comme suit [Bus 01] :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (II.8)$$

Avec

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (II.9)$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (II.10)$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons la reconstruction donnée par la Fig II.5.

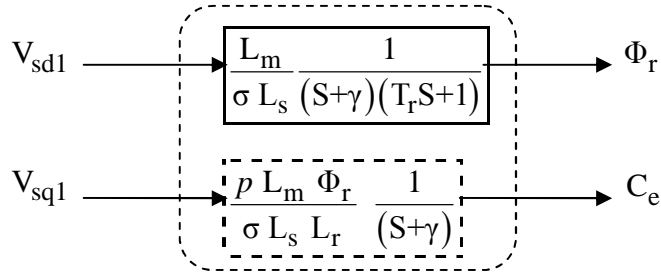


Fig.II.5 : Représentation du découplage

Avec :

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \quad (II.11)$$

II.6.2. Schémas de simulation de la compensation

Nous présentons les blocs de compensation comme suit [Glr 97] :

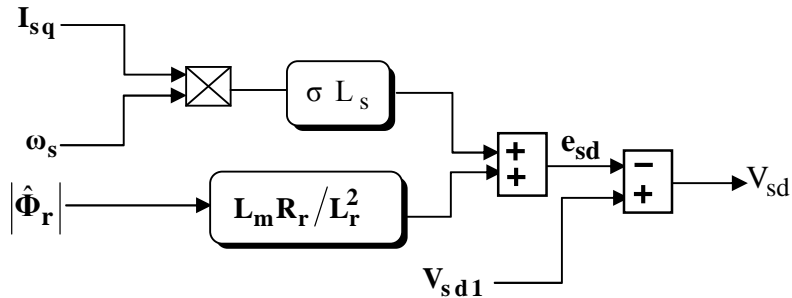


Fig.II.6 : Bloc de compensation e_{sd}

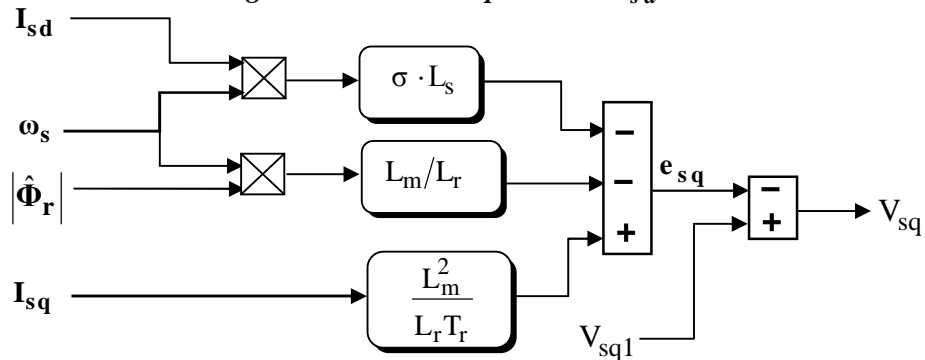


Fig.II.7 : Bloc de compensation e_{sq}

II.7. Calcul des régulateurs

II.7.1. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la Fig.II.8.

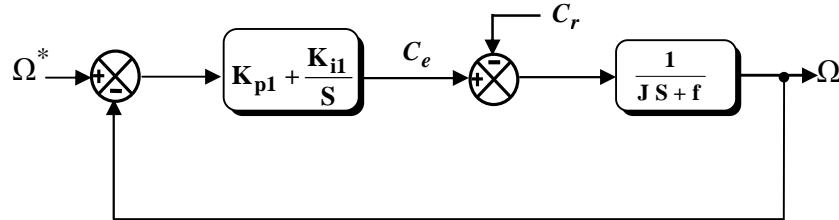


Fig.II.8 : Schéma de la régulation de la vitesse

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega (S)}{\Omega^* (S)} = \frac{\left(\frac{1}{JS+f}\right) \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{JS+f}\right) \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)} = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right) S + \frac{J}{K_{i1}} S^2} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (\text{II.13})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\left(1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} S + \frac{1}{\omega_0^2} S^2\right)$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} J/K_{i1} = 1/\omega_0^2 \\ 2\zeta/\omega_0 = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Pour un amortissement critique $\zeta=1$ on obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \\ K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

tel que : $\tau_1 = \frac{t_{rep1(5\%)}}{3}$

II.7.2. Régulateur de couple

La relation de découplage définie par la Fig.II.5 nous permet d'écrire :

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \frac{p L_m \Phi_r}{\sigma L_s L_r} \cdot \frac{1}{S+\gamma} = \frac{K_1}{S+\gamma} \quad (\text{II.16})$$

Tel que

$$K_1 = \frac{p L_m \Phi_r}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{II.17})$$

Nous utilisons un régulateur proportionnel- intégral (PI) représenté par la Fig.II.9.

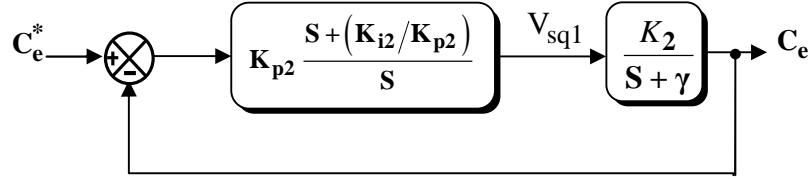


Fig.II.9 : Schéma de la régulation du couple

La compensation du pôle $(S+\gamma)$ par $(S+\frac{K_{i2}}{K_{p2}})$ se traduit par la relation suivante :

$$S+\gamma = S+\frac{K_{i2}}{K_{p2}} \quad (\text{II.18})$$

Ce qui donne :

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \gamma \quad (\text{II.19})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2}K_2}{S} \quad (\text{II.20})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2}K_2}{S+K_{p2}K_2} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_{p2}K_2}\right)S+1} \quad (\text{II.21})$$

Tel que la constante du temps associée au régulateur est donnée par :

$$\tau_2 = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad (\text{II.22})$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep2}(5\%)$, nous obtenons la condition suivante :

$$\tau_2 = \frac{t_{rep2}(5\%)}{3} \quad (\text{II.23})$$

A partir des relations (II.21) et (II.19) nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 \tau_2} \\ K_{i2} = \gamma K_{p2} \end{cases} \quad (II.24)$$

II.7.3. Régulateur du flux

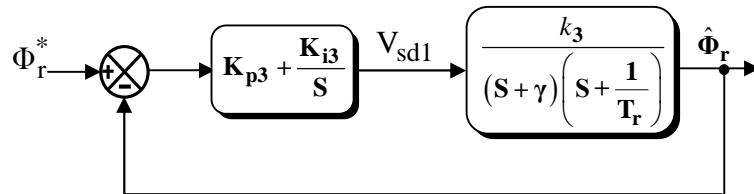


Fig.II .10 : Schéma fonctionnel de la régulation du flux

Tel que :

$$k_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \quad (II.25)$$

La Compensation des pôles donne :

$$T_r = K_{p3} / K_{i3} \quad (II.26)$$

La fonction du transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\hat{\Phi}_r (S)}{\Phi_r^* (S)} = \frac{1}{(1/k_3 K_{p3}) S^2 + (\gamma/k_3 K_{p3}) S + 1} \quad (II.27)$$

L'équation caractéristique est la suivante :

$$(1/k_3 K_{p3}) S^2 + (\gamma/k_3 K_{p3}) S + 1 = 0 \quad (II.28)$$

En comparant cette équation avec l'équation caractéristique de second ordre, on trouve que :

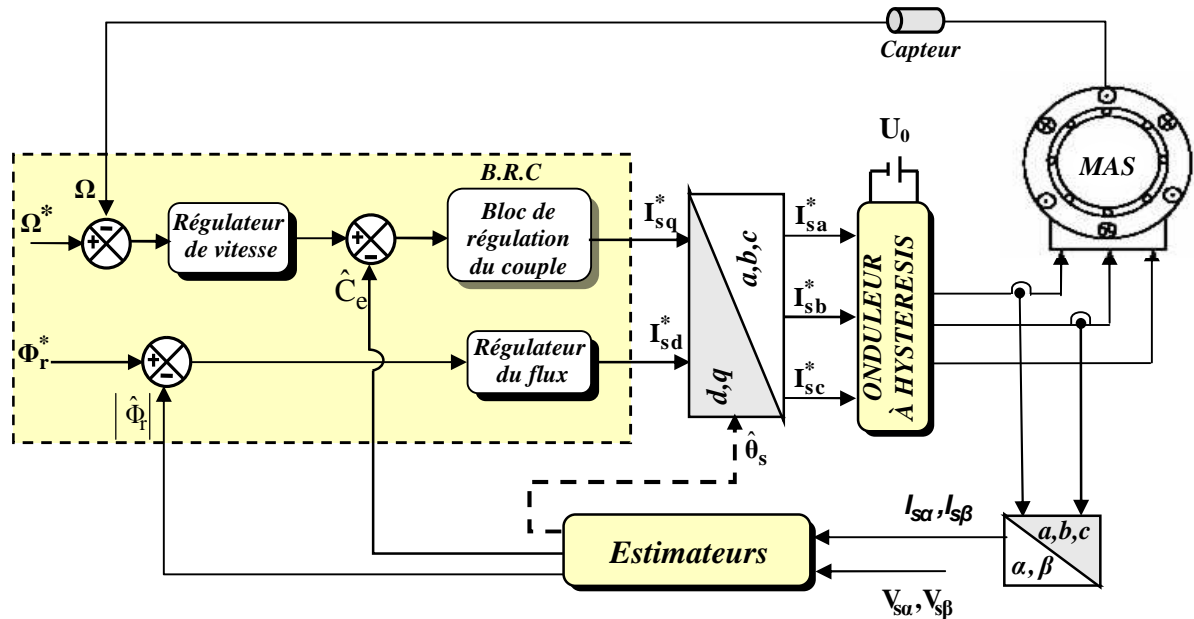
$$\begin{cases} \omega_0^2 = k_3 K_{p3} \\ K_{p3} = \frac{\omega_0 \gamma}{2 \zeta k_3} \end{cases} \quad (II.29)$$

Donc, les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma^2}{k_3 (2\zeta)^2} \\ K_{i3} = K_{p3} / T_r \end{cases} \quad (II.30)$$

II.8. La commande vectorielle directe de la MAS avec l'introduction du convertisseur

La Fig II.11 représente le schéma de simulation de la CVD de la MAS alimentée en tension par un onduleur de tension commandé en courant.



FigII.11 : Commande vectorielle directe de la machine à induction alimentée en tension par un onduleur à hystérésis.

Pour réaliser cette commande, nous utilisons les estimateurs du Flux de couple et de pulsation statorique étudiés précédemment dans le paragraphe (II.5) et les grandeurs mesurées dont nous avons besoin sont les suivantes [Bus 01] :

- La vitesse de rotation rotorique Ω , donnée par le capteur de vitesse monté directement sur l'axe du moteur,
- Les courants I_{sa} et I_{sb} donnés par des sondes à effet hall.

II.8.1. Régulateur de couple

D'après l'équation II.10 on peut tirer la relation entre V_{sq1} et I_{sq} comme le montre le schéma fonctionnel de la régulation du couple présenté par la Fig .II.12.

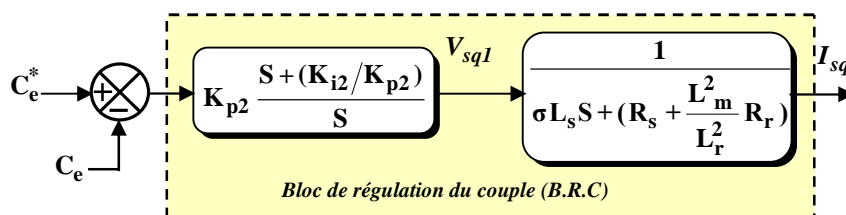


Fig.II .12 : Schéma fonctionnel de la régulation du couple

Le calcul de K_{p2} et K_{i2} reste le même que celui étudié dans le paragraphe (II.7.2).

II.8.2. Régulateur du flux

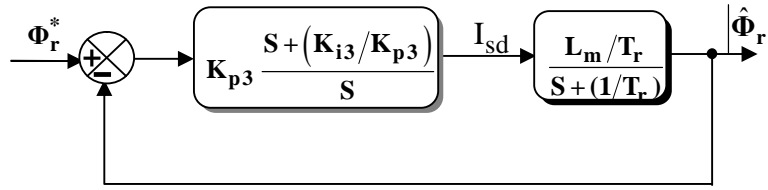


Fig.II.13 : Schéma de la régulation du Flux

On a d'après la Fig II.13 :

$$\frac{\hat{\Phi}_r(S)}{I_{sd}} = \frac{L_m/T_r}{S + (1/T_r)} \quad (\text{II.31})$$

La compensation du pôle $\left(S + \frac{1}{T_r}\right)$ par $\left(S + \frac{K_{i3}}{K_{p3}}\right)$ se traduit par la relation suivante :

$$S + \frac{1}{T_r} = S + \frac{K_{i3}}{K_{p3}} \quad (\text{II.32})$$

Ce qui implique que :

$$T_r = \frac{K_{p3}}{K_{i3}} \quad (\text{II.33})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\hat{\Phi}_r(S)}{\Phi_r^*(S)} = \frac{(K_{p3}/T_r)(L_m/T_r)}{1 + (K_{p3}/S)(L_m/T_r)} = \frac{1}{\frac{1}{K_{p3}(L_m/T_r)}S + 1} \quad (\text{II.34})$$

Cette fonction de transfert est de la forme $\frac{1}{\tau_3 S + 1}$. donc par comparaison on peut tirer :

$$\tau_3 = \frac{1}{K_{p3}(L_m/T_r)}$$

Nous obtenons les paramètres du régulateur du flux comme suit :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{T_r}{\tau_3 \cdot L_m} \\ K_{i3} = \frac{K_{p3}}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

$$\tau_3 = t_{rep3(5\%)} / 3 \quad (\text{II.36})$$

II.9. Résultats de simulation et interprétations

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis et piloté par une commande vectorielle directe (CVD). Pour réaliser cette simulation, nous avons pris une bande d'hystérésis pour le correcteur de courant de 0.3 A et une période d'échantillonnage de $50 \mu\text{s}$. Les paramètres de la machine et les valeurs des régulateurs sont mentionnés dans l'annexe C

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion du sens de rotation,
- Réponses à basses vitesses,
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps,
- Effet de la variation de la résistance rotorique et statorique.

II.9.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec) , puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=25 \text{ Nm}$) appliqué à l'instant $t=1 \text{ sec}$. Les résultats de simulation sont représentés par la *Fig.II.14*.

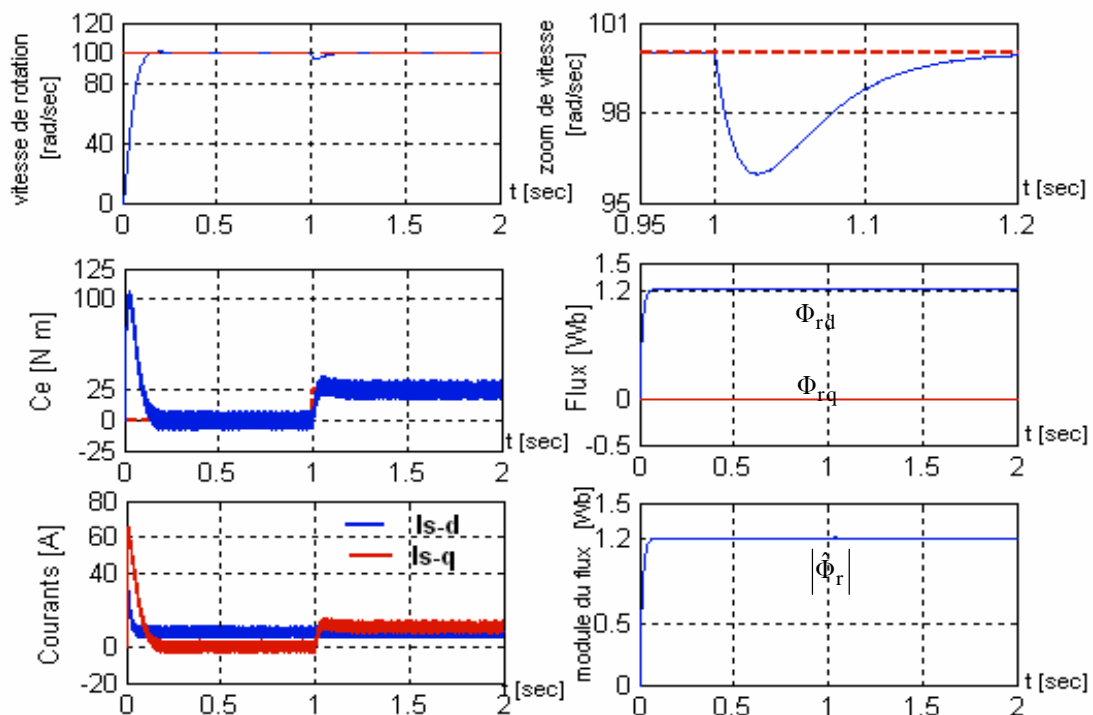


Fig.II.14 : Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à $t=1 \text{ sec}$

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique. Lors de l'échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence.

II.9.2. Réponse à une inversion de vitesse

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de $+100$ à -100 rad/sec, à partir de l'instant $t=0.7$ sec, et une deuxième inversion à une vitesse de $+30$ rad/sec à l'instant $t=1.4$ sec.

Nous remarquons d'après les réponses montrées par la Fig.II.15 que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse. Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux.

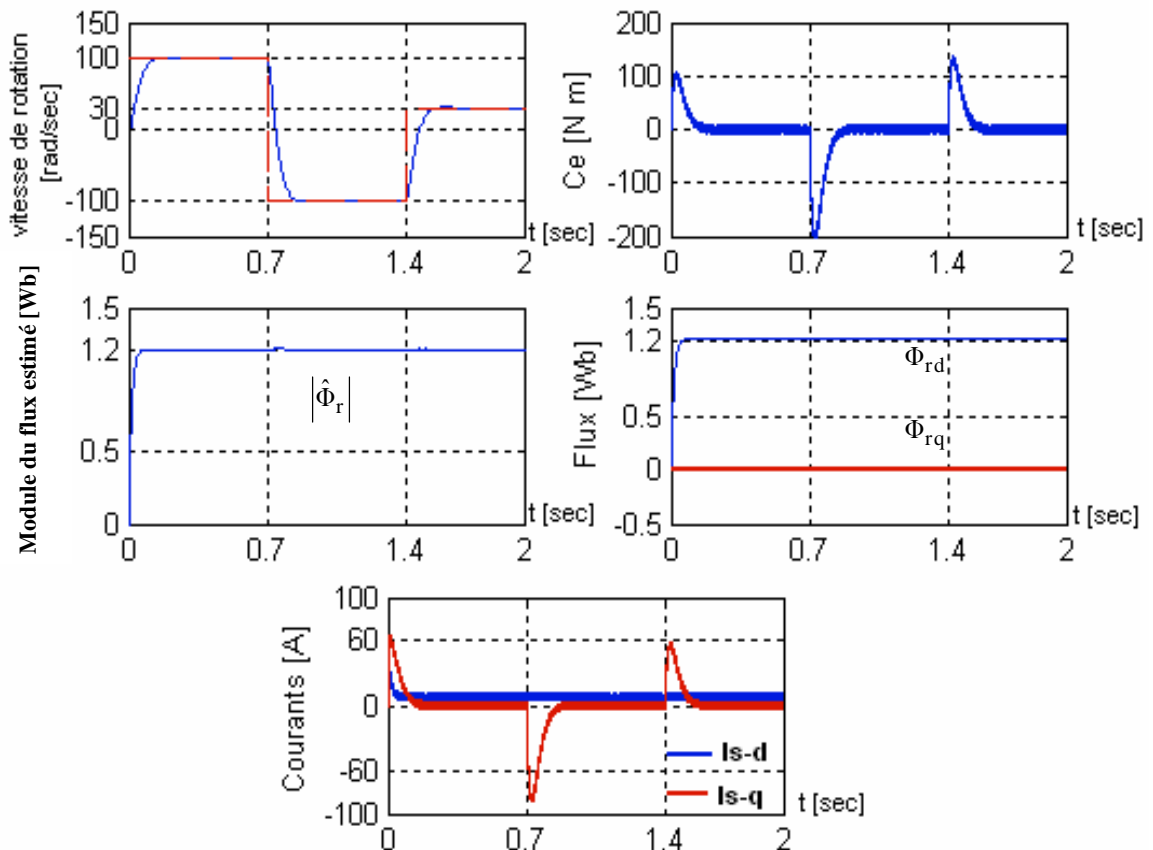


Fig.II.15 : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

II.9.3. Réponse à basses vitesses

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de $+30 \text{ rad/sec}$ à -30 rad/sec , à partir de l'instant $t=0.7 \text{ sec}$ et ensuite une deuxième inversion à une vitesse de 15 rad/sec à l'instant $t=1.4 \text{ sec}$. La Fig.II.16 montre les réponses de notre système à basses vitesses.

Les résultats de simulation montrent le découplage entre le flux et le couple. Donc, notre commande est robuste à basses vitesses.

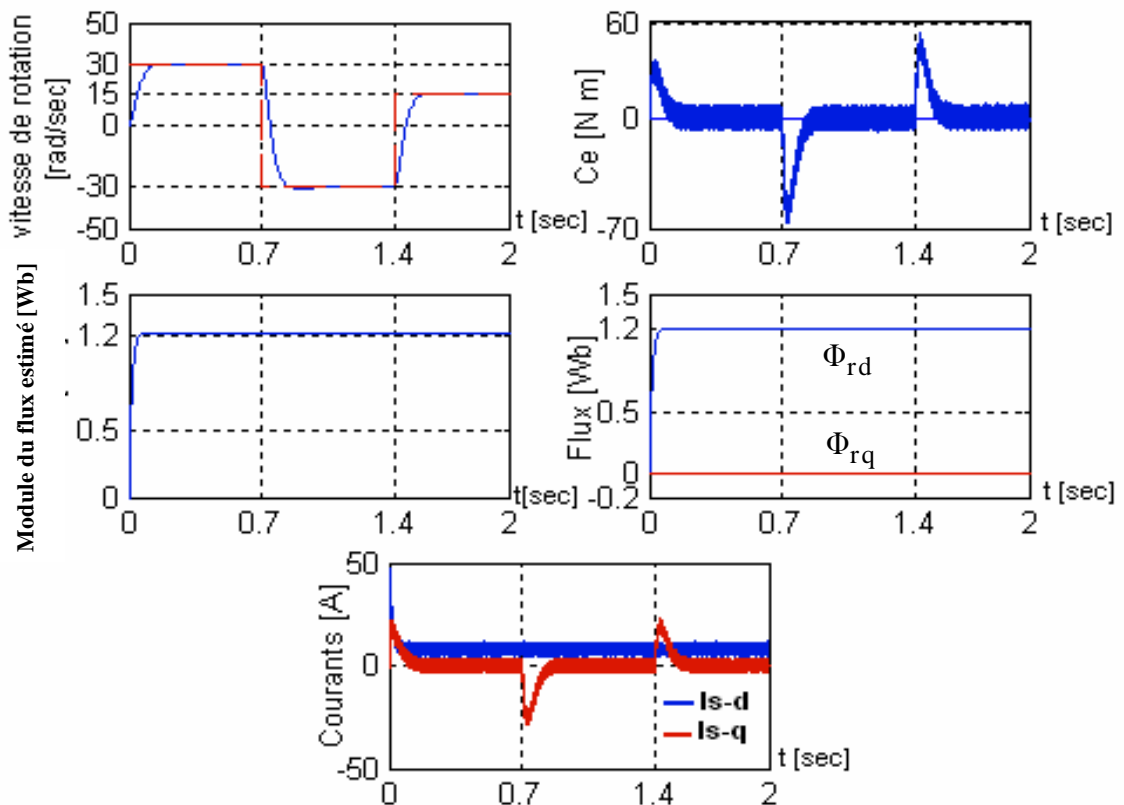


Fig.II.16 : Réponse du système à basses vitesses

II.9.4. Test de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse à $t=1 \text{ sec}$. Cependant, on a introduit à l'instant $t=0.5 \text{ sec}$ un couple de 25 Nm après un démarrage à vide. On l'a annulé à l'instant $t=1 \text{ s}$. Ensuite on l'a réappliqué à $t=1.5 \text{ sec}$. Les résultats de simulation sont illustrés par la Fig.II.17.

On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation. On conclut que le système répond avec succès à ce type de test.

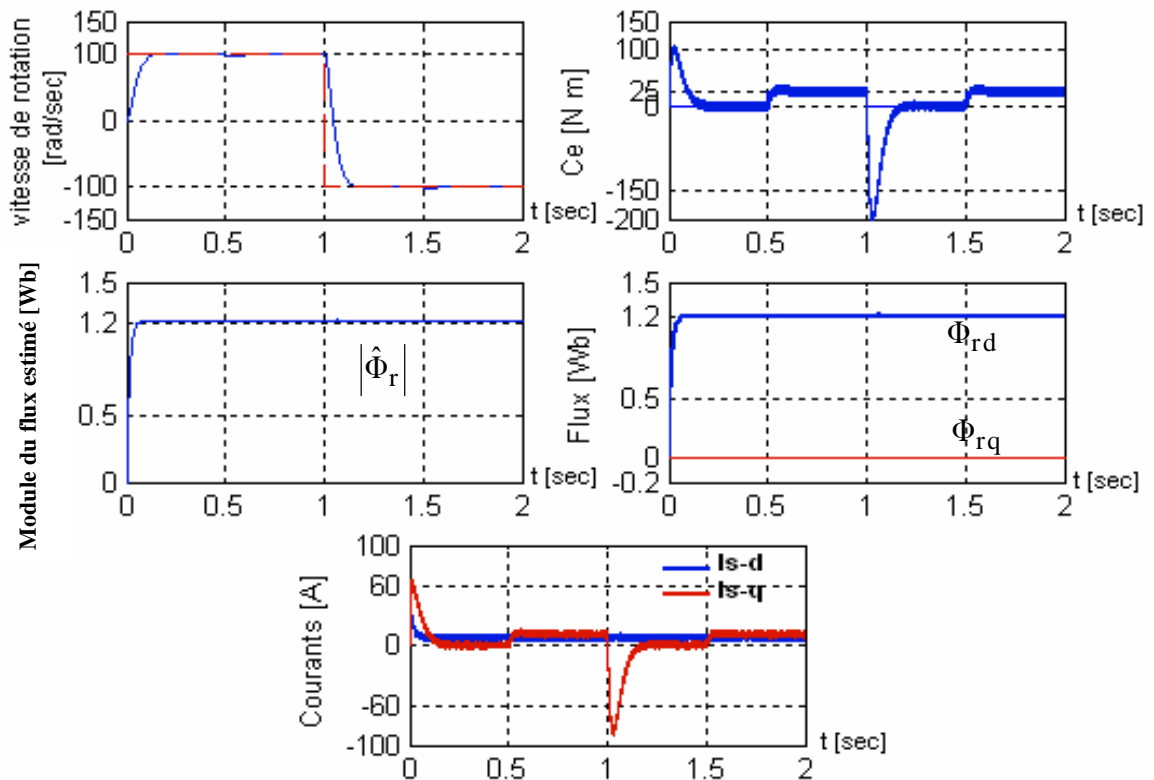


Fig.II.17 : Test de variation du sens de rotation et du couple de charge.

II.9.5. Réponses à la variation de la résistance rotorique

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de R_r illustrée par la *Fig.II.18*, nous avons obtenu les résultats de la *Fig.II.19*.

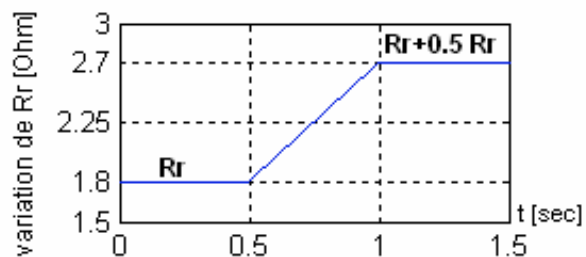


Fig.II.18 : Représentation de la variation de la résistance rotorique

On constate que la vitesse répond pratiquement sans dépassement. Les résultats de simulation montrent aussi le découplage entre le flux et le couple. Vu le contrôle de la vitesse, la régulation est robuste vis à vis de la variation de la résistance rotorique.

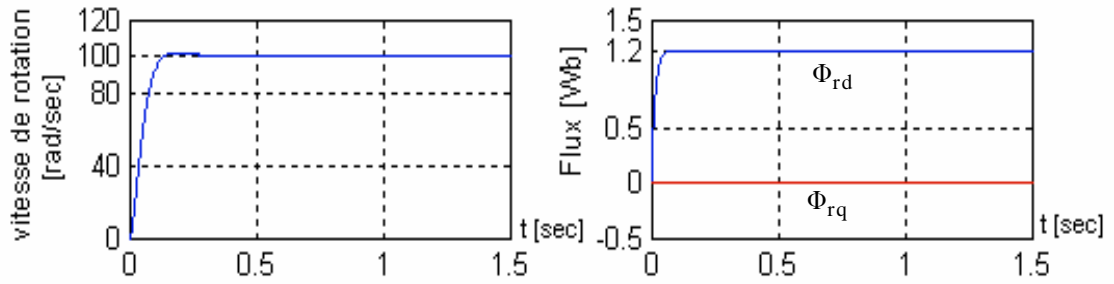


Fig.II.19 : Résultats de simulation de la CVD de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique

II.9.6. Réponses à la variation de la résistance statorique

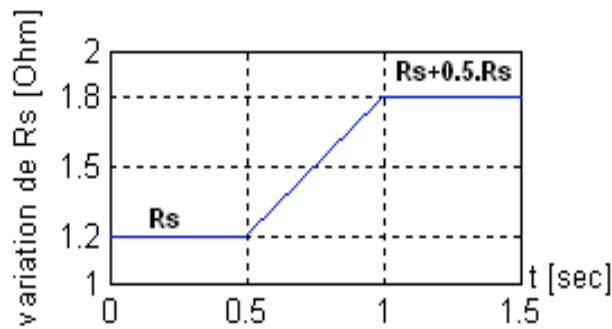


Fig.II.20 : Représentation de la variation de la résistance statorique

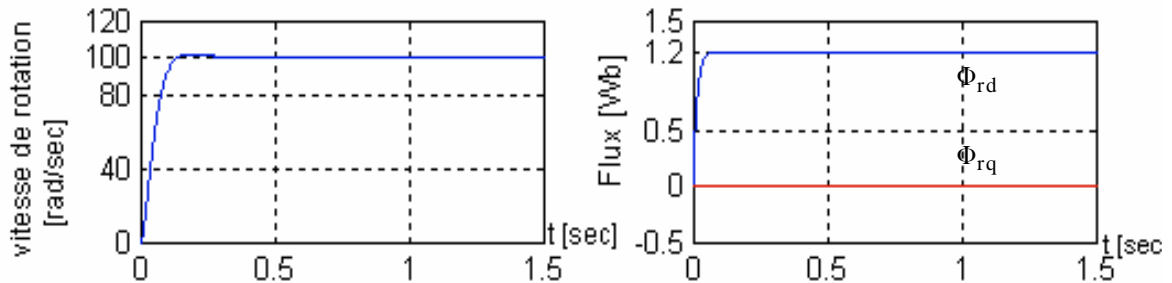


Fig.II.21 : Résultats de simulation de la CVD de la MAS lors de la variation de la résistance statorique

Les résultats de simulation présentés par la Fig.II.21 sont donnés pour tester la robustesse de la CVD vis-à-vis de la variation de la résistance statorique présentée par la Fig.II.20.

On note d'après ces résultats que la variation de R_s n'affecte pas le comportement de la CVD. En effet, celui-ci est stable et le découplage entre les deux axes d-q persiste.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux.

Les résultats de simulation que nous avons présentés sont relatifs à la commande vectorielle directe. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances malgré la perturbation due à l'augmentation du couple de charge.

Nous avons vu dans ce chapitre que la CVD est robuste malgré les variations paramétriques et nécessite la connaissance des grandeurs difficiles à mesurer comme le flux et la vitesse. C'est pour cette raison qu'on a recours aux techniques développées, basées sur l'introduction des observateurs et qui font l'objet de l'étude qui suit.

Chapitre III

Commande Vectorielle Directe de Structure Minimale de la MAS

Introduction

La mise en œuvre effective d'une loi de commande sur un système dynamique nécessite la connaissance de son état ou d'une partie de celui-ci à chaque instant. En pratique, la connaissance partielle de l'état s'obtient grâce à des mesures effectuées avec des capteurs. Or, ces derniers nécessitent une place pour leur installation et cela engendre des difficultés à leur montage. La machine peut se retrouver avec d'autres paramètres. Ils sont sensibles également aux vibrations de l'arbre sur l'équipement. Leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques et ils sont souvent bruités [Ben 98].

Le contrôle vectoriel qui permet un découplage entre les variables de commande reste le plus utilisé, vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'application [Can 00-1]. Afin de surmonter la sensibilité de cette stratégie aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes, des techniques modernes d'automatique tel que le contrôle vectoriel à structure minimale sans capteur de vitesse permet d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit, en se basant sur la théorie des observateurs [Can 00-2].

Il existe de nombreuses techniques d'observation classées en fonction de trois critères différents [Yah 05], [Mor 05] :

- Le premier critère se base sur la nature du système considéré. On distingue des observateurs pour les systèmes linéaires et non -linéaires,
- Le deuxième en fonction de l'environnement pour cela on a deux types :

L'observateur déterministe qui ne prend pas en considération les perturbations externes du système et stochastique qui se base sur la présence des bruits,

- Le dernier critère est la dimension du vecteur d'état. On a l'observateur d'ordre complet, réduit et étendu.

Ce chapitre fera l'objet d'une étude d'un CVSM d'une MAS sans capteur mécanique. Cette technique de commande introduit des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées ayant pour but d'offrir une structure minimale à la CVD.

Nous commencerons notre étude par l'introduction d'un observateur adaptatif destiné à l'estimation en boucle fermée des états de la MAS à temps continu basé sur un mécanisme d'adaptation de vitesse. Ensuite, nous passerons à l'estimation en utilisant un mécanisme d'adaptation de la vitesse et de la résistance statorique.

III.1. Principe d'un observateur

III.1.1. Généralités

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système [Pen 02]. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

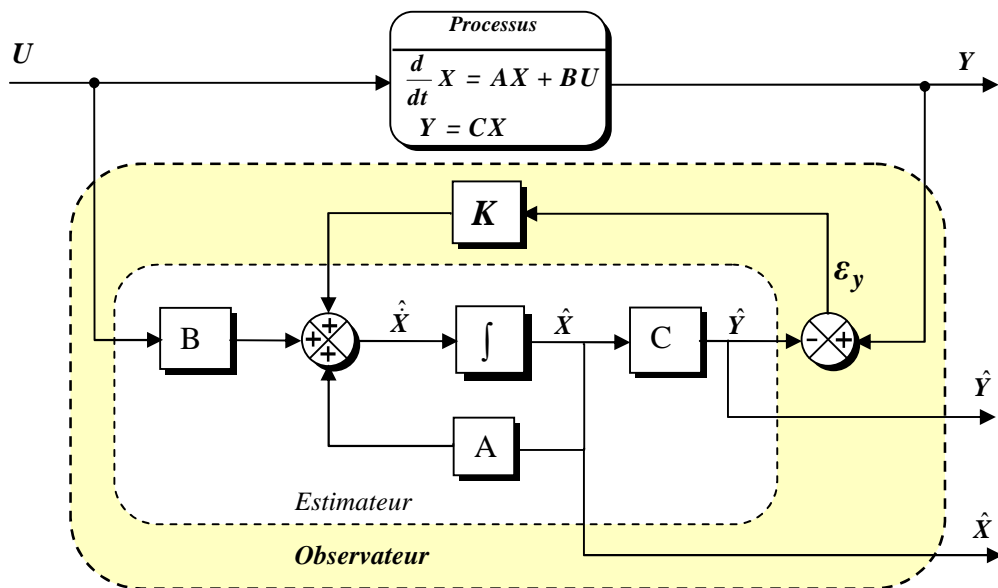


Fig.III.1 : Schéma de Principe d'un observateur

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la Fig.III.1, nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Celui-ci 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 [Gre 97].

Donc, l'observation se fait en deux étapes :

- L'estimation se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système,
- La correction se fait en boucle fermée.

III.2. Etude de la CVSM basée sur un observateur adaptatif

III.2.1. Représentation de l'observateur adaptatif

La structure de l'observateur adaptatif est illustrée par la *Fig.III.2.*

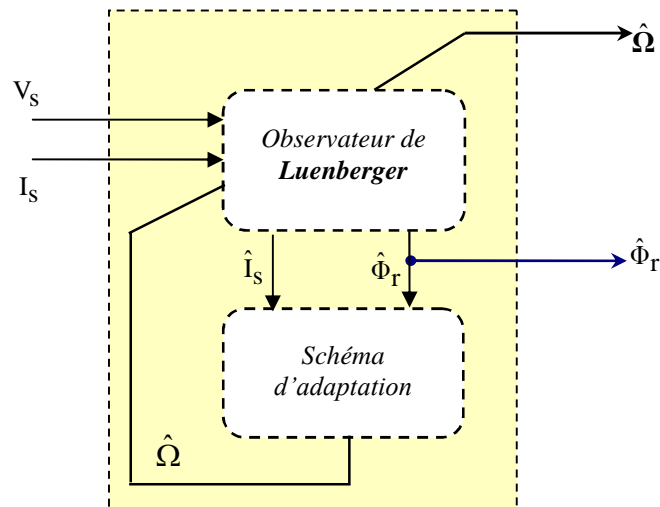


Fig.III.2. structure de l'observateur adaptatif

L'objectif de cet observateur est de donner une structure minimale à la CVD. Lorsque la vitesse de rotation de la MAS n'est pas mesurée elle est considérée comme un paramètre inconnu dans le système d'équation de l'observateur basé sur le modèle de la machine. On utilise l'observateur de Luenberger basé sur un Schéma d'adaptation, afin d'estimer la vitesse rotorique.

Donc, pour réaliser notre observateur nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application de CVD de la MAS, nous pouvons poser les considérations suivantes [Can 00-2], [Mok 04] :

- Paramètres du modèle : connus et invariants,
- Courants statoriques : mesurés,
- Pulsation et tensions statoriques : fournies par la commande,
- Flux rotoriques : à observer,
- Vitesse rotorique : à observer.

III.2.2. Modèle de la MAS dans le repère (α, β)

A présent, nous allons procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur [Mor 05], [Kho 04]. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator [Pen 02]. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega)X + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (III.1)$$

Tel que

$$X = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T, \quad Y = I_s = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta}]^T, \quad U = V_s = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$$

Avec :

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right), \quad a_2 = \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}, \quad a_3 = \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}, \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}, \quad \omega = p\Omega.$$

III.2.3. Observateur de Luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [Gre 97]. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \hat{X} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon_y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (III.2)$$

Tel que :

$$\varepsilon_y = Y - \hat{Y} \quad (III.3)$$

III.2.4. Détermination de la matrice de Gain K

L'équation (III.3) intervient dans (III.2), on a alors :

$$\begin{cases} \hat{\dot{X}} = A_0 \hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$A_0 = A - KC \quad (\text{III.5})$$

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

La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain K . Elle peut s'écrire [Jeh 00],[Ben 98], [Kyo 04] :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \\ -K_2 & K_1 & -K_4 & K_3 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.6})$$

K_1 , K_2 , K_3 , et K_4 sont données par :

$$\begin{cases} K_1 = (1-k) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_2 = (k-1) \hat{\Omega} \\ K_3 = \frac{(1-k^2)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{a_3}{T_r} \right) + \frac{(k-1)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_4 = -\frac{(k-1)}{a_3} \hat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

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

III.2.5. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons \hat{X} [Aip 02].

Tel que :

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{sa} & \hat{I}_{s\beta} & \hat{\Phi}_{ra} & \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.8})$$

D'après l'équation III.2, on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \hat{I}_{s\alpha} = a_1 \hat{I}_{s\alpha} + a_2 \hat{\Phi}_{r\alpha} + a_3 p \Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + (1/\sigma L_s) V_{s\alpha} + K_1 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_2 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{I}_{s\beta} = a_1 \hat{I}_{s\beta} + a_2 \hat{\Phi}_{r\beta} - a_3 p \Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + (1/\sigma L_s) V_{s\beta} + K_2 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) + K_1 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} = a_4 \hat{I}_{s\alpha} + a_5 \hat{\Phi}_{r\alpha} - p \Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + K_3 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_4 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{\Phi}_{r\beta} = a_4 \hat{I}_{s\beta} + a_5 \hat{\Phi}_{r\beta} + p \Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + K_4 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) + K_3 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Donc, la représentation d'état de l'observateur devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \Omega \\ 0 & a_1 & -a_3 p \Omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \Omega \\ 0 & a_4 & p \Omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_s & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & \sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante

$$\dot{\hat{X}} = A(\Omega) \hat{X} + BU + K (I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$(I_s - \hat{I}_s) = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} & I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.12})$$

III.3. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse

Supposons maintenant que la vitesse Ω est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer [Sbe 05], [Kub 01-99] [Kyo 04], [Jeh 00]. L'observateur peut s'écrire :

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\Omega}) \hat{X} + BU + K (I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \hat{\Omega} \\ 0 & a_1 & -a_3 p \hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & p \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

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

$$\dot{e} = (A - KC)e + (\Delta A) \hat{X} \quad (\text{III.15})$$

Avec

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & -a_3 p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Où

$$\Delta \Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (\text{III.17})$$

$$e = X - \hat{X} = \begin{bmatrix} e_{I_{s\alpha}} & e_{I_{s\beta}} & e_{\Phi_{r\alpha}} & e_{\Phi_{r\alpha}} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.18})$$

Maintenant, considérons la fonction de *Lyapunov* suivante :

$$V = e^T e + (\Delta \Omega)^2 / \lambda \quad (\text{III.19})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta \Omega)^2 \quad (\text{III.20})$$

$$\frac{dV}{dt} = e^T \left\{ (A - KC)^T + (A - KC) \right\} e - 2 a_3 \Delta \Omega \left(e_{I_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta \Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (\text{III.21})$$

De cette équation, 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 (III.21). On obtient [Ben 98] :

$$\hat{\Omega} = \lambda a_3 \int_0^t (e_{I_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{III.22})$$

Où λ est une constante positive

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

$$\hat{\Omega} = k_p (e_{I_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) + k_i \int (e_{I_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{III.23})$$

Avec k_p et k_i qui sont des constantes positives.

III.4. Schémas de simulation

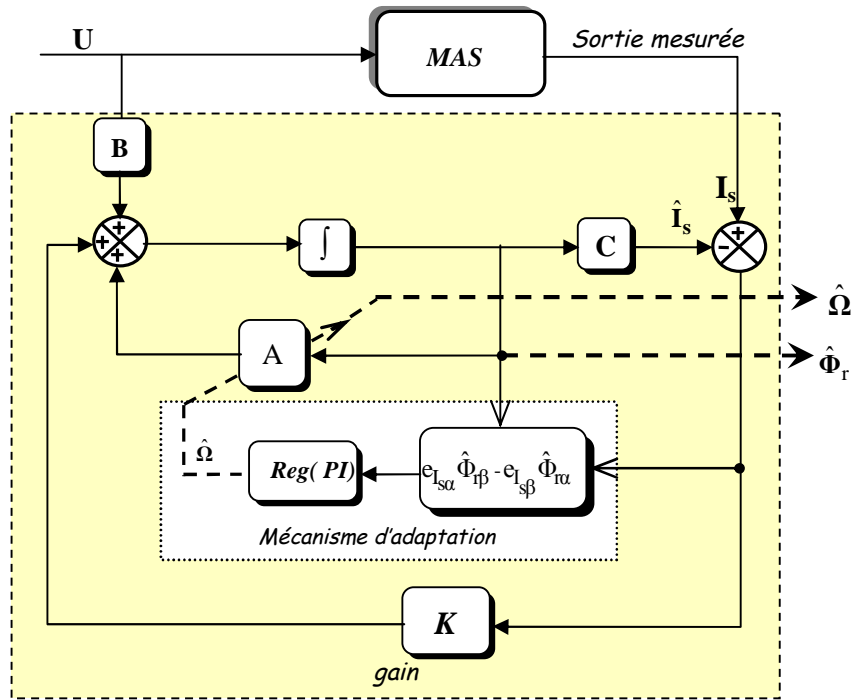


Fig.III.3 : Schéma bloc de l'observateur adaptatif

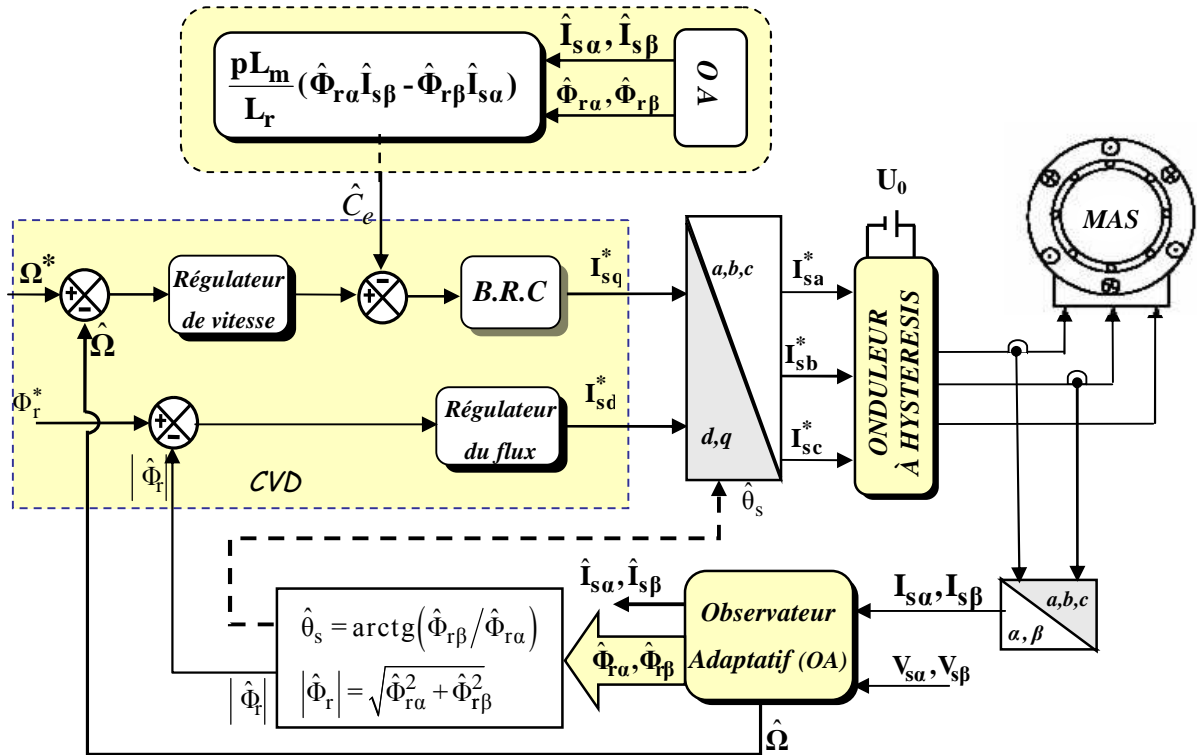


Fig.III.4 : CVSM basée sur un observateur adaptatif

III.5. Résultats de simulation

Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin de tester la robustesse de la CVSM basée sur un OA. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation des régulateurs de vitesse du couple et du flux de type PI. Un choix judicieux a été fait pour la valeur du gain k et du régulateur utilisé pour le mécanisme d'adaptation de la vitesse rotorique. Tous ces paramètres sont mentionnés dans *l'annexe C*.

Les performances statiques et dynamiques de notre commande sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion du sens de rotation,
- Réponses à basses vitesses,
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps,
- Effet de la variation du gain k ,
- Effet de la variation de la résistance rotorique et statorique.

III.5.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

La *Fig.III.5* illustre les résultats de simulation de la CVSM sans capteur de vitesse lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge $Cr=25Nm$ à l'instant $t=1 sec$. D'après ces résultats on note que :

La CVSM avec un OA est robuste vis-à-vis de la variation de la charge, ainsi les erreurs d'estimation sont négligeables. Cependant, l'observation de la vitesse et du flux rotorique se fait d'une façon adéquate. Donc, on peut conclure que notre algorithme d'estimation est insensible aux variations du couple de charge.

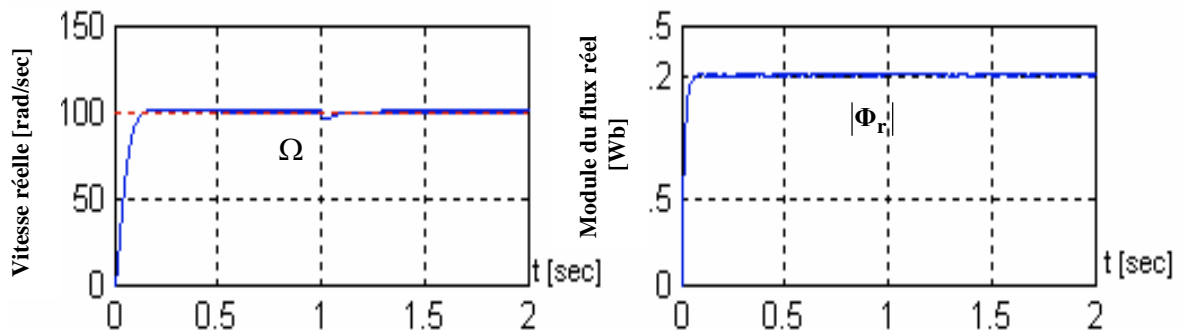


Fig. III.5 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 25 Nm à l'instant $t=1 sec$

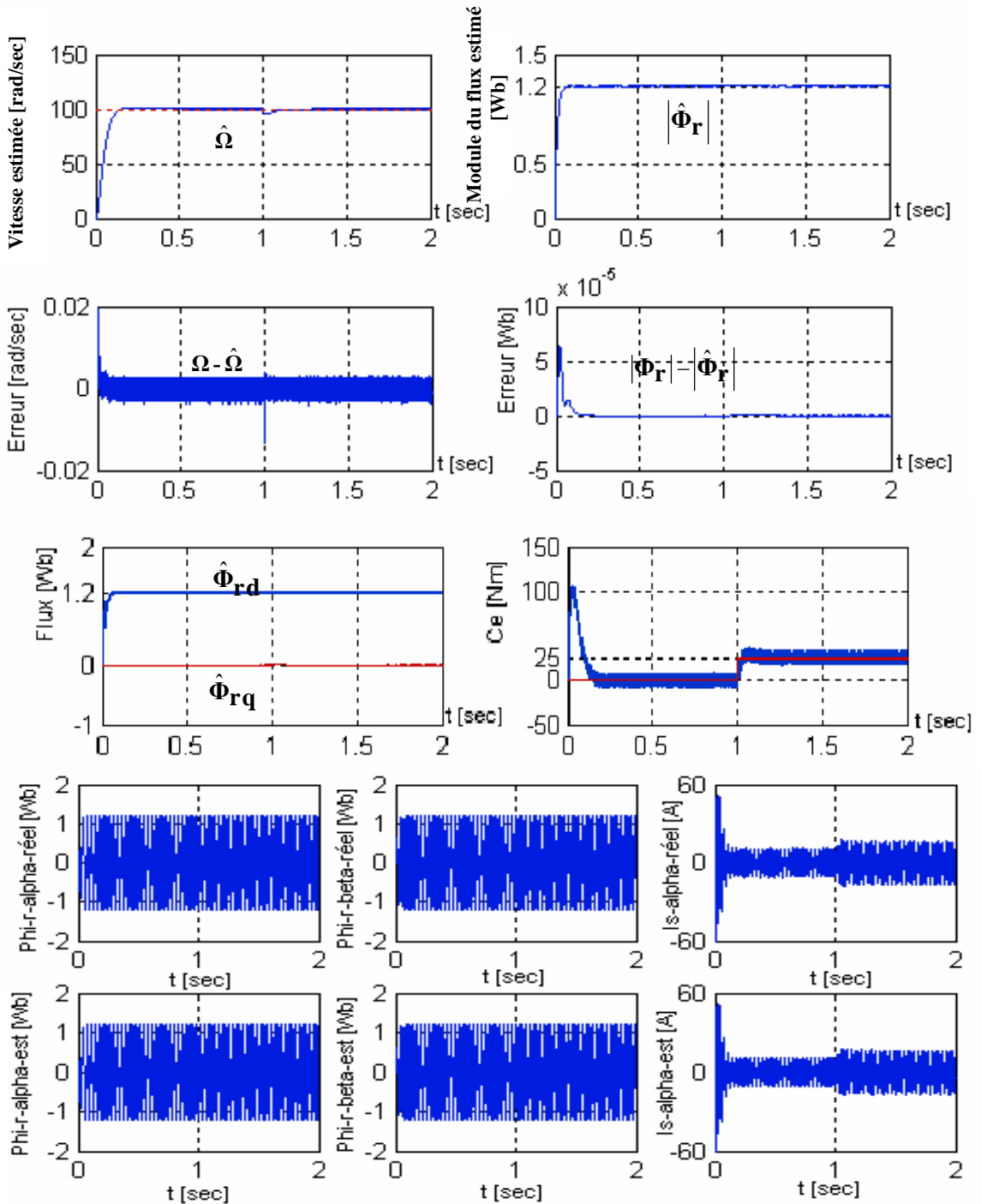


Fig. III.5 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 25 Nm à l'instant $t=1$ sec

III.5.2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la CVSM basée sur un OA vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de $+100$ rad/sec à -100 rad/sec à partir de $t=1$ sec.

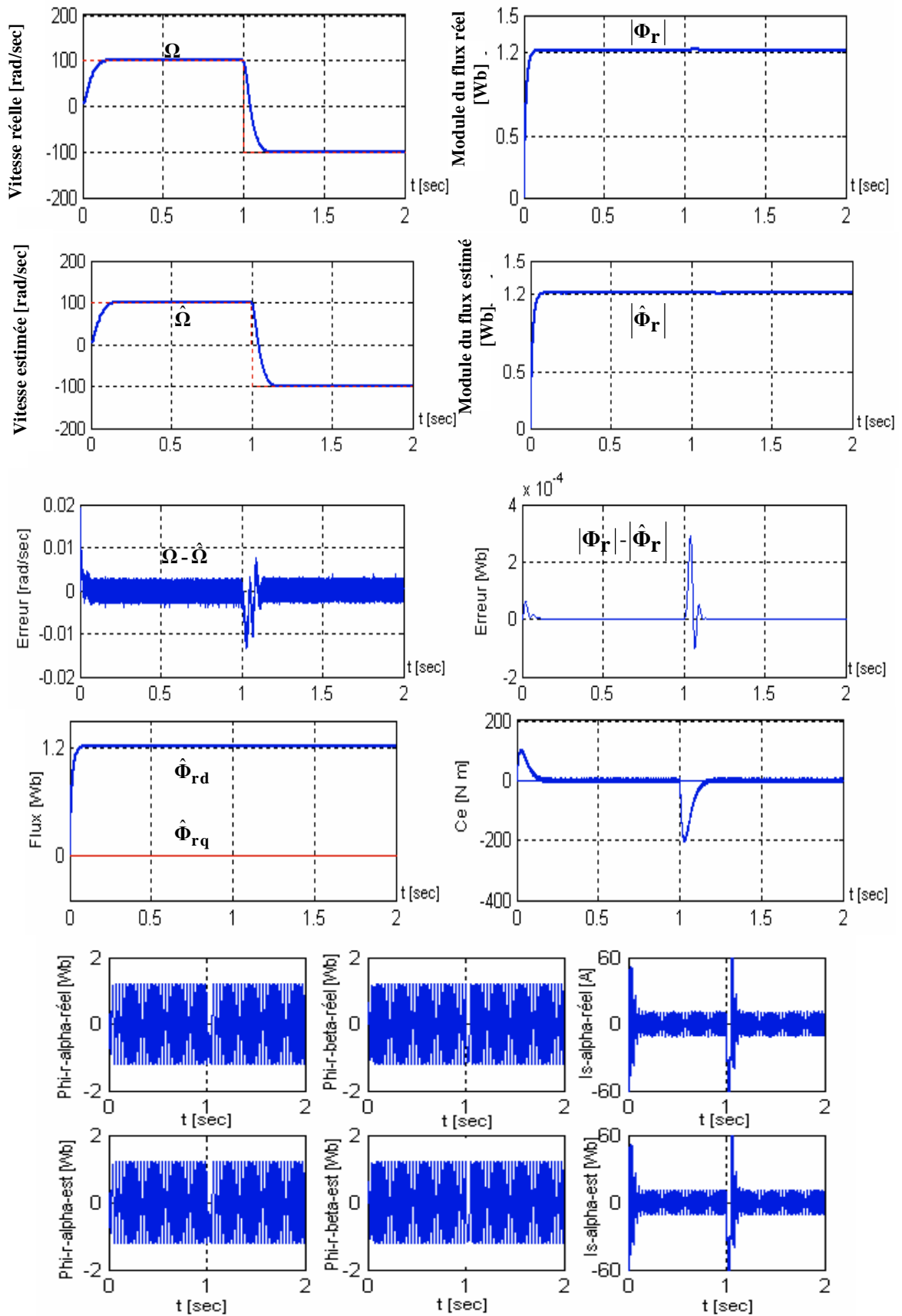


Fig. III.6 : Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation à $t=1$ sec

D'après la *Fig.III.6*, on constate que notre commande est robuste vis-à-vis de la variation importante de la vitesse de rotation, du fait que l'estimation du flux et de la vitesse est faite d'une façon adéquate et que les erreurs d'estimation sont acceptables.

III.5.3. Estimation pour de basses vitesses

Les résultats de simulation pour une inversion de sens de rotation de la MAS à vide de $\pm 30 \text{ rad/sec}$ sont illustrés par la *Fig.III.7*.

On constate que la vitesse estimée suit parfaitement sa consigne et que les résultats de simulation sont très satisfaisants.

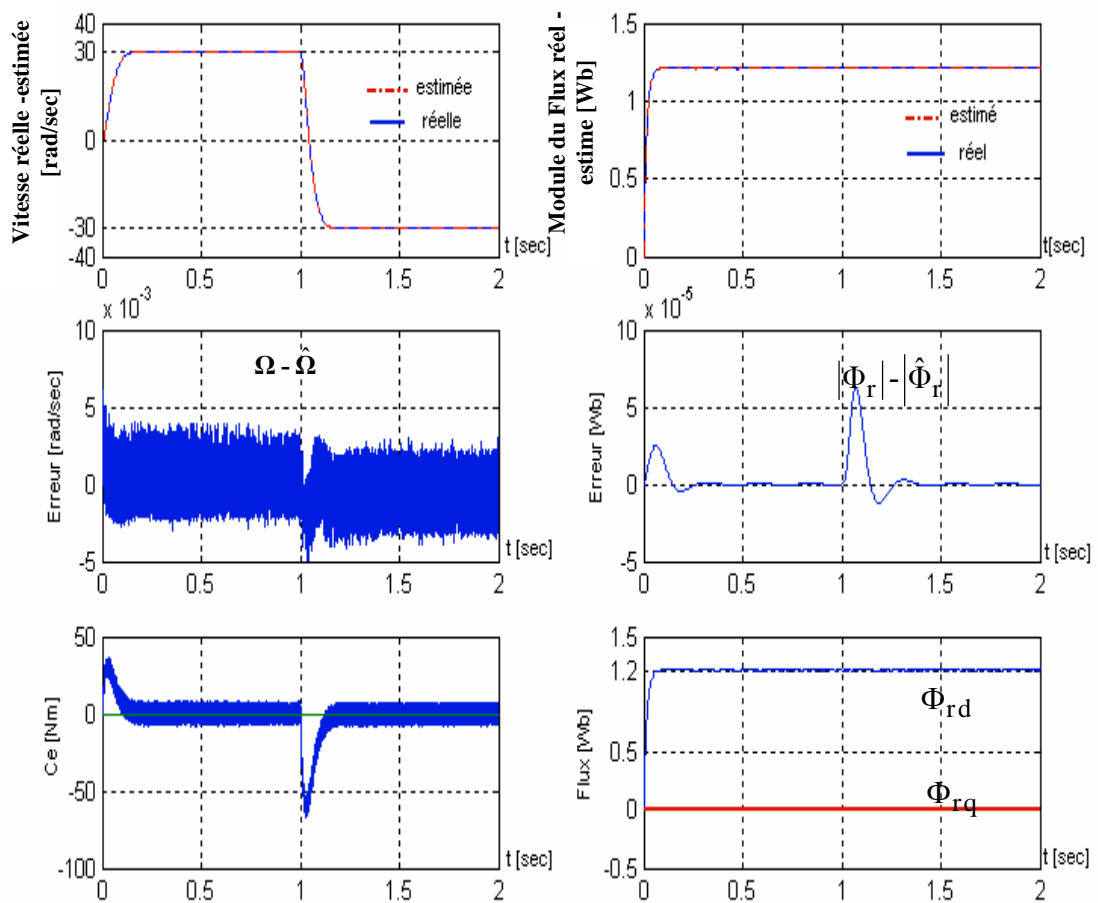


Fig. III.7 : Résultats de simulation à basses vitesses

III.5.4. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge

Pour ce test, on a mis notre machine dans un régime sévère en inversant le sens de rotation à $t=1 \text{ sec}$ pour un fonctionnement à un échelon de couple résistant. Les résultats de simulation sont illustrés par la *Fig.III.8*. On constate que le système répond avec succès à ce type de test.

Donc, on peut affirmer que la CVSM basée sur un OA de vitesse est robuste vis-à-vis aux perturbations extérieures.

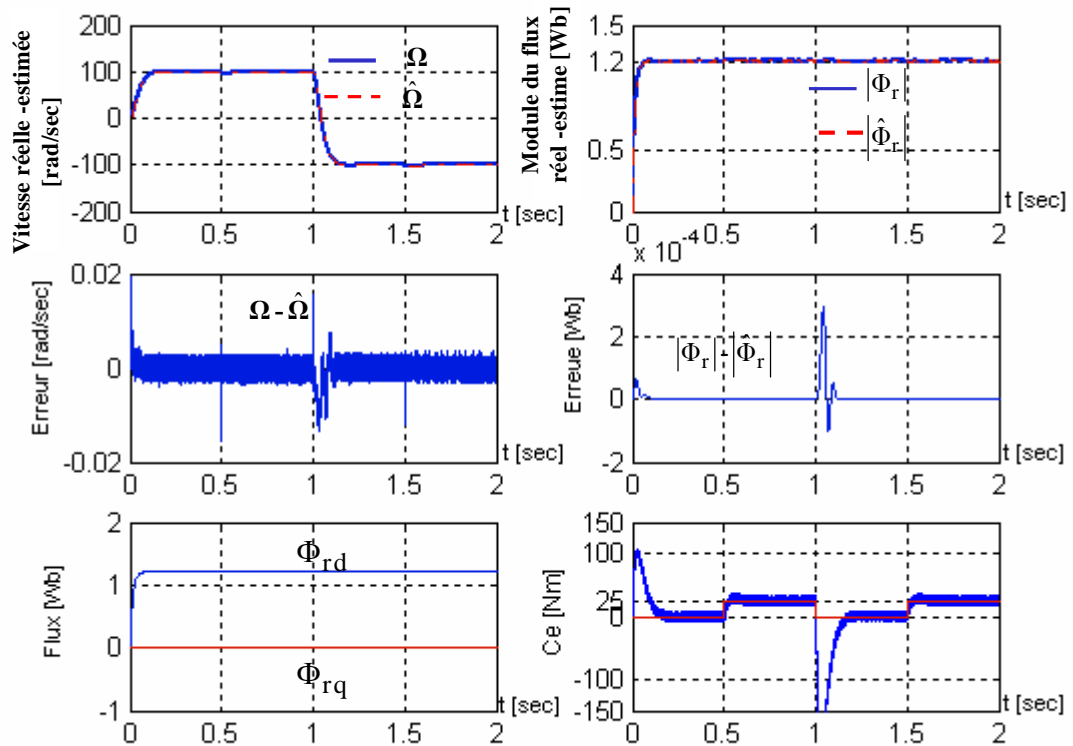


Fig.III.8 : Résultats de simulation pour un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de consigne de vitesse en même temps

III.5.5. Résultats de simulation pour la variation de k

On a simulé notre commande pour deux valeurs différentes de k . La première est égale à 0.86 et la deuxième est de 1.3 . Les résultats obtenus sont illustrés par la Fig III.9 On constate l'influence de la constante sur la dynamique de la vitesse et du flux estimés. Cependant, on note que k joue un rôle important quant à la rapidité de la dynamique de la vitesse. En effet plus k diminue plus on a une nette amélioration de la réponse du flux et de la vitesse estimés.

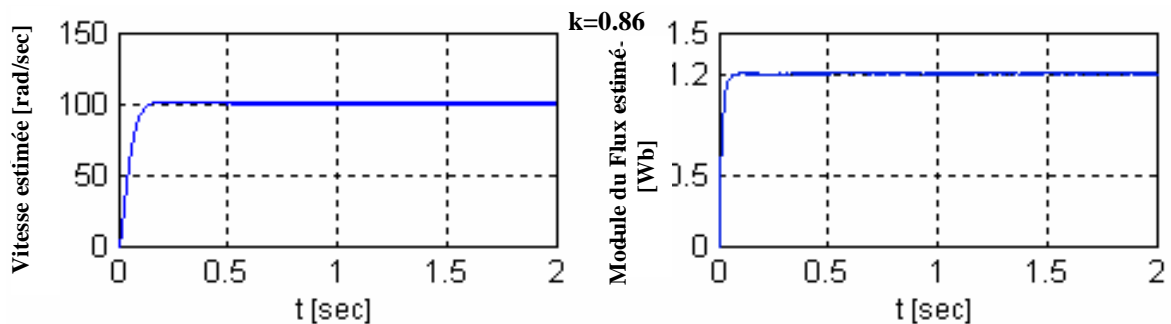


Fig.III.9 : Effet de la variation de k sur la réponse du flux et de la vitesse estimés

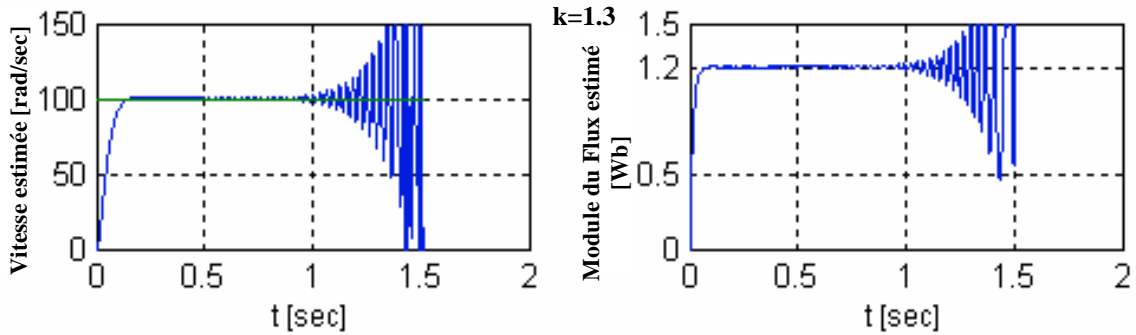


Fig.III.9 : Effet de la variation de k sur la réponse du flux et de la vitesse estimés

III.5.6. Robustesse vis à vis des variations paramétriques

Afin d'étudier l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la CVSM basée sur un OA, nous avons introduit des variations aux paramètres de la machine. On a commencé par la variation de la résistance rotorique R_r comme le montre la Fig.III.10, ensuite une variation de R_s illustrée par la Fig.III.11.

Ces résultats prouvent que notre commande est insensible aux variations des résistances rotorique et statorique. On remarque aussi que l'observateur corrige bien le flux rotorique et la vitesse de rotation, puisque les grandeurs estimées suivent parfaitement les grandeurs réelles de la machine, d'où une erreur de poursuite nulle entre les deux grandeurs. Ce qui implique une observation stable.

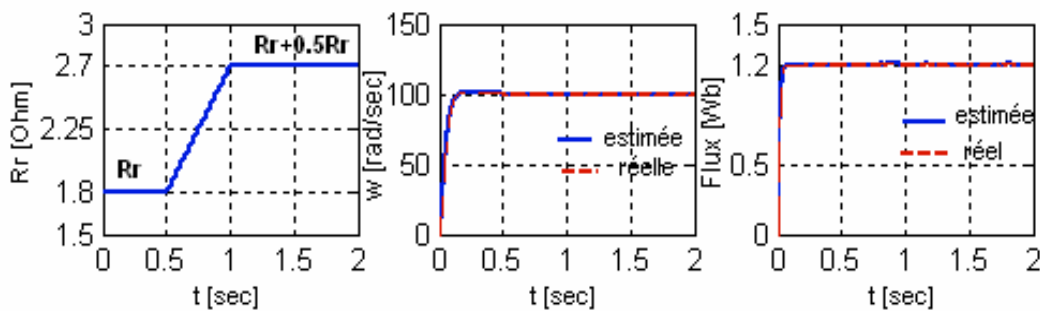


Fig.III.10 : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

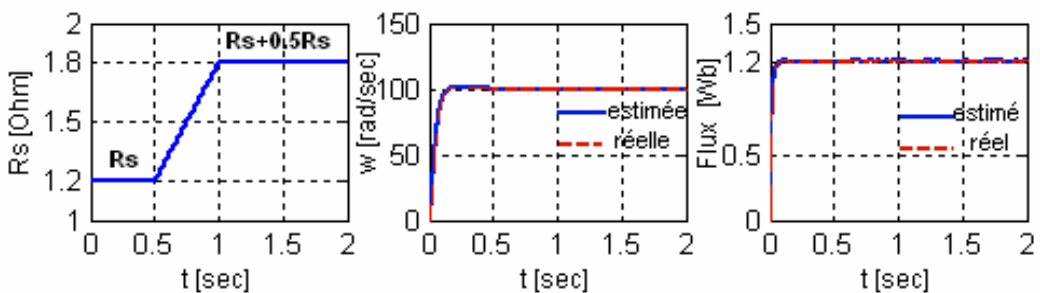


Fig.III.11 : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.6. Observateur du flux avec adaptation de vitesse et de la résistance statorique

Etant donné que les lois de la commande vectorielle sont déduites et réalisées à partir du modèle de la MAS elle-même, la robustesse de la commande devient dépendante de ces paramètres qui, en réalité varient avec la température [Jeh 00], [Kho 04].

Dans cette partie on considère la vitesse de rotation et la résistance statorique comme des paramètres inconnus dont le système d'équation de l'observateur est basé sur le modèle du moteur. Donc, l'observateur adaptatif proposé peut être étendu pour inclure l'évaluation de la résistance statorique [Kub 94].

L'observateur peut s'écrire :

$$\dot{\hat{X}} = \left\{ A_{\Omega}(\hat{\Omega}) + A_r(\hat{R}_s) \right\} \hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$A_{\Omega}(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} -\frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} & 0 & a_2 & a_3 p \hat{\Omega} \\ 0 & -\frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} & -a_3 p \hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & p \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix}, \quad A_r(\hat{R}_s) = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s}{L_s\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\hat{R}_s}{L_s\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique est obtenue à partir de cette équation :

$$\dot{e} = \left\{ \left(A_{\Omega}(\hat{\Omega}) + A_r(\hat{R}_s) \right) - KC \right\} e + (\Delta A_{\Omega}) \hat{X} + (\Delta A_r) \hat{X} \quad (\text{III.25})$$

Avec

$$\Delta A_{\Omega} = A_{\Omega}(\Omega) - A_{\Omega}(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & -a_3 p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

$$\Delta A_r = A_r(R_s) - A_r(\hat{R}_s) = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_s\sigma} \Delta R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_s\sigma} \Delta R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Maintenant, considérons la fonction de *Lyapunov* suivante :

$$V' = e^T e + (\Delta\Omega)^2 / \lambda + (\Delta R_s)^2 / \lambda' \quad (III.28)$$

Tel que :

$$\begin{cases} \Delta\Omega = \Omega - \hat{\Omega} \\ \Delta R_s = R_s - \hat{R}_s \end{cases} \quad (III.29)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV'}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\Omega)^2 + \frac{1}{\lambda'} \frac{d}{dt} (\Delta R_s)^2 \quad (III.30)$$

$$\frac{dV'}{dt} = \dot{V} - \frac{2}{L_s \sigma} \Delta R_s \left(e_{I_{s\alpha}} \hat{I}_{r\alpha} + e_{I_{s\beta}} \hat{I}_{r\beta} \right) + \frac{2}{\lambda'} \Delta R_s \frac{d}{dt} \hat{R}_s \quad (III.31)$$

De l'équation (III.31), on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la résistance statorique en égalisant le deuxième et troisième terme de l'équation ci-dessus [Jeh 00]. On obtient :

$$\hat{R}_s = K_r \int_0^t (e_{I_{s\alpha}} \hat{I}_{s\alpha} + e_{I_{s\beta}} \hat{I}_{s\beta}) dt \quad (III.32)$$

Où

$$K_r = \frac{\lambda'}{L_s \sigma} \quad (III.33)$$

et λ' est une constante positive

$$\dot{V} = e^T \left\{ (A - KC)^T + (A - KC) \right\} e - 2 a_3 \Delta\Omega \left(e_{I_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (III.34)$$

Donc, la loi d'adaptation de la vitesse est obtenue à partir de l'équation (III.34). Or, celle-ci est identique à celle étudiée précédemment dans le paragraphe III.3.

III.7. Résultats de simulation

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de l'algorithme d'estimation du flux rotorique de la vitesse de rotation et de la résistance statorique, on a simulé notre système pour les tests suivants :

- Démarrage à vide suivi d'une application d'une charge,
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.

Les paramètres utilisés pour la réalisation de ces tests sont mentionnés dans l'annexe C.

III.7.1. Robustesse vis-à-vis de la variation du couple de charge

La Fig.III.12. illustre les résultats de simulation de la CVSM sans capteur de vitesse basée sur l'introduction d'un OA étendue à la résistance statorique lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge $C_r=25Nm$ à l'instant $t=1\text{ sec}$. D'après ces résultats on note que :

- Les erreurs d'estimation du flux et de la vitesse sont négligeables.
- La résistance statorique estimée se stabilise à sa valeur nominale (1.2 Ohm) au régime permanent.
- Le découplage entre les axes d et q persiste.
- On peut conclure que notre algorithme d'estimation est insensible aux variations du couple de charge et notre OA est implanté avec succès dans une CVD sans capteur de vitesse.

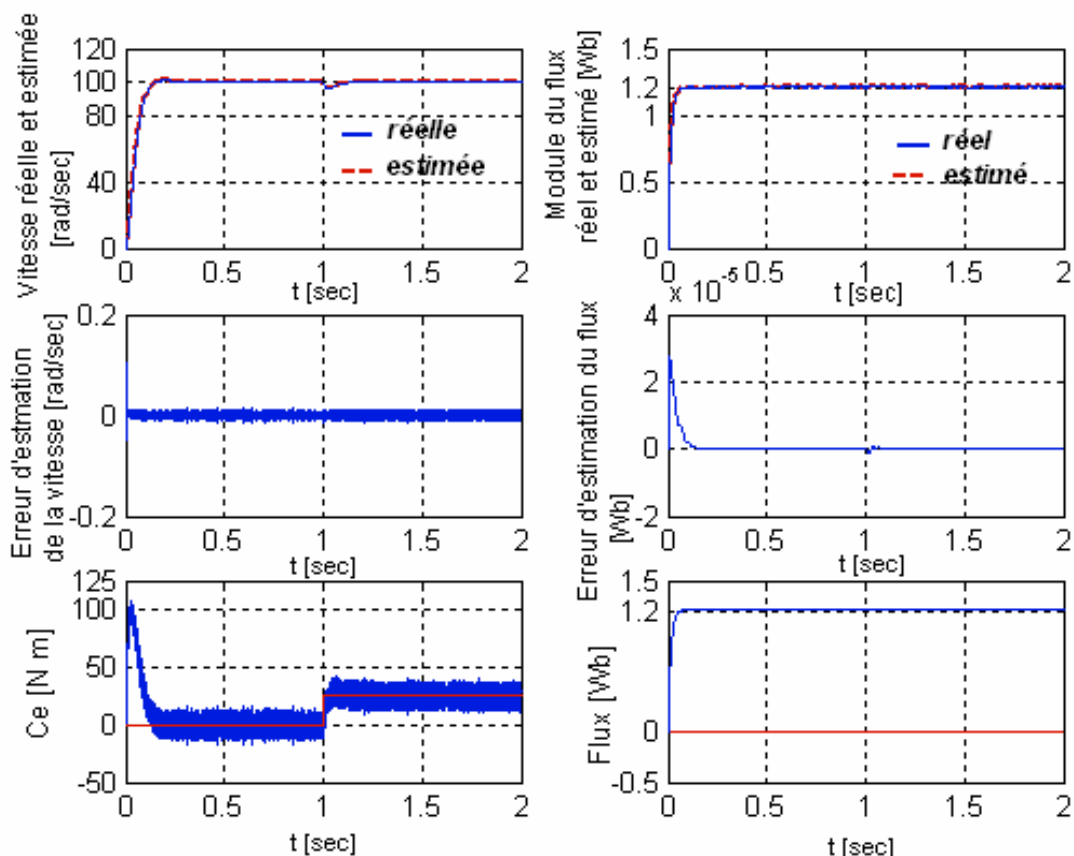


Fig.III.12: Simulation d'une régulation de la MAS par CVSM basée sur OA de la vitesse de rotation et de R_s lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge à $t=1\text{ sec}$

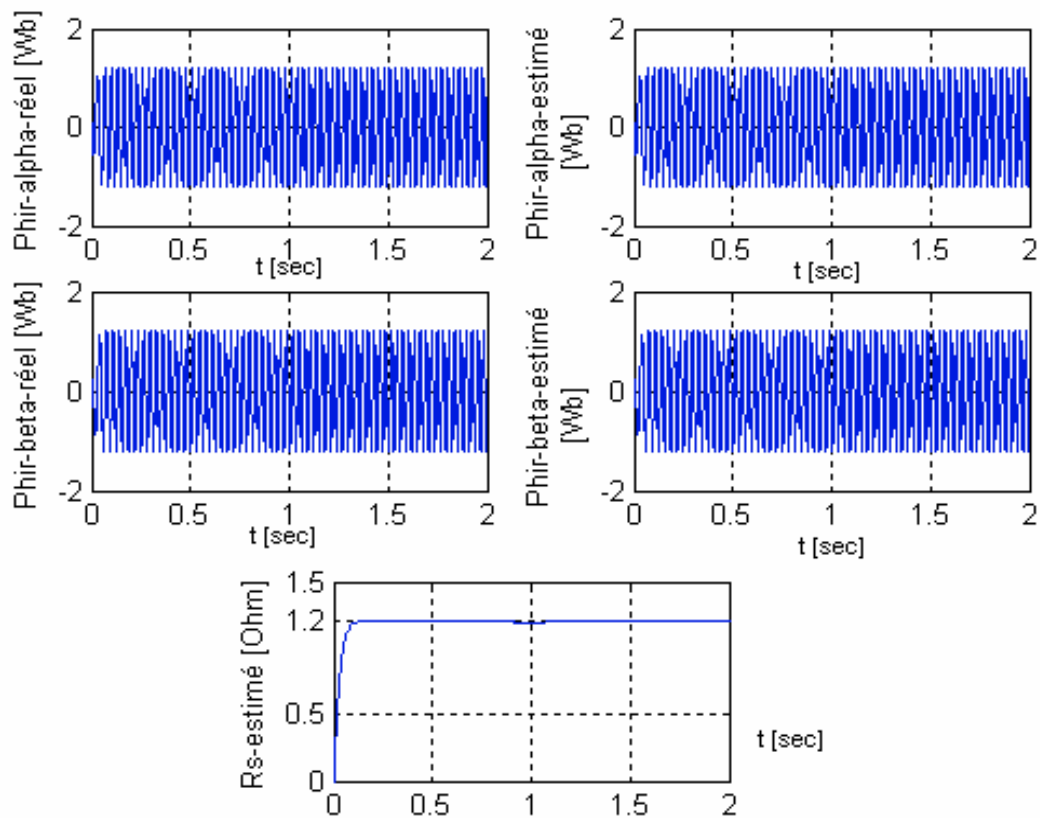


Fig.III.12: Simulation d'une régulation de la MAS par CVSM basée sur OA de la vitesse de rotation et de R_s lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge à $t=1$ sec

III.7.2. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge

La Fig.III.13 illustre les résultats de simulation de la CVSM basée sur l'observateur du flux avec adaptation de la vitesse de rotation et de R_s , lors d'inversion du sens de rotation à partir de $t=1$ sec et application d'un couple résistant de $25 Nm$ à $t=0.5$ sec ensuite à $t=1.5$ sec après annulation à $t=1$ sec. D'après ces résultats on constate que :

Au début de la simulation la résistance statorique est égale à sa valeur nominale. À l'instant $t=1$ sec la valeur de R_s augmente à une valeur de $2.6 Ohm$, qui correspond à une augmentation de plus de 100% de sa valeur nominale.

Donc, on peut conclure que malgré les variations extrêmes de la résistance statorique le découplage entre les deux axes d et q persiste toujours et les erreurs d'estimation du flux et de vitesse sont négligeables. Ceci prouve que notre système répond avec succès à ce type de test et notre observateur reste stable et robuste.

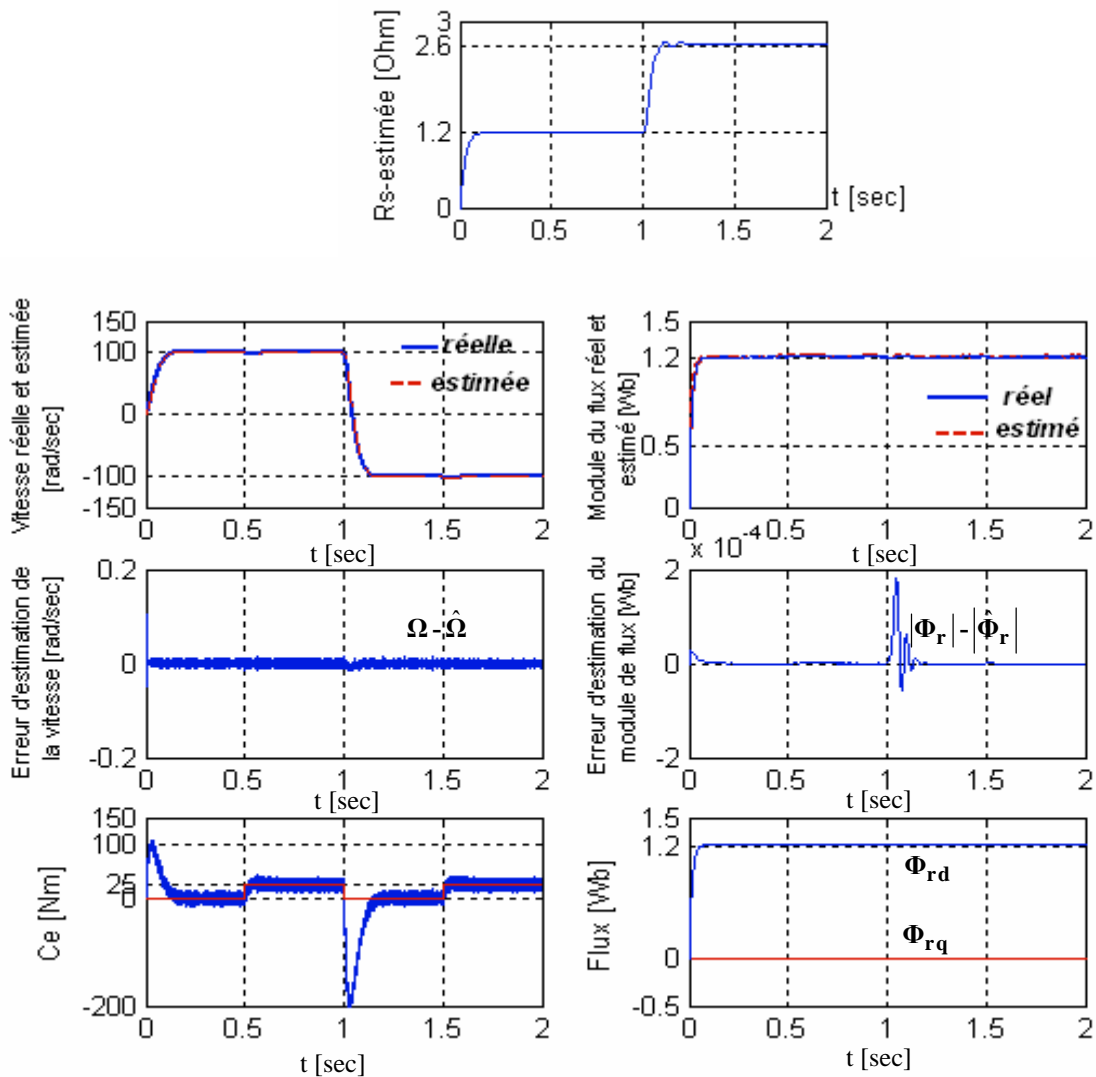


Fig.III.13 : Résultats de simulation lors d'inversion du sens de rotation et application du couple de charge en même temps

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 et bruit .Dans ce contexte, ce chapitre fait l'objet d'une implantation d'un observateur de flux avec un mécanisme d'adaptation afin d'élaborer une commande vectorielle directe sans capteur.

En considérant dans un premier lieu seulement les quatre équations du modèle de la MAS, un observateur linéaire pour l'estimation du flux est synthétisé. Ensuite, en utilisant une fonction de *Lyapunove*, une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique est déduite et ceci en considérant la vitesse constante. On a étendu la loi d'adaptation à la

résistance statorique. On a associé la CVD à notre observateur adaptatif .Notre système a été soumis à des séries de tests afin d'évaluer sa robustesse.

Le résultat de notre travail consiste en une amélioration de la commande vectorielle directe par l'introduction d'un algorithme d'estimation robuste vis-à-vis des perturbations de différentes natures et permettant d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit .Ceci a donné une structure minimale à notre CVD.

On trouve beaucoup de flexibilité dans la sélection de la matrice gain de l'observateur. Dans cette partie, on a abouti à une approche déterministe où on a associé notre commande à un OA étudié en temps continu .Le chapitre suivant est consacré à l'étude d'une approche stochastique étudiée en temps discret.

Chapitre IV

Amélioration des performances de la CVD de Structure Minimale

Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons une autre méthode d'obtention du flux et de la vitesse rotorique de la machine asynchrone pilotée par une CVD utilisant un observateur de Kalman.

L'observateur de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. Nous présenterons ici une structure de filtre de Kalman à état étendu [Lei 04], [Mor 05].

Cette méthode est basée sur une représentation d'état des régimes dynamiques du moteur. Pour l'implantation de notre observateur dans un microcontrôleur une discrétisation du modèle est requise. Selon la méthode de discrétisation et de la période d'échantillonnage, une source de bruit supplémentaire est ajoutée aux erreurs de modélisation. Par conséquent, il est important de vérifier la pertinence de ces résultats dans le cas discret [Sah 03], [Com 01].

Nous associerons notre commande vectorielle directe au filtre de Kalman étendu. Ce qui donne une structure minimale à notre commande. Nous procéderons à une série de simulation de notre système afin de mettre en évidence ces performances dans diverses conditions.

IV.1. Application du filtre de Kalman étendue à la MAS

Le FKE est un observateur stochastique qui donne une estimation optimale des états pour les systèmes non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [Bom 01], [Cha 04], [Xma 02] :

- Sélection du modèle de la MAS,

- Discrétisation du modèle du système,
- Détermination des matrices de covariances des bruits \mathbf{Q} , \mathbf{R} et d'état \mathbf{P} ,
- Implantation de l'algorithme du FKE.

IV.2. Le modèle d'état étendu de la MAS

FKE comme n'importe quel observateur est basé sur le modèle du système. Dans cette partie nous présenterons le modèle dynamique de la MAS étendu à la vitesse de rotation électrique. Donc, le modèle d'état étendu du système est décrit par [Has 04],[Shi 02]:

- L'équation différentielle d'état

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \Omega & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p \Omega & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \Omega & 0 \\ 0 & a_4 & p \Omega & a_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/\sigma L_s) & 0 \\ 0 & (1/\sigma L_s) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.1)$$

- L'équation de sortie

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega \end{bmatrix}^T \quad (IV.2)$$

Avec a_1, a_2, a_3, a_4, a_5 sont définis dans le paragraphe (III.2.2).

Donc, le modèle de la MAS est représenté par le système non- linéaire suivant [Spr 98] :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{g}[\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t), t] \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (IV.3)$$

IV.3. Discrétisation du modèle du système

Le modèle discret de la MAS se déduit du modèle continu. Le choix de la méthode et le pas de discrétisation sont le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul [Sma 02].

En supposant que la période d'échantillonnage T est assez petite devant le temps de réponse on peut exprimer la dérivée de la variable d'état par :

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \{\mathbf{X}[(k+1)T] - \mathbf{X}[kT]\} / T \quad (IV.4)$$

Avec : $kT \leq t \leq (k+1)T$

Le système discret qui détermine le comportement du filtre continu à des instants discrets (kT) est nécessaire pour l'implantation du FKE en temps réel.

En supposant que l'entrée de commande $U(kT)$ est constante entre les instants d'échantillonnage actuel $[kT]$ et précédent $[(k-1)T]$, donc le modèle d'état discret est exprimé par [Car 00], [Pen 02] :

$$\begin{cases} X[(k+1)T] = X[kT] + Tg\{X[kT], U[kT], kT\} \\ Y[kT] = CX[kT] \end{cases} \quad (IV.5)$$

D'où, on peut écrire

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] \\ Y(k) = CX(k) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Où (kT) est remplacé par (k) pour but de simplification de notation.

Avec :

$$f[X(k), U(k), k] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4 \quad f_5]^T \quad (IV.7)$$

En utilisant l'équation (IV.5) on peut déduire :

$$\begin{cases} f_1 = (1 + a_1T) I_{s\alpha}(k) + a_2T \Phi_{r\alpha}(k) + a_3 T p \Omega(k) \Phi_{r\beta}(k) + (1/\sigma L_s)T V_{s\alpha}(k) \\ f_2 = (1 + a_1T) I_{s\beta}(k) - a_3 T p \Omega(k) \Phi_{r\alpha}(k) + a_2T \Phi_{r\beta}(k) + (1/\sigma L_s)T V_{s\beta}(k) \\ f_3 = a_4T I_{s\alpha}(k) + (1 + a_5T) \Phi_{r\alpha}(k) - T p \Omega(k) \Phi_{r\beta}(k) \\ f_4 = a_4T I_{s\beta}(k) + T p \Omega(k) \Phi_{r\alpha}(k) + (1 + a_5T) \Phi_{r\beta}(k) \\ f_5 = p \Omega(k) \end{cases} \quad (IV.8)$$

Le modèle discret du moteur en forme étendue devient :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \\ \Phi_{r\alpha}(k+1) \\ \Phi_{r\beta}(k+1) \\ \Omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+a_1T) & 0 & a_2T & a_3T p \Omega(k) & 0 \\ 0 & (1+a_1T) & -a_3T p \Omega(k) & a_2T & 0 \\ a_4T & 0 & (1+a_5T) & -T p \Omega(k) & 0 \\ 0 & a_4T & T p \Omega(k) & (1+a_5T) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k) \\ \Phi_{r\alpha}(k) \\ \Phi_{r\beta}(k) \\ \Omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha}(k) \\ V_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) & I_{s\beta}(k) & \Phi_{r\alpha}(k) & \Phi_{r\beta}(k) & \Omega(k) \end{bmatrix}^T \quad (IV.10)$$

La forme complète des équations (IV.9) et (IV.10) est la suivante :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) \end{cases} \quad (IV.11)$$

IV.3.1. Le modèle stochastique non linéaire de la MAS

En pratique la MAS ne peut pas être représentée parfaitement par le modèle (IV.6). Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le modèle stochastique suivant est introduit [Aki 02] , [Lor 93]:

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] + b_{rs}(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \quad (IV.12)$$

Où $f[X(k), U(k), k]$ est définie dans le paragraphe précédent et b_{rs} et b_{rm} sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisés par leurs valeurs moyennes nulles.

IV.4. Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état

Le filtre de kalman considère la matrice de covariance du vecteur d'état \mathbf{P} et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes :

$$\begin{cases} \text{cov}(b_{rs}) = E\{b_{rs} b_{rs}^T\} = Q \\ \text{cov}(b_{rm}) = E\{b_{rm} b_{rm}^T\} = R \end{cases} \quad (IV.13)$$

En supposant que Q et R sont diagonaux, les paramètres dans les axes α et β sont les mêmes .Il suit de cela au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus.

IV.5. Implantation de l'Algorithme du FKE discret

IV.5.1. Présentation du FKE

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction - correction illustrée par la Fig.IV.1 [Spr98], [Kim 94].

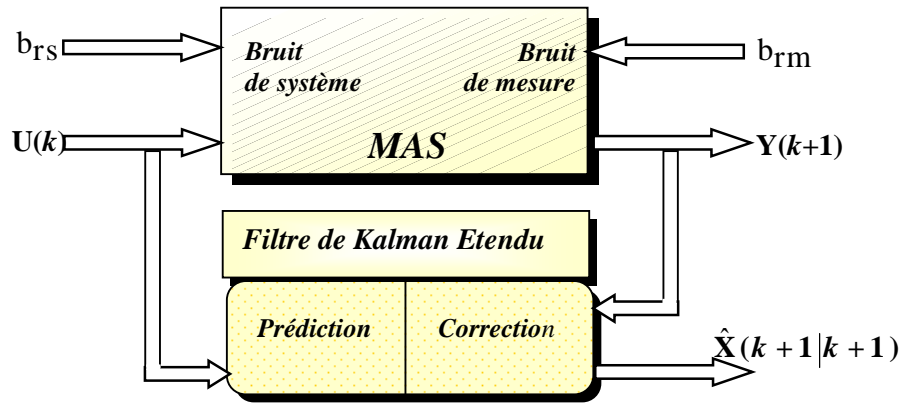


Fig.IV.1 : La Structure globale du FKE

IV.6. Les étapes de l'algorithme du FKE

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du FKE. La première est la prédiction, la seconde la correction (ou le filtrage). Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances [Spr 98], [Kim 94], [Sma 02], [Pen 02], [Mor 05].

IV.6.1. Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances

L'état initial du système X_0 et les matrices initiales de covariance Q_0 et R_0 sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice de covariance d'état P_0 . Cette dernière peut être considérée comme matrice diagonale, où tous ses éléments sont égaux [Cha 04], [Aki 02].

Les valeurs initiales des matrices de covariance reflètent le degré de la connaissance des états initiaux. Les valeurs trop élevées indiquent peu d'informations sur les états, en outre des problèmes de divergence et de grandes oscillations des évaluations d'état autour d'une valeur vraie peuvent se produire. Avec des valeurs basses la convergence de vitesse peut diminuer.

IV.6.2. La phase de prédiction

- Calcul de la prédiction du vecteur d'état

L'objectif de cette étape est de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$

$$\hat{X}(k+1|k) = f[\hat{X}(k|k), U(k), k] \quad (\text{IV.14})$$

Ainsi, cette mesure de l'état permet de prédire la sortie :

$$\hat{Y}(k+1|k) = C\hat{X}(k+1|k) \quad (\text{IV.15})$$

- **Calcul de la matrice de prédiction de covariance du filtre**

Cette matrice doit être réactualisée, elle est donnée par la formule suivante :

$$P(k+1|k) = A(k)P(k|k)A^T(k) + Q \quad (IV.16)$$

Tel que :

$$A(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k|k)} \quad (IV.17)$$

Où f est définie par (IV.7) et (IV.8), donc :

$$A(k) = \left. \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial X_1} & \frac{\partial f_1}{\partial X_2} & \frac{\partial f_1}{\partial X_3} & \frac{\partial f_1}{\partial X_4} & \frac{\partial f_1}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_2}{\partial X_1} & \frac{\partial f_2}{\partial X_2} & \frac{\partial f_2}{\partial X_3} & \frac{\partial f_2}{\partial X_4} & \frac{\partial f_2}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_3}{\partial X_1} & \frac{\partial f_3}{\partial X_2} & \frac{\partial f_3}{\partial X_3} & \frac{\partial f_3}{\partial X_4} & \frac{\partial f_3}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_4}{\partial X_1} & \frac{\partial f_4}{\partial X_2} & \frac{\partial f_4}{\partial X_3} & \frac{\partial f_4}{\partial X_4} & \frac{\partial f_4}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_5}{\partial X_1} & \frac{\partial f_5}{\partial X_2} & \frac{\partial f_5}{\partial X_3} & \frac{\partial f_5}{\partial X_4} & \frac{\partial f_5}{\partial X_5} \end{bmatrix} \right|_{X=\hat{X}(k|k)} \quad (IV.18)$$

$$A(k) = \begin{bmatrix} (1+a_1T) & 0 & a_2T & a_3 T p \Omega(k|k) & a_3 T \Phi_{r\beta}(k|k) \\ 0 & (1+a_1T) & -a_3 T p \Omega(k|k) & a_2T & -a_3 T \Phi_{r\alpha}(k|k) \\ a_4T & 0 & (1+a_5T) & -T p \Omega(k) & T \Phi_{r\beta}(k|k) \\ 0 & a_4T & T p \Omega(k|k) & (1+a_5T) & T \Phi_{r\alpha}(k|k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.19)$$

IV.6.3. Phase de correction

- **Calcul du Gain de Kalman à l'instant $(k+1)$**

Le gain de filtre de Kalman est donné par :

$$K(k+1) = P(k+1|k) C^T \left[C P(k+1|k) C^T + R \right]^{-1} \quad (IV.20)$$

Ce gain est choisi pour réduire au minimum la variance d'erreur d'estimation des états à estimer.

- **Estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$**

En fait la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée $Y(k+1)$ et la sortie prédite $Y(k+1|k)$. Pour améliorer l'état il faut donc tenir compte de cet écart et le

corriger par l'intermédiaire du gain de filtre de kalman $\mathbf{K}(k+1)$. En minimisant la variance de l'erreur, on obtient l'expression du nouveau vecteur d'état estimé à l'instant $(k+1)$ [Com02],[Sah 03].

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k+1) = \hat{\mathbf{X}}(k+1|k) + \mathbf{K}(k+1) \left[Y(k+1) - \hat{Y}(k+1|k) \right] \tag{IV.21}$$

• **Calcul de la covariance d'erreur**

La dernière étape est la réactualisation de la matrice de covariance du filtre comme suit :

$$\mathbf{P}(k+1|k+1) = \{ \mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{C} \} \mathbf{P}(k+1|k) \tag{IV.22}$$

On peut représenter l'algorithme du FKE par cette structure :

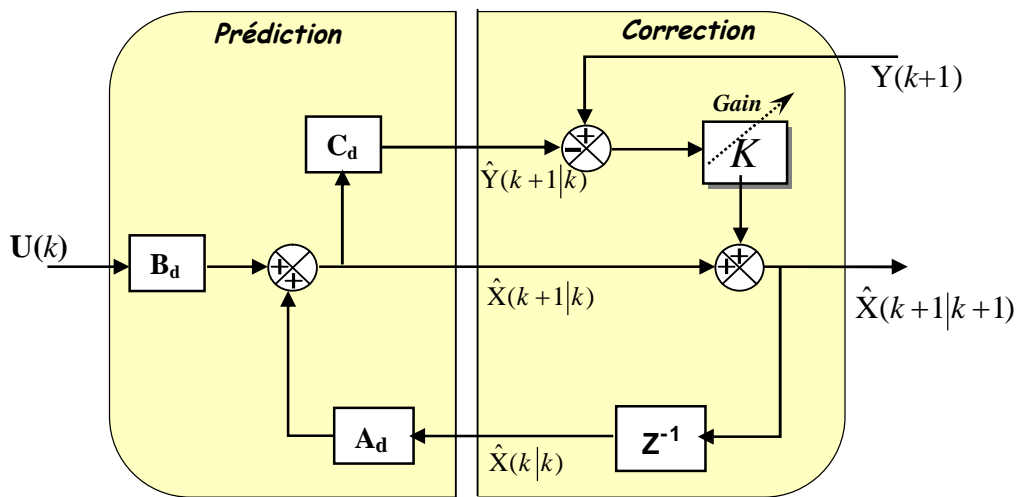


Fig.IV.2 : Représentation de l'algorithme du Filtre de Kalman

IV.7. Schéma de simulation globale

Le FKE présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implémenté donc comme une *s-function* sous forme d'un bloc présenté par la Fig.IV.3 [Shi 02]. Il est inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS commandé par la CVSM sans capteur de vitesse basée sur un FKE illustré par la Fig.IV.4.

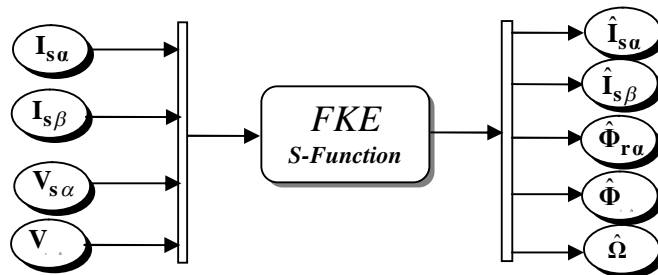


Fig.IV.3 : Modèle de simulation du FKE

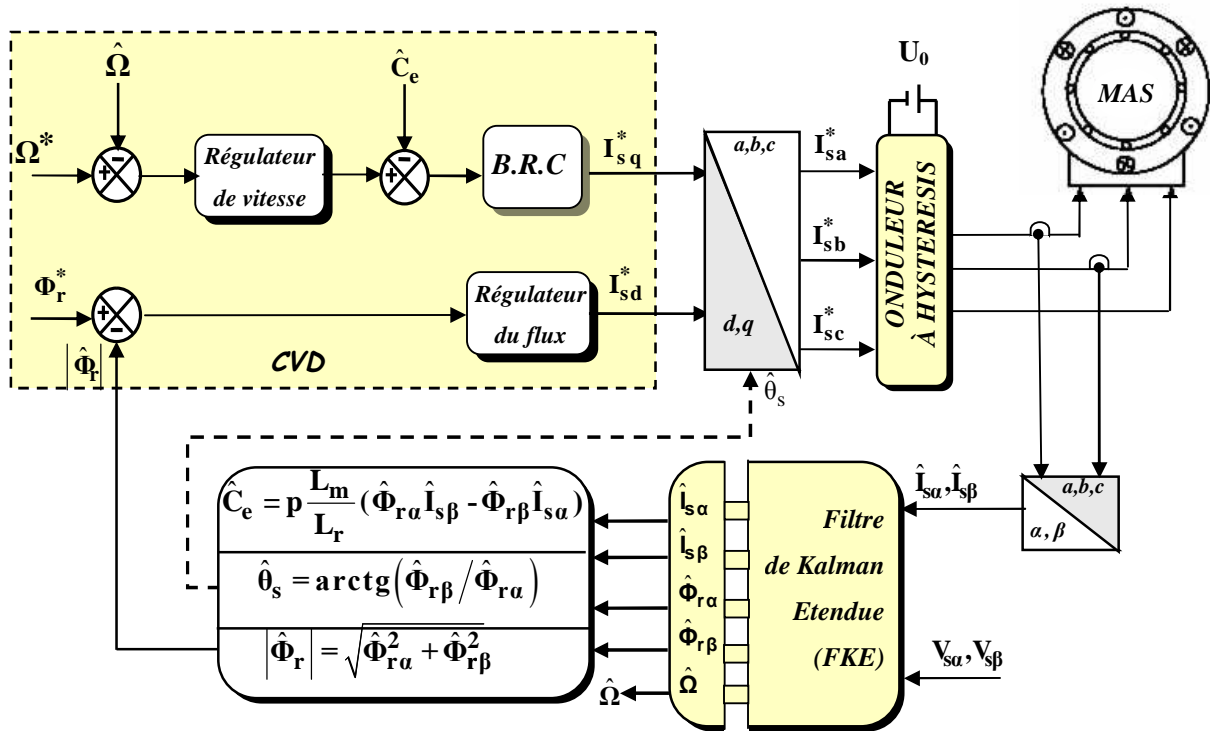


Fig.IV. 4 : Schéma de simulation globale de la CVSM de la MAS utilisant un FKE

IV.8. Résultats de simulation

Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin de tester la robustesse de la CVSM basée sur le FKE à la vitesse rotorique. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation des régulateurs de vitesse du couple et du flux de type *PI*. Les réglages des matrices de covariance *Q* et *R* ont été effectués par des essais en simulation afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse tout en respectant un compromis entre la dynamique et les erreurs statiques. Ces matrices sont mentionnées dans l'annexe C.

Les performances statiques et dynamiques de notre commande sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion du sens de rotation,
- réponses à basses vitesses,
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps,
- Effet de la variation de la résistance rotorique et statorique.
- Estimation avec injection du bruit de mesure,
- Effet de la variation de la matrice de covariance du bruit de mesure *R*.

IV.8.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

La Fig.IV.5 illustre les performances de la CVSM de la MAS sans capteur de vitesse pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $Cr=25Nm$ à $t=1sec$.

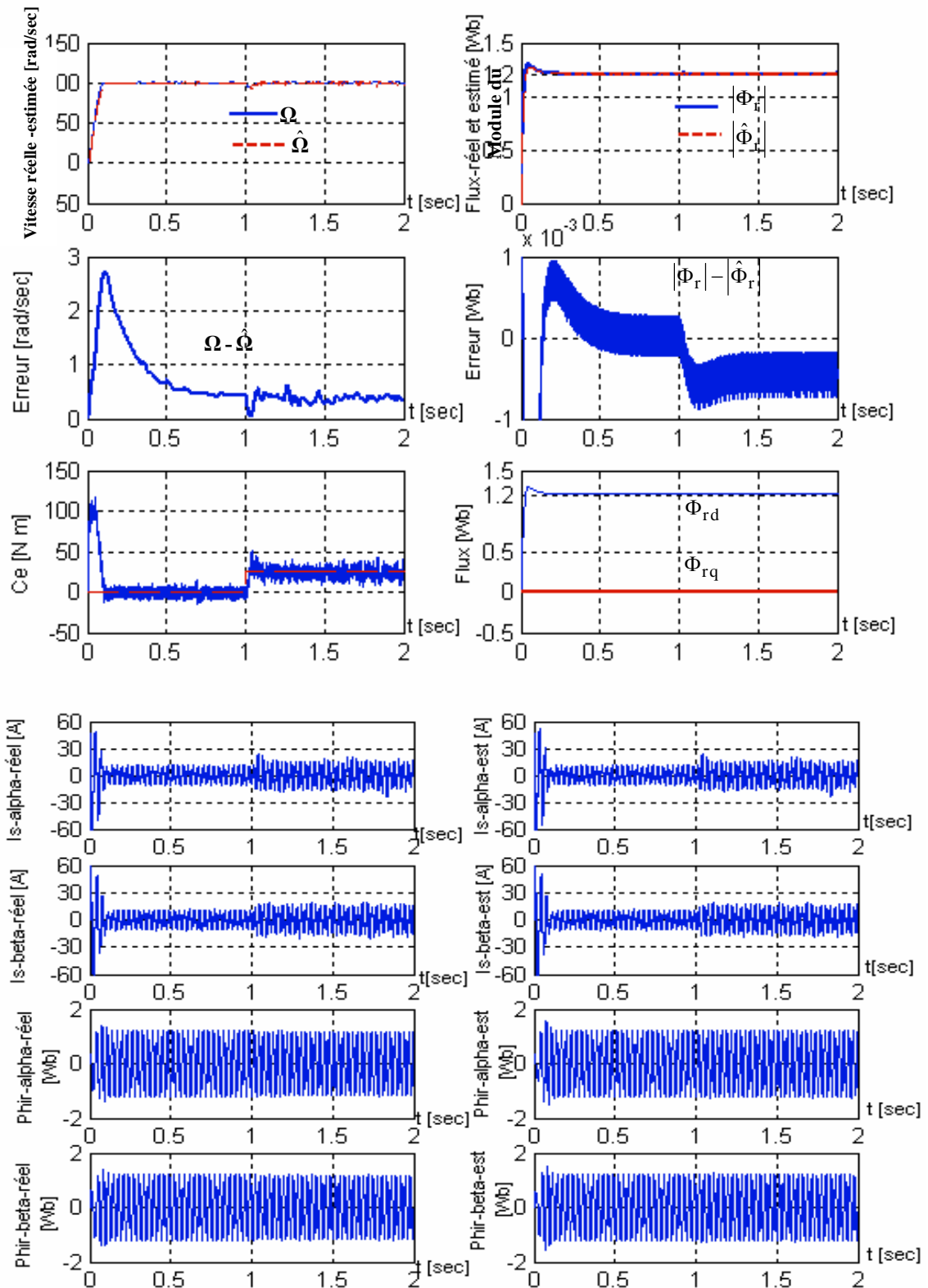


Fig.IV.5 : Résultats de simulation de la CVSM utilisant le FKE (démarrage à vide suivi d'une application de charge à $t=1sec$)

D'après ces résultats, on constate que le flux et la vitesse estimés par le FKE suivent bien l'évolution du flux et vitesse réelle dans la MAS. Par la suite, on a un couple plus stable et les erreurs d'estimations tendent vers zéro et le découplage entre les deux axes d , q persiste

IV.8.2. Inversion de la vitesse

Pour évaluer la robustesse du système d'entraînement complet, on applique un changement de la consigne de vitesse de $+100$ à -100 rad/sec, à partir de l'instant $t=1$ sec. les résultats sont mentionnés sur la Fig.IV.6 .

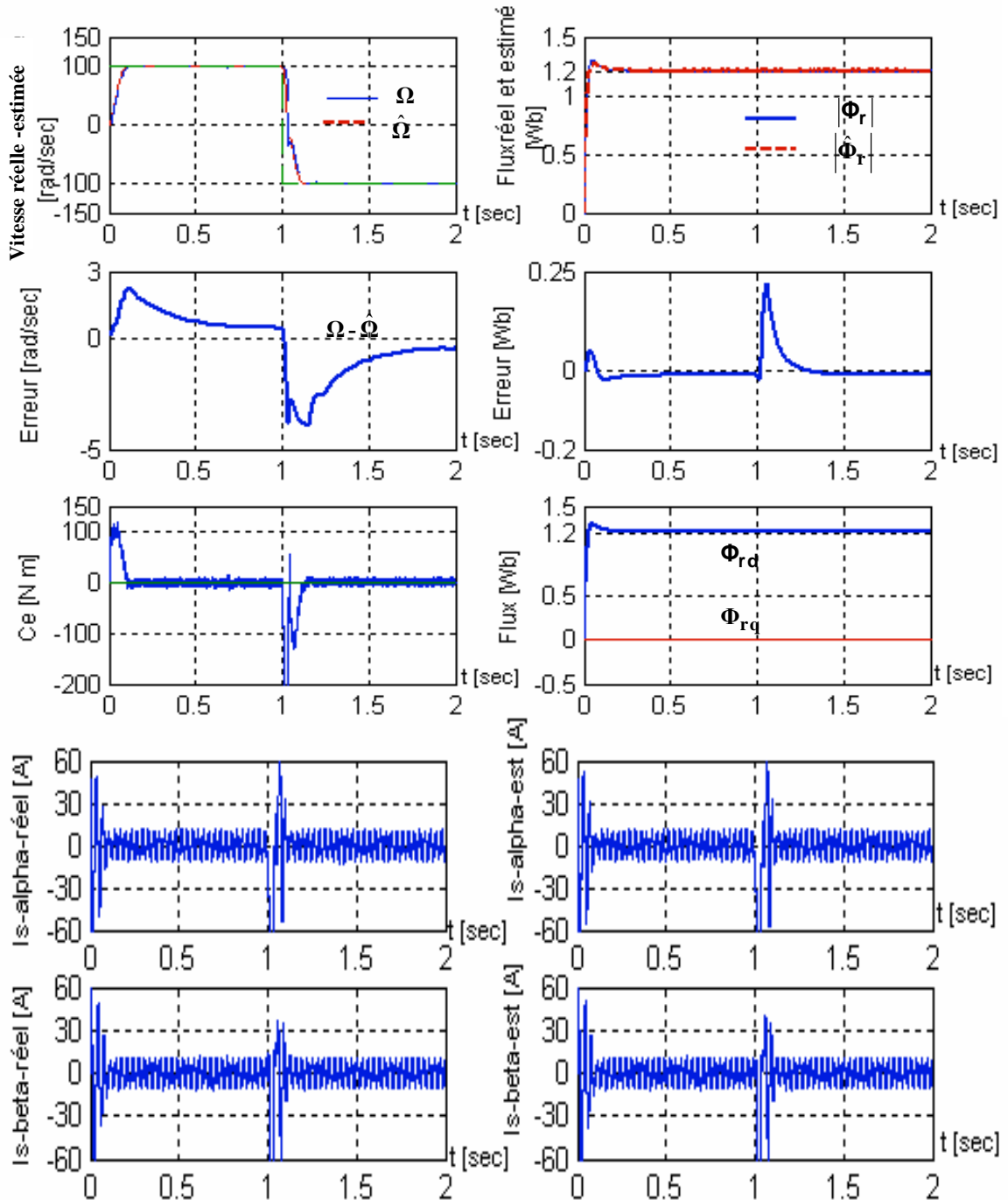


Fig.IV.6 : Résultats de simulation de la CVSM utilisant le FKE pour l'inversion de sens de rotation à $t=1$ sec.

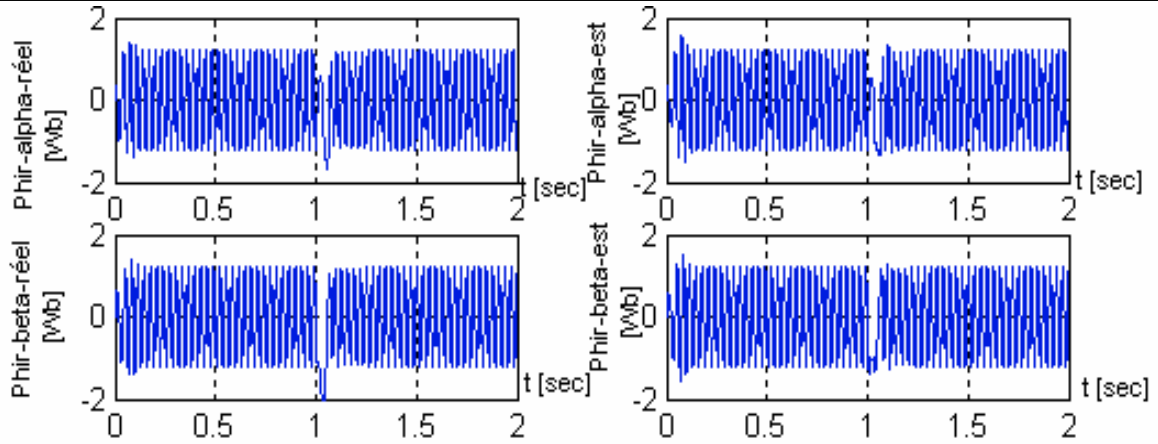


Fig.IV.6 : Résultats de simulation de la CVSM utilisant le FKE pour l'inversion de sens de rotation à $t=1\text{sec}$

D'après ces résultats, on constate qu'au régime permanent la vitesse estimée suit la vitesse réelle. Aux régimes transitoires, lors de démarrage et inversion du sens de rotation cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statique et dynamique de la CVD et également le système d'entraînement global. On note aussi que l'estimation du flux et du courant est faite d'une façon adéquate. Donc, on peut conclure que ce filtre est robuste vis-à-vis des variations importantes de la vitesse.

IV.8.3. Estimation pour les basses vitesses

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de $+30\text{ rad/sec}$ à -30 rad/sec à partir de l'instant $t=0.7\text{ sec}$, ensuite une deuxième inversion à une vitesse de 15 rad/sec à l'instant $t=1.4\text{ sec}$.

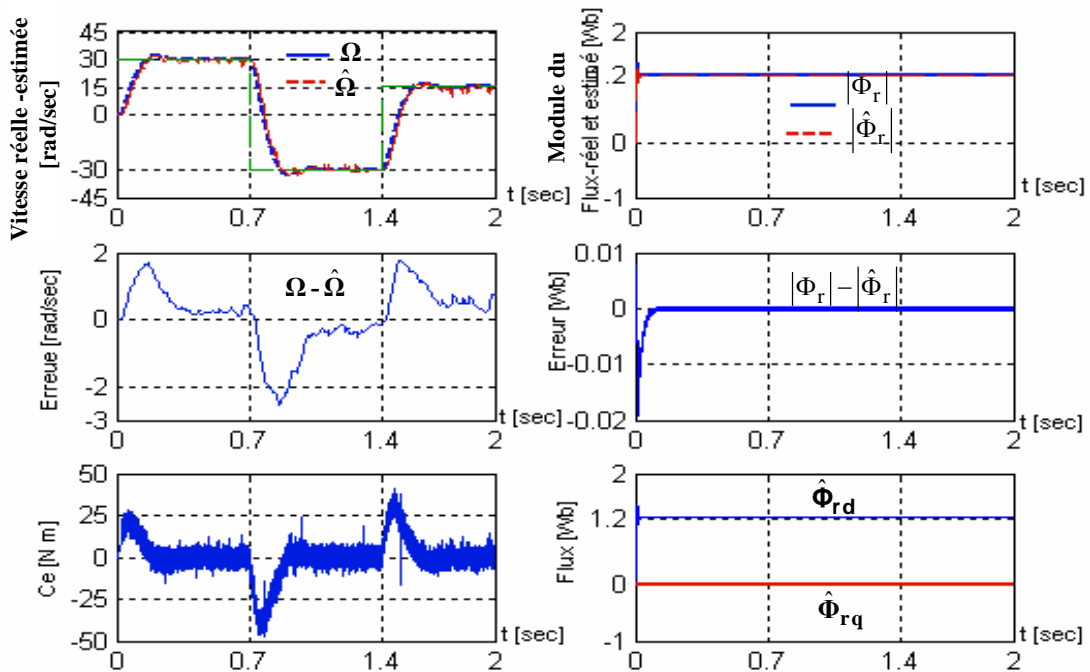


Fig.IV.7 : Performances de la CVSM utilisant le FKE à basses vitesses

Les résultats sont représentés par la *Fig.IV.7*. On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence. L'estimation du flux se fait toujours d'une façon adéquate. On note que ces résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même pour les basses vitesses.

IV.8.4. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

La *Fig.IV.8* montre l'influence des variations paramétriques sur le comportement du filtre et par conséquent sur le comportement global du système d'entraînement. En premier lieu, nous avons introduit une augmentation de 50% de la valeur de la résistance rotorique ensuite une augmentation de 50% de résistance statorique.

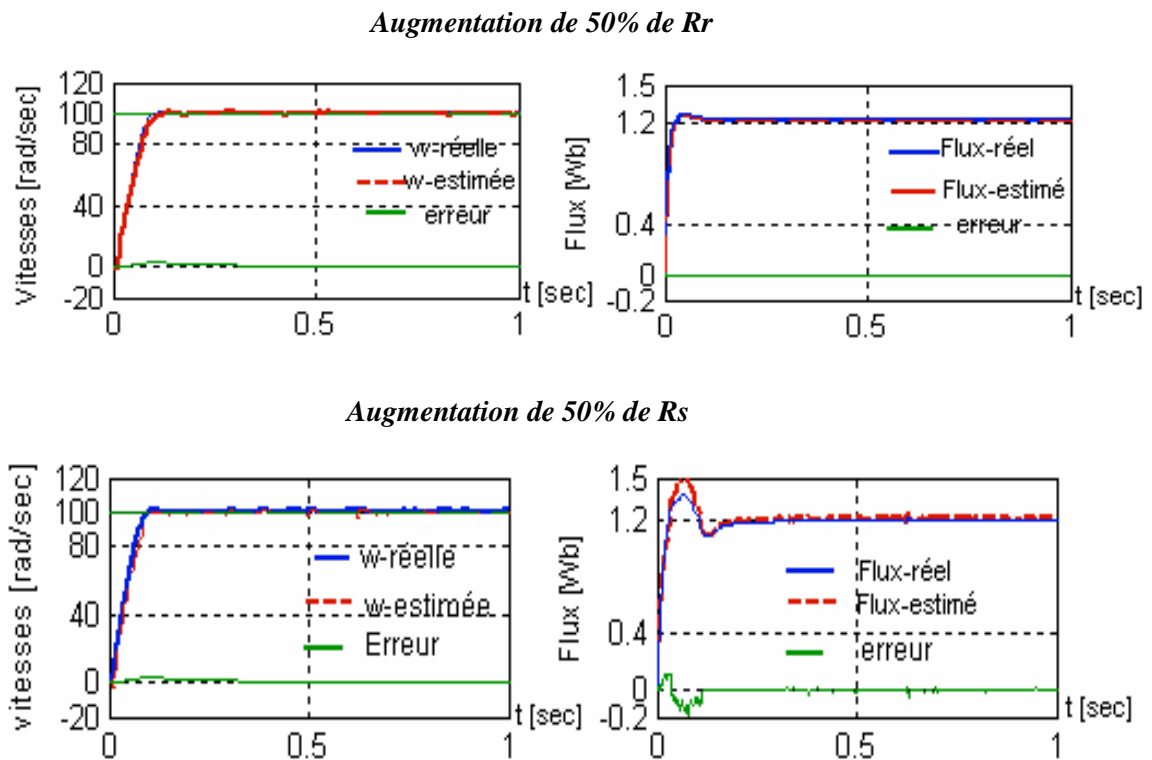


Fig.IV.8 : Influences des variations paramétriques de la MAS sur le comportement du FKE et de la CVSM

D'après ces résultats on peut conclure que le FKE est insensible aux variations de la résistance rotorique, par contre la variation de la résistance statorique influe sur le comportement du filtre à l'instant du démarrage.

IV.8.5. Estimation avec injection du bruit de mesure

On a injecté du bruit dans les courants pour but de tester la robustesse du filtre pour les systèmes extrêmement bruités qui fonctionnent à 100 rad/sec et à 30 rad/sec .

Comme le montrent les résultats représentés par la Fig.IV.9 la vitesse estimée suit parfaitement la vitesse réelle, en plus elle n'est pas trop affectée par l'injection de ce bruit pour les deux cas.

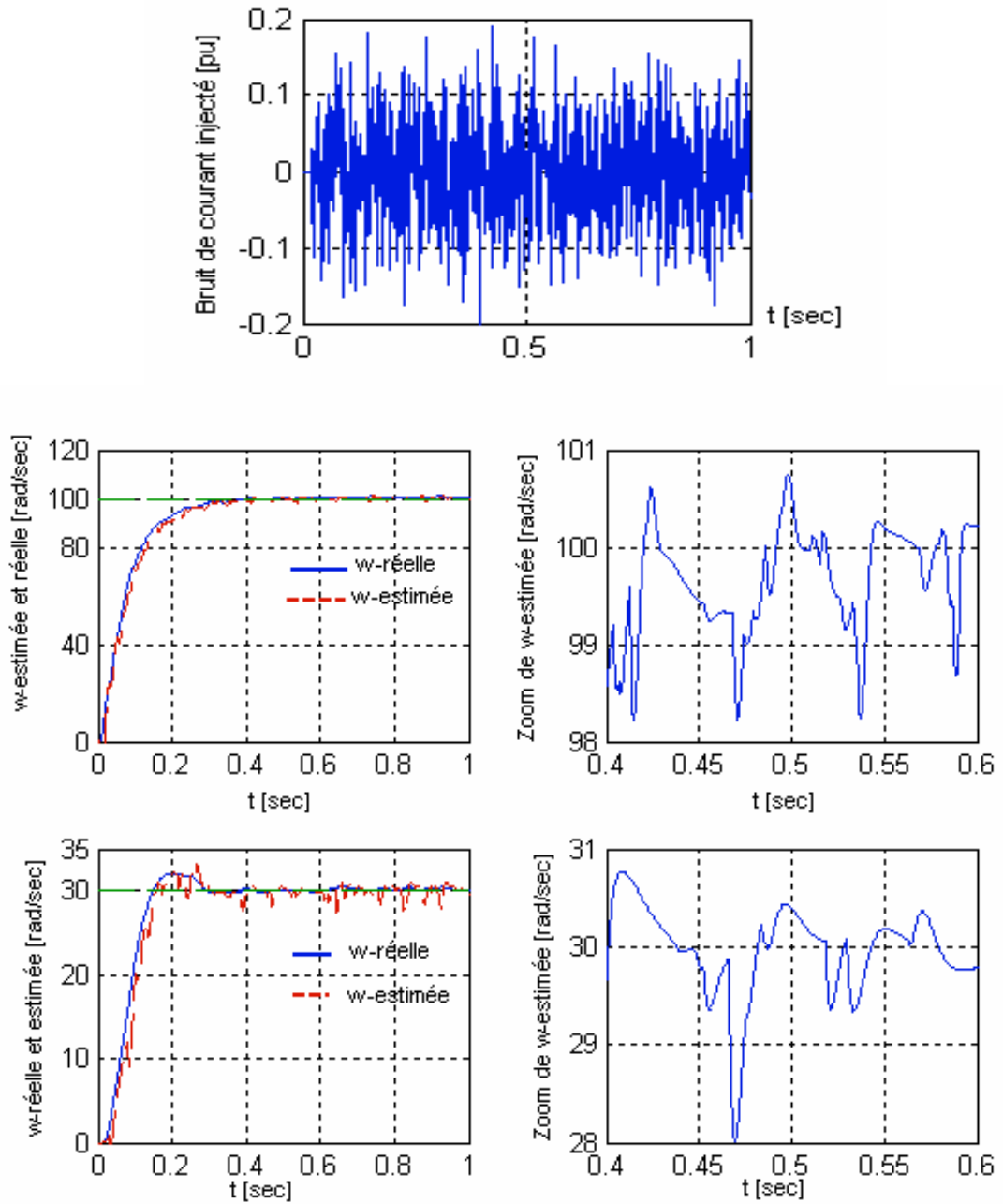


Fig.IV.9 : Performances du filtre en présence du bruit sur les courants $I_{s\alpha} I_{s\beta}$

IV.8.6. Robustesse vis -à -vis de la variation de la covariance du bruit de mesure \mathbf{R}

Dans cette partie on donne les résultats de simulation pour deux valeurs de matrice covariances de mesure \mathbf{R} . Ce test est fait pour examiner l'influence de la matrice \mathbf{R} sur l'efficacité du filtre, comme le montre la Fig.IV.10. Celle-ci illustre les zooms de la vitesse estimée tout d'abord pour $R = \text{diag} [10 \ 10]$, ensuite pour $R = [2 \ 2]$.

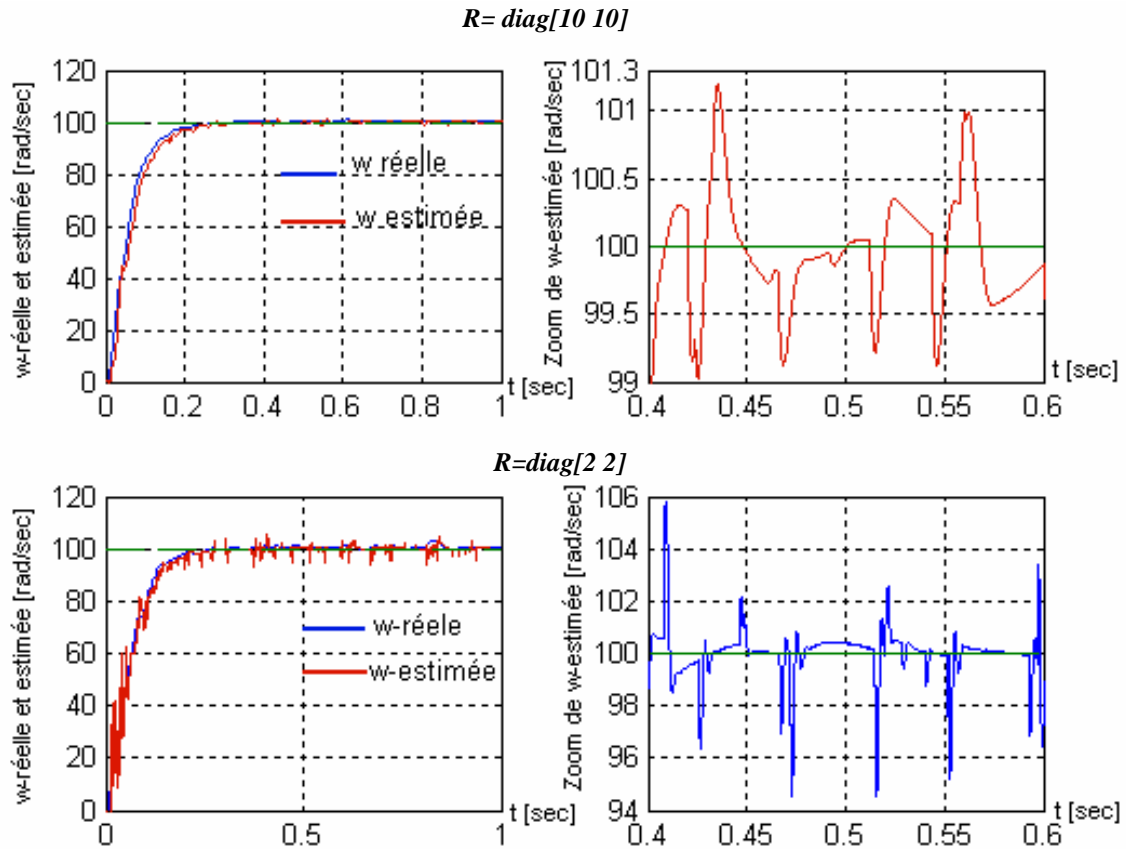


Fig.IV.10 : Influence de la matrice de covariance du bruit de mesure R sur l'efficacité du FKE

D'après ces résultats, on constate que la matrice \mathbf{R} permet de régler la qualité estimée de notre modélisation. La précision d'estimation de la vitesse peut augmenter avec l'augmentation de la covariance de bruit de mesure \mathbf{R} . Pour des valeurs basses, on remarque la présence d'oscillations dans la vitesse estimée, ce qui influe sur la précision d'estimation.

Conclusion

L'association du Filtre de Kalman Etendue à une CVD d'une MAS apporte des améliorations notables aussi bien au niveau dynamique que statique. Les résultats de simulation ont montré la robustesse de notre système d'entraînement dans différentes conditions de fonctionnement du moteur, lors de l'injection des bruits et face aux variations paramétriques.

On a aussi testé l'influence de la matrice de covariances de mesure R sur l'efficacité du filtre. On a tiré l'importance de cette matrice. Il apparaît que le choix de celle-ci est une nécessité pour l'obtention d'une CVD performante et robuste.

Donc on peut conclure que la CVD sans capteur basée sur l'implantation du filtre de Kalman permet d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles.

Conclusion Générale

La machine asynchrone a des paramètres qui varient. Elle subit des perturbations extérieures comme la variation de la charge. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles. Donc, l'idée de base de cette thèse a été élaborée suivant les raisons précitées.

L'objectif principal de cette thèse est de synthétiser des algorithmes robustes pour une commande vectorielle directe, efficace et à structure minimale. On a recours pour cela à l'application de la théorie des observateurs pour la commande de la MAS tout en utilisant les propriétés de robustesse de ces derniers.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut pas parler de commande de la machine sans qu'on cite le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine.

Dans le deuxième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulations de la MAS associée à la CVD. Les tests de robustesse ont prouvé que la CVD permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques. Les résultats sont acceptables mais un inconvénient réside dans la présence du capteur de vitesse.

Pour résoudre ce problème, on a abouti dans le troisième chapitre à l'étude d'une CVSM basée sur l'introduction d'un observateur du flux rotorique avec un mécanisme d'adaptation de vitesse de rotation. On a détaillé le principe de fonctionnement de ce dernier et synthétisé son algorithme à temps continu. On a conclu que notre commande est plus robuste et efficace et que notre OA permet d'estimer la vitesse de rotation et les composantes de flux rotorique par un choix adéquat d'une fonction de Lyapunov.

Les performances statique et dynamique de notre commande sont illustrées par des résultats de simulation. A travers les erreurs d'observation, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi qu'une bonne poursuite des consignes de cet observateur.

Afin d'adapter notre commande à des variations extrêmes de la résistance statorique on a étendu le mécanisme d'adaptation de notre observateur à la résistance statorique. On peut conclure que notre commande est robuste vis-à-vis des variations extrêmes de R_s .

Dans le dernier chapitre, on a remplacé l'observateur adaptatif par un filtre de kalman étendu à la vitesse de rotation. On a étudié ce dernier à temps discret. Les résultats de simulation ont montré la robustesse du système d'entraînement en présence du bruit de mesure et dans différentes conditions de fonctionnement du moteur.

Enfin, on propose quelques perspectives à notre travail qui se traduisent par :

- L'application des régulateurs par mode glissant afin d'obtenir des améliorations notables.
- L'application des régulateurs de l'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques pour augmenter les performances de la CVD.
- L'étude de la CVSM basée sur un observateur du flux avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation de la résistance statorique et rotorique à temps discret.
- L'extension du vecteur d'état à estimer par le FKE à la résistance statorique, rotorique et le couple résistant pour obtenir un contrôle sans capteur performant et plus robuste face aux variations extrêmes de R_s , R_r et C_r .

Annexe A

Paramètres de la MAS utilisés :

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
L_m	Inductance Mutuelle	0.15	H
J	Inertie du moteur	0.07	KG.M ²
f	Coefficient de frottement	0.0001	N.m/rad/sec
p	Nombre de paires de pôles	2	
P_n	Puissance nominale	4	kW
W_n	Vitesse nominale	150	rad/sec
C_{en}	Couple électromagnétique	25	N.m
I_n	Courant nominale	15	A

Annexe B

➤ Transformation de Park

Matrice de Park $P(\theta_c)$	Matrice inverse de Park $P^{-1}(\theta_c)$
$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_c & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_c & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \cos\theta_c & -\sin\theta_c & 1 \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$

➤ Transformation de Park modifiée

Matrice de Park modifiée $P(\theta_c)$	Matrice inverse de Park modifiée $P^{-1}(\theta_c)$
$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_c & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_c & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_c & -\sin\theta_c & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$

transformation triphasée- biphasés	La transformation biphasée- triphasée
$\begin{cases} [X_{sc}] = [P(\theta_c)] [X_s] \\ [X_{rc}] = [P(\theta_c - \theta)] [X_r] \end{cases}$	$\begin{cases} [X_s] = [P(\theta_c)]^{-1} [X_{sc}] \\ [X_r] = [P(\theta_c - \theta)]^{-1} [X_{rc}] \end{cases}$

➤ Lorsque $(\theta_c = 0)$ la transformation de Park modifiée est dite transformation de Concordia.

On note que :

$$[X_{sc}] = [X_{sd} \quad X_{sq} \quad X_{so}]^T, [X_{rc}] = [X_{rd} \quad X_{rq} \quad X_{ro}]^T$$

X : peut être V, I ou Φ

Annexe. C

- **Régulateurs utilisés pour la CVD de la MAS alimentée par un onduleur à hystérésis**

Régulateur de vitesse	ζ	1	Régulateur du couple	$T_{rep2}(ms)$	3	Régulateur du flux	$T_{rep3}(ms)$	1
	$T_{rep1}(ms)$	200		K_{p2}	5.1425		K_{p3}	39.2
	K_{p1}	4.2		K_{i2}	1229.9		K_{i3}	450
	K_{i1}	63						

Remarque :

Le calcul du régulateur de vitesse (K_{p1}, K_{i1}) pour ce cas est identique à celui étudié dans le paragraphe (II.7.1)

- **Les Régulateurs utilisés pour la CVSM basée sur un OA (Adaptation de Ω)**

Régulateur de vitesse		Régulateur du couple		Régulateur du flux		Régulateur du mécanisme d'adaptation de la vitesse rotorique	
K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}	K_{p3}	K_{i3}	K_p	K_i
4.6667	77.7778	5.1425	1.2299e+3	39.2	450	100	1e+6

Valeur de K :

$$k=0.95$$

- **Les paramètres utilisés pour la CVSM associée à un OA (Adaptation de Ω et R_s)**

En plus des paramètres utilisés précédemment on ajoute la constante du mécanisme d'adaptation de la résistance rotorique .

$$K_r=290$$

- **Les paramètres utilisés pour la CVSM associée à un FKE**

<i>Régulateur de vitesse</i>		<i>Régulateur du couple</i>		<i>Régulateur du flux</i>		<i>Matrice R</i>	<i>T</i>
K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}	K_{p3}	K_{i3}	<i>diag[10 10]</i>
4	85	3	2200	40	1000		

Matrice Q :

..... [.....]

Bibliographie

- [Abd 97] R.Abdesmed, M.Kadjoudj, « *Modélisation des Machines Electriques.* » Presses de l'Université de Batna ,1997.
- [Aip 02] XU .Aiping, « *Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes.* » école Doctorale , Matisse, Septembre 2002.
- [Aki 02] B.Akin, « *State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors.* » Thèse de Master, The middle east technical university, Août 2002.
- [Bag 99] L.Baghli, « *Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Flou, des réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques.* » Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 99.
- [Bag 04] L.Baghli,« *Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone.* » Cours de commande IUFM de Lorraine UHP, 03/04.
- [Baj 03] J.C de Barros, « *Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone.* » Thèse de doctorat, Université AIX-MARSEILLE III, France, 2003.
- [Bar 82] F.Barret, « *Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques.* » collection des études de recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [Bel 05] S.Belkacem, « *Etude comparative des performances statiques et dynamiques d'un contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur à Induction alimenté par un convertisseur statique.* » Thèse de magister, Université de BATNA, Juillet 2005.
- [Ben 98] A.Benchaib, « *Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone.* » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.
- [Bom 01] T.Boumagoura, « *Recherche de signature électromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et synthèse d'observateurs en Vue du Diagnostic.*» Thèse de doctorat, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001.
- [Bos 86] B.K.Bose, « *Power Electronics and Drives.* » Prentice-Hall, 1986.
- [Bou94-1] M.Boussak,« *Commande Numérique Vectorielle des Machine Asynchrone Triphasées.* » Ecole Supérieur d'Ingénieurs de Marseille, Version 2.1, Août 1994.
- [Bou94-2] M.Boussak,« *Régimes transitoires des Machines électriques.* »Ecole Supérieur d'Ingénieurs de Marseille, Version 2.0, Juillet 1994.
- [Bus 01] G.Bushe,« *Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink.* » Thèse d'ingénieur, Grenoble (C.U.E.F.A.) ,7 Mars 2001.
- [Bru] P.Brunet,« *Introduction à la Commande Vectorielle des Machine Asynchrones.* » patburne@manadoo.fr .
- [Can00-1] C. Canudas de Wit, « *Commande des moteurs asynchrones 2, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC.*» Edition Hermes Science Europe 2000.
- [Can 00-2] C.Canudas de Wit,« *Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs.*» Edition Hermes Science Europe 2000.

- [Cha 04] S. Chavez Velazquez, R.Alejos Palomares, A.Nava Segura, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter.» *Electronics, Communications and Computers*, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.
- [Com 01] V.Comnac,«SensorlessDirectTorque and Stator Flux Control on Induction Machine using an Extended Kalman Filtre.»*Proceeding IEEE International Conference on Control Application* 674-679,Maxico, 2001.
- [Com 02] V.Comnac, M.N .Cirstea, F .Moldoveanu, D.N .Ilea, R.M .Cernat,« Sensorless speed and direct torque control of interior permanent magnet synchronous machine based on extended Kalman filter. » *Industrial Electronics,Proceedings of IEEE International Symposium on*, Volume: 4, 8-11 July 2002.
- [Cse 98] C.Coure,K.Soulliaert,« Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone. » *Projet CSE, Février 1998.*
- [Don 00] A.D.Donzel, « Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire série.» *Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 27 septembre 2000.*
- [Edo 00] L.Edouard, « Méthodologie Multi modèles pour l'Identification et la Commande de la Machine Asynchrone. » *Thèse de Doctorat, Ecole normale supérieur de Cachan, 2000.*
- [Gre 97] G.Grellet, G.Clerc, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» *Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 1997.*
- [Gre 00] G.Grellet, G.Clerc,«Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» *Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.*
- [Had 02] Hadeif Mounir, « Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteurs mécaniques.» *Thèse de Magistère 27 Novembre 2002, Bejaia.*
- [Has 04] EL.Hassan,E.v.Westerholt,X.Roboam,B.de Fornel,« Comparison of different state models in direct torsque control of induction machines operting without speed sensor. »*In Conf.Rec.IEEE Industry Applications Conference,Vol.3,pp.1345-1352,2004.*
- [Hau 95] J-P.Caron ,J-P.Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone. » *Edition TECHNIP, Paris 1995.*
- [Huy 89] H.Le-Huy,L.Dessaint,« An Adaptative current control scheme for PWM synchronous Motor Drives: Analysis and Simulation. » *IEEE.Trans, on Power Electronics, Vol. 4, N°.4, Oct.1989, PP 486-495.*
- [Jeh 00] M.Jeh and Jan, A.Melkebeek,« Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. »*IEEE transactions of industry appl ,Vol .36 ,No 3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.*
- [Jel 91] K.Jelassi,«Positionnement d'une Machine Asynchrone par la Méthode du flux Orienté. » *Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 1991.*
- [Kad 02] F.Kadri,« Développement d'une commande intelligente d'un moteur à induction alimenté par onduleur de tension PWM. » *Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.*
- [Khe 01] S.Khelfa, « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction ; Impacts de la saturation de la machine et Modulation du Convertisseur. » *Thèse de magistère, Batna, 15.07.2001.*
- [Kho 04] F.Khoucha, K.Marouani,K.Aliouane,A.Kheloui,«Experimental Performance Analysis of Adaptive Flux and Speed Observers for Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives. » *IEEE Power Electronics Specialists Conference Germany, pp. 2678-2683, 2004.*

- [Kou 02] K.Kouzi, « *Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI- Flou à Gains-Flou Adapté Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement.* » Thèse de magistère, Batna , 16.09.2002.
- [Kub 01] H.Kubota,I.Sato,Y.Tamura,K.Matsuse ,H.Ohta,Y.Hori,«*Stable operation of adaptive observer based sensorless induction motor drives in regenerating mode at low speeds.* » *IEEE Power Electronics*,2002.
- [Kub 99] H.Kubota,Y.Kataoka,H.Ohta,K.Matsuse,«*Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation.*»*IEEE Power Electronics*,1999.
- [Kyo 04] Kyo.Beum,F.Blaadjern, «*Performance improvement of sensorless vector control for induction motor drives fed by matrix converter using nonlinear model and disturbance observer.* » *35th Annual IEEE power Electronics* ,1341-1347 Aachen, Germany ,2004.
- [Lei 04] Leite A.V. Araujo A.E. Freitas, «*Full and reduced order extended Kalman filter for speed estimation in induction motor drives : a comparative study.* » *PESC, Aachen Germany*, pp. 2293-2299, 2004.
- [Lav 98] M.Lavabre,« *Electronique de Puissance, Conversion de l'Energie, cours et exercices résolus.* » édition CASTEILLA, Paris, 98.
- [Lor 93] L.Loron, G.Laliberte, «*Application of the extended Kalman filter to parameters estimation of induction motors.* » *Power Electronics and Applications, Fifth European Conference on*, 13-16 Sep 1993.
- [Mok 04] B.Mokhtari, « *Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle Neuron-Flou : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleur de tension à deux et à trois niveaux.* », Thèse de magistère ,Batna, 24.11.2004.
- [Mor 05] F.Morand, « *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones.* » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 07 janvier 2005.
- [Our95] T.Ourth, « *Commande vectorielle d'un Moteur Asynchrone sans capteur de vitesse - observation déterministe du flux rotorique.* » Thèse de Doctorat, INPT,Toulouse,1995.
- [Pac 00] F. Pacha Farid, « *Techniques de commande classique et flou appliquée à la machine asynchrone modélisée en courant et en tension.* » Thèse de Magistère ,Bejaia ,11 Mai 2000.
- [Pen 02] R.Pena Eguiluz , « *Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire.* » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [Pie 93] M.P.Pietrazak.David ,X.Roboam,« *Contraintes Spécifiques du Contrôle Vectoriel : description, effets, dégradation des performances.* » *Actes du GDR sur la Conception de dispositifs et systèmes électrotechniques*, Toulouse, 93.
- [Raz 03] H.Razik,« *Commande des Systèmes Maîtrise IUP GEII Opt SYSET Module UV 12.* »Version V1.22, October 2003.
- [Rob 92] X.Roboam,J.Chapiot,B.De,Fornel,C.Andrieux, « *Controle d'une Machine Asynchrone par Estimation Robuste de la Vitesse.* » *Journal de Physique III.2* :439-453,1992.
- [Rou 03] Z.Rouabeh, « *Modélisation et Commande Vectorielle D'une Machine a Induction avec prise en compte et Minimisation des pertes, Amélioration des Performance Energétiques.* » Thèse de Magister, Batna,2003.
- [Sah 03] T.Saheb,« *Etude de comportement du filtre de kalman et de l'observateur de luenberger au voisinage d'un point singulier non observable : application à l'estimation du flux et de la vitesse de la machine asynchrone .* »*JCGE*, 2003.

-
- [Sbe 05] S.Belkacem, L.Laggoune, H.Tamrabet, S .zaidi, B.Kiyyour. « Performance analysis of a speed sensorless induction motor drive based on DTC scheme. » *First international conf on electrical systems PCSE pp267-272, 2005.*
- [Sei 88] P.F.Seixas. « *Commande Numérique d'une machine synchrone Autopilotée* " INPT, Toulouse 1988.
- [Shi 02] K.L Shi, T.F .Chan, Y.K .Wong, S.L .Ho, « Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter. » *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 49, Issue, Feb 2002.*
- [Sma 02] S.Bachir, JC.Trigeassou, S .Tnani, S.Cauet, « Diagnostique des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteurs de vitesse. » *Conférence Internationale Francophone d'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.*
- [Spr 98] Literature Number: SPRA458, « Sensorless field oriented speed control of three phase AC induction motor using TMS320F240. » *Texas instruments Europe, May 1998.*
- [Stu 00] G.Sturtzer,E.Smigiel,« *Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés.* » *Ellipses Edition Marketing Paris, 2000.*
- [Yah 05] K.Yahia, « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé. » *Thèse de magister, Université de Biskra, Juillet 2005.*
- [Zia 01] H.Ziane,« *Commande vectorielle des machines synchrones à aimant permanent /Effet et compensation du temps mort de l'onduleur, Commande sans capteurs mécaniques.* » *Thèse de magister .Bejaia .2001.*
- [Zol 97] M.r.Zolgadri, « *Contrôle Directe du couple des actionneurs Synchrones.* » *Thèse de Doctorat INP, Grenoble 1997.*

Résumé : La machine asynchrone a des paramètres qui varient. Elle subit des perturbations extérieures comme la variation de la charge. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Celle-ci peut provenir des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles. Donc, dans ce contexte notre travail s'appuie sur les trois volets suivants :

- *Elaboration d'une commande vectorielle de structure minimale (CVSM) basée sur l'introduction d'un observateur du flux rotorique avec un mécanisme d'adaptation de vitesse de rotation. Les performances statique et dynamique de notre commande sont illustrées par des résultats de simulation. On conclut que notre commande est plus robuste et efficace et que notre observateur adaptatif (OA) permet d'estimer la vitesse de rotation et les composantes du flux rotorique par un choix adéquat d'une fonction de Lyapunov.*

- *Afin d'adapter notre commande à des variations extrêmes de la résistance statorique on a étendu le mécanisme d'adaptation de notre observateur à la résistance statorique. On peut conclure que notre commande est robuste vis-à-vis des variations extrêmes de R_s .*

- *On a remplacé l'observateur adaptatif par un filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation. On a étudié ce dernier à temps discret. Les résultats de simulation ont montré la robustesse du système d'entraînement en présence du bruit de mesure et dans différentes conditions de fonctionnement du moteur.*

Mots clés : Machine asynchrone, commande vectorielle, CVSM, OA, Filtre de Kalman étendu.