

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique

Présenté par

CHABANI Mohammed Saci

Thème

Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone

Soutenu le 26/05/2016. Devant le jury composé de :

Mr. ALLAL Abdel Rahim

Maitre de conférences Président

Mr. SERHOUD Hicham

Maitre de conférences Rapporteur

Mr. HALEM Noura

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2015/2016

Remerciement

Remerciement

Avant tout je tiens à remercier Dieu tout puissant qui m'a
donné la faculté d'atteindre ce niveau.

Mes vifs remerciements s'adressent à mon aimable
encadreur Monsieur SERHOUD Hicham enseignant à
l'université d'El oued qui, par son expérience et son efficacité
n'a ménagé aucun effort pour mener à bien ce travail.

Mes remerciements s'adressent également à tous les
enseignants et camarades du département d'électrotechnique
qui ont assisté à ma formation.

M.S. Chabani.

Dédicace

Dédicace

Je dédie ce travail à
mes très chers parents, À toute ma famille

Sommaire

Sommaire

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Sommaire.....	III
Table de figures	VII
Glossaire	IX
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Modélisation et simulation du moteur asynchrone et de son alimentation.

I.1 Introduction.....	3
I.2. Présentation de la machine asynchrone.....	3
I.2.1. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	4
I.2.2. Avantages du moteur asynchrone.....	5
I.2.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	5
I.3. Modélisation de la machine asynchrone.....	6
I.3.1. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.3.2. Equations générales de la machine asynchrone triphasée.....	8
I.3.2.1. Equations électriques.....	8
I.3.2.2. Equations magnétiques.....	9
I.3.2.3. Equations mécaniques.....	10
I.3.3. Modèle de Park de la Machine Asynchrone.....	11
I.3.3.1. Transformation de PARK.....	11
I.3.3.2. Transformation de Concordia.....	13

I.3.3.3 Passage entre les repères Park (d,q) et Concordia (α, β).....	14
I.3.4. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone.....	15
I.3.4.1. Application aux équations des tensions.....	15
I.3.4.1. Application aux équations des flux.....	16
I.3.5. Choix de référentiel.....	17
I.3.5.1. Référentiel lié au stator.....	17
I.3.5.2. Référentiel lié au rotor.....	17
I.3.5.3. Référentiel lié au champ tournant.....	18
I.3.6. Modélisation sous forme d'état de la MAS.....	18
I.3.6.1. Représentation d'état.....	18
I.3.6.2. Modèle de la MAS alimentée en tension.....	19
I.3.6.3. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère (d,q)	19
I.3.7. Expression du couple électromagnétique.....	20
I.4. Modélisation et simulation de système d'alimentation de la machine asynchrone.....	21
I.4.1. Redresseur.....	22
I.4.2. Filtre d'entrée de l'onduleur.....	23
I.4.3. Onduleur de tension.....	24
I.4.3.1. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	24
I.4.3.2. Différentes méthodes de contrôle d'un onduleur de tension.....	25
I.4.3.3. Commande de l'onduleur par modulation sinus – triangle.....	25
I.6. Simulation de la MAS.....	27
I.6.1. Alimentation direct de la MAS par réseau triphasé.....	27
I.6.2. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire.....	29
I.7. Conclusion.....	30
 Chapitre II : Commande vectorielle du moteur asynchrone. 	
II.1. Introduction.....	31

II.2. Principe du découplage.....	32
.3. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF).....	33
II.4. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique (CV_OFR).....	33
II.4.1. Commande vectorielle indirecte.....	34
II.4.2. Commande vectorielle directe.....	34
II.4.3. Equations de la machine asynchrone en régime dynamique (d, q).....	34
II.4.4. Principe de la commande vectorielle (CV_OFR).....	36
.4.5. Découplage entré-sortie.....	38
.4.5.1. Découplage par compensation.....	38
II.4.6. Bloc de défluxage.....	41
II.4.7. Estimation de flux rotorique.....	42
II.5. Régulation du système.....	43
II.5.1. Etude du régulateur classique dans le domaine temporel.....	44
II.5.1.1. Synthèse des correcteurs PI et IP.....	44
II.5.2. Dimensionnement des régulateurs.....	47
II.5.2.1. Régulateurs des courants statoriques.....	47
II.5.2.2. Régulateurs du flux.....	48
II.5.2.3. Régulateur de la vitesse mécanique	48
II.6 Simulation de l'ensemble commande machine.....	49
I.6.1. Essai en charge nominale après un démarrage à vide.....	49
II.6.1.1. Simulation sans onduleur.....	50
II.6.1.2. Simulation avec onduleur.....	51
II.6.2. Tests de performance et de robustesse.....	51

II.6.2.1. Test avec variation de la charge.....	51
II.6.2.2. Test avec variation de la vitesse.....	53
II.6.2.3. Test avec inversion du sens de rotation.....	54
II.6.2.4. Test avec variation de la résistance rotorique.....	54
II.7 Conclusion.....	56

Chapitre II : Commande sans capteur de vitesse mécanique d'un moteur asynchrone.

II.1. Introduction.....	57
III.2. Principe d'un observateur.....	58
II.2.1. Observateur en boucle ouverte.....	58
II.2.2. Observateur en boucle fermée.....	58
III.2.3. Types d'observateurs.....	59
III.3. Etude de la CVD basée sur un observateur adaptatif.....	60
III.3.1. Représentation de l'observateur adaptatif.....	60
III.3.2. Modèle de la MAS dans le repère (,).....	60
II.3.3. Observateur de Luenberger.....	61
III.3.4. Détermination de la matrice de gain L.....	61
III.3.5. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger.....	62
III.4. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse.....	63
III.5. Schémas de simulation.....	65
IV.6. Résultats de simulation et interprétation.....	66
IV.6.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.....	66
III.6.2. Inversion du sens de rotation.....	68
III.6.3. Estimation pour de basses vitesses.....	70
III.6.4. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.....	71

III.5.5. Résultats de simulation pour la variation de k	72
III.5.6. Robustesse vis à vis des variations paramétriques.....	72
III.6. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse et de la résistance statorique.....	73
III.6.1. Estimation de la résistance statorique.....	74
III.7. Résultats de simulation.....	76
III.7.1. Robustesse vis-à-vis de la variation du couple de charge.....	76
III.7.2. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.....	78
III.8. Conclusion.....	79
Conclusion générale.....	80
Annexe A.....	82
Bibliographie.....	83

Liste des Figures

Liste des Figures

Fig.I.1. Structure de base de la machine asynchrone.....	4
Fig.I.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	4
Fig.I.3. Représentation électrique de la machine asynchrone.....	7
Fig.I.4. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	11
Fig.I.5. Représentation des axes de la machine.....	12
Fig.I.6. Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.....	13
Fig.I.7. Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.....	21
Fig.I.8. Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes.....	22
Fig.I.9. Filtre type LC.....	23
Fig.I.10. Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.....	24
Fig.I.11. Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoïdale.....	26
Fig.I.12. Simulation de l'onduleur de tension à MLI.....	27
Fig.I.13. Evolution du modèle en tension de la MAS Avec ($C_r = 25\text{N.m}$ à $t = 1\text{ s}$).....	28
Fig.I.14. Résultat de simulation de l'association onduleur machine Avec application d'une charge ($C_r = 25\text{N.m}$ à $t = 1.5\text{ s}$).....	29
Fig.II.1. Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.....	32
Fig.II.2. Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	33
Fig.II.3. Principe du contrôle vectoriel (OFR).....	37
Figure II.4. Modèle de la machine.....	39

Figure II.5. Découplage par addition des termes de compensation.....	41
Fig.II.6. fonctionnement à toutes vitesses.....	42
Fig.II.7. Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte.....	43
Fig.II.8. Relations de transfert.....	43
Fig.II.9. schéma de commande utilisant la structure PI.....	44
Fig.II.10. schéma de commande utilisant la structure IP.....	46
Fig.II.11. Schéma fonctionnel de la commande vectorielle.....	49
Fig.II.12. Essai à vide et en charge (sans onduleur).....	50
Fig.II.13. Essai à vide et en charge (avec onduleur).....	51
Fig. II.14. Essai avec variation de la charge.....	52
Fig.II.15. Essai avec variation de la vitesse.....	53
Fig.II.16. Essai avec inversion du sens de rotation.....	54
Fig.II.17. Essai avec variation de la résistance rotorique.....	55
Fig.III.1. Schéma de Principe d'un observateur.....	59
Fig.III.2. Structure De L'observateur Adaptatif.....	60
Fig.III.3. Schéma bloc de l'observateur adaptatif.....	64
Fig.III.4. CVD Sans Capteur De Vitesse Mécanique Basée Sur Un Observateur Adaptatif.....	65
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.....	67
Fig.III.6. Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation à t=1 sec.....	68
Fig. III.7. Résultats de simulation à basses vitesses.....	70
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.....	71
Fig.III.9. Effet de la variation de k sur la réponse du flux et de la vitesse estimés.....	72
Fig.III.10. Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	73
Fig.III.11. Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	73

Fig.III.12. Observateur adaptatif : estimation de ω et de R_s76

Fig.III.13. Simulation d'une régulation de la MAS par CVD sans capteur 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.....77

Fig.III.14 : Résultats de simulation lors d'inversion du sens de rotation et application du couple de charge en même temps.....79

Glossaire

Glossaire

X^*	: Grandeur de référence.
X	: Grandeur estimée.
S_a, S_b, S_c	: Indices des phases statorique.
R_a, R_b, R_c	: Indices des phases rotorique.
d	: Indices de l'axe direct.
q	: Indices de l'axe en quadrature.
o	: Indices de l'axe homopolaire.
$[P]$: Matrice de Park.
$[P^{-1}]$: Matrice inverse de Park.
$V_s = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t$: [V] Tensions statoriques triphasées.
$V_{sdq} = [V_{ds}, V_{qs}]^t$: [V] Tensions statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$V_{s\alpha\beta} = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^t$: [V] Tensions statoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (,).
$I_s = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t$: [A] Courants statoriques triphasées.
$I_{sdq} = [I_{ds}, I_{qs}]^t$: [A] Courants statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$I_{s\alpha\beta} = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}]^t$: [A] Courants statoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (,).
$I_r = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t$: [A] Courants rotoriques triphasées.
$I_{rdq} = [I_{rs}, I_{rs}]^t$: [A] Courants rotoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$I_{r\alpha\beta} = [I_{r\alpha}, I_{r\beta}]^t$: [A] Courants rotoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (,).
$\varphi_s = [\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}]^t$: [Wb] Flux statoriques triphasées.
$\varphi_{sdq} = [\varphi_{ds}, \varphi_{qs}]^t$: [Wb] Flux statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$\varphi_{s\alpha\beta} = [\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}]^t$: [Wb] Flux statoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (,).
$\varphi_r = [\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}]^t$: [Wb] Flux rotoriques triphasées.

$\varphi_{rdq} = [\varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^t$: [Wb] Flux rotoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$\varphi_{ra\beta} = [\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\alpha}]^t$: [Wb] Flux rotoriques biphasés dans le repère fixe de Concordia (,).
$[L_{SS}]$: 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).
M_S	: [H] Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	: [H] Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_0	: [H] Inductance mutuelle maximum entre rotor et stator.
$L_S = l_S - M_S$: [H] Inductance cycliques statoriques.
$L_r = l_r - M_r$: [H] Inductance cycliques rotoriques.
$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: [H] Inductance cycliques mutuelles entre le stator et le rotor.
R_S, R_r	: [Ω] Résistance statorique et rotorique.
l_S, l_r	: [H] Inductances propres d'une phase de la machine.
	: [rad] Position angulaire du rotor.
p	: Nombre de pair de pole.
	: [rad/s] vitesse mécanique.
$\omega = p\Omega$: [rad/s] Pulsation mécanique correspondant à la vitesse de rotation .
ω_r	: [rad/s] Pulsation des grandeurs électriques rotoriques.
$\omega_S = \omega_r + p\Omega$: [rad/s] Pulsation des grandeurs électriques statoriques.
$= 1 - \frac{M^2}{L_S L_r}$: Coefficient de dispersion ou de Blondel.
C_e	: [N.m] Couple électromagnétique.
C_r	: [N.m] Couple résistant inclut le couple de charge.
f	: Coefficient des frottements.

Sigles utilisés :

PI : Régulateur proportionnel-intégral.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

MLI : Modulation de Largeur d'impulsions.

MAS : Machine Asynchrone.

CVD : Commande Vectorielle Directe.

FOC : Field Oriented Control.

OA : Observateur Adaptatif.

Introduction générale

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.

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 sans capteur de vitesse mécanique 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.

Chapitre I

Modélisation et simulation du

moteur asynchrone et de son

alimentation

Chapitre I

Modélisation et simulation du moteur asynchrone et de son alimentation

I.1. Introduction

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie et le transport. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût, son entretien facile et sa simplicité de construction. Toutefois, cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [HAU 95].

La mise en œuvre d'une commande performante pour la machine asynchrone nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement son comportement dynamique. En effet, les commandes modernes de la machine asynchrone nécessitent la connaissance, à tout instant, du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine [CHE 11].

Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé à partir d'hypothèses simplificatrices, la simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de park et la mise sous forme d'équation d'état développée en vue de sa commande et de son observation, puis la modélisation de son alimentation qui constitué de redresseur-filtre-onduleur. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau triphasé via un convertisseur.

I.2. Présentation de la machine asynchrone

Une machine asynchrone à cage est constituée de 2 parties : le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant plusieurs encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés 3 enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique

est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique [DAM 07].

La figure (I.1) représente la structure de base de la MAS :

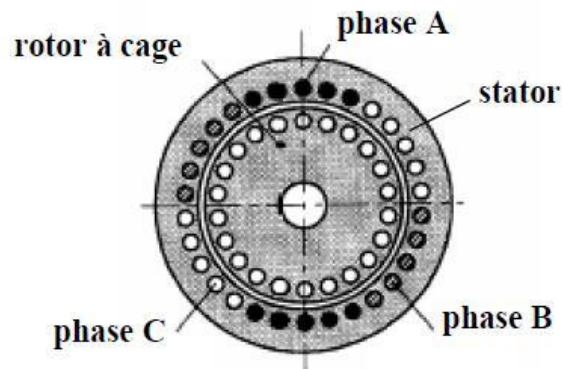


Fig.I.1 : Structure de base de la machine asynchrone.

I.2.1. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [HAU 95].

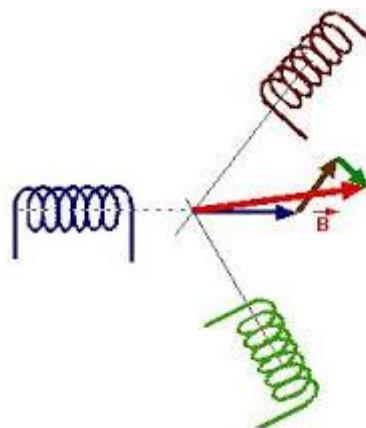


Fig.I.2 : Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de ω_r exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse ω_r est généralement inférieure à ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I-1})$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : Nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à ω_s , et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I-2})$$

I.2.2. Avantages du moteur asynchrone

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, faible Le prix d'achat, économique .il est également apprécié pour sa très bonne standardisation [BUC 01].

I.2.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotorique *à travers* leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50%) [BUC 01].

I.3. Modélisation de la machine asynchrone

L'étude de tout système physique nécessite, souvent, une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face aux différentes excitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Plus le nombre d'hypothèse est grand, plus le modèle sera simple. Dans ce but, le modèle de la machine asynchrone est élaboré sur la base d'un certain nombre d'hypothèse simplificatrices qui supposent, en générale [DAM 07].

Dans le paragraphe qui suit, nous établissons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone qui sera adopté dans la suite ainsi que ses différentes transformations dans les repères biphasés de Concordia et de Park.

.3.1. Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [TAM 06] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligé.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

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

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

En tenant compte de ces hypothèses, la machine asynchrone peut être représentée schématiquement par la figure (I.3). Elle est munie de six enroulements.

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements (S_a , S_b et S_c) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements (R_a , R_b et R_c) identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.
- θ : l'angle fait par une phase rotorique par rapport à la phase statorique correspondante.

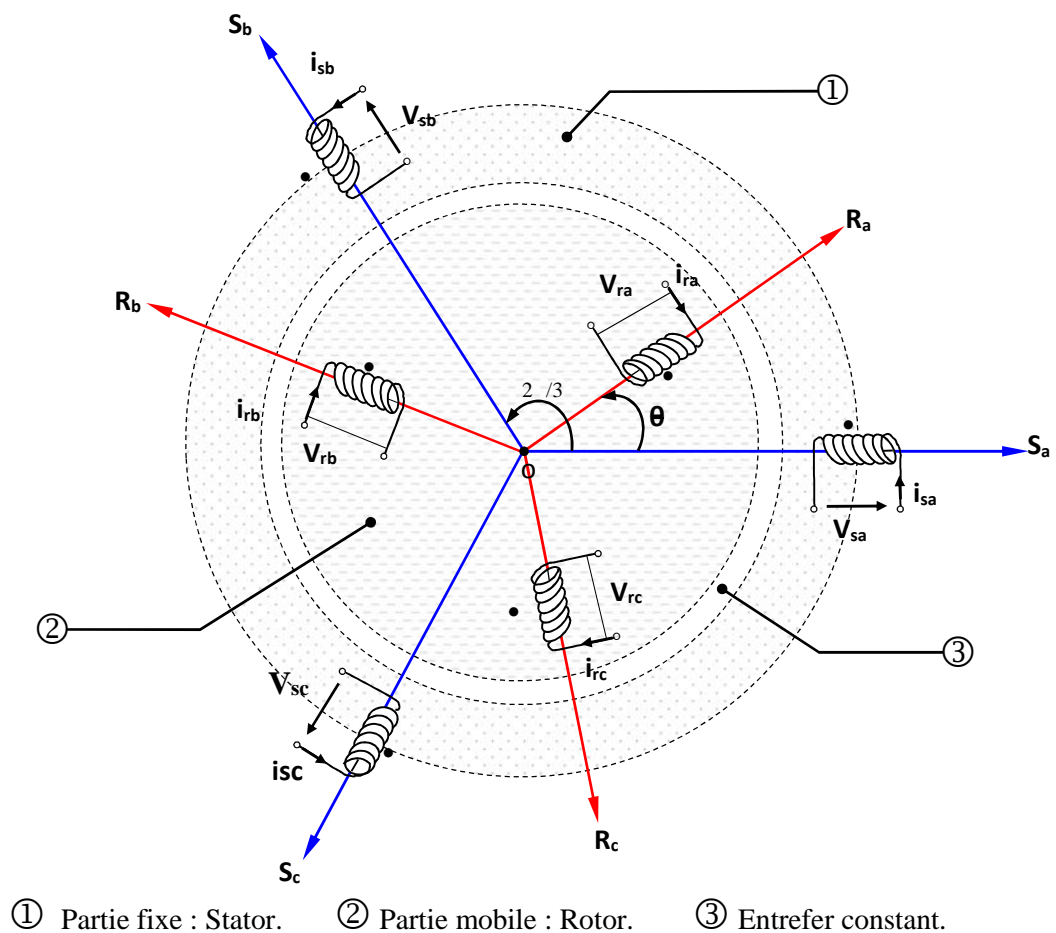


Fig.I.3 : Représentation électrique de la machine asynchrone.

I.3.2. Equations générales de la machine asynchrone triphasée

Le comportement de la machine est décrit par trois équations [DAM 07] :

- Les équations Electriques.
- Les équations Magnétiques.
- Les équations Mécaniques.

I.3.2.1. Equations électriques

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{matrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{matrix} = \begin{matrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{matrix} \begin{matrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{matrix} + \frac{d}{dt} \begin{matrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{matrix} \quad (.3)$$

Où :

$$V_{s(abc)} = R_s I_{s(abc)} + \frac{d}{dt} \varphi_{s(abc)} \quad (I.4)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{matrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{matrix} = \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{matrix} = \begin{matrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{matrix} \begin{matrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{matrix} + \frac{d}{dt} \begin{matrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{matrix} \quad (.5)$$

Où :

$$V_{r(abc)} = 0 = R_r I_{r(abc)} + \frac{d}{dt} \varphi_{r(abc)} \quad (I.6)$$

Avec :

$V_{s(abc)} = V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}^T$: Vecteur tensions statoriques.

$I_{s(abc)} = I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}^T$: Vecteur courants statoriques.

$V_{r(abc)} = V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}^T$: Vecteur tensions rotoriques.

$I_{r(abc)} = I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}^T$: Vecteur courants rotoriques.

$\varphi_{s(abc)} = \varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}^T$: Vecteur flux statoriques.

$\varphi_{r(abc)} = \varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}^T$: Vecteur flux rotoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

I.3.2.2. Equation magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$\text{➤ Pour le stator : } \varphi_{s(abc)} = L_{SS} I_{s(abc)} + M_{SR} I_{r(abc)} \quad (\text{I.7})$$

$$\text{➤ Pour le rotor : } \varphi_{r(abc)} = L_{RR} I_{r(abc)} + M_{SR}^T I_{s(abc)} \quad (\text{I.8})$$

Où :

L_{SS} : Matrice d'inductances statoriques.

L_{RR} : Matrice d'inductances rotoriques.

M_{SR} : Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Avec :

$$L_{SS} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad L_{RR} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$M_{SR} = M_{RS}^T = \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Où :

$$\begin{aligned} M_1 &= M_0 \cos \theta \\ M_2 &= M_0 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 &= M_0 \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

Où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

L'écriture matricielle ci-dessous résume les trois équations du flux statoriques :

$$\begin{aligned} \varphi_{as} &= l_s I_{as} + M_1 I_{ra} + M_3 I_{rb} + M_2 I_{rc} \\ \varphi_{bs} &= M_5 I_{as} + l_s I_{bs} + M_2 I_{ra} + M_1 I_{rb} + M_3 I_{rc} \\ \varphi_{cs} &= M_5 I_{as} + M_5 I_{bs} + l_s I_{cs} + M_3 I_{ra} + M_2 I_{rb} + M_1 I_{rc} \end{aligned} \quad (I.12)$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{aligned} \varphi_{ar} &= l_r I_{ra} + M_1 I_{as} + M_3 I_{bs} + M_2 I_{cs} \\ \varphi_{br} &= M_7 I_{ra} + l_r I_{rb} + M_2 I_{as} + M_1 I_{bs} + M_3 I_{cs} \\ \varphi_{cr} &= M_7 I_{ra} + M_7 I_{rb} + l_r I_{rc} + M_3 I_{as} + M_2 I_{bs} + M_1 I_{cs} \end{aligned} \quad (I.13)$$

La matrice des flux réels fait apparaitre quatre sous matrices d'inductances

$$\begin{aligned} \varphi_{s(abc)} &= L_{ss} I_{s(abc)} + M_{sr} I_{r(abc)} \\ \varphi_{r(abc)} &= M_{rs} I_{s(abc)} + L_{rr} I_{r(abc)} \end{aligned} \quad (I.14)$$

Finalement :

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_r] \\ [0] &= R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} [M_{rs}] [I_s] \end{aligned} \quad (I.15)$$

I.3.2.3. Equations mécaniques

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p [I_s]^t \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_r] \quad (I.16)$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.17)$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : Coefficient du frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique. C_r : Couple de charge.

Ω : Vitesse rotorique.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (ABC) . Elles peuvent être implantées dans un ordinateur, par contre, vu la complexité de ces équations non linéaires et multi variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

I.3.3. Modèle de Park de la machine asynchrone

La transformation de Park est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

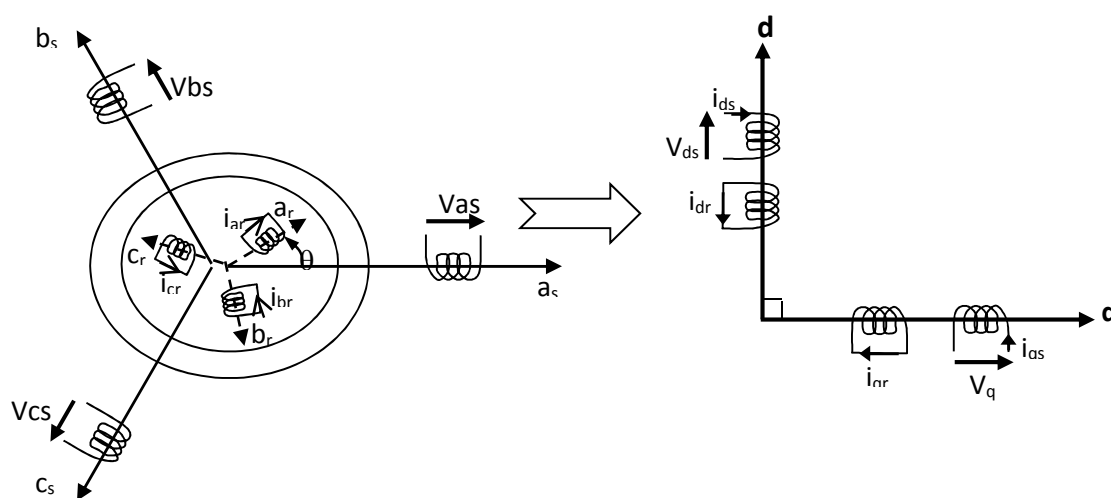


Fig.I.4 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

I.3.3.1. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile dq . Pour chaque ensemble de gradeurs (statorique et rotorique), on applique la transformation de park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle. Les repères de la transformation de park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotorique) voir la figure (I.5) ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation [HAU 95] [HAU 07] :

$$\theta_r = \theta_s \quad (I.18)$$

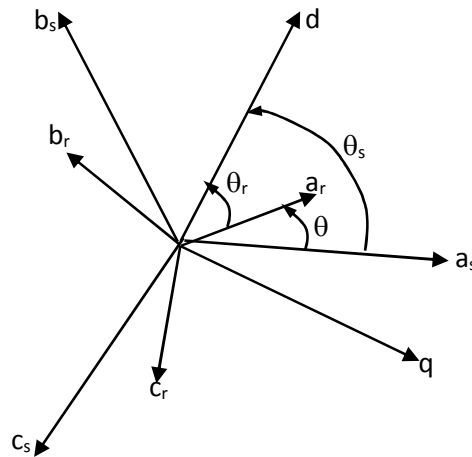


Fig.I.5 : Représentation des axes de la machine.

θ_s : angle électrique stator/référentiel (d, q).

$$\theta_r = \theta_s - \theta.$$

$$\dot{S} = p \Omega = \frac{d_n}{dt}.$$

Les amplitudes directes **d** et en quadrature **q** des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

$$\begin{matrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{matrix} = c \begin{matrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{matrix} \begin{matrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{matrix} = P(\theta_s) \begin{matrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{matrix} \quad (I.19)$$

$$\begin{matrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{matrix} = c \begin{matrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{matrix} \begin{matrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{matrix} = P(\theta_s)^{-1} \begin{matrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{matrix} \quad (I.20)$$

Où (*c*) est une constante qui peut prendre soit les valeurs

- $c = \frac{2}{3}$ pour la transformation directe $x_{dqo} = c P(\theta_s) x_{abc}$ et 1 pour a transformation inverse $x_{abc} = c P(\theta_s)^{-1} x_{dqo}$, cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple.

- Soit la valeur $\frac{2}{3}$ pour une conservation de puissance, c'est cette valeur qui sera retenu dans le cadre de ce travail.

I.3.3.2. Transformation de Concordia

La transformation de Concordia est constituée également d'une transformation triphasée-biphasée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équation de repère **abc** vers le repère $\alpha\beta$. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia, illustrée sur la figure (I.6) ; permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan (α, β) et une troisième perpendiculaire à ce plan, c'est le composant homopolaire, elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit [HAU 07] :

$$\mathbf{x}_o = \frac{1}{3}(\mathbf{x}_a + \mathbf{x}_b + \mathbf{x}_c) \quad (\text{I.21})$$

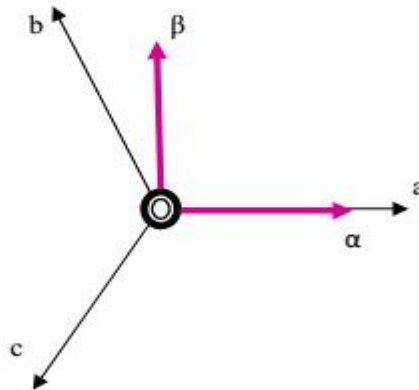


Fig.I.6 : Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré. Le passage de système triphasé **abc** au biphasé $\alpha\beta$ est défini par :

$$\begin{matrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{matrix} = \begin{matrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{2}{3} & 0 & \frac{2}{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{matrix} \begin{matrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{matrix} \quad (\text{I.22})$$

Avec la matrice de passage [C] égale :

$$[C] = \begin{matrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{2}{3} & -\frac{2}{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{matrix} \quad (\text{I.23})$$

Et la matrice de passage inverse égale à la transposée de la matrice [C], on peut écrire donc :

$$C^T = C^{-1}$$

Et ce passage inverse de système, de biphasé au triphasé **abc** est défini :

$$x_{\alpha\beta o} = \frac{2}{3} C^T x_{abc} \quad (\text{I.24})$$

I.3.3.3 Passage entre les repères Park (*d,q*) et Concordia (,)

Le passage direct de la transformation de Concordia fixe à la transformation de Park dans le repère tournant se fait à l'aide de l'expression suivante :

$$\begin{matrix} x_d \\ x_q \end{matrix} = P(-\theta) \begin{matrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{matrix} \quad (\text{I.25})$$

Et inversement :

$$\begin{matrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{matrix} = P(-\theta)^T \begin{matrix} x_d \\ x_q \end{matrix} \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$P(-\theta) = \begin{matrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{matrix} \quad (\text{I.27})$$

I.3.4. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone

I.3.4.1. Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park (I.19) (I.20) à l'expression (I.4) :

$$P^{-1}(\theta_s) V_{sdq} = R_s P^{-1}(\theta_s) I_{sdq} + \frac{d}{dt} P^{-1}(\theta_s) \varphi_{sdq} \quad (I.28)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $P(\theta_s)$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sdq} + P(\theta_s) \frac{d}{dt} P^{-1}(\theta_s) \varphi_{sdq} \quad (I.29)$$

Or :

$$\frac{d}{dt} P^{-1}(\theta_s) = \begin{matrix} \sin(\theta_s) & -\cos\theta_s & 0 \\ \frac{2}{3} \frac{d\theta_s}{dt} \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos\theta_s - \frac{2\pi}{3} & 0 \\ \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos\theta_s + \frac{2\pi}{3} & 0 \end{matrix} \quad (I.30)$$

Donc après un calcul direct, nous trouvons :

$$P(\theta_s) \frac{d}{dt} P^{-1}(\theta_s) = \begin{matrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} \quad (I.31)$$

Et l'expression (I.29) devient alors :

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sdq} + \begin{matrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{matrix} \varphi_{sdq} \quad (I.32)$$

Ou encore :

$$\begin{matrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{matrix} = \begin{matrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{matrix} \begin{matrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{matrix} + \frac{d}{dt} \begin{matrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{matrix} + \begin{matrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{matrix} \begin{matrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{matrix} \quad (I.33)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivant :

$$\begin{matrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{matrix} = \begin{matrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{matrix} \begin{matrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{matrix} + \frac{d}{dt} \begin{matrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{matrix} + \begin{matrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{matrix} \begin{matrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{matrix} \quad (I.34)$$

I.3.4.2. Application aux équations des flux

Application la transformation de park (I.19) et (I.20) à l'expression (I.7) :

$$P^{-1}(\theta_r) \varphi_{sdq} = L_{SS} P^{-1}(\theta_s) I_{sdq} + M_{Sr} P^{-1}(\theta_r) I_{rdq} \quad (I.35)$$

Soit :

$$\varphi_{sdq} = P(\theta_s) L_{SS} P^{-1}(\theta_s) I_{sdq} + P(\theta_s) M_{Sr} P^{-1}(\theta_r) I_{rdq} \quad (I.36)$$

Un calcul simple nous donne :

$$P(\theta_s) L_{SS} P^{-1}(\theta_s) = \begin{matrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{matrix} \quad (I.37)$$

Et

$$P(\theta_s) M_{Sr} P^{-1}(\theta_r) = \frac{3}{2} M_o \begin{matrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} \quad (I.38)$$

Or, d'après l'égalité (I.18), nous pouvons écrire :

$$P(\theta_s) M_{Sr} P^{-1}(\theta_r) = \frac{3}{2} M_o \begin{matrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} \quad (I.39)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ M &= \frac{3}{2} M_{Sr} \end{aligned} \quad (I.40)$$

L'expression (I.36) devient alors :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{aligned} \quad (I.41)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = l_r - M_r \quad (I.42)$$

On aura :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{pmatrix} \quad (\text{I.43})$$

I.3.5. Choix de référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la Machine Asynchrone, écrites dans le plan \mathbf{dq} , d'après (I.29), (I.30), (I.36) et (I.37), sont les suivantes [BAG 99] :

Equations des tensions

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} \end{aligned} \quad (.44)$$

Equation de flux

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} &= L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{aligned} \quad (\text{I.45})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour \mathbf{dq} . En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir [BAG 99] :

I.3.5.1. Référentiel lié au stator caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$ le système d'équation (I.38) devient alors :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \varphi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \varphi_{dr} \end{aligned} \quad (.46)$$

Où $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique

I.3.5.2. Référentiel lié au rotor caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$ le système d'équation (I.44) devient alors :

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \varphi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \varphi_{ds} \\
0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\
0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt}
\end{aligned} \tag{.47}$$

I.3.5.3. Référentiel lié au champ tournant $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ c'est la pulsation statorique,

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ c'est la pulsation rotorique, et $\omega + \omega_r = \omega_s$ avec $\omega = p$ c'est la pulsation mécanique.

le système d'équation (I.44) devient alors :

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\
0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\
0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr}
\end{aligned} \tag{.48}$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation [MHI 08].

I.3.6. Modélisation sous forme d'état de la MAS

I.3.6.1. Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type [TAM 06] :

$$\begin{aligned}
\dot{X} &= A X + B U \\
Y &= C X + D U
\end{aligned} \tag{I.49}$$

Avec :

X : Vecteur d'état,

U = Vecteur de commande,

Y = Vecteur de sortie,

A : Matrice fondamentale qui caractérise le système,

B : Matrice du système de 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.3.6.2. 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_{ds} et V_{qs}
- Variables d'état : Les flux $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ les courants I_{ds}, I_{qs} et .
- Variables de sortie : Les courants I_{ds}, I_{qs} .

En utilisant les relations (I.33). (I.34). (I.41) et (I.43), et après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} dr + \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} + \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} i_{qs} + \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_{dr} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} qr + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} V_{qs} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} dr + \omega_r dr \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{qs} - \omega_r dr - \frac{1}{T_r} sq
 \end{aligned} \tag{I.50}$$

Tel que : $\omega = p$, $\omega_r = (\omega_s - \omega)$,

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

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps statorique et rotorique

I.3.6.3. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère

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

$\omega_s = 0$ et $\omega_r = -$

La représentation d'état est donnée par :

$$\begin{array}{cccc}
\dot{i}_{s\alpha} & -\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma} & 0 & \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\
\dot{i}_{s\beta} & 0 & \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} & \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\
\dot{\varphi}_{s\alpha} & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \\
\dot{\varphi}_{s\beta} & 0 & \frac{M}{T_r} & \omega
\end{array}
+
\begin{array}{ccc}
\dot{i}_{s\alpha} & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\
\dot{i}_{s\beta} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\
\varphi_{s\alpha} & 0 & 0 \\
\varphi_{s\beta} & 0 & 0
\end{array}
V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad (I.51)$$

La matrice de sortie est donnée par

$$C = \begin{array}{cccc} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \quad (I.52)$$

I.3.7. Expression du couple électromagnétique

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée P_e fournir aux enroulements statorique et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d,q [HAU 95] :

$$p_T t = v_{ds} t i_{ds} t + v_{qs} t i_{qs} t + v_{dr} t i_{dr} t + v_{qr} t i_{qr} t \quad (I.53)$$

En développant cette expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique :

$$P_T = P_j + P_e + P_{mec} \quad (I.54)$$

Où

$$P_j = R_s I_{ds}^2 + I_{qs}^2 + R_r I_{dr}^2 + I_{qr}^2 \quad (I.55)$$

$$P_e = I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} t + I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (I.56)$$

$$P_{mec} = \omega I_{dr} \varphi_{qr} - I_{qr} \varphi_{dr} \quad (I.57)$$

L'équation mécanique décrivant la couple en fonction de la vitesse est décrite comme suit :

$$C_e t = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega t + C_r \quad (I.58)$$

Avec la vitesse mécanique $= \frac{\omega}{p}$ rad/s. Et p le nombre de paire de pôle rotorique.

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivant :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = p \frac{P_e}{\omega} \quad (I.59)$$

$$C_e t = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} t i_{qs} t - \varphi_{qr} t i_{ds} t) \quad (I.60)$$

Sans oublier de convertir la vitesse mécanique N (tr/mn) = (rad/s) 60 / (2) au cours des simulations.

On constate que l'équation de couple électromagnétique n'est pas linéaire, à cause de produit croisé des composantes du courant et du flux (couplage). Chose qui complique la commande de la machine asynchrone. Le recours à la commande vectorielle permet de résoudre ce problème.

I.4. Modélisation et simulation de système d'alimentation de la machine asynchrone

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension (ou courant) d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées. La figure (I.7) présente un système électromécanique mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension (ou de courant) [AIB 09] [MUN 97] [BAG 03] [BAL 04] [SUB 02].

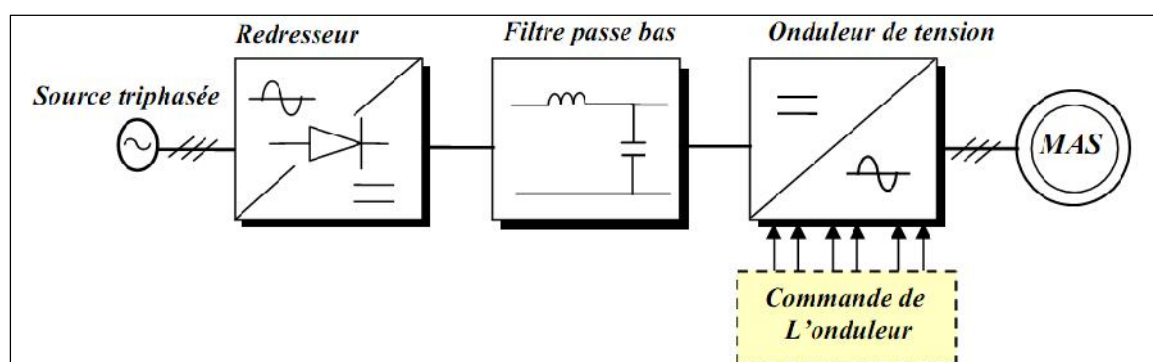


Fig.I.7 : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.

Les ordres d'activation des six interrupteurs à semi-conducteurs sont générés par l'automate de commande rapprochée incluant l'asservissement des courants et le séquenceur du convertisseur. Le système d'alimentation est composé :

- d'un redresseur
- d'un filtre passe bas
- d'un onduleur

I.4.1. Redresseur

La conversion d'énergie comprend la transformation et le contrôle de la puissance électrique avec des composants adaptés (diodes, ou autres semi-conducteurs), et inclut aussi d'autres équipements pour la mesure et le contrôle. La conversion de puissance alternative au continue « **AC/DC** » est appelée redressement et l'appareil utilisé dans cette transformation est appelé redresseur [CAP 01]. On utilise le plus souvent le pont à six diodes représenté par la figure (I.8).

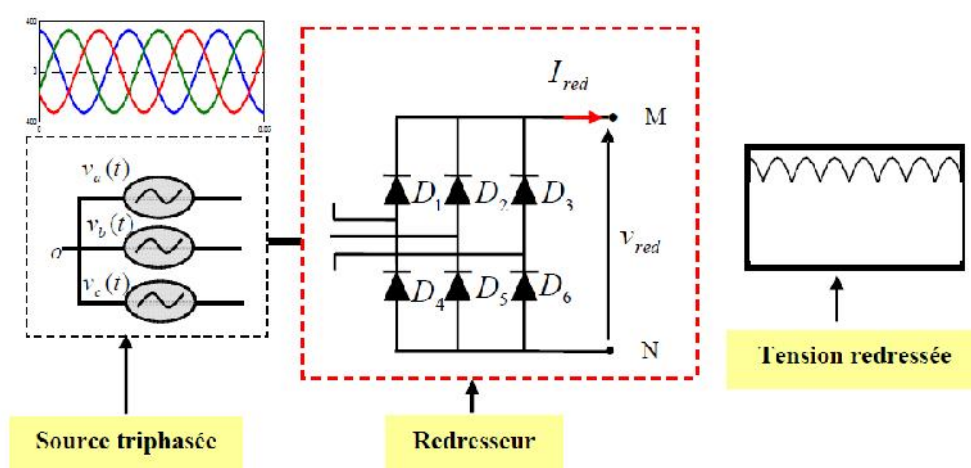


Fig.I.8 : Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_{red} et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_{red} .

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.61)$$

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

$$U_{rd}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{I.62})$$

La tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

I.4.2. Filtre d'entrée de l'onduleur

A la sortie du redresseur, un filtre de type LC (figure(I.9)) du deuxième ordre dont le rôle est de réduire les courants harmoniques produits par le découpage de l'onduleur et de filtrer les perturbations issues de la caténaire, et aussi de filtrer le courant de sortie du pont redresseur [AIB 09] [CAP 01] [KES xx], est installé.

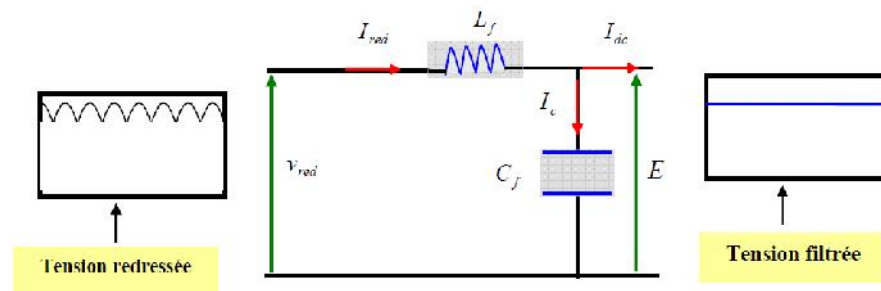


Fig.I.9 : Filtre type LC.

Le modèle est caractérisé par le système d'équations différentielles suivantes :

$$\begin{aligned} V_{red} t &= L_f \frac{dI_{red}(t)}{dt} + E t \\ \frac{dE(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} I_{red} t + I_{dc} t \end{aligned} \quad (\text{I.61})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F S = \frac{E s}{V_{red} t} = \frac{1}{1 + (L_f C_f s)^2} \quad (\text{I.62})$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure f_c aux dessous de la fréquence de la première harmonique de $v_{red}(t)$. Cette condition nous permet de déterminer L_f et C_f . La fréquence de coupure est égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.63})$$

I.4.3. Onduleur de tension

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quel que soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie [AIB 09] [BAL 04] [CAP 01].

I.4.3.1. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Un onduleur de tension triphasé, dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande des machines alternatives. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, contenant deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_i, \bar{K}_i ($i = 1, 2, 3$) doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les six diodes d_i, \bar{d}_i ($i = 1, 2, 3$) sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure(I.10) :

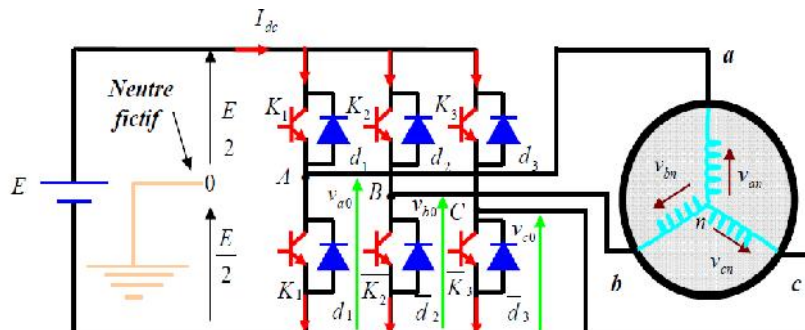


Fig.I.10 : Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c à d (K_i, \bar{K}_i) ($i = 1, 2, 3$) supposés idéalisés,
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé

Chaque interrupteur est représenté par une paire de transistor – diode, modélisée par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué} \\ 0 & K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit} \end{cases} \quad \text{Avec : } f_i + \bar{f}_i = 1 \quad i = 1,2,3$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{as} - V_{bs} = E \cdot (f_1 - f_2) \\ V_{BC} &= V_{bs} - V_{cs} = E \cdot (f_2 - f_3) \\ V_{CA} &= V_{cs} - V_{as} = E \cdot (f_3 - f_1) \end{aligned} \quad (\text{I.64})$$

Les tensions simples V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (\text{I.65})$$

La résolution des équations (I.64) et (I.65) nous donne :

$$\begin{aligned} V_{as} &= \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I.66})$$

I.4.3.2. Différentes méthodes de contrôle d'un onduleur de tension

Trois catégories de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) (En anglo-saxon Pulse Width Modulation P.W.M), qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [SUB 02] :

- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations vectorielles appelées encore M.L.I régulière symétriques dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations sinus - triangle effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.

Dans ce qui va suivre, nous détaillons la dernière technique qui sera exploitée.

I.4.3.3. Commande de l'onduleur par modulation sinus – triangle

La M.L.I sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la

modulante [AIB 09] [BAL 04] [SEG 77]. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{aligned} V_{\text{ref-as}} &= V_m \sin 2. \pi. f_s. t \\ V_{\text{ref-bs}} &= V_m \sin(2. \pi. f_s. t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{\text{ref-cs}} &= V_m \sin(2. \pi. f_s. t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (\text{I.67})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{Pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ V_{Pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{cases} \quad (\text{I.68})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_s).
- Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

Le mode de fonctionnement de cette technique est [AIB 09] [LLO 03] :

- Si $V_{\text{ref}}(t) > V_p(t)$ le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si $V_{\text{ref}}(t) < V_p(t)$ le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. Dans la figure (I.11) est montré le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangle.

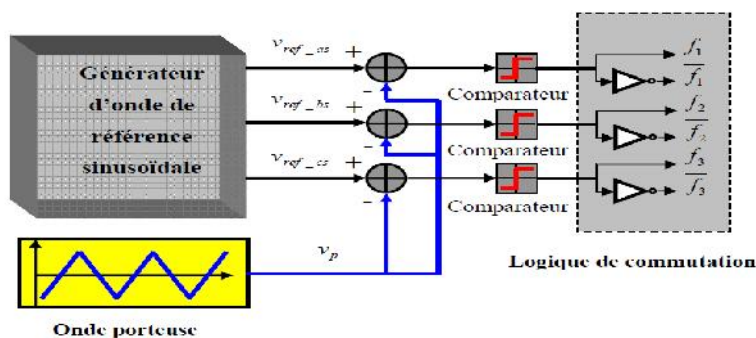
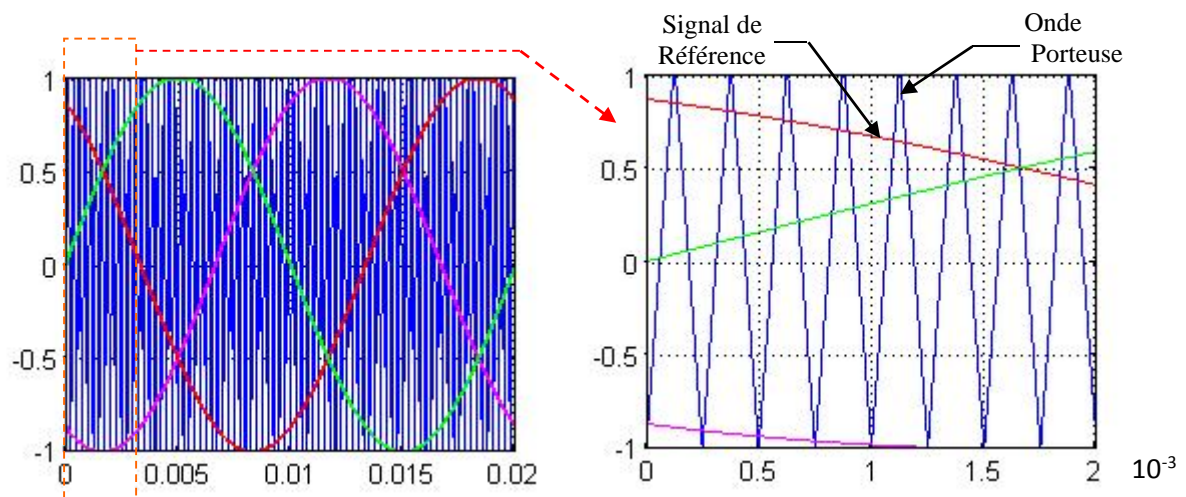


Fig.I.11 : Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoïdale.



Tension de sortie d'onduleur

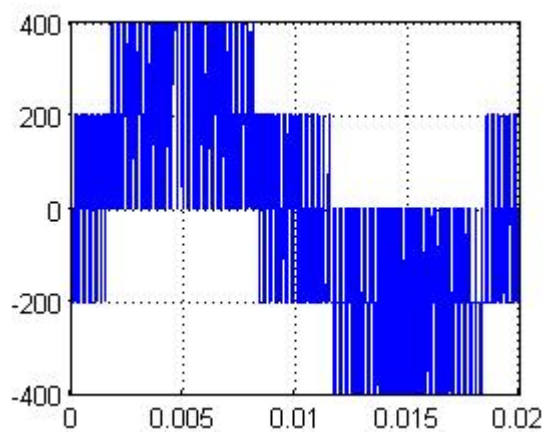


Fig.I.12 : Simulation de l'onduleur de tension à MLI.

I.6. Simulation de la MAS

I.6.1. Alimentation directe de la MAS par réseau triphasé

Le moteur est alimenté par le réseau 220/380 V, 50HZ, à $t = 1s$ nous appliquons une charge ($C_r = 25 \text{ Nm}$). Les résultats de simulation sont représentés par la figure (I.13).

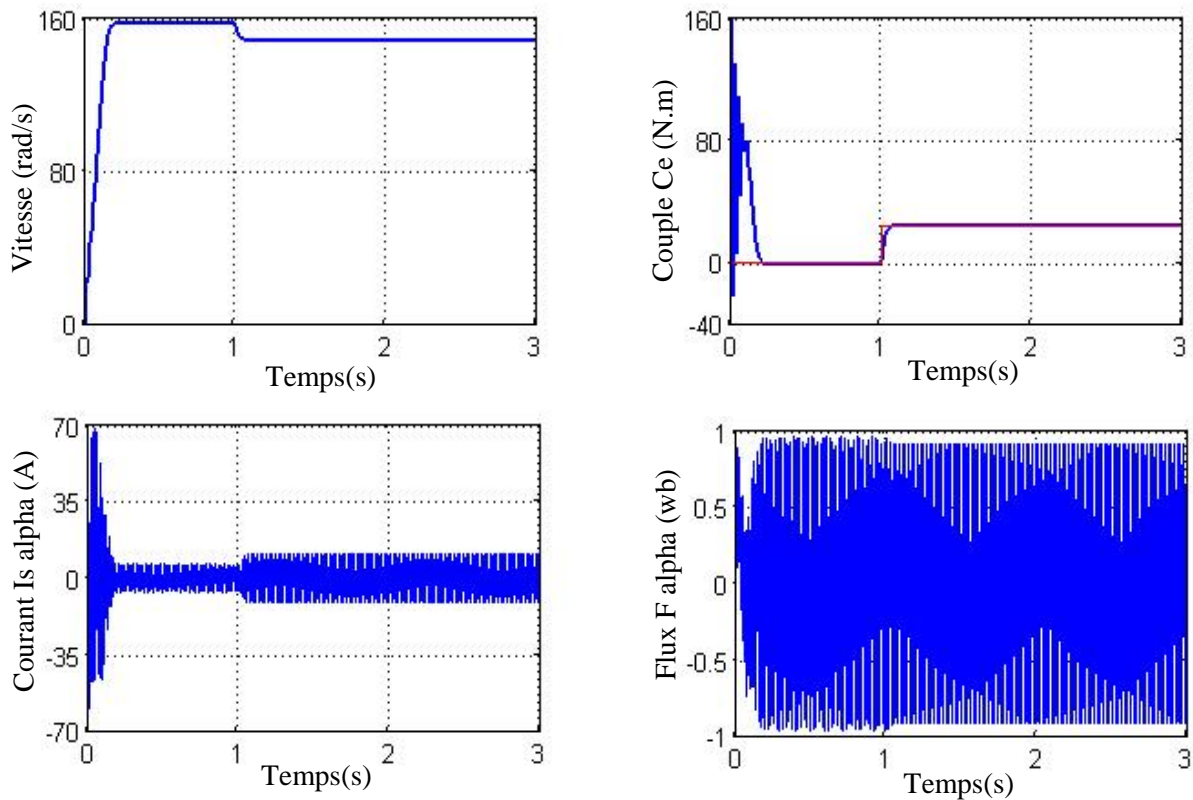


Fig.I.13 : Evolution du modèle en tension de la MAS Avec ($C_r = 25\text{N.m}$ à $t = 1\text{ s}$).

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de jusqu'à 0.20s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée, et il ne reste qu'un courant correspondant au comportement inductif de la machine.

A l'instant $t = 1\text{ s}$ nous avons appliqué un couple résistant ($C_r = 25\text{N.m}$), nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

Au premier instant le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible d'amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante (1wb).

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.20s le couple tend vers Zéro.

A l'instant $t = 1\text{ s}$ le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r = 25\text{ N.m}$) appliqué.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2s la vitesse rotorique s'établit à une

valeur proche de la vitesse de synchronisme. Suite à l'application d'un couple résistant on constate la diminution de la valeur de la vitesse, chute qui revient au glissement supplémentaire apporté par le C_r .

I.6.2. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus- triangulaire

La figure suivante illustre les résultats de simulation de la MAS, alimentée via un onduleur de tension commandé par MLI Sinus-Triangle. Après 1.5 s de démarrage à vide on applique un couple de charge.

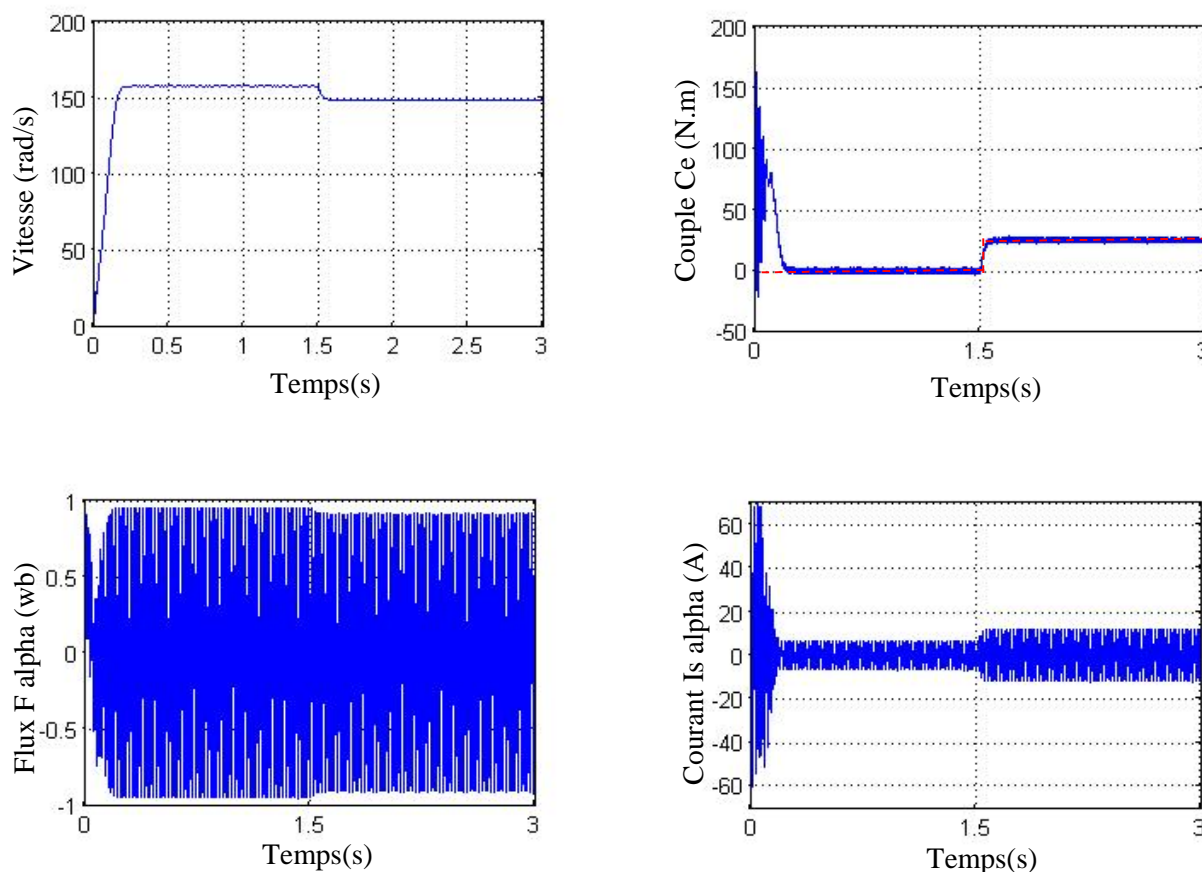


Fig.I.14 : Résultat de simulation de l'association onduleur machine

Avec application d'une charge ($C_r = 25$ N.m à $t = 1.5$ s).

La figure (I.14) présente le démarrage de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension lorsque le démarrage permanent est atteint, on applique une perturbation de charge ($C_r = 25$ Nm).

La comparaison des ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre que l'alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus

amorti lors du régime transitoire .mais présente des ondulations liées aux harmoniques de courant injectées par l'onduleur.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à MLI naturelle et établi sous des hypothèses simplificatrices. Nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles, cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode avec une simulation sous Matlab sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

Commande vectorielle du Moteur

Asynchrone

Chapitre II

Commande vectorielle du Moteur

Asynchrone

II.1. Introduction

La commande de moteur asynchrone reste la partie la plus délicate, étant donné que ses principales grandeurs, le flux rotorique et le couple électromagnétique sont naturellement couplés. Or ses grandeurs n'étant pas mesurables, l'estimation de l'état électromagnétique de la machine s'impose. Les grandeurs mesurables indispensables dans le système sont les tensions et les courants de ligne [EGU 02].

De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse ou de position. La relation fondamentale de la dynamique (I.17) montre que le contrôle de celle-ci passe par le contrôle du couple.

La machine à courant continu à excitation séparée est bien adaptée à un contrôle du couple car il suffit de contrôler son courant induit. Le but est de faire la même chose avec la machine asynchrone. C'est justement en cela que réside la commande vectorielle.

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de Blashke, Elle n'a cependant pas en tout de suite un grand essor car la régulation, à l'époque reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande a été alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable cela conduit à une explosion des recherches à la commande vectorielle [BAG 99].

Dans ce chapitre, on va étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II.2. Principe du découplage

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répondent 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].

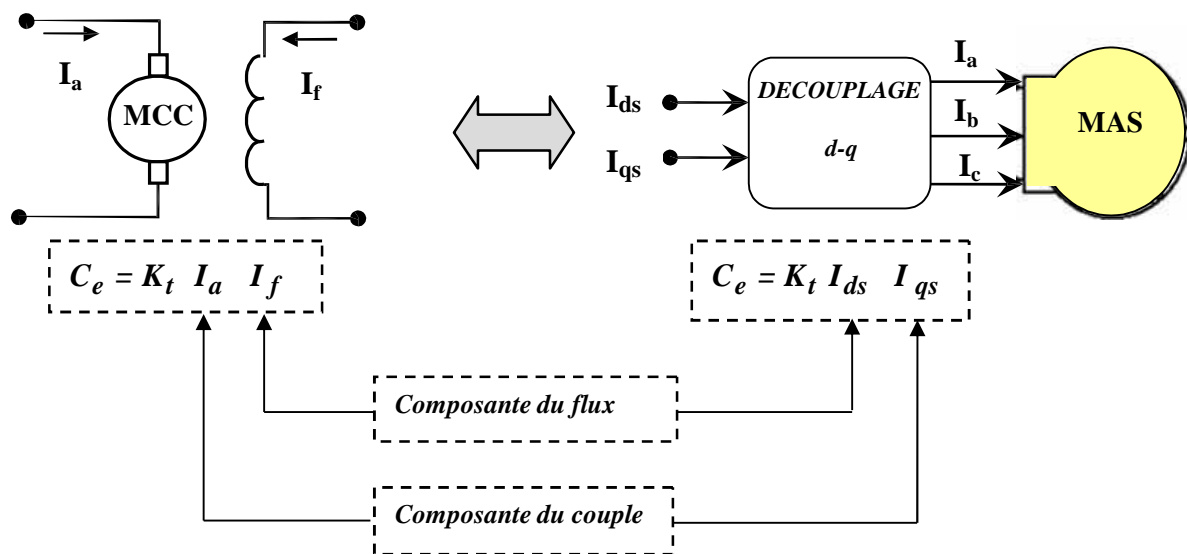


Fig.II.1. Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.

.3. Principe de la Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [LAN 79].

commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.2) [LAN 79].

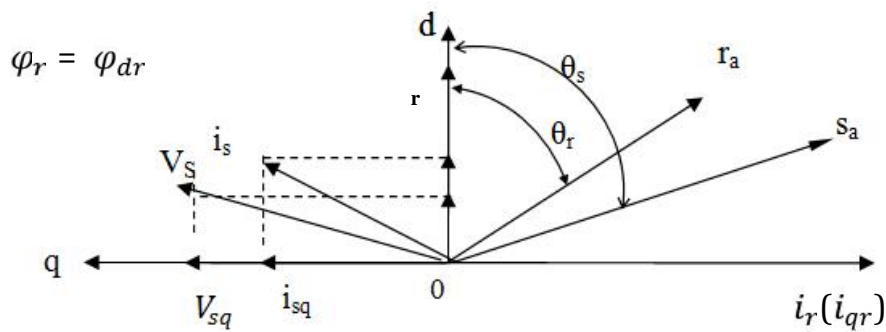


Fig.II.2. Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).

Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- ✓ $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui orienté.
- ✓ $\varphi_{sq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{sd}$: c'est le flux statorique qui orienté.
- ✓ $\varphi_{mq} = 0$ et $\varphi_m = \varphi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [LAN 79].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.4. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique (CV_OFR)

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleur résultat que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [BAG 99].

La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Alors, deux méthodes sont envisageables.

II.4.1. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence (d, q) .

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [BUC 01].

II.4.2. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation [BUC 01].

Dans ce qui suit, on va employer la méthode directe de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension (sans convertisseur).

II.4.3. Equations de la machine asynchrone en régime dynamique (d, q)

En utilisant la notation complexe :

➤ Equations des tensions :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\xi}_s}{dt} + j\check{S}_s \bar{\xi}_s \quad (\text{II.1.a})$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\xi}_r}{dt} + j(\check{S}_s - \check{S}) \bar{\xi}_r \quad (\text{II.1.b})$$

➤ Equations des flux :

$$\bar{\xi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (\text{II.2.a})$$

$$\bar{\xi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (\text{II.2.b})$$

L'expression (II.2.b) permet d'identifier \bar{i}_r :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\xi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II.3})$$

En reportant \bar{i}_r dans l'expression de (II.2.a).

$$\bar{\xi}_s = \dagger L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\xi}_r \quad (\text{II.4})$$

En reportant (II.4) dans (II.1.a). Et (II.3) dans (II.1.b) On obtient donc :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \dagger L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\xi}_r}{dt} + j\check{S}_s \dagger L_s \bar{i}_s + j\check{S}_s \frac{M}{L_r} \bar{\xi}_r \quad (\text{II.5.a})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \bar{\xi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\xi}_r}{dt} + j\check{S}_r \bar{\xi}_r \quad (\text{II.5.b})$$

Le terme $\frac{d\bar{\xi}_r}{dt}$ peut être identifié à partir de l'expression (II.5.b) :

$$\frac{d\bar{\xi}_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \bar{\xi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s - j\check{S}_r \bar{\xi}_r \quad (\text{II.6})$$

En reportant (II.6) dans (II.5.a) :

$$\bar{V}_s = R_{st} \bar{i}_s + \dagger L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} - \frac{M}{L_r T_r} \bar{\xi}_r + j \check{S}_s \dagger L_s \bar{i}_s + j \frac{M}{L_r} \check{S} \bar{\xi}_r \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$R_{st} = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$$

On écrira alors :

$$V_{ds} = R_{st} i_{ds} + \dagger L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{M}{L_r T_r} \xi_{dr} - \check{S}_s \dagger L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} \check{S} \xi_{qr} \quad (\text{II.8.a})$$

$$V_{qs} = R_{st} i_{qs} + \dagger L_s \frac{di_{qs}}{dt} - \frac{M}{L_r T_r} \xi_{qr} + \check{S}_s \dagger L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \check{S} \xi_{dr} \quad (\text{II.8.b})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \xi_{dr} - \frac{M}{T_r} i_{ds} + \frac{d\xi_{dr}}{dt} - \check{S}_r \xi_{qr} \quad (\text{II.8.c})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \xi_{qr} - \frac{M}{T_r} i_{qs} + \frac{d\xi_{qr}}{dt} + \check{S}_r \xi_{dr} \quad (\text{II.8.d})$$

II.4.4. Principe de la commande vectorielle (CV_OFR)

L'expression du couple de la machine asynchrone, est donnée par :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\xi_{dr} i_{qs} - \xi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{II.9})$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

L'objectif d'orienter le flux signifie qu'on souhaite qu'il n'ait qu'une composante sur l'axe d . On aura donc $i_{qr}=0$, et $i_{dr}=i_r$

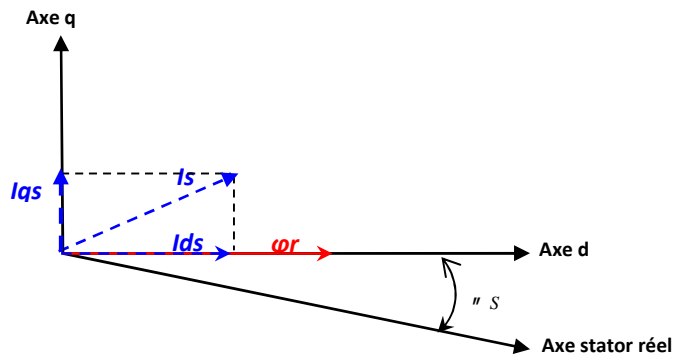


Fig.II.3. Principe du contrôle vectoriel (OFR).

Le couple se réduira alors à :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \{_{dr} i_{qs} \quad (II.10)$$

La stratégie consistera à contrôler de façon indépendante le terme de flux et le terme de courant pour imposer un couple.

Pour une MAS alimentée en tension, V_{ds} et V_{qs} représentent les variables de commande.

L'orientation du flux rotorique appliquée au système (II.8) permet d'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_{st} i_{ds} + \dagger L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{M}{L_r T_r} \{_{dr} - \check{S}_s \dagger L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_{st} i_{qs} + \dagger L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \check{S}_s \dagger L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \check{S} \{_{dr} \\ 0 = \frac{1}{T_r} \{_{dr} - \frac{M}{T_r} i_{ds} + \frac{d\{_{dr}}{dt} \\ 0 = -\frac{M}{T_r} i_{qs} + \check{S}_r W_{dr} \end{array} \right. \quad (II.11)$$

Ce modèle est ensuite complété par l'expression du couple électromagnétique (II.10) et par l'équation décrivant le mode mécanique.

$$C_e - C_r = (jS + f) h \quad (II.12)$$

.4.5. Découplage entré-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage. Parmi de ces techniques le découplage par compensation [AIT 11].

.4.5.1. Découplage par compensation

Les expressions données en (II.11) sont non linéaires puisqu'elles dépendent de la vitesse du repère et de la vitesse électrique et elles sont aussi couplées, car elles comportent des termes croisés. Les termes qui ne dépendent pas du courant i_{sd} dans la première équation et du courant i_{sq} dans la deuxième expression sont appelés les "termes de couplage".

Afin d'éviter ce problème, on utilise une loi de commande de découplage par termes de compensation.

En utilisant la notation de Laplace ($S=d/dt$). Le système d'équations (II.11) peut être réécrit de la façon suivante :

$$\left\| \begin{aligned} V_{ds} &= (R_{st} + \dagger L_s S) i_{ds} + \left(-\frac{M}{L_r T_r} \{ \}_{_{dr}} - \check{S}_s \dagger L_s i_{qs} \right) \end{aligned} \right. \quad (\text{II.13.a})$$

$$\left\| \begin{aligned} V_{qs} &= (R_{st} + \dagger L_s S) i_{qs} + \left(\check{S}_s \dagger L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \check{S} \{ \}_{_{dr}} \right) \end{aligned} \right. \quad (\text{II.13.b})$$

$$\left\| \begin{aligned} M i_{ds} &= (1 + T_r S) \{ \}_{_{dr}} \end{aligned} \right. \quad (\text{II.13.c})$$

$$\left\| \begin{aligned} \check{S}_r &= \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\{ \}_{_{dr}}} \end{aligned} \right. \quad (\text{II.13.d})$$

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de références. Mais il faut définir des termes de compensation, car dans les deux du système (II.13), il y a des termes de couplage entre les deux axes d et q [BAG 99], [ABE 00].

A partir de ce système (II.13), on peut tirer les expressions des tensions statoriques suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_{st} + \dagger L_s S) i_{ds} + \frac{M}{L_r T_r} \{ i_{dr} - \check{S}_s \dagger L_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_{st} + \dagger L_s S) i_{qs} + \check{S}_s \left(\dagger L_s i_{ds} + \frac{M \{ i_{dr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation .

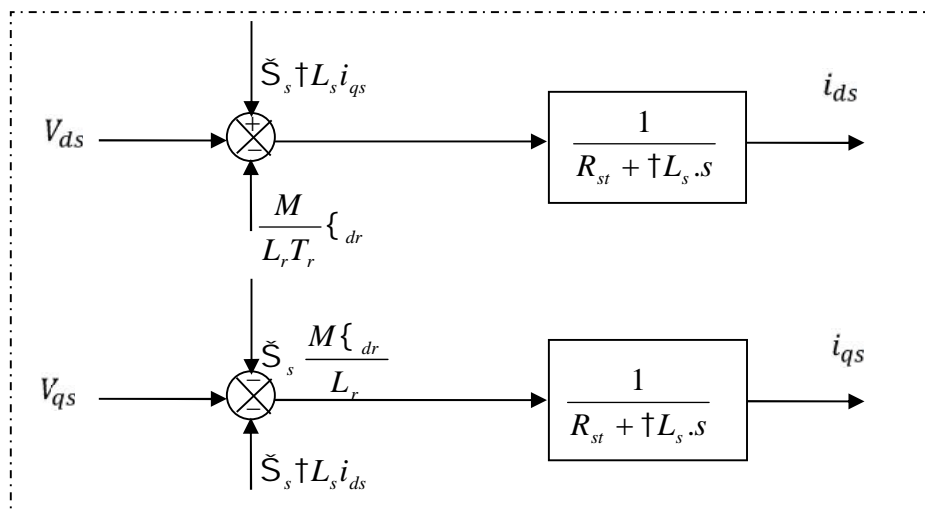


Figure II.4. Modèle de la machine

La compensation a pour effet de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et, ainsi, de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

A partir des expressions (II.14), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis de la régulation. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions.

Dans la première expression, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\| V_{ds} = U_{ds} + E_d \quad (\text{II.15})$$

$$\text{Avec : } \left\| E_d = \frac{M}{L_r T_r} \{ i_{dr} - \check{S}_s \dagger L_s i_{qs} \} \quad (\text{II.16})$$

On obtient donc la fonction de transfert suivante :

$$\left\| \frac{i_{sd}}{U_{ds}} = \frac{1}{R_{st} + \dagger \dagger_s .s} \quad (\text{II.17})$$

La perturbation E_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit toujours celle indiquée dans (II.17). On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$\| V_{qs} = U_{qs} + E_q \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Avec : } \left\| E_q = \check{S}_s \left(\dagger L_s i_{ds} + \frac{M \{ i_{dr} \}}{L_r} \right) \quad (\text{II.19})$$

De la même façon, le terme E_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\left\| \frac{i_{sq}}{U_{ds}} = \frac{1}{R_{st} + \dagger \dagger_s .s} \quad (\text{II.20})$$

Enfin, le schéma bloc suivant représente la régulation découplée souhaitée :

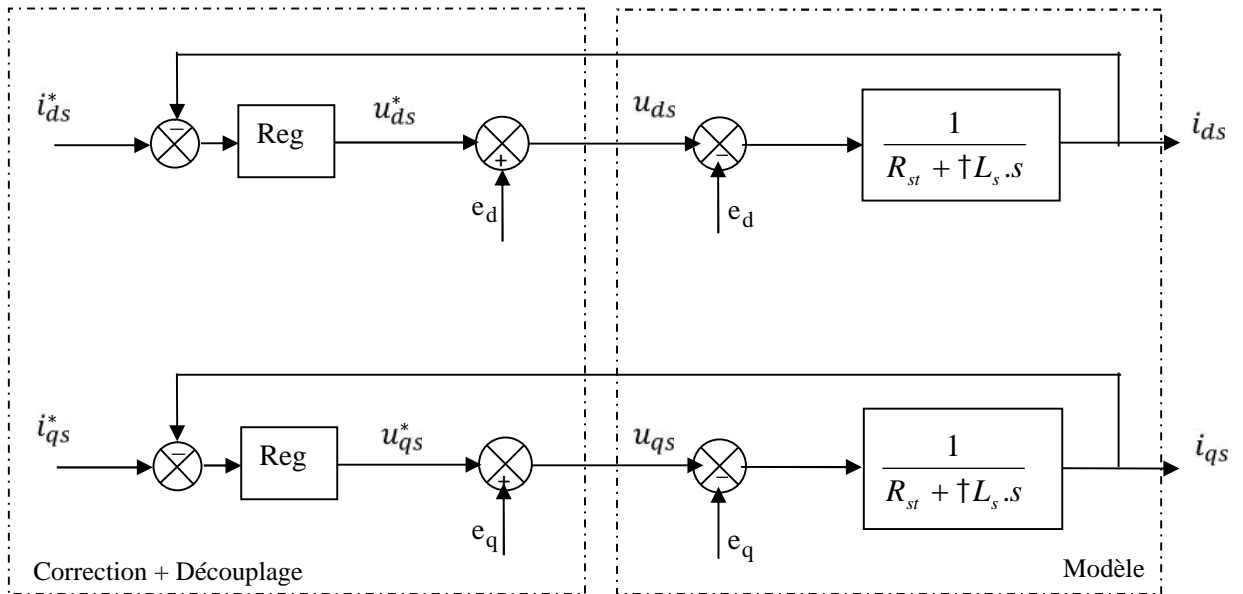


Figure II.5. Découplage par addition des termes de compensation

- La tension u_{ds}^* permet de commander le courant i_{ds} , donc le flux φ_r .
- La tension u_{qs}^* de commander le courant i_{qs} , donc le couple C_{em} ou la vitesse .

En vue d'imposer un flux constant équivalent à φ_r^* dans la machine, des stratégies de commandes seront développées. D'abord fixer i_{ds} à une valeur égale à la référence i_{ds}^* , ensuite contrôler les variations du couple ou de la vitesse au moyen de i_{qs} .

II.4.6. Bloc de défluxage

Le régime de défluxage permet de dépasser la vitesse nominale de la machine. On appelle aussi régime de survitesse [BAG 99].

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

$$\begin{aligned}
 \text{- sous vitesse :} \quad & \{ r = \{ r_{nom} \quad \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\
 \text{- sur vitesse :} \quad & \{ r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} * \{ r_{nom} \quad \text{Pour : } |\Omega| \geq \Omega_{nom}
 \end{aligned}$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

$\{\}_{nom}$: Flux rotorique nominale.

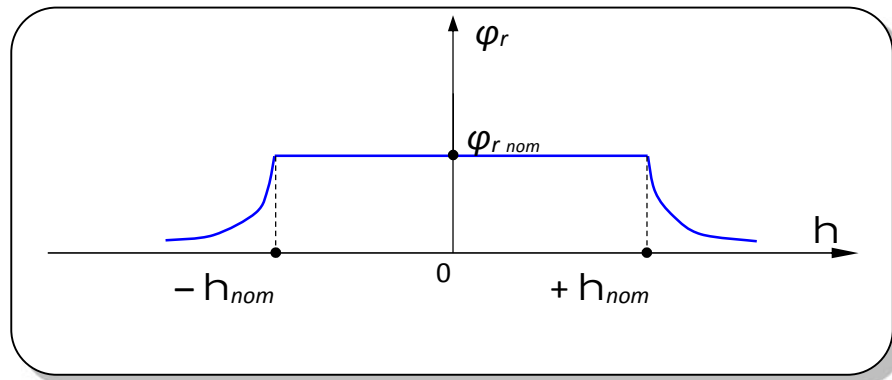


Fig.II.6. Fonctionnement à toutes vitesses.

II.4.7. Estimation de flux rotorique

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes : estimateur basé sur un modèle en courant, estimateur basé sur une méthode d'élimination, estimateur basé sur un modèle en tension et estimateur d'ordre complet. Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone [ALR 04].

Du système d'équations (I.46), nous déduisons que les flux rotoriques $\{\}_{r}$, $\{\}_{rs}$, peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la figure (II-7), est basé sur un modèle dit en courant.

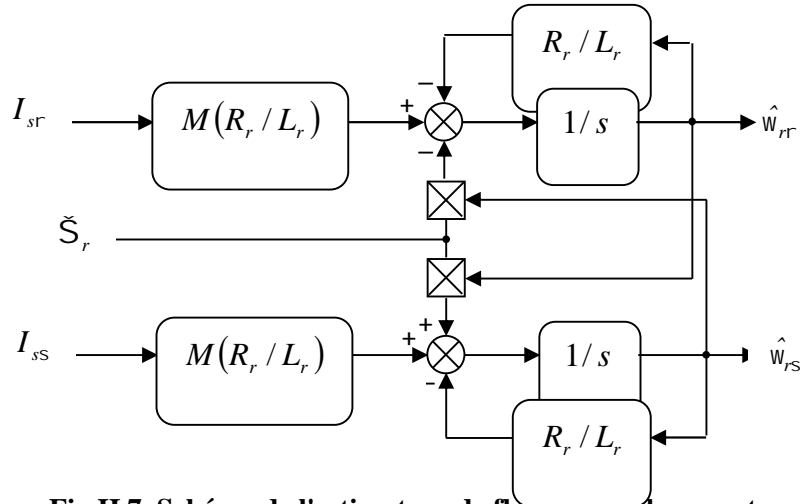


Fig.II.7. Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte

Le module du flux est donné par : $\sqrt{\{\xi_{rv}\}^2 + \{\xi_{rs}\}^2}$ et $\alpha_s = \arctg \frac{\{\xi_{rs}\}}{\{\xi_{rv}\}}$

II.5. Régulation du système

Dans le contrôle vectoriel l'idée sur la régulation consiste à contrôler les deux grandeurs importantes de la machine asynchrone (le flux et le couple).

En utilisant les expressions (II.10), (II.11), (II.12), (II.17) et (II.20), on peut établir les fonctions de transfert de la machine asynchrone. Elles sont nécessaires pour la synthèse des correcteurs. La figure (II.8) montre ces fonctions de transfert.

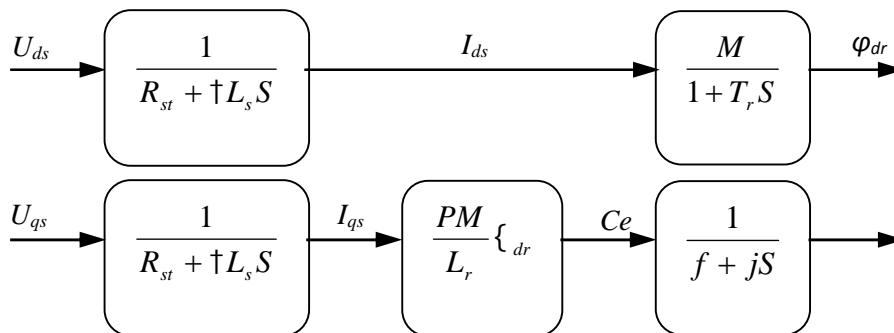


Fig.II.8. Relations de transfert.

La conception du réglage en cascade du flux et du courant permet de créer une grandeur intermédiaire I_{ds} qui est accessible à la commande. Ce type de régulation est tout à fait valable,

puisque dans le cas d'une machine asynchrone, il existe une différence temporelle entre les deux constantes de temps des fonctions de transfert du flux rotorique ($\tau_{BO} = Tr$) est du courant

($\tau_{i_{BO}} = L_s/R_s$). De manière générale, il existe un rapport de l'ordre de 10 ou 20 entre les deux constantes de temps [EGU 02].

La dynamique de réglage des courants doit être très rapide par rapport au réglage du flux.

Pour le cas des machines de grande puissance les modes mécaniques sont beaucoup plus lents que les modes électriques. [EGU 02].

II.5.1. Etude du régulateur classique dans le domaine temporel

Les régulateurs classiques permettent de contrôler la précision et la rapidité des systèmes asservis, ils sont les plus précis dans l'industrie. Dans ce cas les régulateurs PI et IP classiques, feront l'objet d'étude dans la première partie ce chapitre, ensuite, des régulateurs fractionnaires seront étudiés, appliqués au contrôle de la vitesse, du flux et des courants statoriques de la machine asynchrone, dans l'environnement Matlab/Simulink.

II.5.1.1. Synthèse des correcteurs PI et IP

a. Structure de la commande PI

Chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral PI classique, présenté sur la figure (II.9), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et son propre consigne [AIT 11].

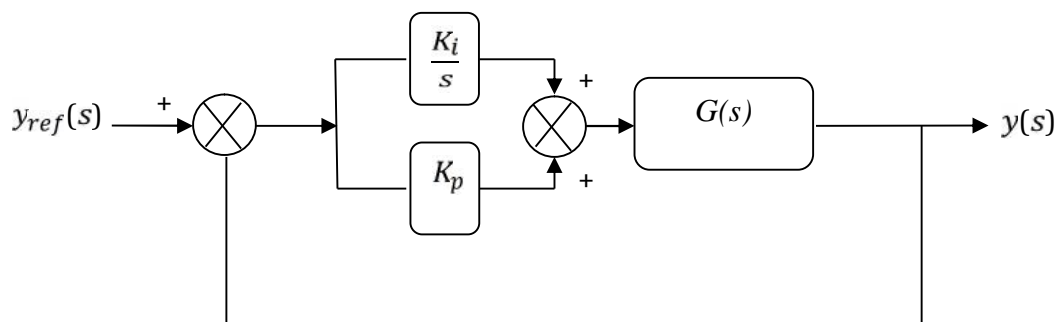


Fig.II.9. schéma de commande utilisant la structure PI.

Soit $G(s)$ un système de premier ordre donné par :

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + \tau_{bo} s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF_{PI} s = \frac{G_0 K_i \frac{K_p}{K_i} s + 1}{1 + \tau_{bo} s \quad s + K_p s + K_i \frac{G_0}{\tau_{bo} s + 1}} \quad (\text{II. 20})$$

L'apport d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle fermée peut modifier le régime transitoire du système, voir [COR] [ZID 10]. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles et plus adaptée pour le calcul des paramètres K_p et K_i . Elle consiste à imposer le zéro des régulateurs égaux à un pôle de la fonction de transfert du système à commander et une constant du temps τ_{bf} répondant aux objectifs fixés, le principe est illustré par les relations de l'équation (II.21) :

$$\begin{aligned} \frac{K_p}{K_i} s + 1 &= 1 + \tau_{bo} s \rightarrow \tau_{bo} = \frac{K_p}{K_i} \\ FTBF s &= \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i} \rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{G_0 K_i} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Les paramètres du régulateurs sont alors donnés par :

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ K_p &= \frac{\tau_{bo}}{G_0 \tau_{bf}} \end{aligned} \quad (\text{II. 22})$$

b. Structure de la commande IP

La commande des machines électriques à l'aide des régulateur PI dimensionnés par les méthodes de compensation des pôles ou de placement des pôles, présente les inconvénients suivant :

- La méthode de placement des pôles s permet d'imposer n'importe quelle dynamique à la boucle fermée, néanmoins elle présente l'inconvénient d'introduire un zéro (non contrôlable) qui peut modifier la dynamique imposée.
- La méthode de compensation des pôles permet de remédier à ce problème, mais elle ne permet d'imposer qu'une dynamique du premier ordre, de plus le comportement de la régulation vis-à-vis du couple résistant est médiocre, car la dynamique du rejet du couple

résistant n'est pas imposée par le régulateur [COR] [ZID 10] [KEB 95]. La structure de commande IP permet de remédier à tous ces inconvénients.

La structure du régulateur intégrale proportionnelle IP schématisé par la figure (II.10), est une association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur.

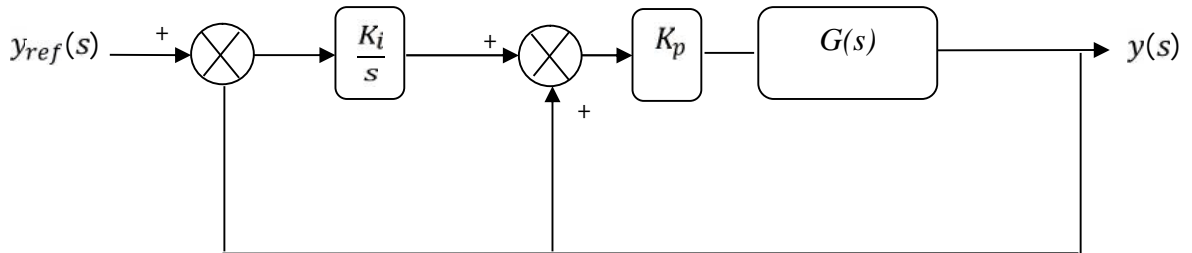


Fig.II.10. schéma de commande utilisant la structure IP.

Lorsque $G(s)$ est du premier ordre, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{IP} s = \frac{K_i K_p G_0 / \tau}{s^2 + \frac{1 + K_p G_0}{\tau} s + \frac{K_i K_p G_0}{\tau}} \quad (\text{II. 23})$$

Le calcul des paramètres K_i et K_p ne peut être fait que par la méthode de placement des pôles.

La fonction de transfert en boucle fermée, peut être mise sous la forme de celle d'un modèle de second ordre standard de l'équation (II.24) :

$$H s = \frac{w_n^2}{s^2 + 2 \xi w_n s + w_n^2} \quad (\text{II. 24. a})$$

A partir de l'équation caractéristique, on impose les pôles du système en boucle de sorte que le système soit sous-amorti (ie : $0.7 \leq \xi < 1$), [ARZ].

Les pôles de $H(s)$ sont :

$$\begin{aligned}
 s_1 &= w_n(-\xi + j \sqrt{1 - \xi^2}) = -\frac{1}{\tau_p} + j w_a \\
 s_2 &= w_n(-\xi + j \sqrt{1 - \xi^2}) = -\frac{1}{\tau_p} + j w_a
 \end{aligned}
 \tag{II. 24. b}$$

$$\text{Ou : } \tau_p = \frac{1}{\xi w_n} \text{ et } w_a = w_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

La réponse transitoire est alors donnée par l'oscillation de pseudo-période $\frac{2\pi}{w_a}$ amortie par une exponentielle de constante de temps τ_p [ARZ xx].

L'analogie entre la fonction de transfert en boucle fermée de l'équation (II.23) et celle du modèle du second ordre standard (II.24) est obtenu lorsque

$$\begin{aligned}
 \frac{1 + K_p G_0}{\tau} &= 2\xi w_n \\
 \frac{K_i K_p G_0}{\tau} &= w_n^2
 \end{aligned}
 \tag{II. 25}$$

Les coefficients du régulateur sont alors calculés par les relations :

$$\begin{aligned}
 K_p &= \frac{2\xi w_n \tau - 1}{G_0} \\
 K_i &= \frac{w_n^2 \tau}{2\xi w_n \tau - 1}
 \end{aligned}
 \tag{II. 26}$$

Dans la section suivante nous allons utiliser les deux régulateurs PI et IP dans la commande vectorielle directe selon les besoins.

II.5.2. Dimensionnement des Régulateurs

II.5.2.1. Régulateurs des Courants statoriques

A partir des équations (II.14) (II.15) (II.18), en supposant que les termes de couplage E_d et E_q ont été compensés, on peut déduire les fonctions de transfert de premier ordre, qui sont utilisées pour calculer les régulateurs de courant i_{ds} et i_{qs} , on trouve :

$$G_{i_{ds}} s = \frac{i_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = G_{i_{qs}} s = \frac{i_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{G_{0_{i_s}}}{1 + \tau_{bo_{i_s}} s} \tag{II. 27}$$

Avec : $G_{0_{i_s}} = 1/R_{st}$ et $\tau_{bo_{i_s}} = \sigma L_s / R_{st}$

✓ Application de la correction PI

L'application de la méthode de compensation des pôles à la boucle de régulation, permet de calculer K_p et K_i du régulateur par les équations de l'expression (II.22), en tenant compte de la constante de temps imposé τ_{bf_is} , nous obtenons les résultats suivants :

$$k_{p_is} = \frac{\sigma L_s}{\tau_{f_is}} \quad \text{et} \quad k_{i_is} = \frac{R_{st}}{\tau_{bf_is}}$$

II.5.2.2. Régulateurs du flux

A partir de l'équation (I.11), on peut écrire l'équation de transfert suivant :

$$G_{\varphi_r} s = \frac{\varphi_r(s)}{i_{ds}(s)} = \frac{G_{0\varphi}}{1 + \tau_{\varphi_bo} s} \quad (II.28)$$

Avec :

$$G_{0\varphi} = M \quad \text{et} \quad \tau_{\varphi_bo} = T_r$$

✓ Application de la correction PI

En utilisant une nouvelle fois la méthode de compensation des pôles et en imposant la constante de temps τ_{φ_bf} , on trouve :

$$k_{p_φ} = \frac{1}{M \tau_{\varphi_bf}} \quad \text{et} \quad k_{i_φ} = \frac{T_r}{M \tau_{\varphi_bf}}$$

II.5.2.3. Régulateur de la vitesse mécanique

Puisque les boucles de courant sont contrôlées à l'aide de régulateurs contenant la fonction d'intégration, alors la valeur finale des courants est égale à celle de référence imposée, par les régulateurs de vitesse (pour le courant i_{qs}) et le régulateur de flux (pour le courant i_{ds}). De plus, la dynamique des courants est très faible comparée à celle de la vitesse. Par conséquent, pour calculer le régulateur de vitesse on peut négliger la dynamique de la boucle interne de courant i_{qs} .

Dans ce cas, à partir de l'équation (II.12) et (II.10) la fonction de transfert qui décrit la dynamique de la vitesse est donnée par :

II.6.1.1. Simulation sans onduleur

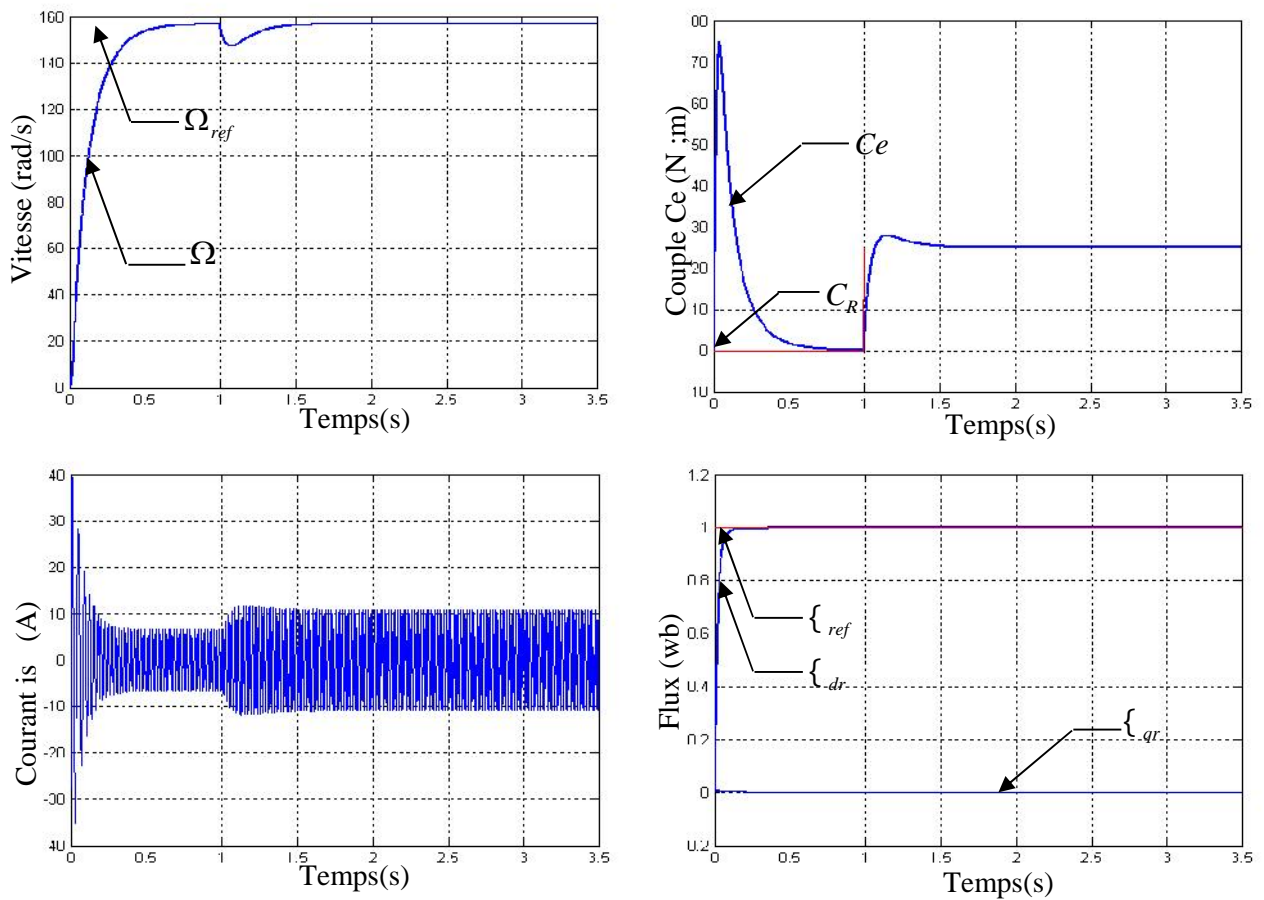


Fig.II.12. Essai à vide et en charge (sans onduleur).

On remarque que le courant i_s présente des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Les flux rotoriques ϕ_r suivent sa référence. Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro.

Après l'application de la charge à $t = 1s$ on remarque :

- L'allure de la vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence.
- Le régime transitoire du courant est maîtrisé, avec une forme sinusoïdale en régime permanent.
- le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (25 N.m).

II.6.1.2. Simulation avec onduleur

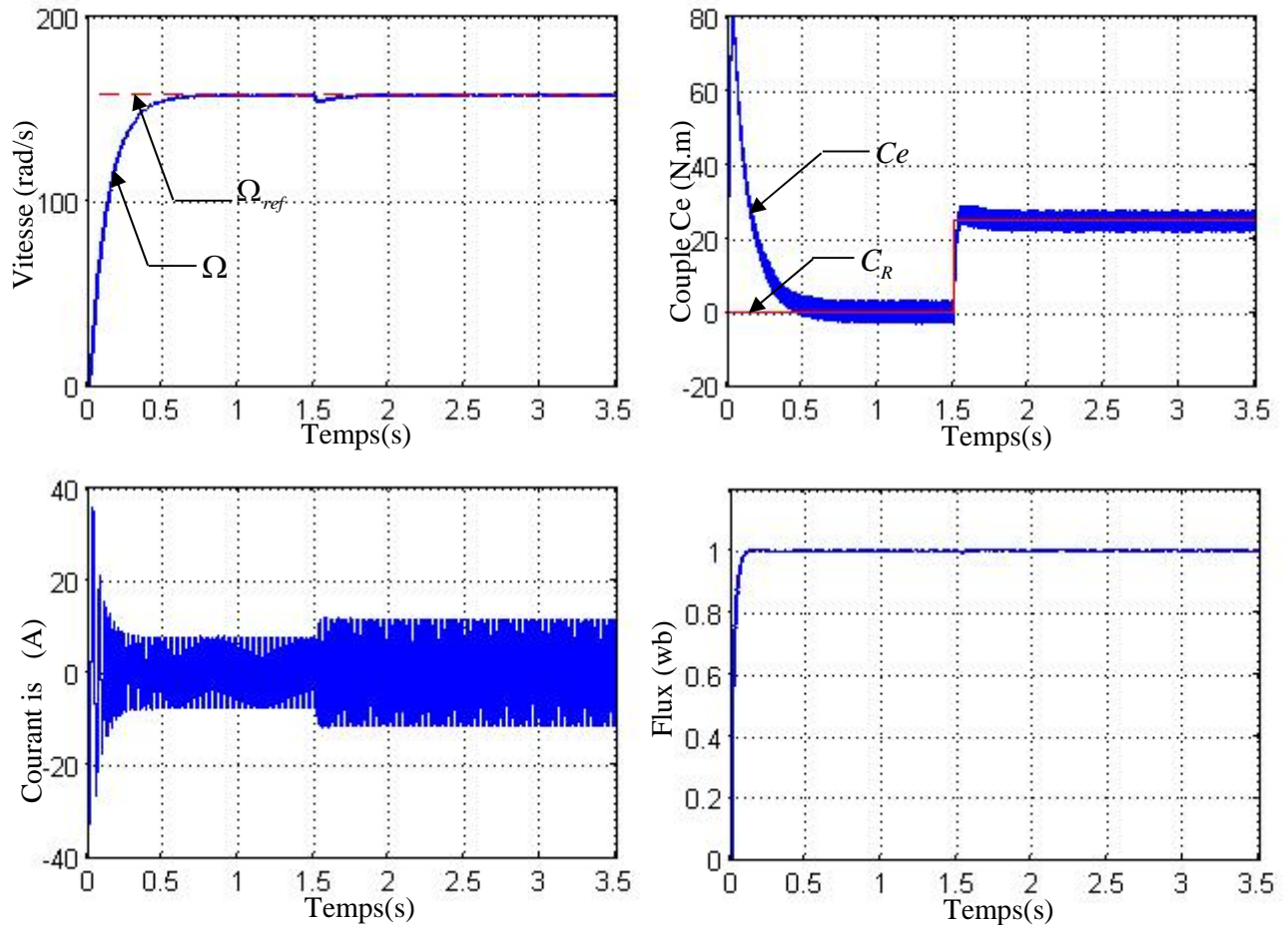


Fig.II.13. Essai à vide et en charge (avec onduleur).

On remarque la présence des ondulations sur la réponse du couple électromagnétique ; elles sont liées aux harmoniques de courant.

II.6.2. Tests de performance et de robustesse

Les tests de robustesse de la commande sont également effectués en charge.

II.6.2.1. Test avec variation de la charge

On présente les résultats de simulation de l'influence de la variation de la charge. En faisant une diminution du couple résistant de 10 N.m à $t = 1.5\text{s}$ puis une augmentation de même valeur à $t = 2.5\text{s}$

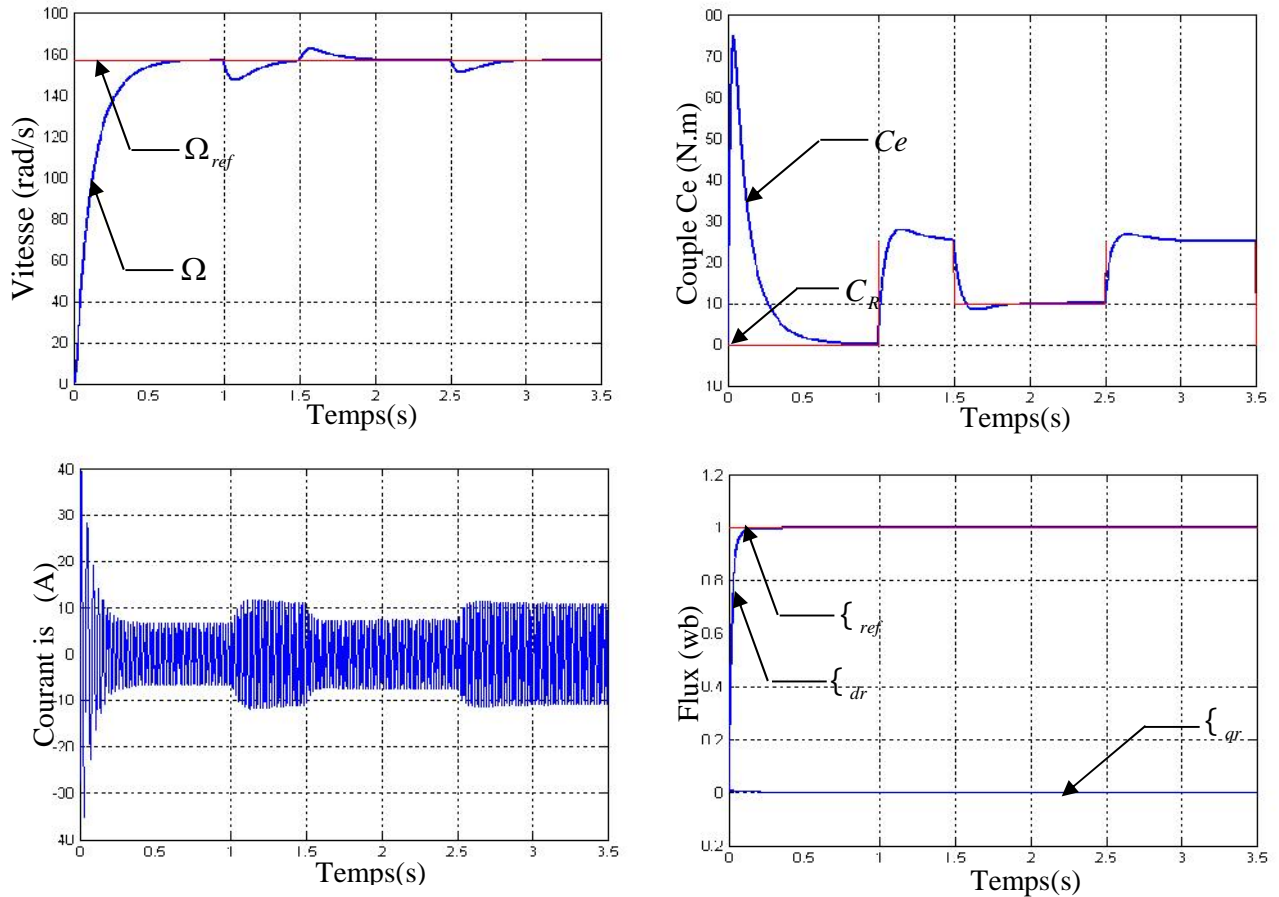


Fig. II.14. Essai avec variation de la charge.

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge de figure (II-12) montrent que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, et les courants sont influés légèrement puis suivent leurs références.

On remarque la convergence du ϕ_{dr} vers le flux de référence ainsi que ϕ_{qr} tend vers zéro ce que montre le découplage entre le couple et le flux.

II.6.2.2. Test avec variation de la vitesse

En faisant une diminution de la vitesse de 36% à un instant choisi de $t = 1.5 \text{ s}$, puis une augmentation par rapport à cette dernière de même pourcentage à un instant choisi de $t = 2.5 \text{ s}$. La figure qui suit montre les résultats de cet essai.

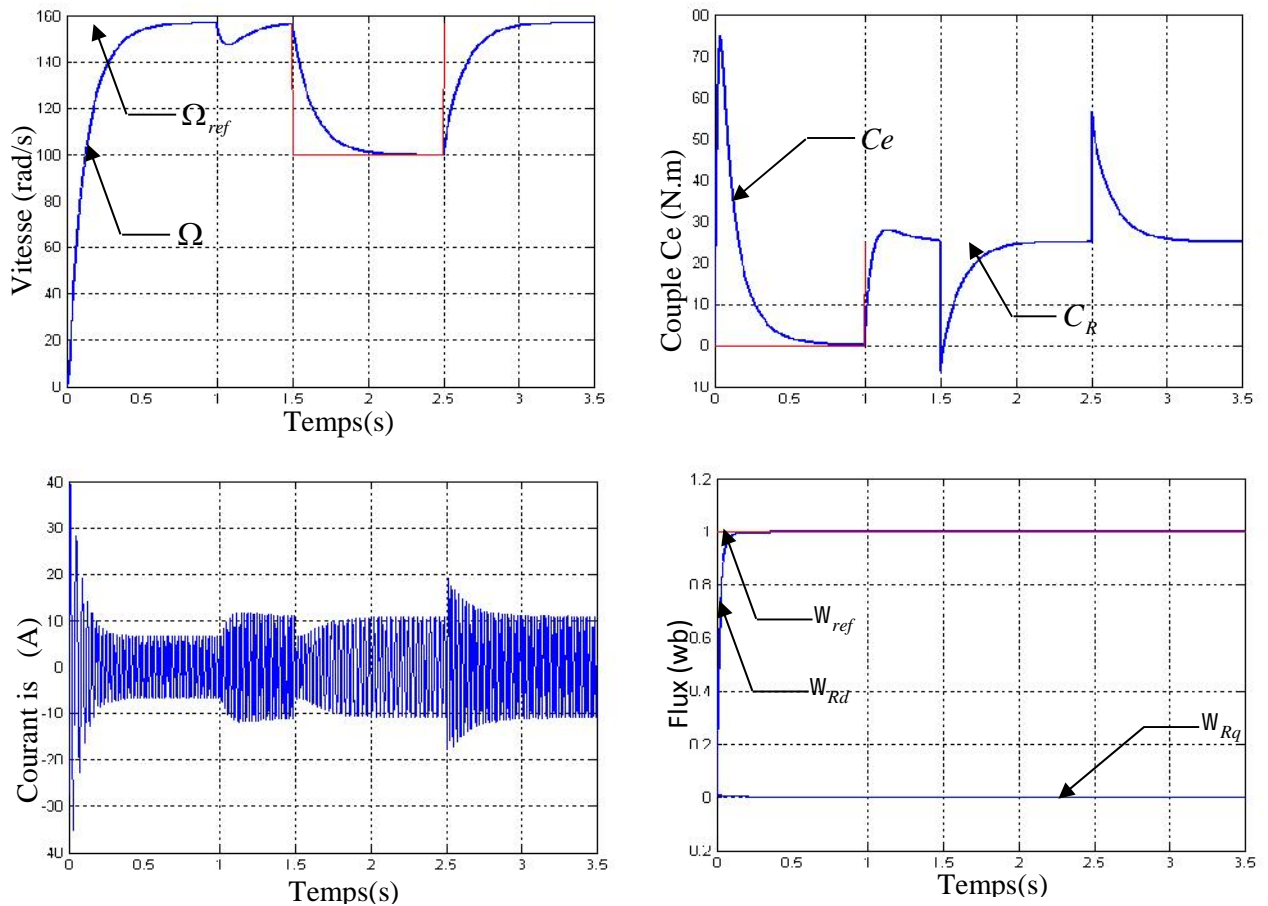


Fig.II.15. Essai avec variation de la vitesse.

La figure (II.15) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, ce qu'indique que la régulation est robuste, Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la cosigne sans erreur statique.

II.6.2.3. Test avec inversion du sens de rotation

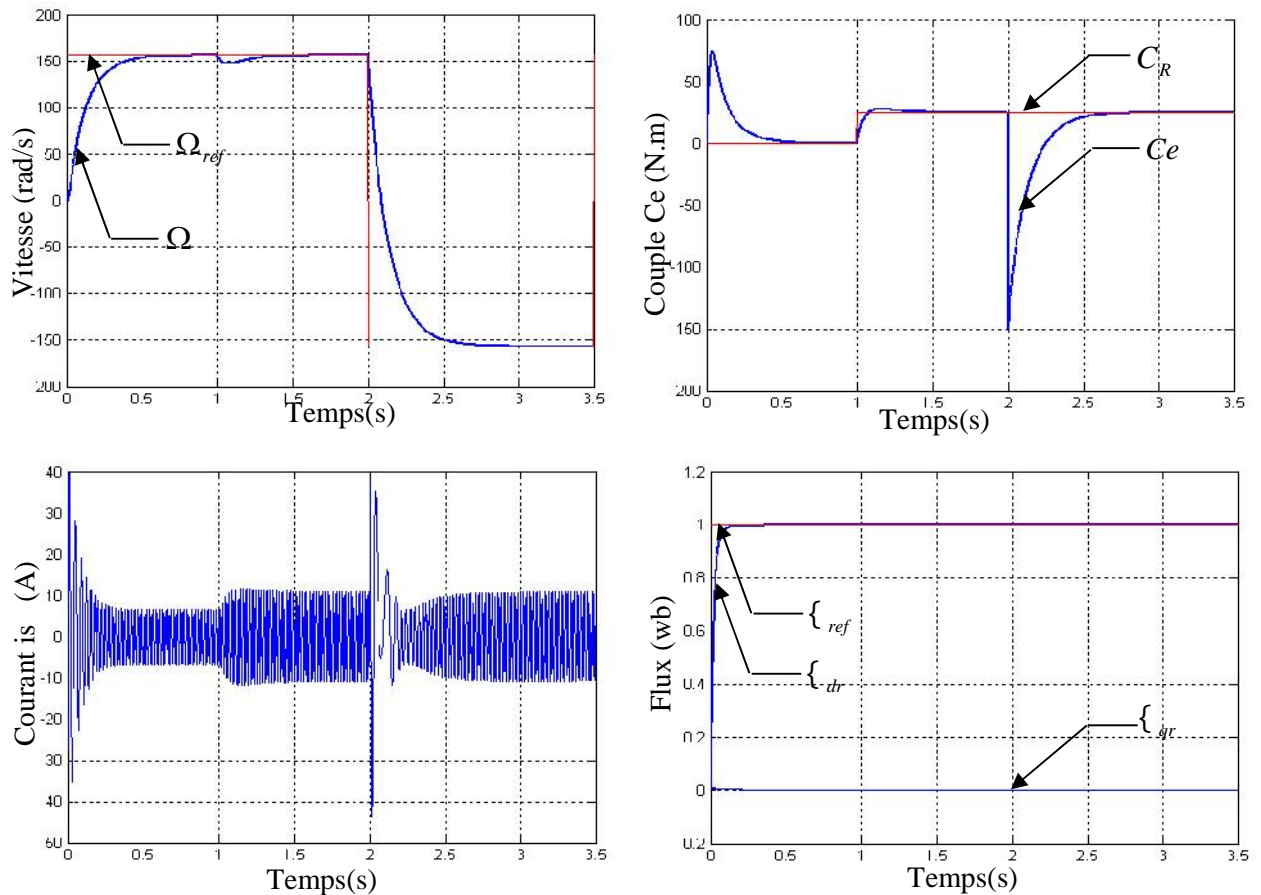


Fig.II.16. Essai avec inversion du sens de rotation.

La figure (II.16) montre que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple subit un pic de transiction lors du passage d'un mode à l'autre, puis tient sa valeur sans erreur. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.

II.6.2.4. Test avec variation de la résistance rotorique

Une mauvaise identification des paramètres, ainsi que l'effet dû à l'échauffement pendant le fonctionnement d'une machine produisent des perturbations électriques internes.

La variation de la résistance rotorique est vraiment gênante puisque la valeur de la résistance intervient directement dans les algorithmes du contrôle. Comme R_r du moteur devient plus grande, la résistance résultante R_{sr} devient plus importante, alors que la constante de temps Tr diminue.

En simulation, une approche de ces perturbations a été introduite de la façon suivante : la valeur nominale de la résistance rotorique du moteur est appliquée pendant une durée de 1.5s. Ensuite, elle est augmentée de 50% par rapport à sa valeur nominale pendant 1s. Puis, cette résistance est augmentée dans le même rapport et pendant la même durée de temps.

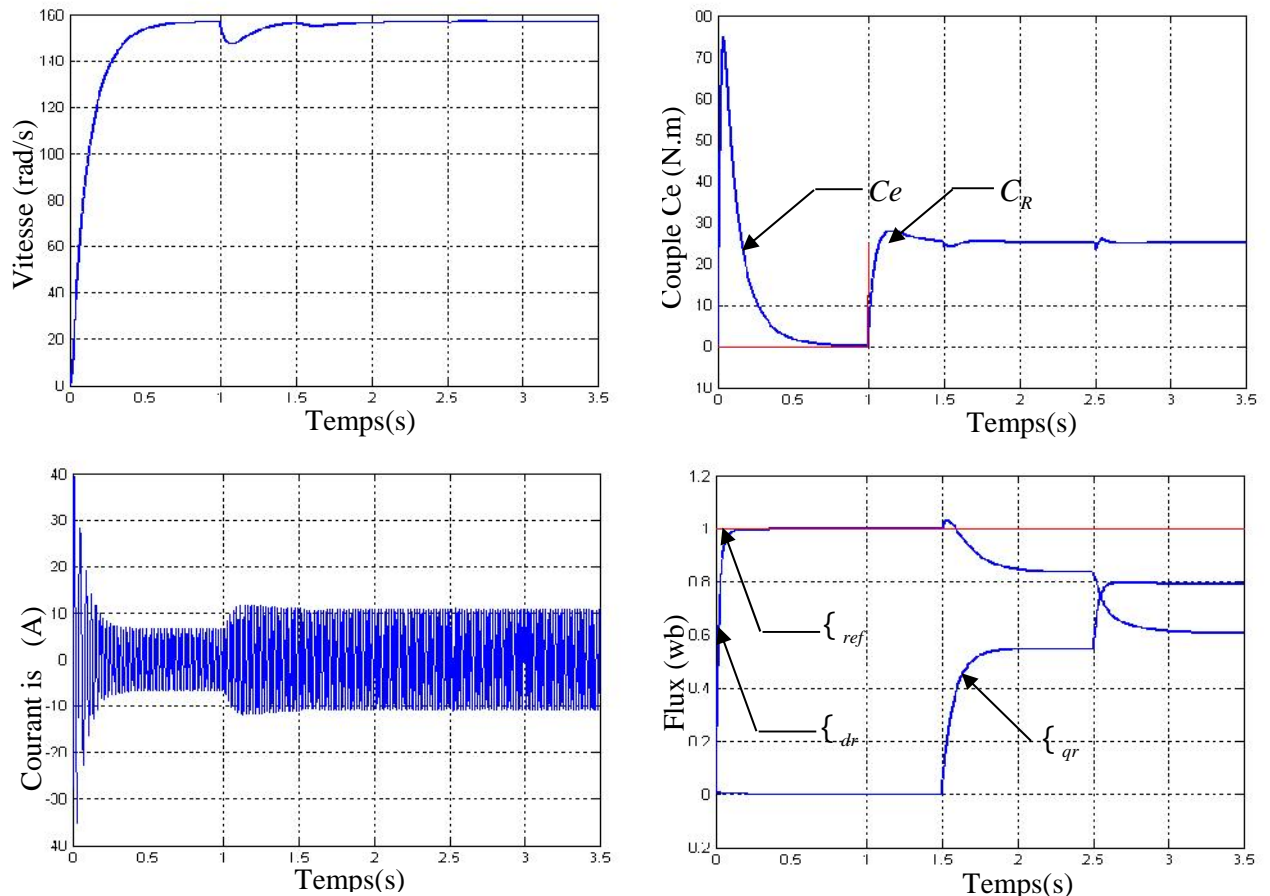


Fig.II.17. Essai avec variation de la résistance rotorique.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 1.5s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($R_r = 1.8$) aucunes variations sur les courbes de vitesse, de couple, de courants et de flux.

A $t = 1.5s$, la résistance devient $1.5R_r$.

On constate d'après ce test que la variation de la résistance rotorique influe sur le découplage ($\varphi_{rd} \neq 0$) et ceci due aux régulateurs classiques qui sont dimensionnés avec la résistance initiale ($R_r = 1.8$)

II.7 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 sans capteur de vitesse

mécanique d'un moteur

asynchrone

Chapitre III

Commande sans capteur de vitesse mécanique

d'un moteur asynchrone

II.1. Introduction

La connaissance précise de la vitesse et/ou la position du rotor est nécessaire pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une MAS. En pratique la connaissance de ces grandeurs s'obtient grâce à l'utilisation du capteur mécanique. Mais pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), certaines applications imposent de s'en affranchir. L'information de la vitesse doit être alors reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées.

Depuis des décennies, de nombreuses recherches et des études ont été faites pour supprimer le capteur mécanique tout en préservant un bon fonctionnement de la machine. Plusieurs approches ont été proposées dans la littérature, on s'intéresse dans ce qui suit à celle basés sur le modèle de comportement de la machine et s'appuyons sur des techniques d'observation issues de l'automatique. 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 [BOU12],[TAM06].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude d'un CVD 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 basée 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.2. Principe d'un observateur

L'objectif d'un observateur consiste à estimer les variables d'état non accessibles ou à défaut l'utilisation d'un capteur n'est pas souhaitable. Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément la variable d'état estimée, notée : X et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, le vecteur d'entrée U et le vecteur de sortie Y [CAN00], [ALR04].

III.2.1. Observateur en boucle ouverte

Il s'agit d'un observateur basé sur le modèle de la machine, la construction de ce type d'observateurs est réalisée à l'aide des équations d'état du système à commander. On suppose que l'observateur doit représenter le modèle du système à commander et que les valeurs initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur sont identiques [TAM06], [ALR04].

Cette approche de construction de l'observateur présente des inconvénients de précision à cause des contraintes suivantes [ALR04] :

- Difficulté de garantir les mêmes conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur.
- Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.
- Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

III.2.2. Observateur en boucle fermée

Un observateur en boucle fermée consiste à reconstruire les grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système [CAN00]. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, qui force cette erreur à converger vers zéro [ALR 04].

Le schéma de principe d'un observateur est donné par la figure suivante (Fig.III.1) :

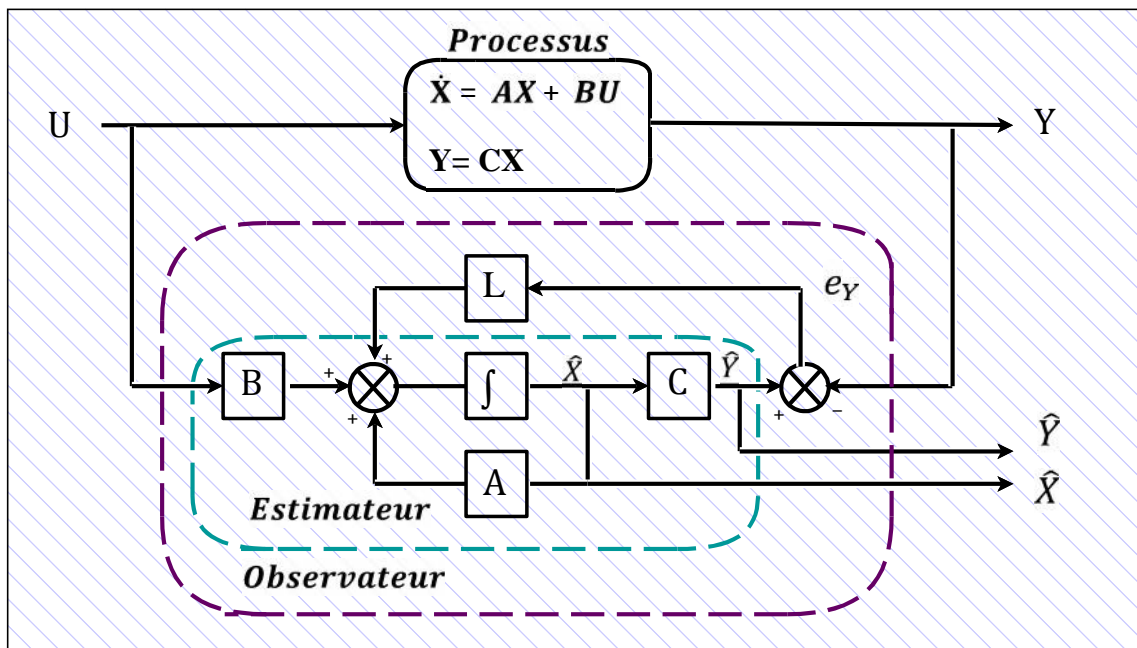


Fig.III.1 : Schéma de Principe d'un observateur.

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (III.1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain L . 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 [TAM 06]. C'est-à-dire que la matrice L , qu'on peut choisir nous-même, doit annuler l'erreur dans la plus courte durée que possible.

III.2.3. Types d'observateurs

Les techniques d'observation sont classées en fonction de trois critères différents [TAM 06] :

- La nature du système considéré : Selon ce critère on distingue deux types d'observateur, observateur pour des systèmes linéaires et observateurs pour des systèmes non linéaires.
- Le deuxième critère est en fonction de l'environnement, pour cela, on distingue les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques.
- Le troisième critère est basé sur la dimension du vecteur d'état ; pour ce dernier on distingue des observateurs d'ordre complet et des observateurs d'ordre réduit.

III.3. Etude de la CVD basée sur un observateur adaptatif

III.3.1. Représentation de l'observateur adaptatif

La structure de l'observateur adaptatif est illustrée par la figure (III.2).

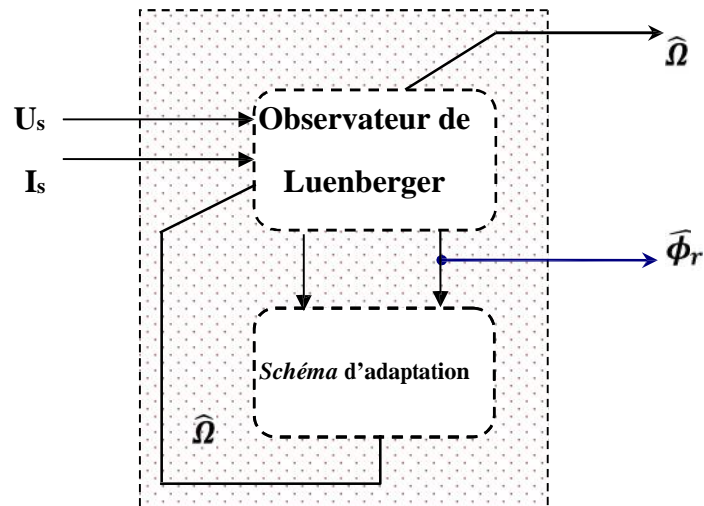


Fig.III.2 : Structure de l'observateur adaptatif.

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], [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.3.2. Modèle de la MAS dans le repère (,)

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 :

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

Tel que

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

Avec :

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

En plus :

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

II.3.3. 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 :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU + L \ y \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (III.2)$$

Tel que

$$\dot{y} = Y - Y \quad (III.3)$$

III.3.4. Détermination de la matrice de Gain L

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

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A_0 X + BU + L Y \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (III.4)$$

Avec :

$$A_0 = A - LC \quad (III.5)$$

Dans la mesure où les variables de sortie ($I_{s\alpha}, I_{s\beta}$) 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 L. Elle peut s'écrire [JEH 00], [BEN 98], [KYO 04] :

$$L = \begin{matrix} L_1 & L_2 & L_3 & L_4 \\ -L_2 & L_1 & -L_4 & L_3 \end{matrix}^T \quad (III.6)$$

L_1, L_2, L_3, L_4 sont données par :

$$\begin{aligned} L_1 &= 1 - k \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_2 &= k - 1 \quad (t) \\ L_3 &= \frac{(1-K^2)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{a_3}{T_r} \right) + \frac{(K-1)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_4 &= - \frac{K-1}{a_3} \quad (t) \end{aligned} \quad (III.7)$$

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.3.5. 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 :

$$\hat{X} = \hat{I}_{s\alpha} \hat{I}_{s\beta} \hat{\Phi}_{ra} \hat{\Phi}_{r\beta}^T \quad (III.8)$$

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

$$\begin{aligned} I_{s\alpha} &= a_1 I_{s\alpha} + a_2 r_\alpha + a_3 p \Omega(t) \quad r_\beta + 1/L_s V_{s\alpha} + L_1 I_{s\alpha} - I_{s\alpha} - L_2 I_{s\beta} - I_{s\beta} \\ I_{s\beta} &= a_1 I_{s\beta} - a_3 p \Omega(t) \quad r_\alpha + a_2 r_\beta + 1/L_s V_{s\beta} + L_2 I_{s\alpha} - I_{s\alpha} - L_1 I_{s\beta} - I_{s\beta} \\ r_\alpha &= a_4 I_{s\alpha} + a_5 r_\alpha - p \Omega(t) \quad r_\beta + L_3 I_{s\alpha} - I_{s\alpha} - L_4 I_{s\beta} - I_{s\beta} \\ r_\beta &= a_4 I_{s\beta} + p \Omega(t) \quad r_\alpha + a_5 r_\beta + L_4 I_{s\alpha} - I_{s\alpha} + L_3 I_{s\beta} - I_{s\beta} \end{aligned} \quad (III.9)$$

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

$$\begin{matrix}
 i_s \\
 i_s \\
 r \\
 r
 \end{matrix}
 =
 \begin{matrix}
 a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \Omega(t) \\
 0 & a_1 & -a_3 p \Omega(t) & a_2 \\
 a_4 & 0 & a_5 & -p \Omega(t) \\
 0 & a_4 & p \Omega(t) & a_5
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 i_s \\
 i_s \\
 r \\
 r
 \end{matrix}
 +
 \begin{matrix}
 \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\
 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\
 0 & 0 \\
 0 & 0
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 V_{s\alpha} \\
 V_{s\beta}
 \end{matrix}
 +
 \begin{matrix}
 L_1 & -L_2 \\
 L_2 & L_1 \\
 L_3 & -L_4 \\
 L_4 & L_3
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 i_s - i_s \\
 i_s - i_s \\
 i_s - i_s \\
 i_s - i_s
 \end{matrix}
 \quad (III.10)$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante

$$\dot{X} = A \Omega(t) X + BU + L (i_s - \hat{i}_s) \quad (III.11)$$

Avec :

$$i_s - \hat{i}_s = \begin{bmatrix} i_s - i_s \\ i_s - i_s \end{bmatrix}^T \quad (III.12)$$

III.4. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse

Supposons maintenant que la vitesse est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer [SBE 05], [KUB 99] [KYO 04], [JEH 00].

L'observateur peut s'écrire :

$$\dot{X} = A (t) X + BU + L (i_s - \hat{i}_s) \quad (III.13)$$

Avec :

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

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 :

$$\dot{e} = (A - LC) e + (A - LC) X \quad (III.15)$$

Avec

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

Où

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

$$e = X - \hat{X} = [e_{I_{s\alpha}} \quad e_{I_{s\beta}} \quad e_{\varphi_{s\alpha}} \quad e_{\varphi_{s\beta}}]^T \quad (III.18)$$

Maintenant, considérons la fonction de *Lyapunov* suivante :

$$V = e^T e + (\Delta\Omega(t))^2 / \quad (III.19)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

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

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

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] :

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

Où est une constante positive.

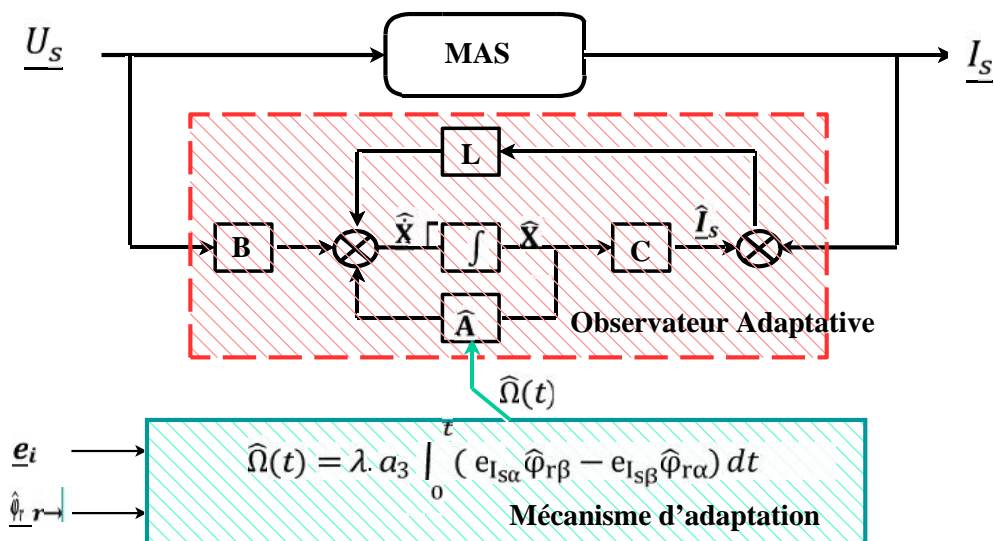


Fig.III.3 : Schéma bloc de l'observateur adaptatif.

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 :

$$i(t) = K_p (e_{I_{s\alpha}} r_\beta - e_{I_{s\beta}} r_\alpha) + K_i \int (e_{I_{s\alpha}} r_\beta - e_{I_{s\beta}} r_\alpha) dt \tag{III.23}$$

Avec K_p et K_i qui sont des constantes positives.

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone sans capteurs est représenté sur la figure (III.4). Les boucles de régulation du flux et de la vitesse utilisent les valeurs estimées $\hat{\varphi}$ et $\hat{\omega}$ au lieu des valeurs réelles.

III.4. Schémas de simulation

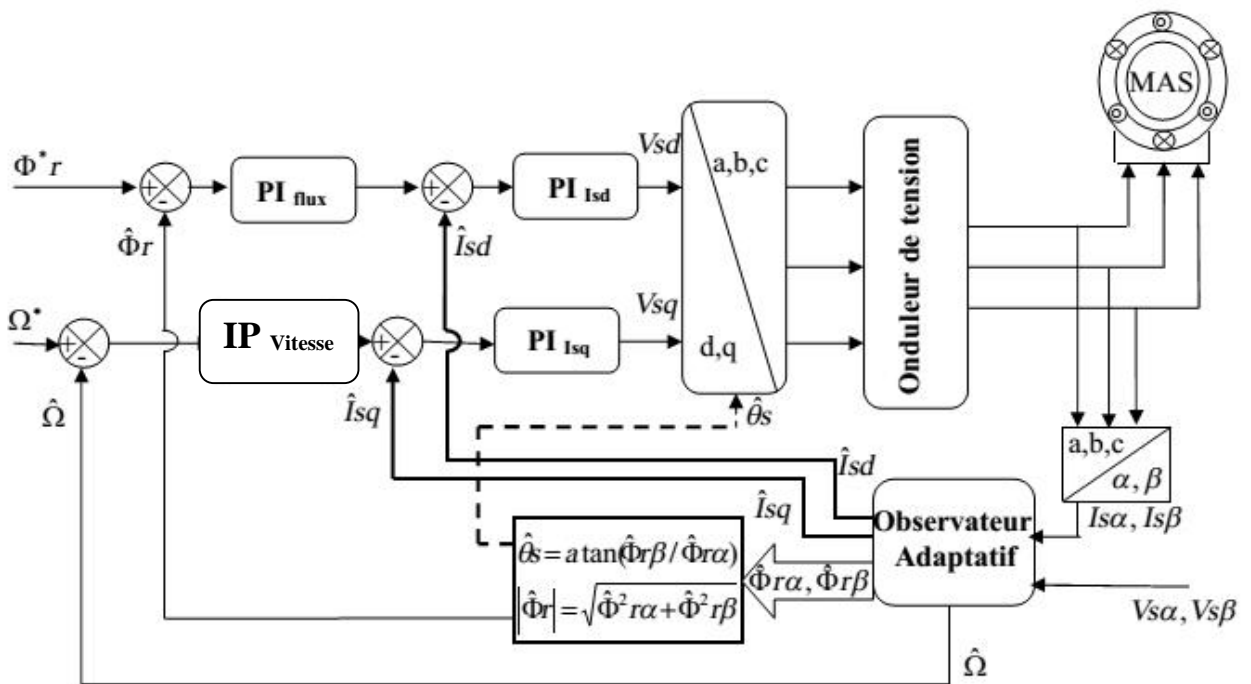


Fig.III.4 : CVD Sans Capteur De Vitesse Mécanique Basée Sur Un Observateur Adaptatif.

IV.6. Résultats de simulation et interprétation

Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin de tester la robustesse de la CVD sans capteur de vitesse mécanique basée sur un OA. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation des régulateurs de vitesse du couple et du flux de type IP et 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.

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.

IV.6.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

La figure (III.5) illustre les résultats de simulation de la CVD sans capteur de vitesse mécanique lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un Couple de charge $C_r=25\text{Nm}$ à l'instant $t=1$ sec. D'après ces résultats on note que : La CVD 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.

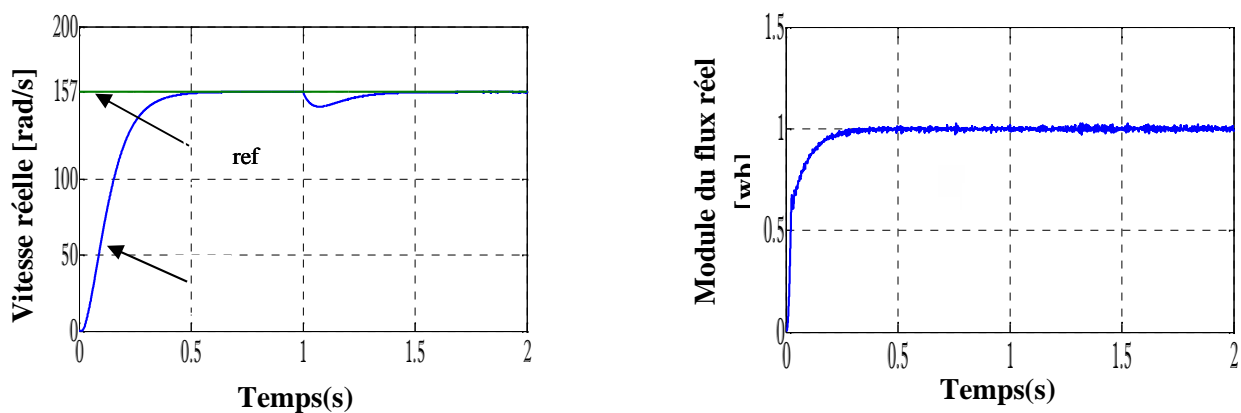


Fig. III.5 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 25 Nm à l'instant $t=1$ sec.

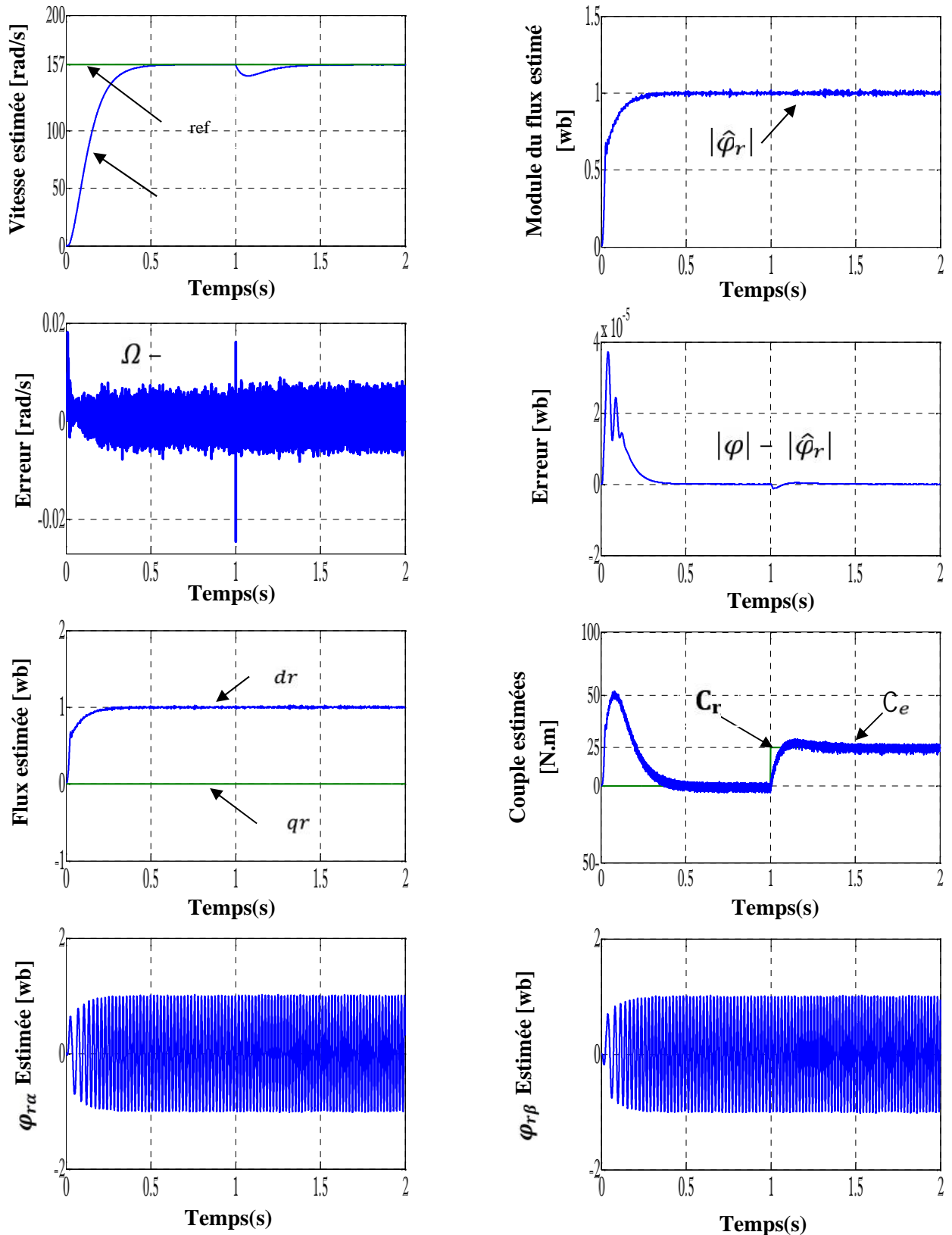


Fig. III.5 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 25 Nm à l'instant $t=1$ sec.

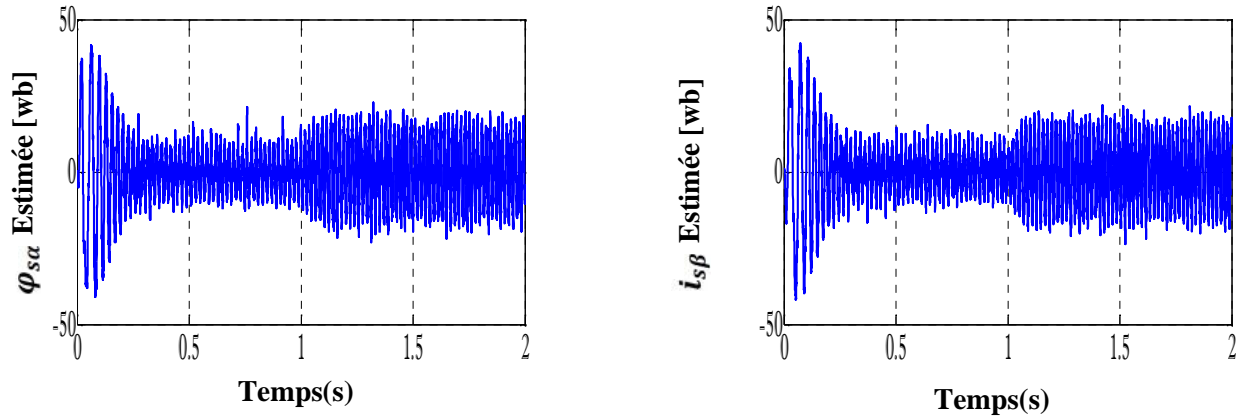


Fig. III.5 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de 25 Nm à l'instant t=1 sec.

III.6.2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la CVD sans capteur de vitesse mécanique de basée sur un OA vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de +157 rad/sec à -157rad/sec à partir de t=1sec.

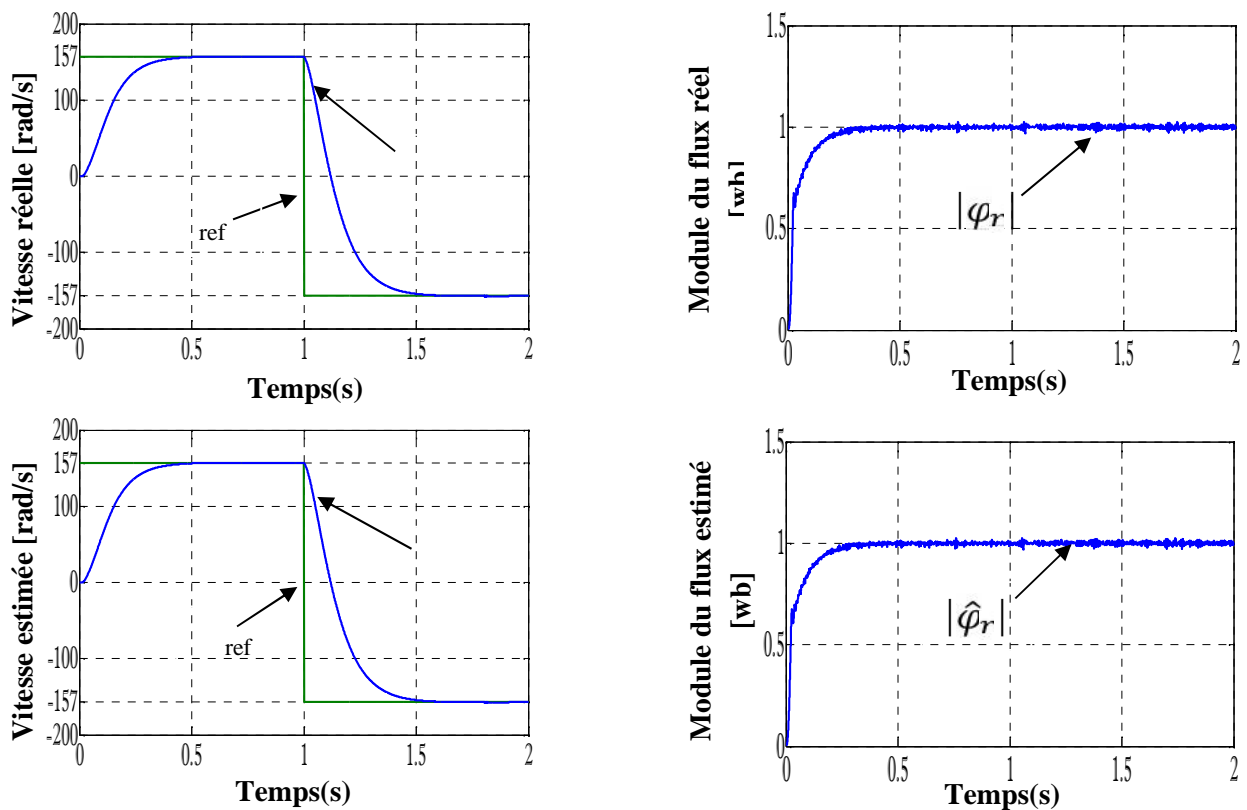


Fig.III.6 : Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation à t=1 sec.

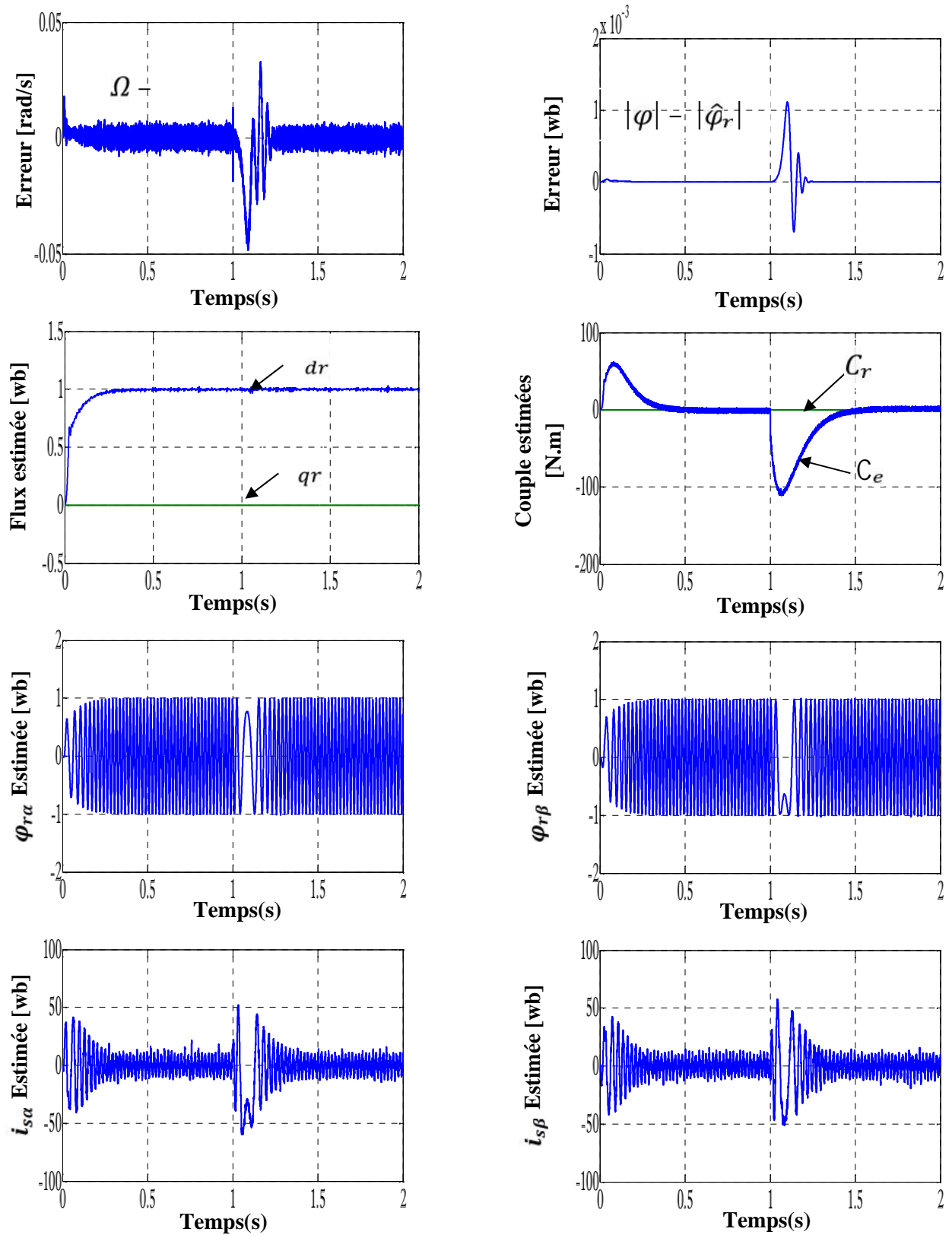


Fig.III.6 : Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation à $t=1$ sec.

D'après la figure (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.6.3. Estimation pour de basses vitesses

Les résultats de simulation pour une inversion de sens de rotation de la MAS à vide de ± 30 rad/sec sont illustrés par la figure (III.7). On constate que la vitesse estimée suit parfaitement sa consigne et que les résultats de simulation sont très satisfaisants.

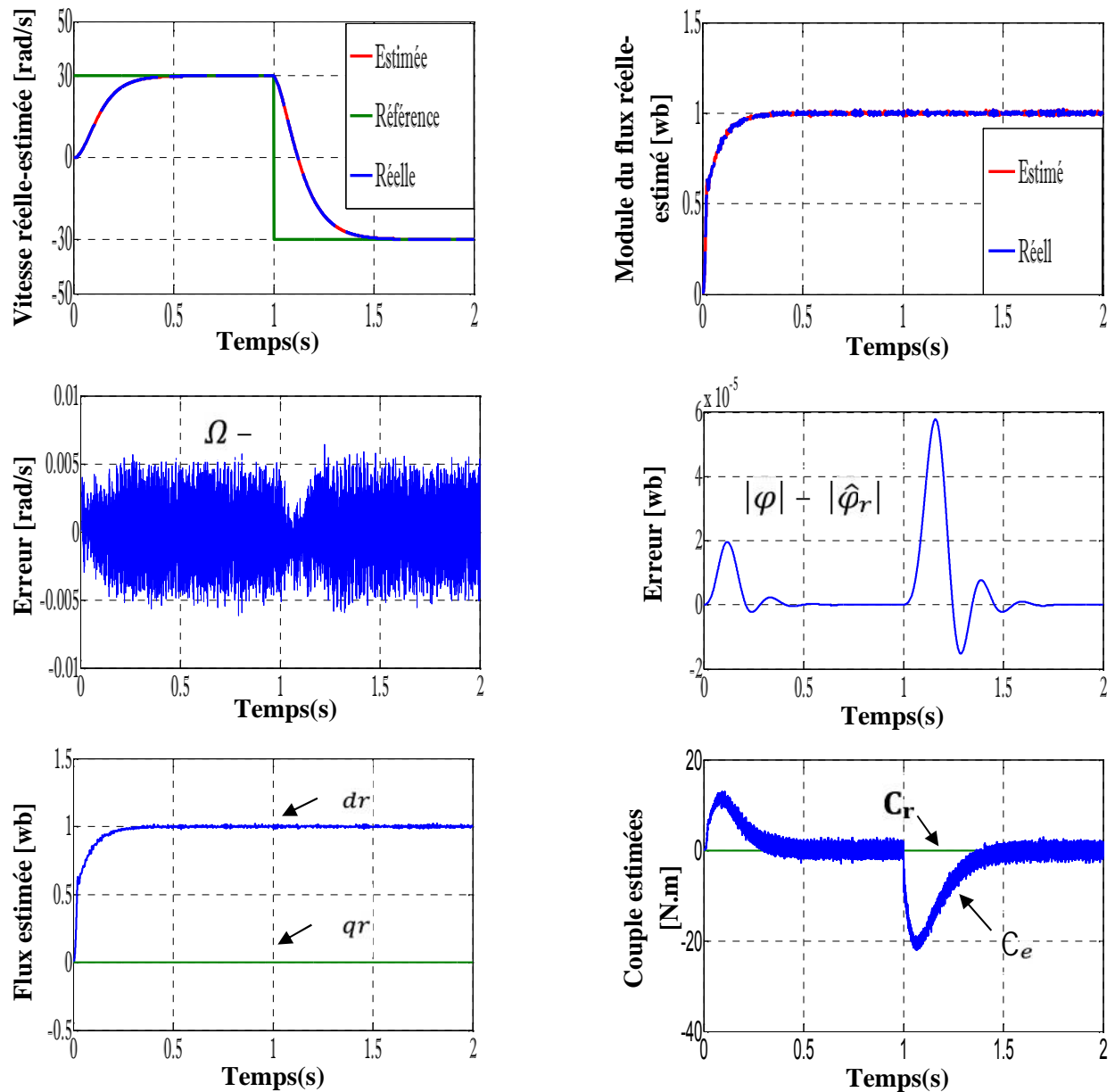


Fig. III.7 : Résultats de simulation à basses vitesses.

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 figure (III.8). On constate que le système répond avec succès à ce type de test.

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

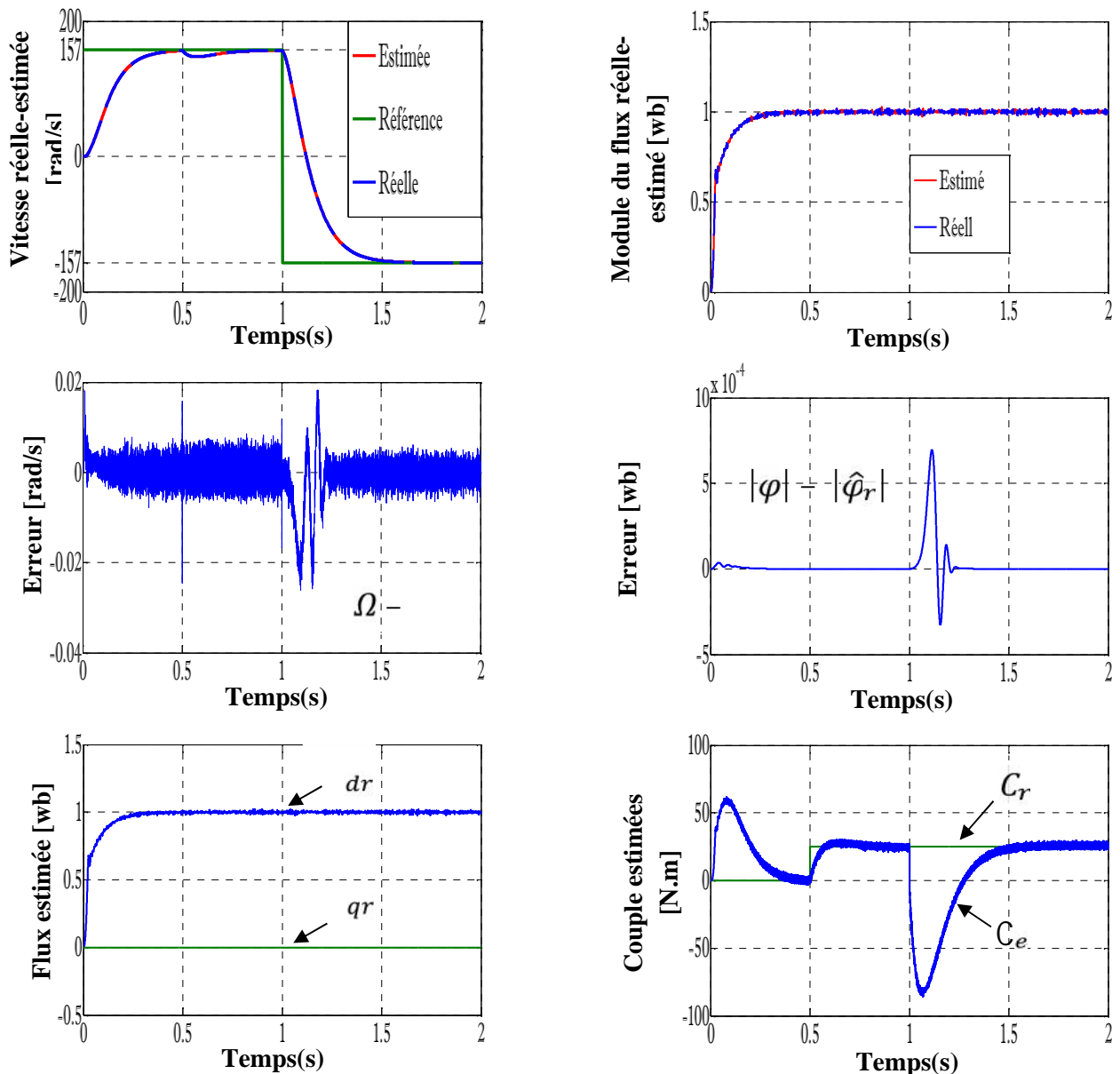


Fig.III.8 : Résultats de simulation pour un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de consigne de vitesse en même temps.

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 figure (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.

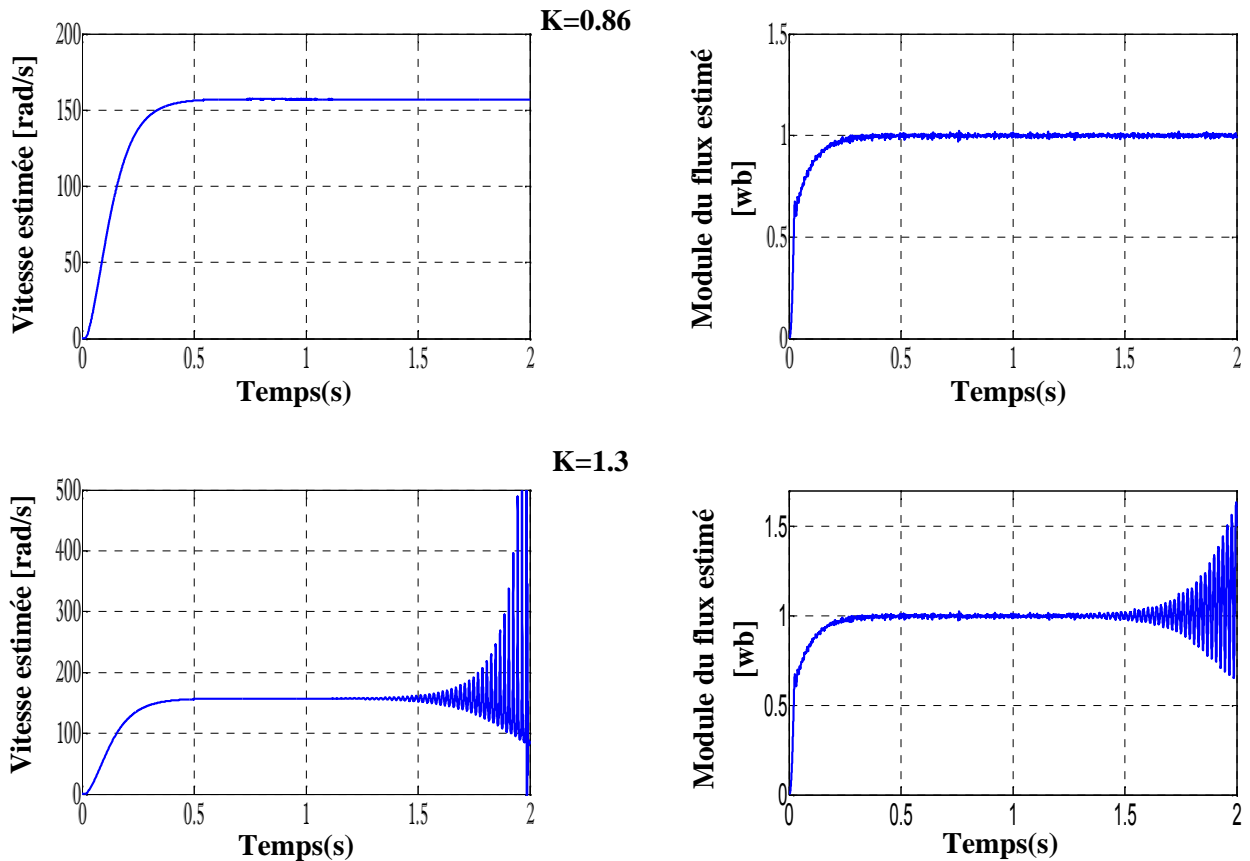


Fig.III.9 : Effet de la variation de k sur la réponse du flux et de la vitesse estimés.

III.5.6. Robustesse vis à vis des variations paramétriques

Afin d'étudier l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la CVD sans capteur de vitesse mécanique 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 figure (III.10), ensuite une variation de R_s illustrée par la figure (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.

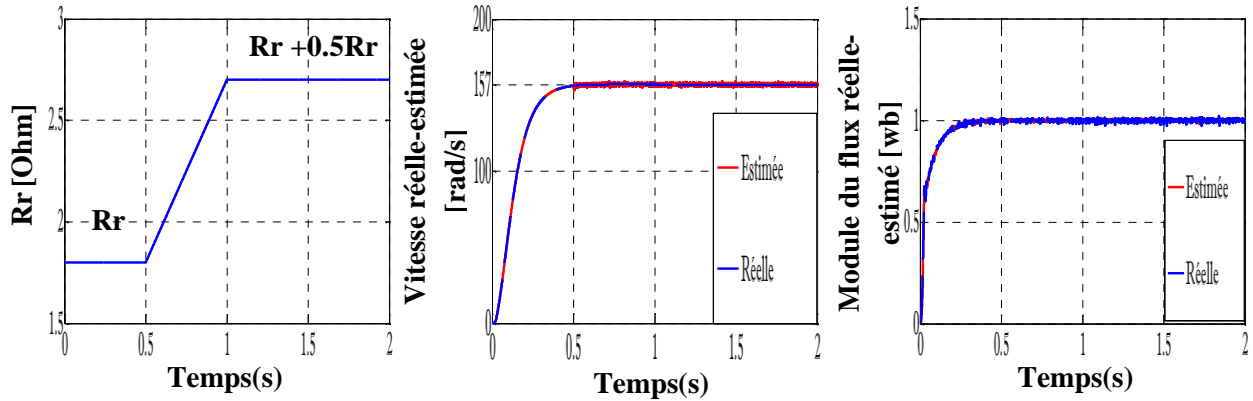


Fig.III.10 : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

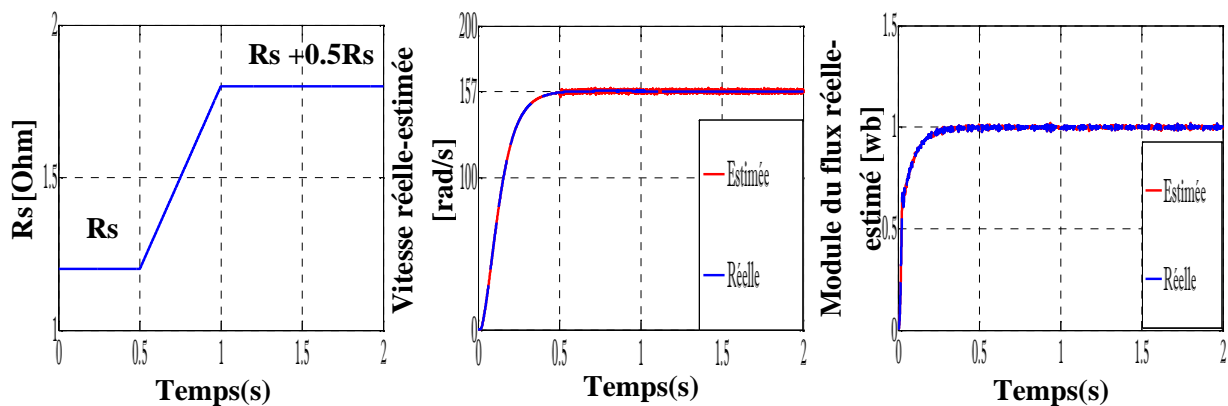


Fig.III.11 : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.6. Observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse et de la résistance statorique

Le modèle de la machine asynchrone ainsi que celui utilisé pour l'estimation du flux dépendent des différents paramètres électriques de la machine. Les incertitudes sur ces paramètres vont induire des erreurs sur l'estimation de l'amplitude et la position du flux. L'estimation du flux rotorique se fait à partir des grandeurs statoriques mesurées (courants et tensions). Lors du passage par zéro de la vitesse (basse fréquence), le terme R_s est très voisin de v_s donc toute imprécision

commise sur R_s entraîne une détérioration des estimations.

La position du flux rotorique dépend de la résistance R_r . Une erreur sur cette résistance produit une mauvaise orientation du flux et par conséquent dégrade les performances de la commande vectorielle à flux orienté.

Les valeurs de ces deux résistances peuvent aussi changer en fonction de la température du moteur. Leurs estimations deviennent alors primordiales surtout pour les commandes sans capteur. Elles doivent être adaptées en temps réel au niveau des algorithmes de commande et d'observation.

III.6.1. Estimation de la résistance statorique

L'observateur adaptatif dans le cas où on estime la résistance statorique est donné par :

$$\dot{X} = A_{\Omega} (t) X + A_r R_s X + BU + L (I_s - \hat{I}_s) \quad (III.24)$$

Avec :

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

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

$$\dot{e} = A_{\Omega} (t) e + A_r R_s e + LC e + A_{\Omega} X + A_r X \quad (III.25)$$

Avec

$$A_{\Omega} = A_{\Omega s} - A_{\Omega s} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 p \\ 0 & 0 & -a_3 p & 0 \\ 0 & 0 & a_5 & -p \\ 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix} \quad (III.26)$$

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

Maintenant, considérons la fonction de **Lyapunov** suivante :

$$V' = e^T e + \frac{\Omega^2}{\lambda} + \frac{R_s^2}{\lambda'} \quad (\text{III.28})$$

Tel que :

$$R_s = R_s + R_s \quad (\text{III.29})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

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

$$\frac{dV'}{dt} = V - \frac{2}{L_s \sigma} R_s e_{I_{s\alpha}} I_{r\alpha} + e_{I_{s\beta}} I_{r\beta} + \frac{2}{\lambda'} R_s \frac{d}{dt} R_s \quad (\text{III.31})$$

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 :

$$R_s = K_r \int_0^t e_{I_{s\alpha}} I_{r\alpha} + e_{I_{s\beta}} I_{r\beta} dt \quad (\text{III.32})$$

Où

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

Et λ' est une constante positive

$$V = e^T A - LC^T + A - LC e - 2a_3 e_{I_{s\alpha}} I_{r\alpha} + e_{I_{s\beta}} I_{r\beta} + \frac{2}{\lambda} \frac{d}{dt} \quad (\text{III.34})$$

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.

Le schéma global de l'observateur adaptatif avec estimation de la vitesse et de la résistance statorique est représenté sur la figure (III.12).

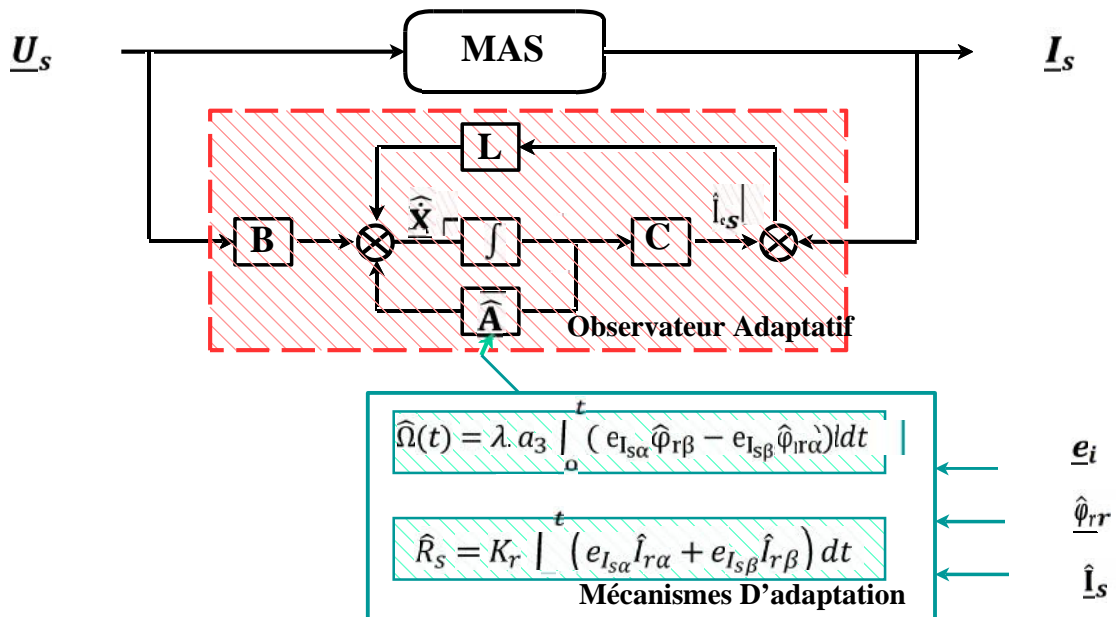


Fig.III.12 : Observateur adaptatif : estimation de $\hat{\Omega}$ et de R_s .

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.

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

La figure (III.13). illustre les résultats de simulation de la CVD 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 $t=1$ 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.

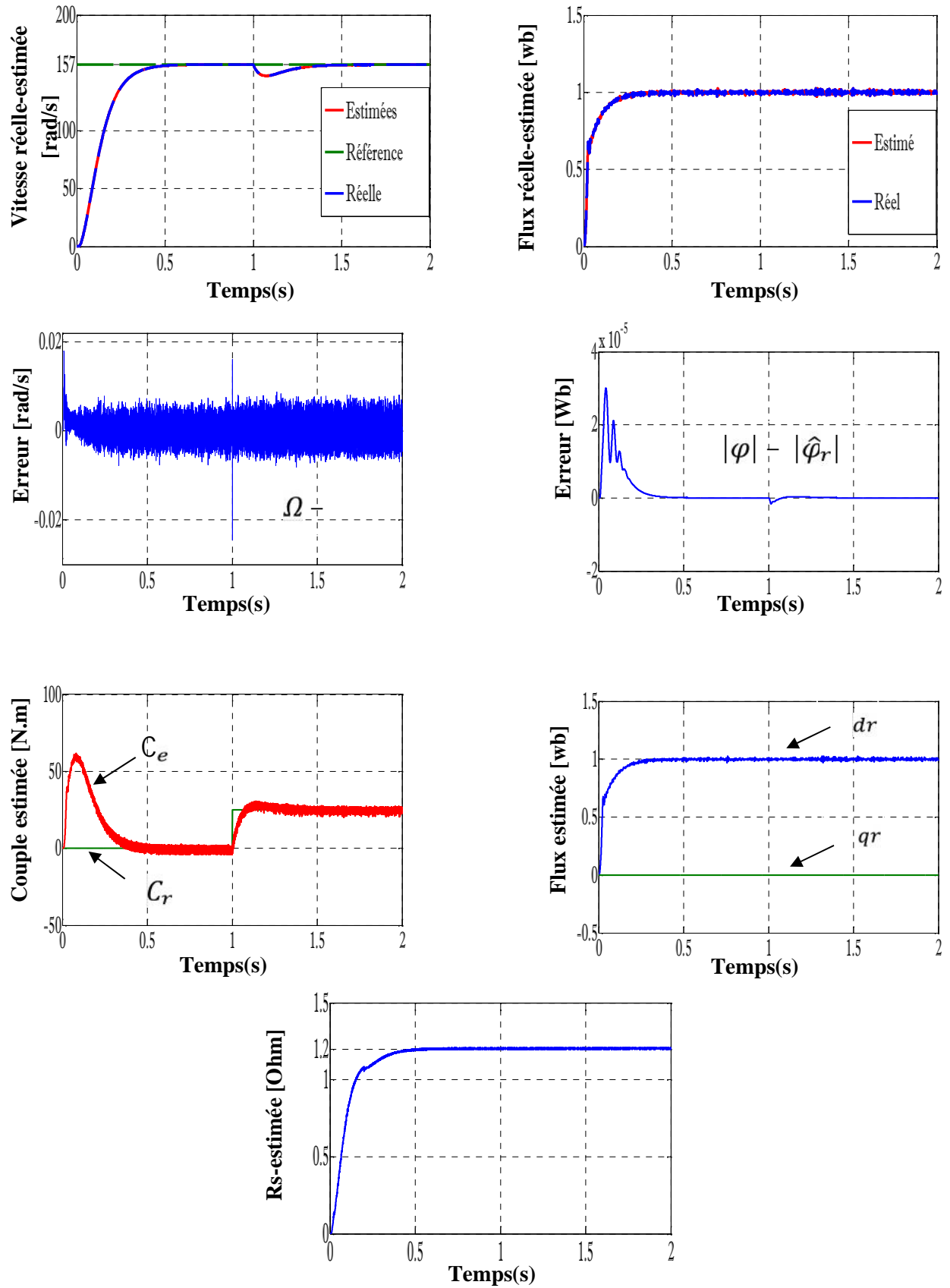


Fig.III.13 : Simulation d'une régulation de la MAS par CVD sans capteur basée sur OA de la vitesse de rotation et de Rs lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge à t=1 sec.

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

La figure (III.14) 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 3.2 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.

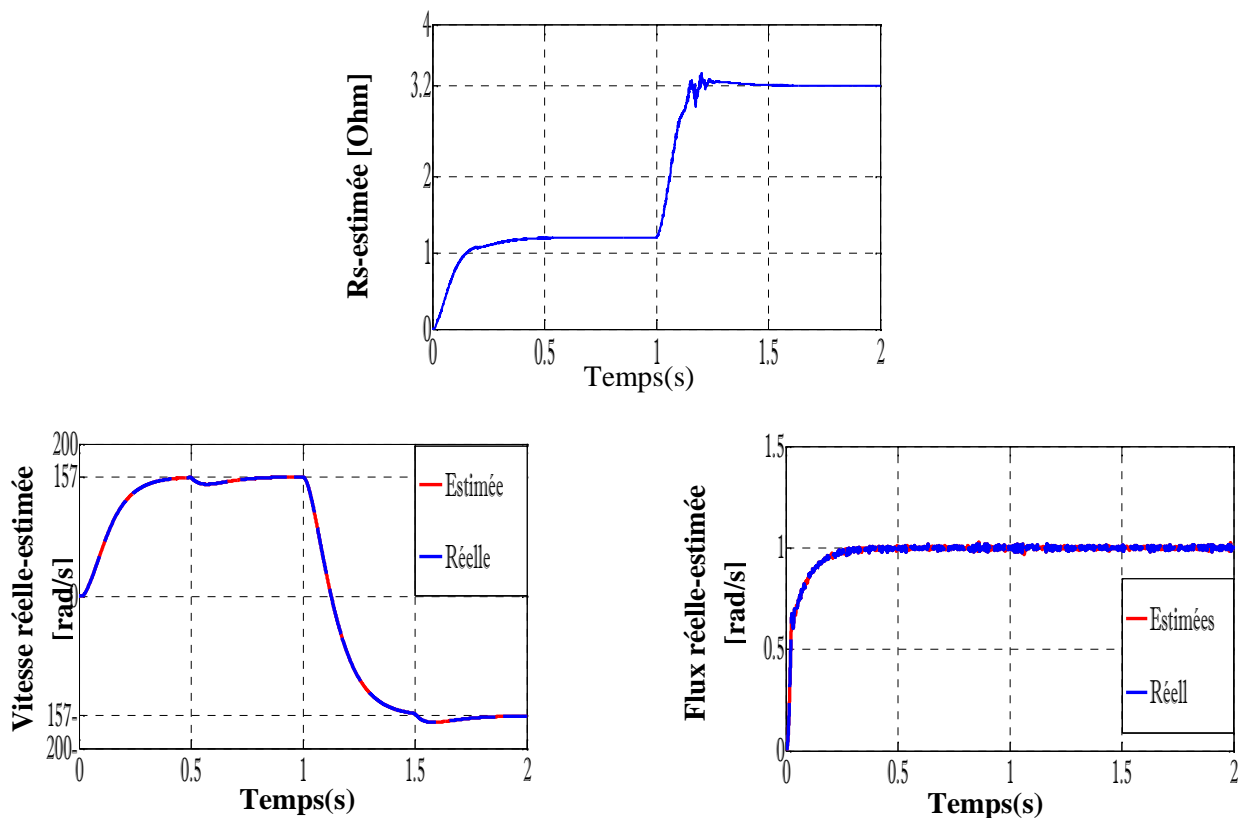


Fig.III.14 : Résultats de simulation lors d'inversion du sens de rotation et application du couple de charge en même temps.

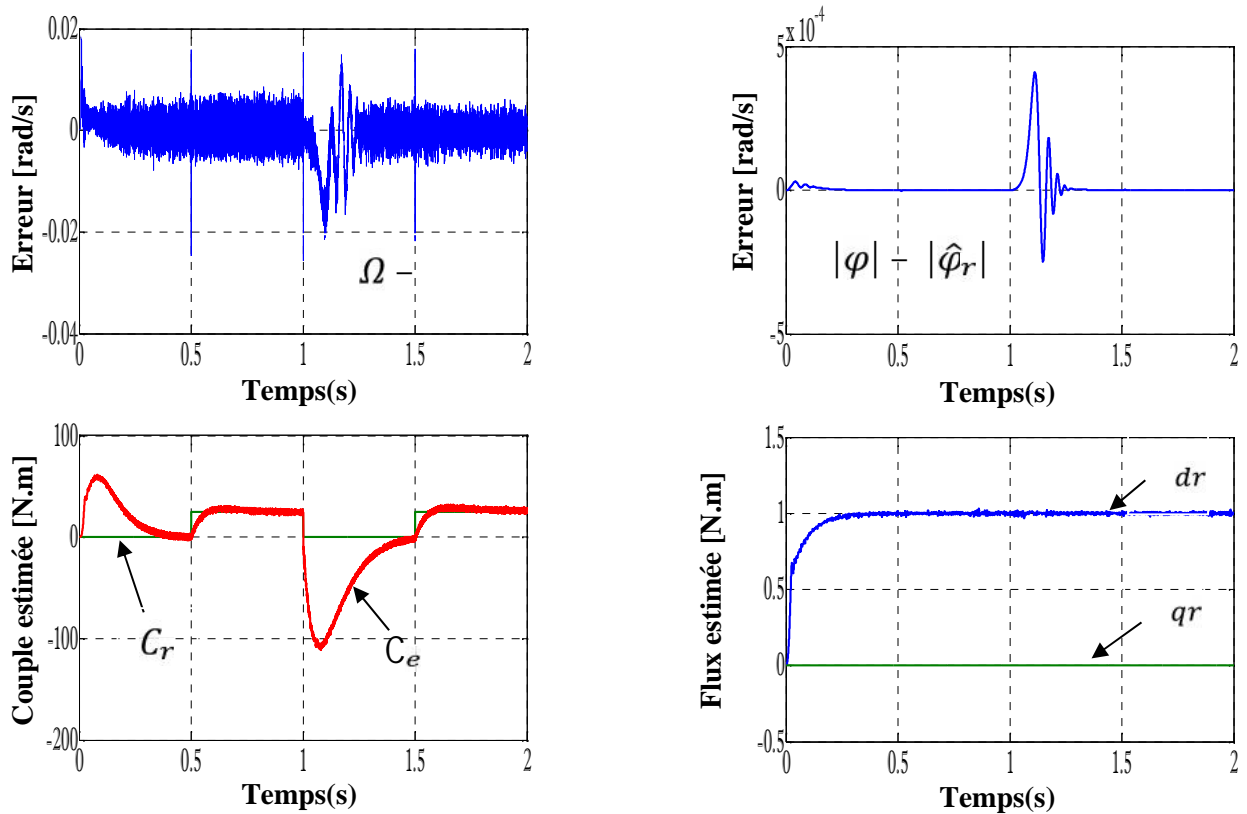


Fig.III.14 : Résultats de simulation lors d'inversion du sens de rotation et application du couple de charge en même temps.

III.8. 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.

Conclusion générale

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 CVD sans capteur de vitesse mécanique 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 .

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 CVD sans capteur de vitesse mécanique 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.

Annexe .A

Annexe .A

Paramètres de la MAS utilisée :

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>	1.2	
R_r	<i>Résistance Rotorique</i>	1.8	
L_s	<i>Inductance statorique</i>	0.1554	H
L_r	<i>Inductance rotorique</i>	0.1564	H
L_m	<i>Inductance Mutuelle</i>	0.0700	H
J	<i>Inertie du moteur</i>	0.0700	KG.M ²
f	<i>Coefficient de frottement</i>	0.00	N.m/rad/sec
p	<i>Nombre de paires de pôles</i>	2	
P_n	<i>Puissance nominale</i>	4	kW
n	<i>Vitesse nominale</i>	1440	Rad/sec
C_r	<i>Couple de charge nominale</i>	25	N.m
I_n	<i>Courant nominale</i>	15/8.6	A
V	<i>Tension</i>	220/380	V
	<i>Fréquence</i>	50	Hz

Bibliographie

Bibliographie

- [ALR 04] I.AL-ROUH, « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone. »Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, 12 juillet 2004.
- [AIP 02] XU .Aiping, « Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes. » école Doctorale, Matisse, Septembre 2002.
- [AIT 11] AIT.KAID. Djamilia, «commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires» Thèse de magistère, université mouloud Mammeri de TIZI-OUZOU, 2011.
- [AIB 09] A. Aibeche, « Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel ». Thèse de Magister. Université M'hamed Bougara-Boumerdes. Faculté Des Hydrocarbures et de La Chimie.2009.
- [ARZ xx] D.Arzelier «représentation et analyse des systèmes linéaires » note de cours, LAAS-CNRS TOULOUSE.
- [BUC 01] G.Buche, « commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réelle MATLABE/SIMULINK », Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.
- [BAG 03] L.Baghli, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Notes de cours, IUFM de Lorraine – UHP 2003 /2004.
- [BOU12] F.BOUAZZA, « Commande Sans Capteur De Vitesse D'une MRV. » Thèse de magister, université de Batna 2012.
- [BAL 04] P. Balazovic, « 56F8300 Hybrid controller used in control of electro-mechanical brake », Freescale Semiconductor, 2004.
- [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.
- [BRU xx] P.Brunet, « Introduction à la Commande Vectorielle des Machine Asynchrones. »patburne@manadoo.fr.

- [CHE 11] A. Chebbi, « Commande backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Thèse de Magister. Université de Batna 2011.
- [CAN 00] C. CANADUS DE WIT « Commande des Moteurs Asynchrones, V2 Optimisation Discrétisation et Observateurs. » HERMES Science Publications, 2000, Paris.
- [CAP 01] S. L. Capitaneanu, M. Fadel, J. Faucher, A. Aleida., « Graphical and algebraic synthesis for PWM methods », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEEIHT/INP Toulouse, EPE Journal Vol.11 N°. 03, Août 2001.
- [COR xx] J.P Corriou, « commande des procédés » l'Ecole ENSIG de Nancy Edition Lavoisier.
- [DAM 07] S.Damkhi, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (SIGNAL FLOW GRAPHS) de Holtz », Thèse de Magistère, université de Batna.2007.
- [EGU 02] R. P. Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire », Thèse de doctorat, INPT, TOULOUSE .2002.
- [GRE 97] G.Grellet, G.Clerc, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 1997.
- [HAU 95] J.P. Caron, J. P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Techenip, Paris1995.
- [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 ,No3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.
- [KES xx] X. Kestelyn, S. Eric, A. Bouscayrol, J. P Hautier., « Multi-phase system supplied by PWM VSI. A new technic to compute the duty cycles », University Lille, Laboratoire L2EP. www. Univ-lille1.fr/l2ep.
- [KEB 95] B.EL-Kebir «système asservie » édition de l'école polytechnique de Montréal 1995.
- [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.
- [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.
- [LLO 03] Ana M. LLOR, « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteur synchrones a aimants Permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid et Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 08 avril 2003.

[LAN 79] Y. D. LANDAU, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., New-York, 1979.

[MHI 08] M.A Khalafa 1, R.Randoulsi, A.Sellamil 1, R.Mhiri 1 « commande vectorielle indirectes d'une pompe centrifuge photovoltaïque au fil de soleil » Revue des Energies renouvelables CICME'08 sousse, 2008, TUNISIE.

[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.

[MUN 97] C. Mun ong, «Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink » Parentice Hall PTR. Upper Saddle River, New Jersey 07458, 1997.

[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.

[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.

[RAZ 03] H.Razik,« Commande des Systèmes Maîtrise IUP GEII Opt SYSET Module UV 12. »Version V1.22, October 2003.

[SUB 02] K. M. Subrata, K. B. Bimal, J. O. O. Pinto, « Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into over modulation region », IEEE Transactions on Industry Applications, 2002.

[SEG 77] G. Segulier, F. Notlet., « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1977.

[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 confon electrical systems PCSE pp267-272, 2005.

[TAM 06] H.TAMRABET, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.

[ZID 10] A.Lokriti,Y.Zidani « Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique orient d'une machine asynchrone » 8^e conférence internationale de Modélisation et simulation-MOSIM'10-10 au 12 mai 2010- HAMMAMET-TUNISIE.

Résumé

Résumé

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 parvenir 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 directe sans capteur mécanique 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 .

Mots clés : Machine à induction, commande vectorielle, commande sans capteur de vitesse, estimateurs et observateurs adaptatifs, adaptation des paramètres résistifs.