

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

**Commande vectorielle sans capteur de vitesse du
moteur asynchrone par orientation de flux rotorique**

Proposé et dirigé par:

- M. BERRABAH Fouad

Présenté par :

- BOUHAMED Ali

Année Universitaire : 2011 / 2012

N⁰ d'ordre : 030

REMERCIEMENT



Le travail présenté dans ce mémoire a été mené au département de Génie Electrique de l'université de M'sila.

Nous remercions les membres de jury, qui nous ont fait l'honneur de participer à l'examen de ce travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble de nos enseignants d'électromécanique.

Enfin, nous remercions tout le personnel de la bibliothèque et tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin pour la réalisation de ce projet

*Un grand a mon encadreur **Mr. BERRABAH Fouad.***

"ALI"





DEDICACE

Je dédie ce travail aux deux femmes qui de l'enfant que j'étais ont fait

l'homme que je suis :

Ma mère et ma sœur.

Je dédie ce travail aussi à la femme qui de l'homme que je suis fera l'homme

comblé que je serai.

Ce travail est aussi dédié à mon père, mes frères

A, mes amis : Bachir, Youcef, Mohamed, Azzedine Et tous ceux que je ne

citerai pas

A tous mes collègues de promotion.

"Aii"



Sommaire

Remerciements.....	i
Dédicace.....	ii
Sommaire.....	iii
Notations et symboles.....	iv
Liste des figures et tableaux.....	v
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Modélisation de la machine à induction

I.1 Introduction.....	3
I.2 Constitution et fonctionnement de la MAS.....	4
I.2.1. Définition de la machine à induction.....	4
I.2.2 Constitution de la MAS.....	5
I.2.3. Le stator.....	5
I.2.4. Le rotor à cage.....	6
I.2.5. Principe de fonctionnement.....	7
I.3. Modélisation de la MAS.....	8
I.3.1. Hypothèses simplificatrices.....	8
I.3.2. Equations générales.....	9
I.3.2.1. Equations électriques.....	9
I.3.2.2. Equations magnétiques.....	9

I.3.2.3. Equations mécaniques	10
I.3.3. Modélisation dans le repère de Park	11
I.3.3.1. Transformation de Park	11
I.3.3.2. Application de la transformation de Park à la MAS	12
I.3.4. Représentation d'état	13
I.3.5. Choix du référentiel lié au stator	13
I.4. Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant	14
Résultat de simulation de la MAS	14
I.4. Conclusion	17

Chapitre II : Modélisation de convertisseur statique

II.1. Introduction	18
II.2. Modélisation de système d'alimentation	18
II.3. Modélisation du redresseur triphasé à diodes	19
II.4. Modélisation du filtre	21
II.5. Convertisseur continue-alternative (onduleur)	22
II.6. Stratégies de commande MLI sinusoïdale	25
II.7. Résultat de simulation de l'association (redresseur-filtre-onduleur)	27
II.8. Conclusion	28

Chapitre III : Technique de commande de la MAS

III.1. Introduction	29
III.2. Commande scalaires	29
III.2.1. Commande en V/f de la machine asynchrone	29

III.2.2. Commande scalaire du courant	30
III.3. Commande vectorielle par orientation du flux	32
III.3.1. Principe du découplage	32
III.3.2. Principe du contrôle vectorielle à flux orienté	32
III.3.3. orientation du flux rotorique	34
III.3.4. Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté	36
III.3.5. Principe du découplage par compensation	37
III.3.6. Schéma de simulation de la compensation	39
III.3.6.1. Détermination de ϕ_r	39
III.3.6.2. Détermination de ω_s et θ_s	40
III.3.7. Schéma de structure générale de la commande vectorielle de la MAS	40
III.3.8. Calcul des régulateur	42
III.3.6.1. Régulateur de vitesse	42
III.3.6.2. Régulateur du couple	42
III.3.6.3. Régulateur du flux	45
III.3.9. Présentation des résultats des simulations	46
III.3.9.1. Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse	46
III.3.9.2. Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge	48
III.3.9.3. Fonctionnement du moteur lors de la variation de paramétrique	49
III.3.9.4. Résultat de simulation de commande vectorielle alimenté par onduleur	51
III.4. Commande directe du couple (DTC)	53
III.5. Conclusion	55

Chapitre IV : Commande sans capteur de la MAS

IV.1. Introduction.....	56
IV.2. Modèle d'un moteur à induction	57
IV.3. Les estimateur de vitesse du moteur à induction	57
IV.3.1. Estimateur de la vitesse du moteur à induction	57
IV.3.1.1. Estimateur de la vitesse basé sur le flux rotorique	57
IV.3.2. Estimateur de la vitesse basé sur MRAS	59
IV.3.2.1. MRAS basé sur l'estimateur de flux rotorique.....	60
IV.4. Les observateursde vitesse du moteur à induction	63
IV.4.1. Observateur du flux et adaptation de la vitesse	63
IV.4.1.1. Observateur de luenberger	63
IV.4.1.2. Principe de l'observateur.....	63
IV.4.1.3. Observateur du flux du moteur à induction	64
IV.4.1.4. Observateur de flux avec adaptation de la vitesse	65
IV.4.1.5. Choix du gain de l'observateur	68
IV.5. Résultat des simulations de la commande sans capteur.....	69
IV.5.1. Par appliquer la méthode d'estimateur	69
IV.5.2. Par appliquer la technique MRAS	71
IV.5.3. Par appliquer l'observateur du flux	73
IV.6. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.....	75
IV.6.1. Fonctionnement du moteur à vitesse variable.....	75

IV.6.2. Fonctionnement de moteur lors de la variation de charge.....	79
IV.6.3. Test de robustesse contre les variations de la résistance rotorique.....	81
IV.6.4. Test de robustesse contre les variations de la résistance statorique.....	84
IV.6.5. Les résultats des trois méthodes d'estimateur	88
IV.7. Conclusion	89
Conclusion générale.....	90
Références bibliographiques	
Annexes	
Résumé	

Notation et symbole

✓ Indices

r	grandeur rotor ou de repère rotor (R)
s	grandeur stator ou de repère stator (S)
α	Axe α du repère stator (S) = (α, β)
β	Axe β du repère stator (S) = (α, β)
d	Axe d du repère tournant (d, q)
q	Axe q du repère tournant (d, q)
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases

✓ Grandeurs Principales

Φ	flux
Φ_r	flux rotorique
Φ_s	flux statorique
Φ_m	flux magnétique
V_{ds}	tension statorique instantanée dans l'axe d
V_{qs}	tension statorique instantanée dans l'axe q
I_{ds}	courant statorique instantanée dans l'axe d
I_{qs}	courant statorique instantanée dans l'axe q
$V_{s\alpha}$	tension statorique instantanée dans l'axe α
$V_{s\beta}$	tension statorique instantanée dans l'axe β
f	fréquence de réseau
θ	position du rotor
θ_s	angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe (S) lié au stator,
$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$	
θ_{sl}	Angle de glissement
f	coefficient de frottement
σ	coefficient de dispersion

ω_s	pulsation statorique
Ω	vitesse de rotation mécanique
C_{em}	couple électromécanique
C_r	couple résistant
$S=d/dt$	opérateur de laplace
i_s	courant statorique

✓ Principaux paramètres moteur asynchrone

R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_s	inductance cyclique statorique
L_r	inductance cyclique rotorique
L_m	inductance magnétisante
P	nombre de pair de pole
T_r	constante de temps rotorique
T_s	constante de temps statorique
J	moment d'inertie

Liste des figures et tableau

Liste des figures

I : Modélisation de la MAS à induction

Figure. I.1 : Machine Asynchrone à cage d'écureuil	4
Figure. I.2 : Rotor à cage d'écureuil	5
Figure. I.3 : Vue schématique du stator	6
Figure. I.4 : Vue schématique en perspective du rotor et anneaux de court-circuit.....	7
Figure. I.5 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	8
Figure. I.6 : Modélisation de la MAS dans le repère de Park	11
Figure. I.7 : Schéma de simulation d'une MAS alimenté en tension	14
Figure. I.8 : Résultat de simulation d'une MAS alimenté en tension (pour $C_r = 0$ N.m).....	15
Figure. I.9 : Résultat de simulation d'une MAS alimenté en tension (pour $C_r = 5$ N.m).....	16

II. Modélisation de convertisseur statique

Figure. II.1 : Ensemble actionneur.....	18
Figure. II.2 : Schéma de principe de convertisseur statique	19
Figure. II.3 : Tensions réseaux.....	19

Figure. II.4 : Redresseur triphasé tout diodes	20
Figure. II.5 : Tension à la sortie du redresseur	20
Figure. II.6 : Le filtre LC	22
Figure. II.7 : Tension de sortie du filtre	22
Figure. II.8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé	23
Figure. II.9 : Schéma de modélisation de l'onduleur sur Matlab	25
Figure. II.10 : Schéma principe de MLI	26
Figure. II.11 : Tensions de références et de porteuse	27
Figure. II.12 : Le signale S(t) à la sortie de bloc MLI	27
Figure. II.13 : Tension simple à la sortie de l'onduleur	28

III. Technique de commande de la MAS

Figure. III.1 : Commande scalaire de la tension	30
Figure. III.2 : Commande scalaire de la courant.....	31
Figure. III.3 : Schéma de principe du découplage	32
Figure. III.4 : Référentiel lié au flux rotorique Sur l'axe d	34
Figure. III.5 : Représentation du bloc d'estimateurs.....	37
Figure. III.6 : Structure du bloc de découplage.....	38
Figure. III.7 : Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq}	38
Figure. III.8 : Bloc de compensation e_{sd}	39
Figure. III.9 : Bloc de compensation e_{sq}	39

Figure. III.10 : Structure générale de la commande vectorielle en tension de la MAS.....	41
Figure. III.11 : Schéma de la régulation de la vitesse	42
Figure. III.12 : Schéma de la régulation du couple	43
Figure. III.13 : Schéma de la régulation du flux	45
Figure.III.14 : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse	47
Figure.III.15 : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	48
Figure.III.16 : Résultats de simulation lors des variations de la résistance rotorique et statorique	50
Figure.III.17 : Résultat de simulation de commande vectorielle alimenté par onduleur	52
Figure.III.18 : Principe du DTC.....	53

IV. Commande sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone

Figure.IV.1 : Estimateur de vitesse basé sur le flux rotorique	59
Figure.IV.2 : Diagramme bloc de la méthode MRAS	59
Figure.IV.3 : MRAS basé sur l'estimation de flux rotorique	62
Figure.IV.4 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	64
Figure.IV.5 : Structure de l'observateur avec le mécanisme d'adaptation	68
Figure.IV.6 : Résultat de commande vectorielle sans capteur par la méthode d'estimateur.....	70
Figure.IV.7 : Résultat de commande vectorielle sans capteur par la technique MRAS.....	72
Figure.IV.8 : Résultat de commande vectorielle sans capteur par observateur du flux.....	74
Figure.IV.9 : ommande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un estimateur en B.O.....	76

Figure.IV.10 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant la technique MRAS.....	77
Figure.IV.11 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un observateur du flux rotorique.....	78
Figure.IV.12 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant un estimateur en B.O.....	79
Figure.IV.13 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant la technique MRAS	80
Figure.IV.14 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant un observateur du flux rotorique.....	81
Figure.IV.15 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant un estimateur en B.O.....	82
Figure.IV.16 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant la technique MRAS	83
Figure.IV.17 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant un observateur du flux rotorique.....	84
Figure.IV.18 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant un estimateur en B.O.....	85
Figure.IV.19 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant la technique MRAS	86
Figure.IV.20 : commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant un observateur du flux rotorique.....	87

Liste des tableaux

Tableau.III.1 : Table des vecteurs de tension.....53

Tableau.IV.1 : Etude comparative des trois méthodes d'estimation.....53

1-GENERALITE

La machine à courant continu a régné en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux) sont simples à mettre en œuvre, mais la présence du système collecteur – balais limite sa puissance, sa vitesse, et exige une maintenance permanente, comme l'interdit de son emploi dans les domaines poussiéreux et explosif.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande vectorielle.

L'introduction de la commande vectorielle par Blaschke en 1971, a permis d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'obtenir un contrôle semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

La commande vectorielle est basée sur un contrôle effectif de l'état magnétique et du couple électromagnétique. Elle a été, ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cette structure peut être dégradée par les dérives paramétriques causées par l'échauffement du stator et du rotor, et elle nécessite la mise en place d'un capteur mécanique (vitesse, position angulaire) et électrique (flux, courant, tension et couple) qui sont en général coûteux, fragiles et affectent la fiabilité même de la commande.

Plusieurs recherches concernant la commande vectorielle sans capteur de vitesse ont été récemment proposées. Ces recherches utilisent des méthodes différentes pour identifier la vitesse de la machine asynchrone. Ce mémoire traite principalement l'estimation de la vitesse en utilisant trois méthodes différentes qui sont l'estimation en boucle ouverte (B.O) , l'estimation par un système adaptatif à modèle de références (MRAS) et l'observateur déterministe.

2-OBJECTIF DE PROJET :

L'objectif de ce travail est l'étude de structure de la commande vectorielle à flux rotorique orienté (FOC) du moteur à induction en omettant le capteur mécanique de vitesse. Plusieurs techniques sont à simuler en l'occurrence l'estimation et l'observation.

3-STRUCTURE DU MEMOIRE :

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

- ✚ Dans le premier chapitre, on présentera une modélisation de la machine asynchrone s'appuyant sur la transformation de Park. Le choix de la modélisation vectorielle permet une simplification du modèle classique. Finalement nous exposons les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.
- ✚ Dans le deuxième chapitre, On a exposé aussi une modélisation de l'onduleur triphasée. Nous effectuons des simulations en SIMULINK sous MATLAB.
- ✚ Dans le troisième chapitre, on présentera le technique de commande de machine à induction: commande scalaire, DTC, et plus exppliqué la commande vectorielle par orientation du flux rotorique du moteur à induction. Finalement nous exposons les résultats de simulation la commande vectorielle par orientation du flux rotorique du moteur à induction.
- ✚ Dans le quatrième chapitre portera sur les différentes méthodes d'estimation tel que l'estimateur en boucle ouverte (B.O), l'estimateur par système adaptatif à modèle de références (MRAS) et d'observation du flux et de vitesse de la machine asynchrone. et une étude comparative a été effectuée pour montrer l'efficacité et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse, en utilisant les méthodes d'estimation citées précédemment.

I.1. Introduction

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres, trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes. On doit développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y'a lieu pour palier les différents effets qui peuvent accompagner, généralement les variations de vitesse, les variations de charge....etc .

Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois taches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation linéarisée de Park d'une machine asynchrone. En suite, il sera procédé à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe.

I.2. Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone tournante

I.2.1. Définition de la machine à induction

On appelle machine asynchrone toute machine, qui ayant deux paires pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone ($60 f/p$). On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique. Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [1] :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence f_s (stator)

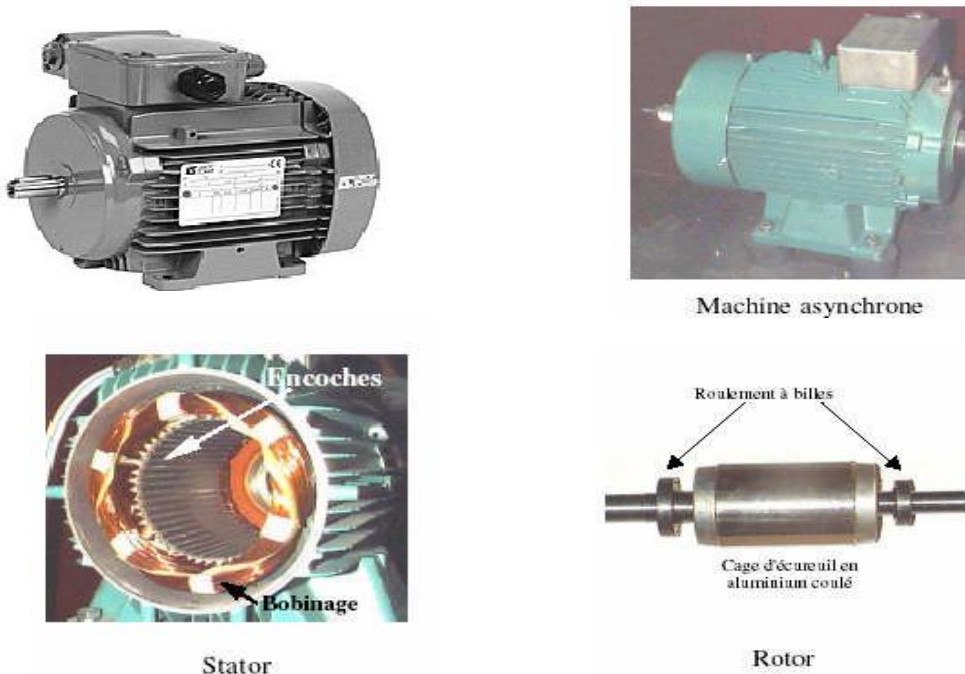


Fig. I.1 : Machine Asynchrone à cage d'écureuil. [1]

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone à cage

Le moteur asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Dans notre étude, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

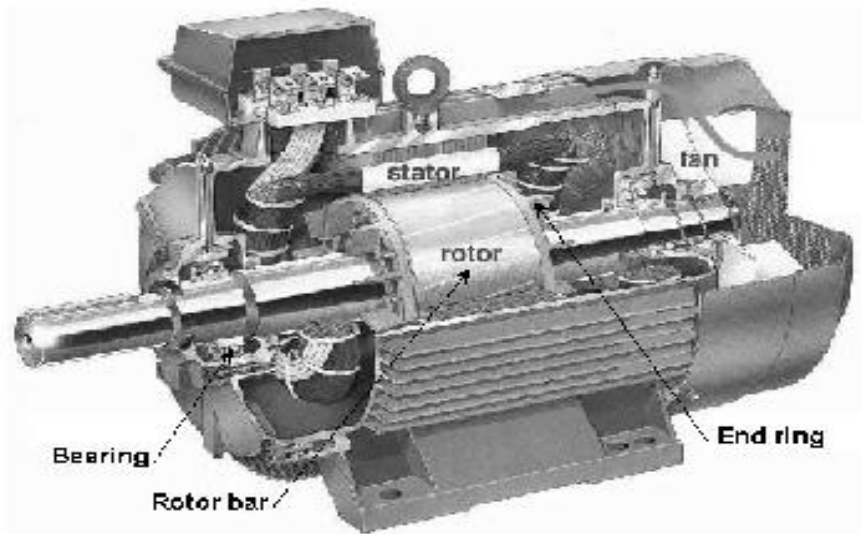


Fig. I.2 : Rotor à cage d'écureuil. [1]

I.2.3. Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même.

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique.

Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

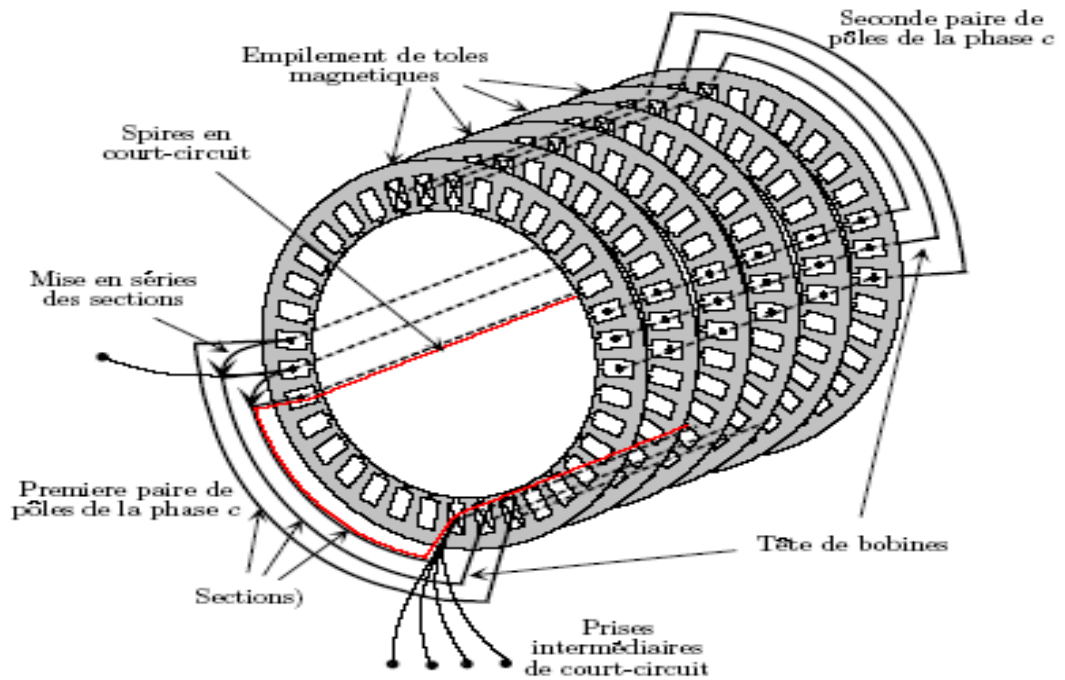


Fig. I.3 : Vue schématique du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines, Enroulement statorique d'une machine a 4 pôles). [1]

I.2.4. Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

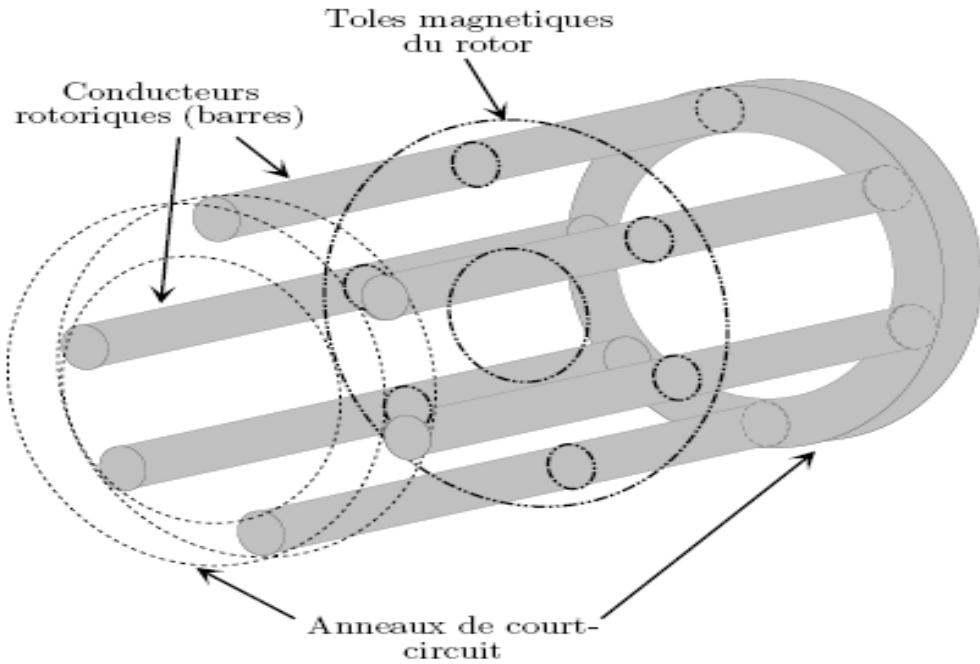


Fig. I.4 : Vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit. [1]

I.2.5. Principe de fonctionnement

Le moteur d'induction se comportant comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit. Le primaire (stator) recevant des courants de pulsation ω_s crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone.

Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des forces électromotrices et donc des courants puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est dû à l'action du flux primaire sur les courants secondaires induits.

Le moteur tourne à une vitesse ω_m d'autant plus inférieure à ω_s que le couple résistant sur son arbre est plus grand. On appelle glissement l'écart des vitesses angulaires synchrones ω_s et réel ω_m rapporté à la vitesse angulaire synchrone comme dans la relation :

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}$$

s: la vitesse angulaire synchrone

I.3. Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable. Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques [2] [3].

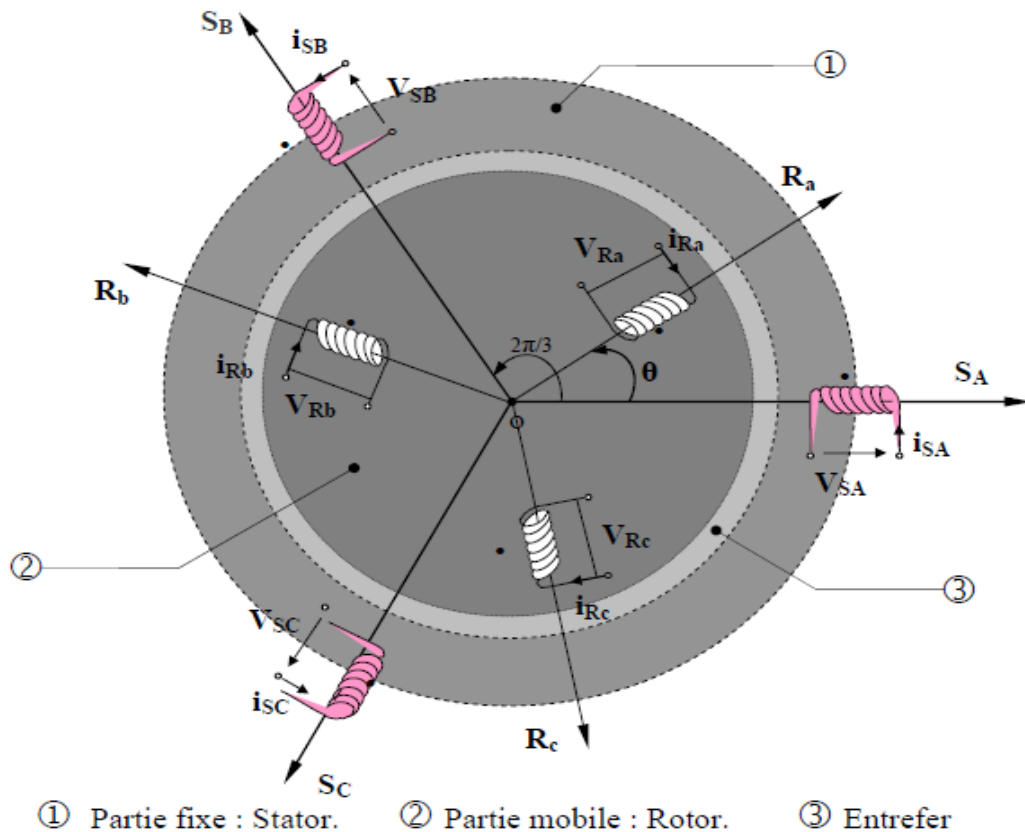


Fig. I.5 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée. [2]

I.3.2. Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

I.3.2.1. Equations électriques

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.01})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.02})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.03})$$

I.3.2.2. Équations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.04})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.05})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.06})$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.07})$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I.08})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I.09})$$

I.3.2.3. Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [4].

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{I.10})$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante:

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (\text{I.11})$$

ω_r : la vitesse électrique du rotor

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [5].

I.3.3. Modélisation dans le repère de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier est garder fixe par rapport au stator, et est communément appelé $\alpha\beta$, le second est lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s et est appelé dq, et le dernier garder fixe par rapport au rotor, est appelé XY. La modélisation en $\alpha\beta$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [6].

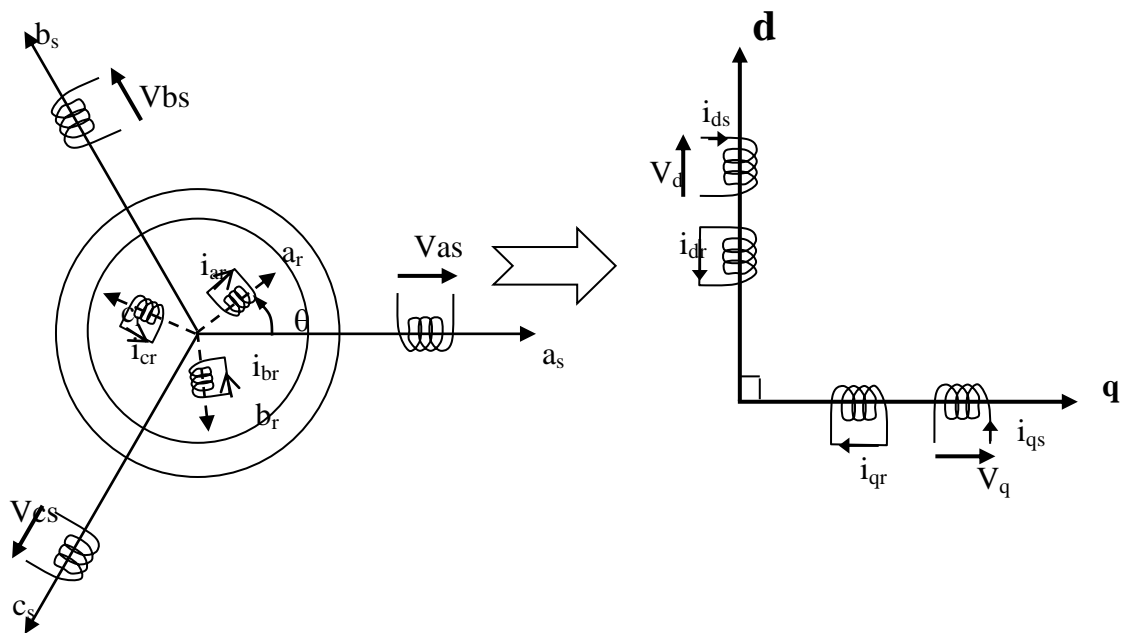


Fig. I.6 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park. [7]

I.3.3.1. Transformation de PARK

Soit $[V_s]$ le vecteur tension appliqué aux 3 phases statoriques de la machine.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

La transformée de PARK correspond tout simplement au changement de base (triphase-dq) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ». [7]

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_c & \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_c - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_c & -\sin(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

I.3.3.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone

➤ Équations électriques

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_c \cdot \Phi_{qs} \quad . \quad (\text{I.13})$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_c \cdot \Phi_{ds} \quad . \quad (\text{I.14})$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{I.15})$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{I.16})$$

➤ Equations magnétiques

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad (\text{I.17}) \quad \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad (\text{I.18})$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \quad (\text{I.19}) \quad \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (\text{I.20})$$

➤ I.3.3.3. Équations mécanique

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r$$

$$C_e = (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (\text{I.21})$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \cdot$$

I.3.4. Représentation d'état

$$[\dot{\mathbf{X}}] = [\mathbf{A}][\mathbf{X}] + [\mathbf{B}][\mathbf{U}] \quad (\text{I.22})$$

$[\mathbf{X}]$: Vecteur d'état, avec

$$[i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^t \quad (\text{I.23})$$

$[\mathbf{A}]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[\mathbf{B}]$: Matrice de la commande.

$[\mathbf{U}]$: Vecteur du système de commande. $[V_{ds}, V_{qs}, 0, 0]^t$

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_c & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_c & \frac{-1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_c - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_c - \omega_m) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$\text{et } [\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion (I.26)

I.3.5. Choix du référentiel lié au stator

$$\theta_c = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Le système d'axes (α, β) : système immobile par rapport au stator, ce système possède des tensions et des courants réels, et on peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage

et de freinage des machines à courant alternatif, avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator, Il se traduit par les conditions [8].

I.4. Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant

La simulation dans le cas présent, représente la phase de validation du modèle de la machine asynchrone dans le repère lié au stator, la généralisation sur les autres repères pourra se faire de manière analogue. Cette étude ne teste que le modèle dans le cas d'un démarrage direct.

Pour les besoins de la simulation on considère une machine tétrapolaire avec les paramètres définis dans l'annexe.

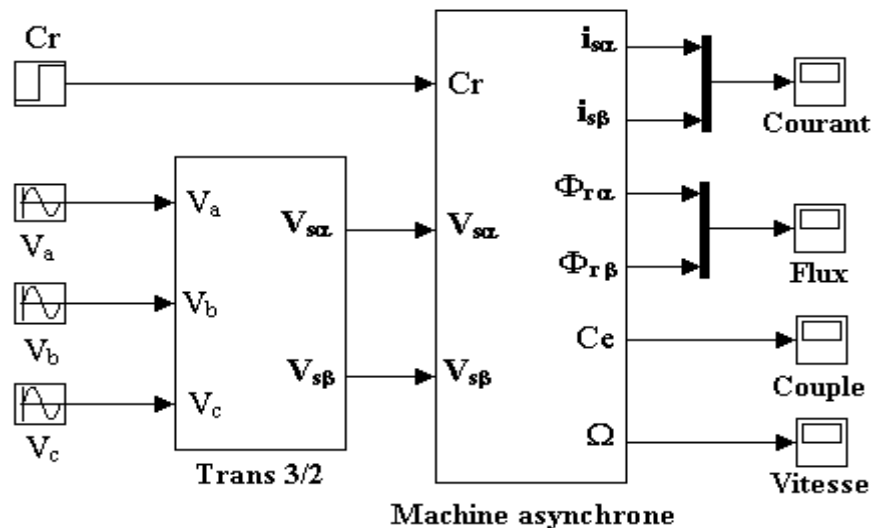


Fig. I.7 : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension .



Résultat de simulation de machine asynchrone

Pour reconnaître notre machine, sur matlab nous réalisons un démarrage direct à partir d'un réseau de caractéristiques 220/380Volt et de 50Hertz,

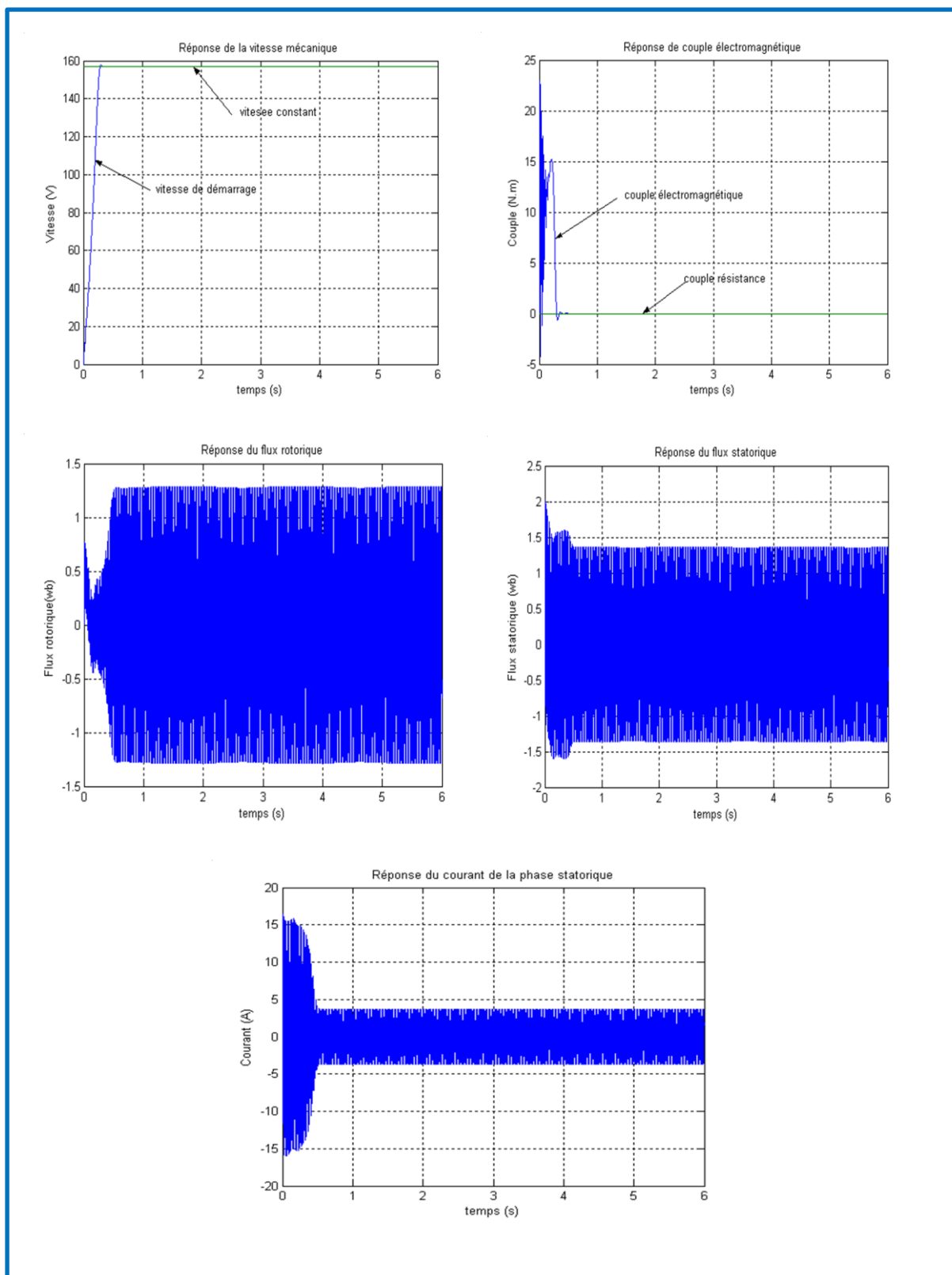
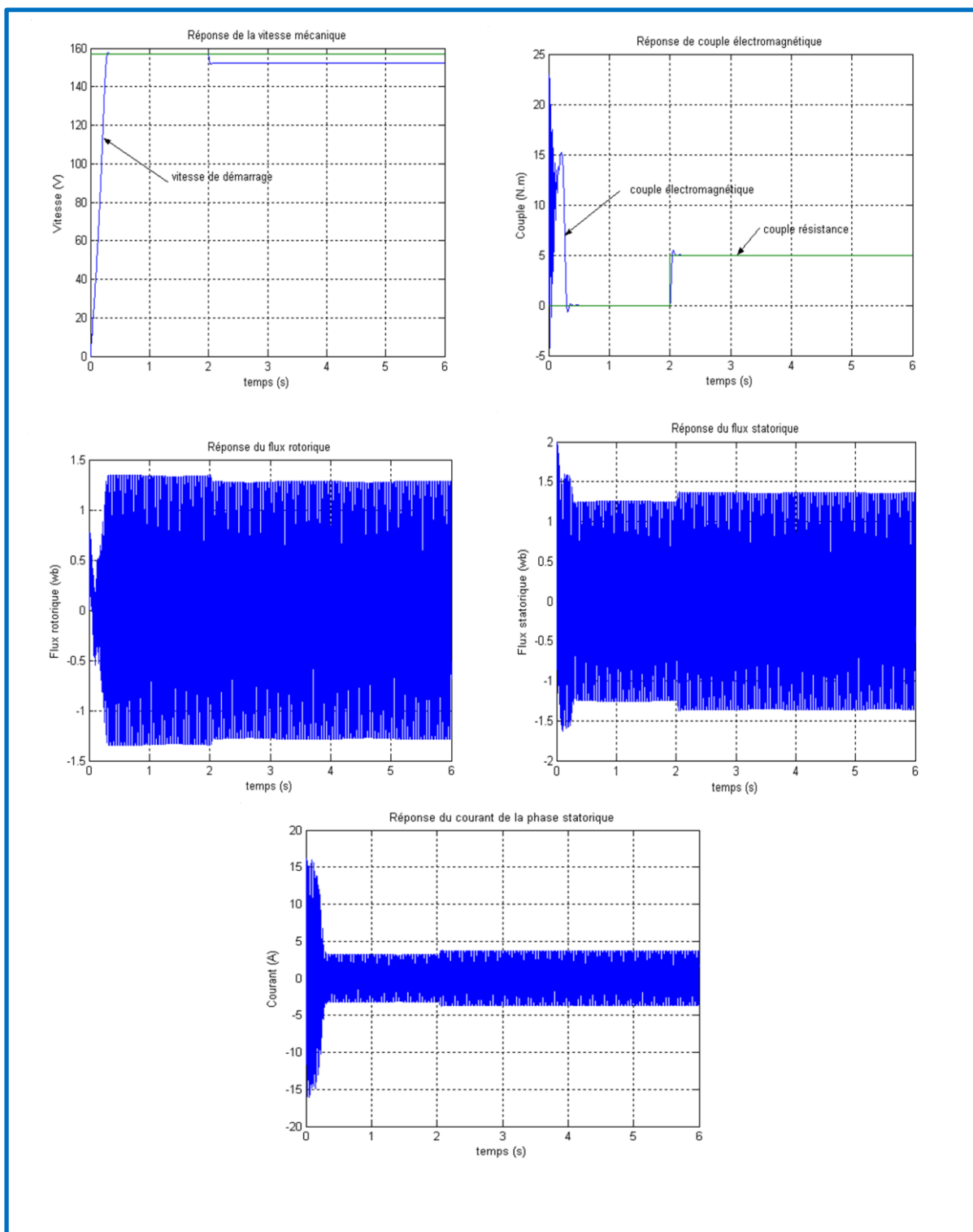
a) Fonctionnement à vide ($C_r = 0 \text{ N.m}$)

Fig. I.8 : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.
(pour $C_r = 0 \text{ N.m}$)

b) Fonctionnement en charge ($C_r = 5\text{N.m}$)

**Fig. I.9 : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.
(pour $C_r = 5\text{ N.m}$)**

En démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un croisement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s). Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, après il se stabilise à une valeur nulle (charge nulle). Les flux rotoriques et statoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes. Finalement, les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Lors du deuxième essai, correspondant à l'application d'une charge nominale $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant ($t = 2 \text{ s}$), on constate une décroissance de la vitesse, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser les oscillations avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal. Les flux rotoriques et statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

I.5. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables.

D'autre part nous avons constaté que la vitesse de rotation du moteur chute lorsque on augmente la charge, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Dans le chapitre suivant, pour étudier la modélisation des convertisseurs statiques.

II.1. Introduction

Le convertisseur statique est un système permettant d'imposer à la machine asynchrone des tensions de phase, dont les fréquences et les amplitudes variables, à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes. Il est composé généralement d'un redresseur et d'un onduleur de tension. La figure (II.2) montre la structure du convertisseur statique, la machine à induction est alimentée généralement par un onduleur qui assure la conversion continue/alternatif pour produire une tension à valeur moyenne nulle dont l'amplitude et la fréquence sont commandable.

II.2. Modélisation de système d'alimentation

L'alimentation est constituée d'une source triphasée alimente un redresseur de tension, et d'un filtre LC et d'un onduleur de tension comme le montre la figure (II.3). Le but de toute commande est de pouvoir faire varier la vitesse de la machine. La vitesse dépend implicitement de la fréquence et de la tension statorique. Donc pour parvenir à régler la vitesse il faut régler la fréquence et la tension d'alimentation. Le seul moyen d'obtenir une source d'alimentation capable de fournir une tension de fréquence réglable est d'alimenter la machine par un onduleur.[9]

L'alimentation continue de l'onduleur est assurée par redresseur par l'intermédiaire d'un filtre LC dont le principal intérêt est de filtrer les ondulations de la tension continue à la sortie de redresseur.

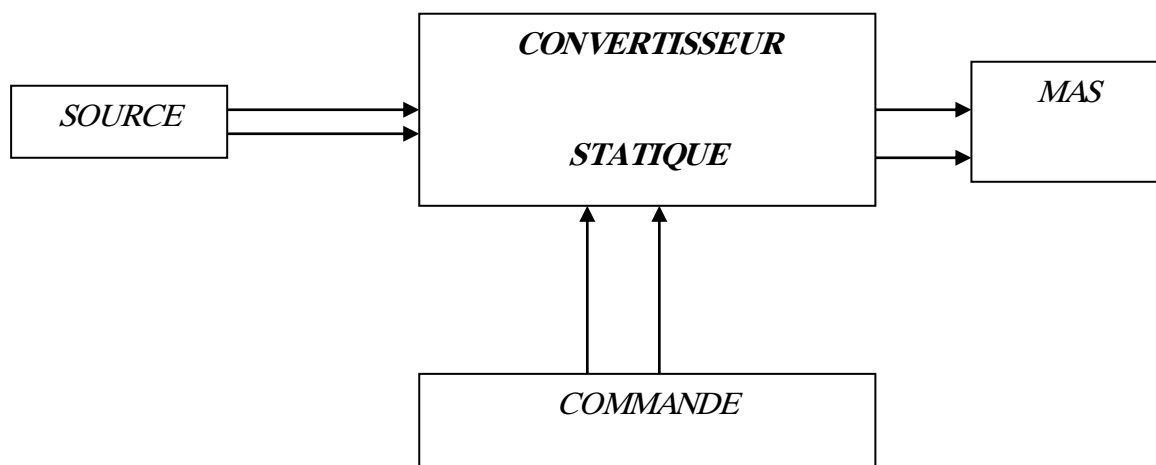


Fig. II.1 : Ensemble actionneur. [7]

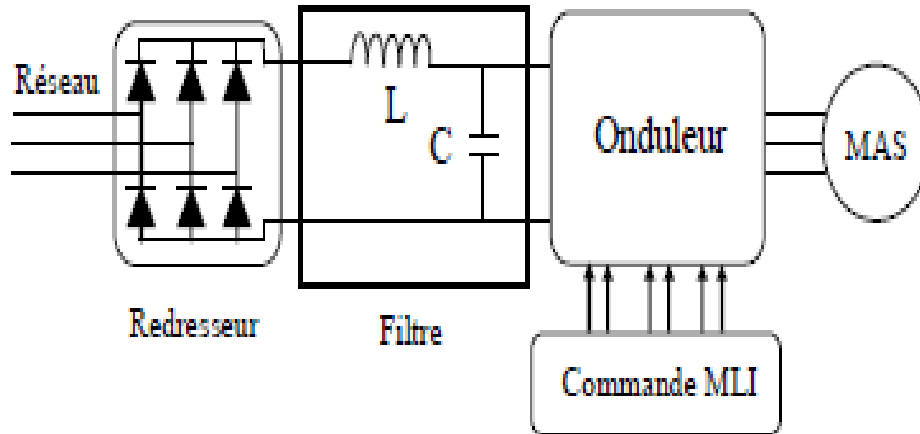


Fig. II.2 : Schéma de principe de convertisseur statique. [9]

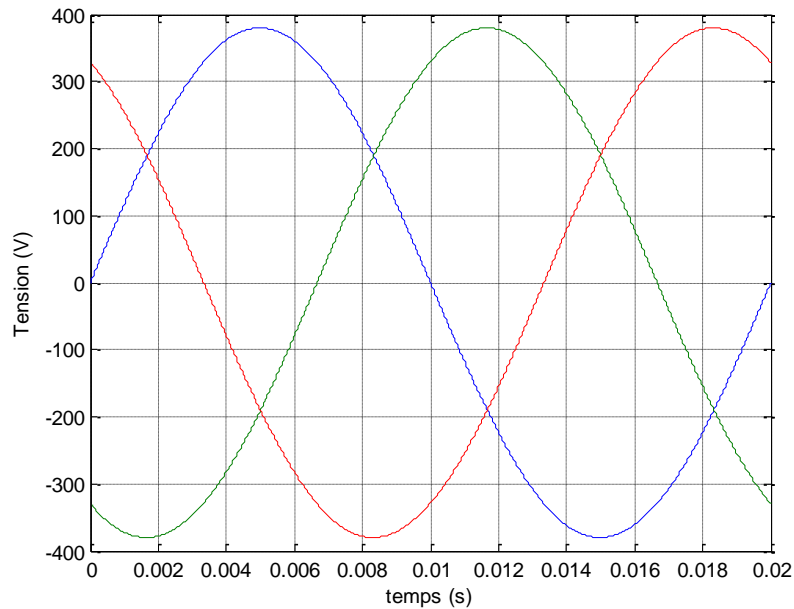


Fig. II.3 : Tensions réseaux

II.3. Modélisation du redresseur triphasé a diodes

Les redresseurs sont des convertisseurs qui assurent la conversion alternative continue (AC/DC). Nous utilisons le pont triphasé toutes diodes alimentées par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la figure (II.4).

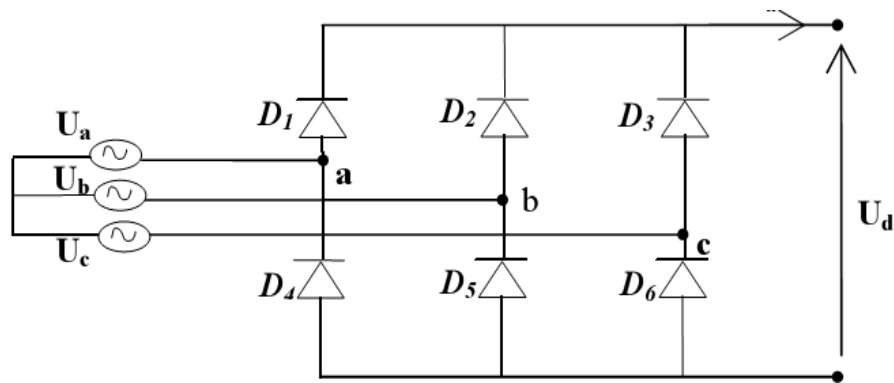


Fig. II.4 : Redresseur triphasé tout diodes. [9]

Les tensions simples du réseau triphasé équilibré sont :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin \omega_s t \\ U_b = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c = V_m \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

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

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{II.02})$$

$U_{red}(t)$: la tension de sortie du redresseur.

Cette tension est représentée par la Figure (II,5)

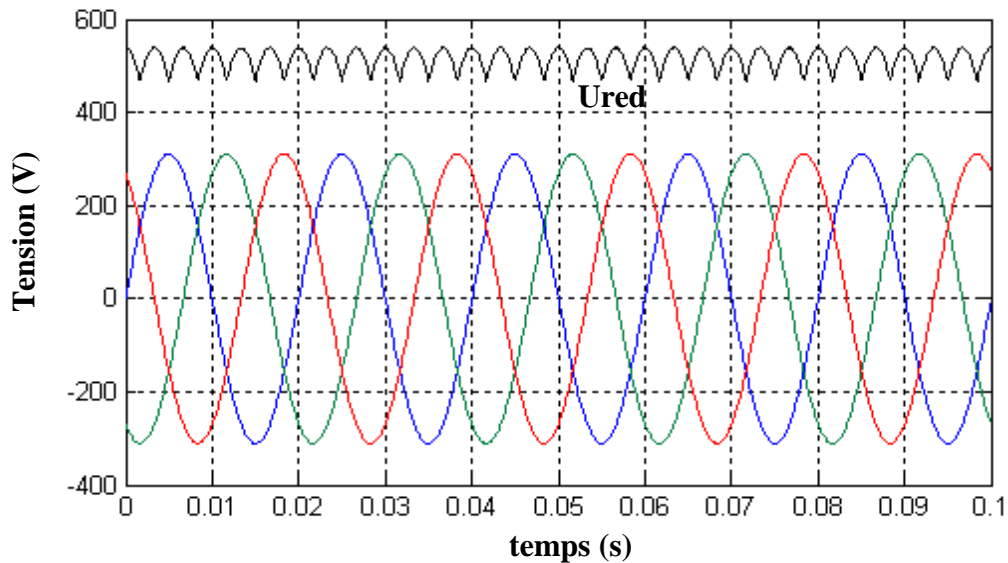


Fig. II.5 : Tension à la sortie du redresseur

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

II.4. Modélisation du filtre

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur on utilise un filtre (LC), Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- * la tension U_{dc} d'alimentation de l'onduleur.
- * La composante continue du courant exigé i_s .
- * L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension U_{dc} dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre l'inductance L_f doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée s'exprimant en m H., la capacité C_f du filtre correspond généralement à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas échéant. Les équations du filtre sont :[12]

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (II.03)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{red}(S)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f \cdot C_f} S} \quad (\text{II.04})$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :

$$f_c < 2f \quad \text{donc} \quad L_f C_f > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes :

$$L_f = 100 \text{ mH} ; \quad C_f = 250 \text{ } \mu\text{F}$$

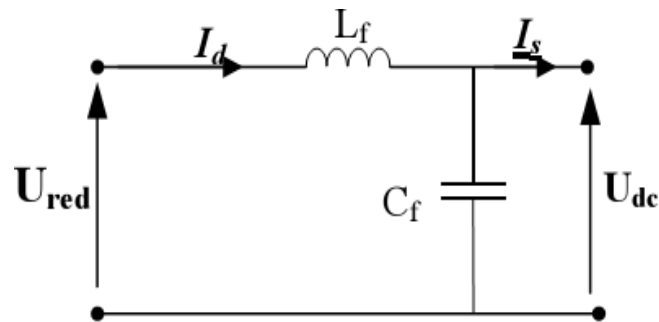


Fig. II.6 : Le filtre LC. [9]

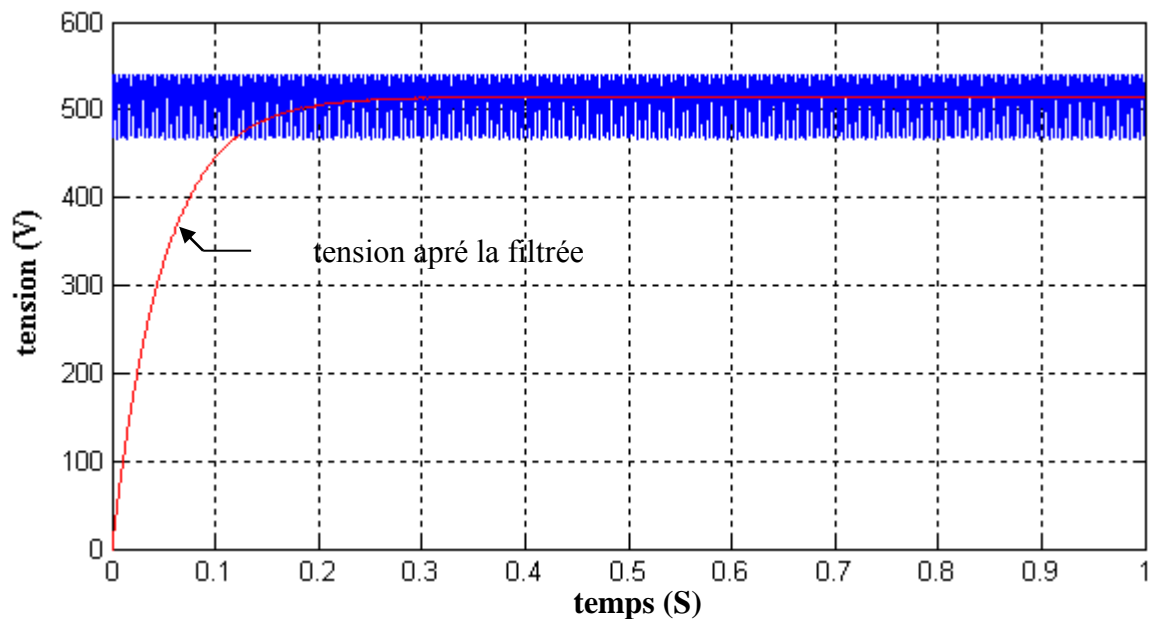


Fig. II.7 : Tension de sortie du filter.

II.5. Convertisseur continue-alternative (onduleur)

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la Figure (II.8) [1].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T_4), (T_2 et T_5) et (T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent [6].

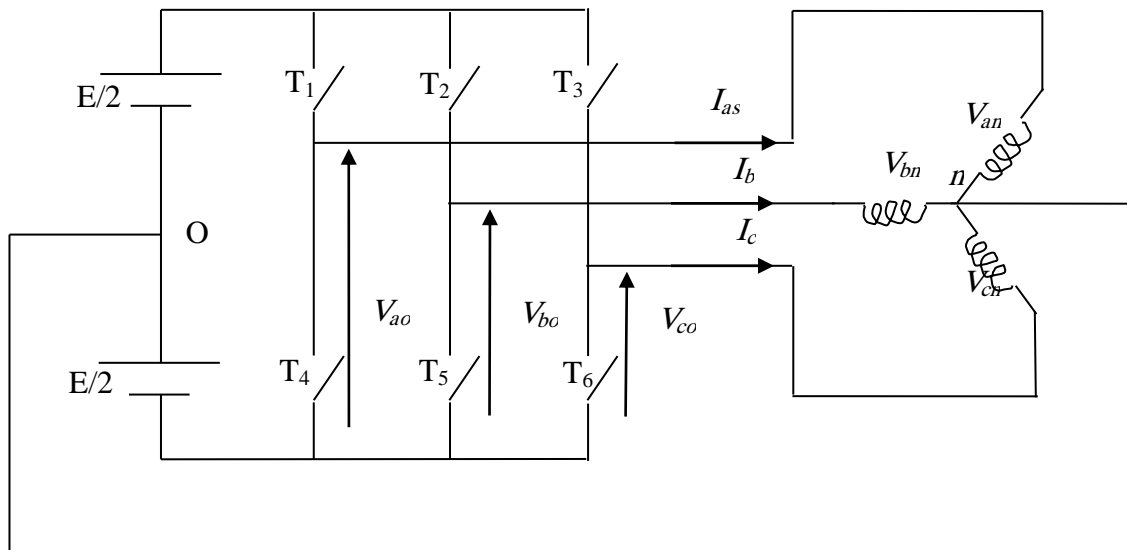


Fig. II.8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé. [6]

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E , on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.05})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{ab} - \mathbf{U}_{ca}] \\ \mathbf{V}_{bn} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{bc} - \mathbf{U}_{ab}] \\ \mathbf{V}_{cn} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{ca} - \mathbf{U}_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.06})$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{T}_4 \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_5 \\ \mathbf{T}_3 & \mathbf{T}_6 \end{bmatrix}$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ao} \\ \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{T}_4 \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_5 \\ \mathbf{T}_3 & \mathbf{T}_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ 2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.07})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ao} = \mathbf{V}_{an} + \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{bo} = \mathbf{V}_{bn} + \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{co} = \mathbf{V}_{cn} + \mathbf{V}_{no} \end{cases} \quad (\text{II.08})$$

Dont on peut déduire

$$\mathbf{V}_{no} = (1/3) \cdot [\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}] \quad (\text{II.09})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{co} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}. \quad (\text{II.11})$$

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

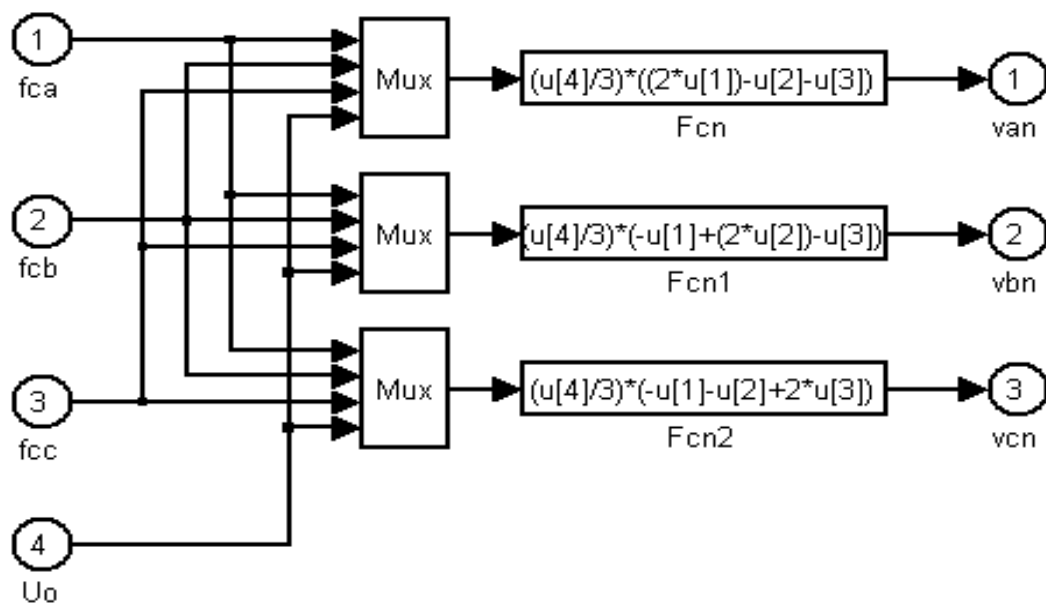


Fig. II.9 : Schéma de modélisation de l'onduleur sur Matlab.[12]

II.6. Stratégies de commande MLI sinusoïdale

Le principe général de cette stratégie est de 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, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \Rightarrow S(t)=1 \text{ sinon } S(t)=0$$

Tel que :

U_r : tension référence, U_p : tension porteuse, $S(t)$: est le signal MLI résultant

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- ✓ L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur celle de la référence f_{ref} :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} = 20$$

- ✓ Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) 'r' qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la porteuse V_{mp} :

$$r = \frac{V_{mref}}{V_p} = 0.86$$

Le schéma de l'élaboration de la M.L.I sur Matlab est donné par la figure (II-10)

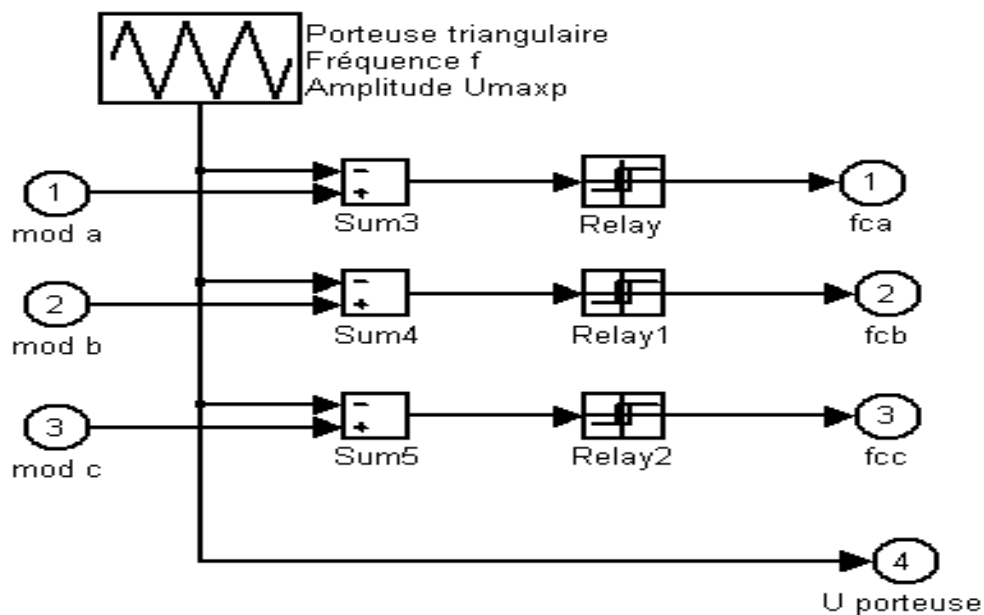


Fig. II.10 : Schéma principe de MLI. [12]

II.7. Résultat de Simulation de l'association (redresseur-filtre-Onduleur)

Nous utilisons un réseau de caractéristiques 220/380Volt et de 50Hertz, pour alimenter le redresseur et pour les références de MLI, et un porteuse de 350Volt et 1000Hertz.

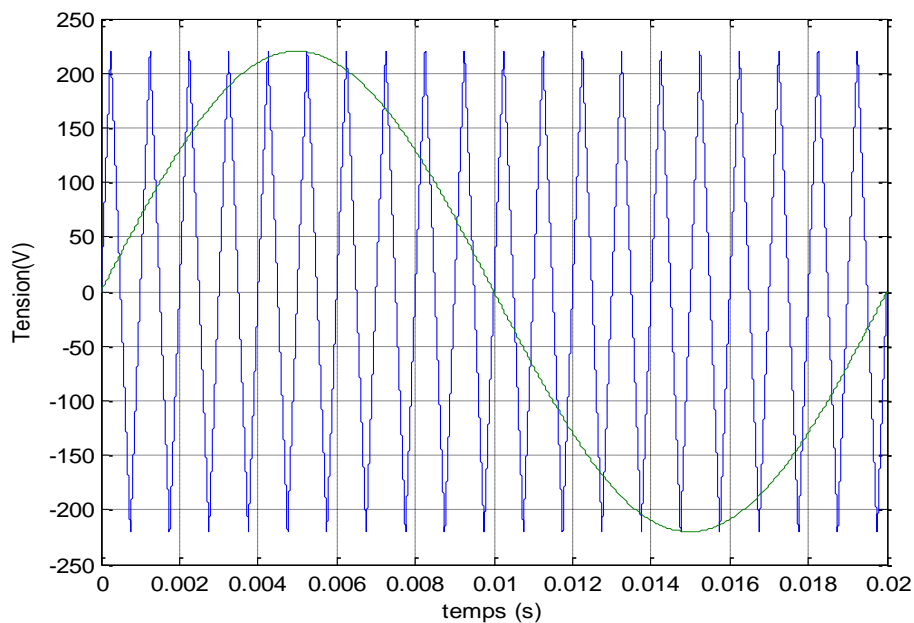


Fig. II.11 : Tensions de références et de porteuse

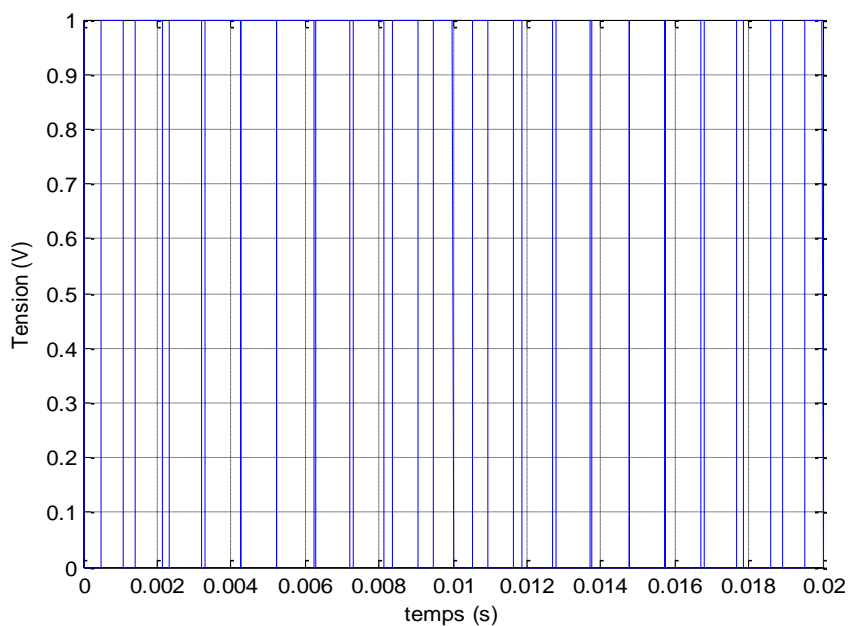


Fig. II.12 : Le signale S(t) à la sortie de bloc MLI.

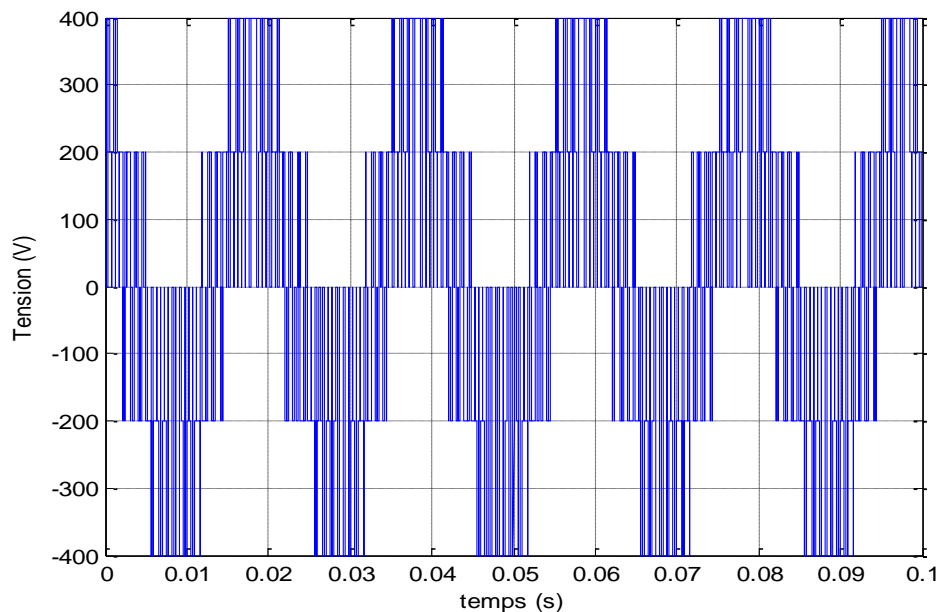


Fig. II.13 : Tension simple à la sortie de l'onduleur.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre on présenté L'alimentation, qu'il est constitué d'un redresseur de tension, d'un filtre LC, et d'un onduleur de tension et la stratégie de commande de l'onduleur.

La MLI triangle sinusoïdale est caractérisée par deux paramètres m et r . Plus m est grand plus les résultats de simulation sont meilleurs, mais ce dernier dépend de la qualité des composant existants L'objectif de la commande MLI est réside dans le décalage des harmoniques vers des fréquences plus élevées.

III.1. Introduction

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) permet à ce dernier d'être le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statique à fréquence variable. La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c.à.d. qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures : stator et rotor.

Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue.

III.2. Commande scalaires

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f qui est la plus utilisée.

III.2.1. Commande en V/f de la machine asynchrone

Son Principe est de maintenir $V/f = \text{constant}$, ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximale s'écrit:

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \text{ Avec: } N_r = L_r \sigma \left(\frac{L_s}{L_m} \right)^2 \quad (\text{III.1})$$

C_{\max} : le couple maximale

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de défluxage. Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse.

A basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée (simplification que l'on avait faite lors de l'écriture du couple).

On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0 . [8]

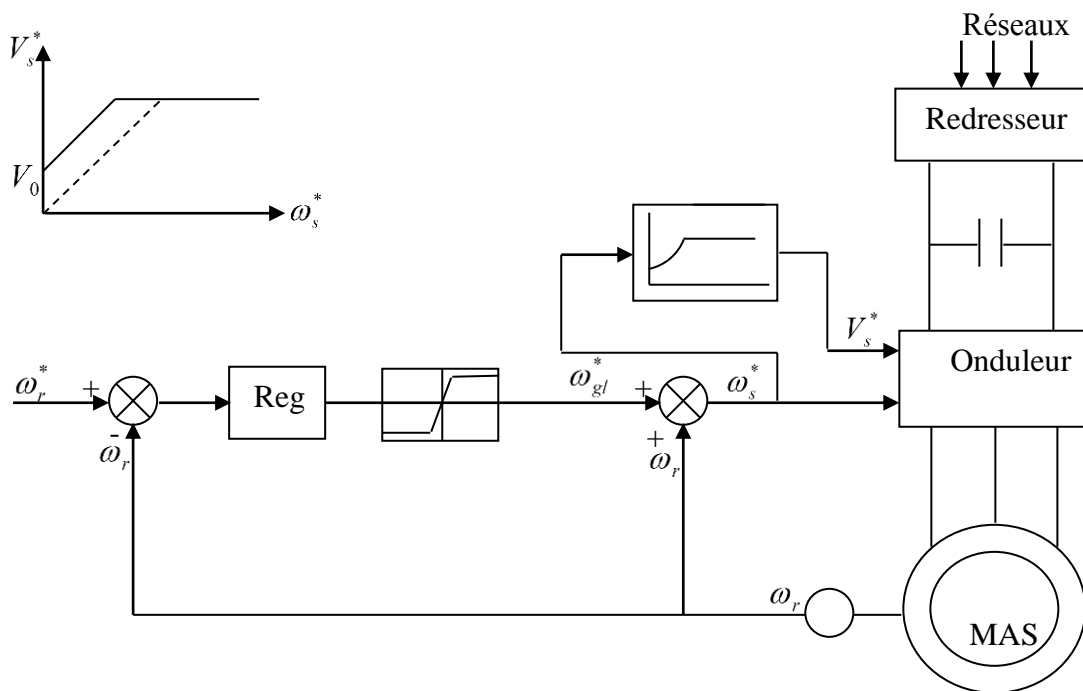


Fig. III.1 : Commande scalaire de la tension. [8]

III.2.2. Commande scalaire du courant

La différence avec la commande précédente, c'est que c'est un onduleur de courant qui est utilisé. On impose directement des courants dans les phases de la machine. La fréquence du fondamental est calculée de la même manière. La valeur du courant de plateau I_d (courant continu) est égale à un constant pré à la valeur efficace du courant imposé I_s . Elle est imposée

par régulation à l'aide d'un pont redresseur contrôlé. Le dispositif est plus complexe qu'un contrôle scalaire de la tension. [8]

$$I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad \text{et} \quad I_s^* = \frac{\phi_{snom}}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\sigma \omega_r \tau_r)^2}} \quad (\text{III.2})$$

I_s : courant efficace. ; I_s^* : courant pont redresseur.

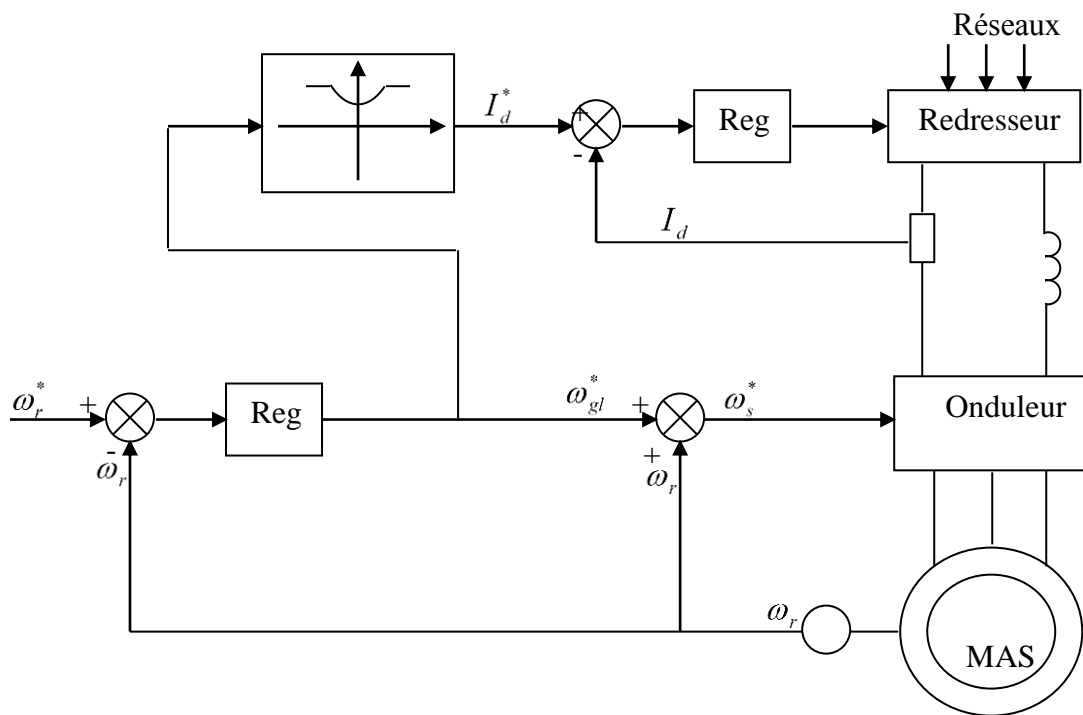


Fig. III.2 : Commande scalaire du courant. [8]

III.3. Commande vectorielle par orientation du flux

III.3.1. 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.III.3 [5].

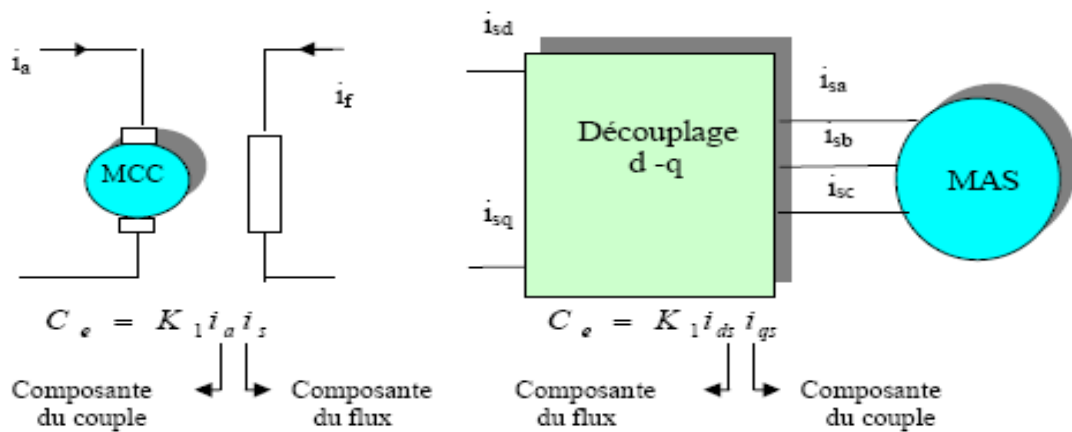


Fig. III.3 : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu [5].

III.3.2. Principe du contrôle vectoriel à flux orienté

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur flux Φ et de la grandeur courant I , générateur du couple.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre Φ et I , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation- producteur du flux-, et courant d'induit-producteur du couple).

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur du flux du courant producteur du couple, fortement couplés.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d,q), repère tournant biphasé orienté sur Φ_r (flux rotorique) ou sur Φ_s (flux statorique) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux.

Nous nous intéressons à la commande à flux rotorique orienté. Le système d'axes (d,q) est élaboré à partir de la transformation de Park.

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes différentes, la commande vectorielle directe et celle indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux.

❖ Méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Ce type de contrôle est simple à implanter mais insensible aux variations paramétriques.

❖ Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe du flux ou son estimation 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. Les inconvénients majeurs de cette méthode, sont La non fiabilité de la mesure du flux. Dans la partie qui suit, on considère l'orientation du flux statorique pour une commande vectorielle directe.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple (III.6). [7]

$$\begin{aligned} C_{em} &= K \phi_a I_a \\ \phi_a &= K_f I_f \end{aligned} \tag{III.3}$$

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure «III.1» illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction. [10]

i_a, i_{sq} : Composantes de couple.

i_f, i_{sd} : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, des nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classer de la façon suivante :

⇒ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant ;

⇒ Selon l'orientation du repère (d-q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

⇒ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

En tenant compte du choix de référentiel, c'est-à-dire, référentiel lié au champ tournant, puis en choisissant d'orienter le flux rotorique, le modèle d'état du système (I.20) nous donne :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} I_{ds} \quad (\text{III.7})$$

On remarque d'après les équations (III.6) et (III.7) que le couple électromagnétique est déterminé directement à partir de la composante I_{qs} du courant statorique en choisissant de maintenir le flux rotorique constant, alors que le flux rotorique est déterminé à partir de la composante I_{ds} du courant. Donc, on a bien découplé le courant statorique en deux composantes, la première correspondante au flux et la deuxième au couple, ainsi le modèle semblera au modèle de la machine à courant continu.

En substituant (III-5) dans les équations de tensions, on obtient [11] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{V}_{sd} = L_s \sigma \frac{d\mathbf{I}_{sd}}{dt} + \left(\mathbf{R}_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \mathbf{R}_r \right) \mathbf{I}_{sd} - L_s \sigma \omega_s \mathbf{I}_{sq} - \frac{L_m \mathbf{R}_r}{L_r^2} \phi_r \\ \mathbf{V}_{sq} = L_s \sigma \frac{d\mathbf{I}_{sq}}{dt} + \left(\mathbf{R}_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \mathbf{R}_r \right) \mathbf{I}_{sq} - L_s \sigma \omega_s \mathbf{I}_{sd} - \frac{L_m \mathbf{R}_r}{L_r^2} \phi_r \\ \mathbf{T}_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m \mathbf{I}_{sd} \\ \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{sq} = \omega_s \phi_r \\ C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} [\phi_r \quad \mathbf{I}_{sq}] \end{array} \right. \quad (\text{III.8})$$

III.3.4. Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté

Comme nous l'avons déjà expliquée, on utilise trois estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et l'angle de transformation à partir de la pulsation statorique.

L'équation (III.5) permet d'estimer le flux ϕ_r

$$\phi_r = \left(\frac{L_m}{1 + s \mathbf{T}_r} \right) \mathbf{I}_{ds} \quad (\text{III.9})$$

La quatrième équation du système (III.6) permet d'estimer la pulsation statorique ω_s puis Θ_s

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur, [8], pour ne pas avoir une valeur indéterminée :

$$\omega_s = p\Omega + \left(\frac{L_m}{\mathbf{T}_r \phi_r + 0.001} \right) \mathbf{I}_{qs} \quad (\text{III.10})$$

$$\Theta_s = (1/s)\omega_s \quad (\text{III.11})$$

Le symbole S est l'opérateur de Laplace.

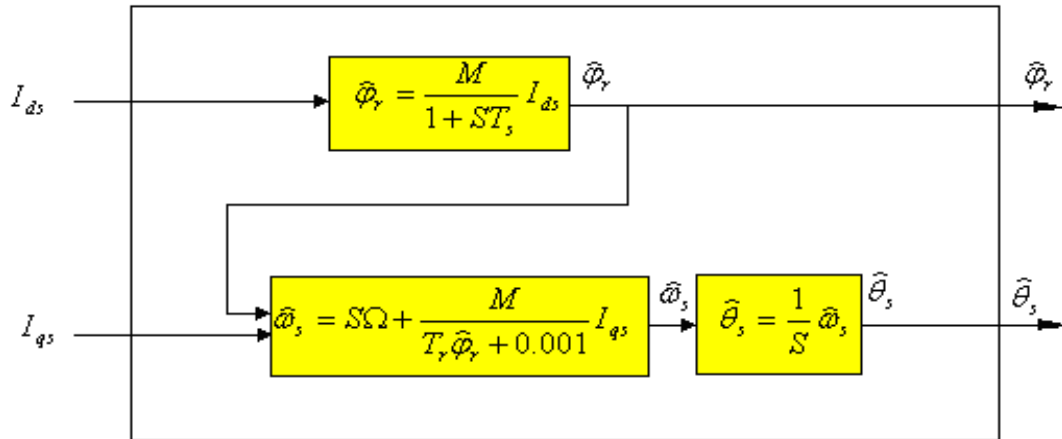


Fig. III.5 : Représentation du bloc d’estimateurs. [8]

Les expressions du système d’équations (III.8) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser cette commande, mais elles ont un gros inconvénient, V_{sd} et V_{sq} , influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} donc sur le flux et le couple .Il est donc nécessaire de réaliser un découplage. Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation [5].

III.3.5. Principe du découplage par compensation

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

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} comme suit [8] :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sd} = \mathbf{V}_{sd1} - \mathbf{e}_{sd} \\ \mathbf{V}_{sq} = \mathbf{V}_{sq1} - \mathbf{e}_{sq} \end{cases} \tag{III.12}$$

Avec

$$\begin{cases} \mathbf{e}_{sd} = L_s \sigma \omega_s I_{sq} + \frac{LmRr}{L_r^2} \Phi_r \\ \mathbf{e}_{sq} = -L_s \sigma \omega_s I_{sd} - \frac{Lm}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L^2 m}{T_r L_r} I_{sq} \end{cases} \tag{III.13}$$

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivant:

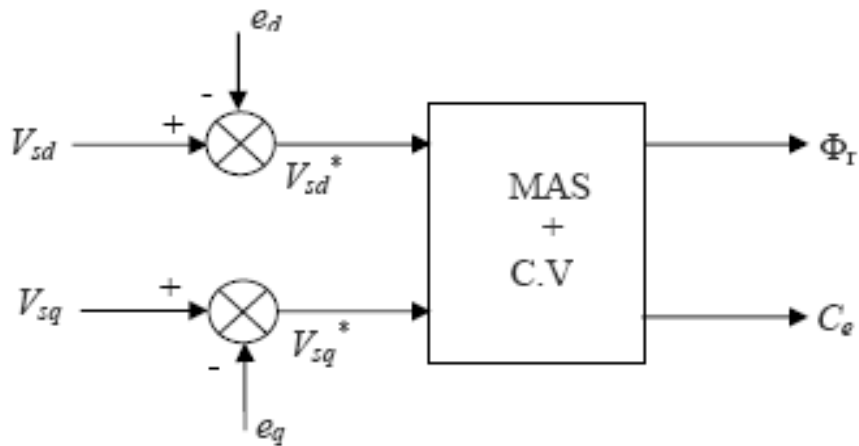


Fig. III.6 : Structure du bloc de découplage. [12]

Nous définissons ainsi un nouveau système Figure (III.7) pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L^2_m}{L^2_r} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L^2_m}{L^2_r} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (III.14)$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

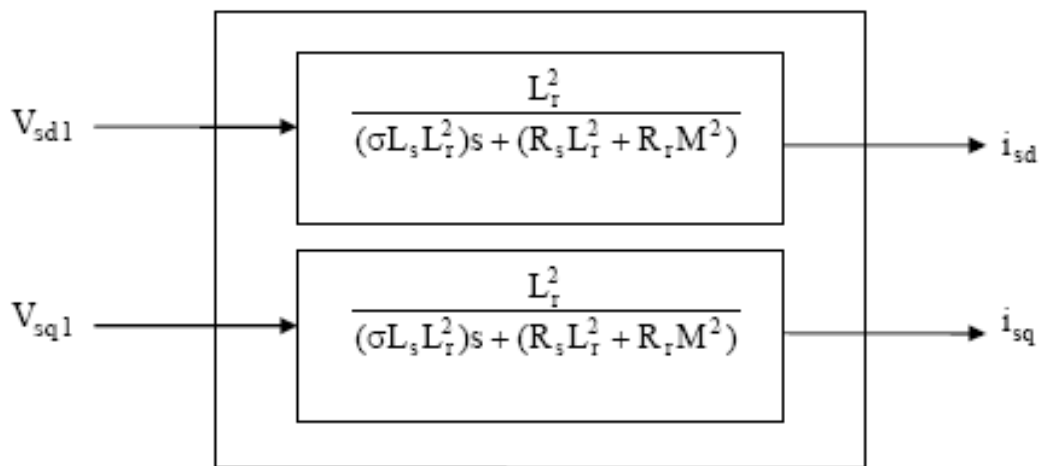


Fig. III.7 : Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq} . [12]

III.3.6. Schémas de simulation de la compensation

Nous présentons les blocs de compensation comme suit [9] :

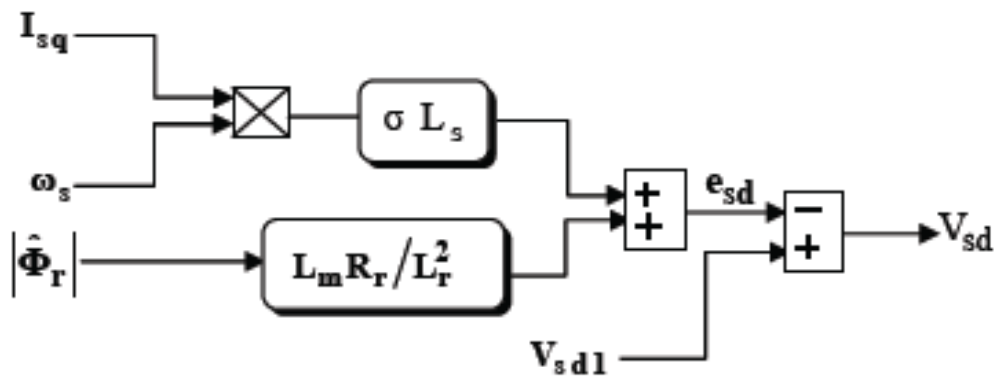


Fig. III.8 : Bloc de compensation e_{sd} [9]

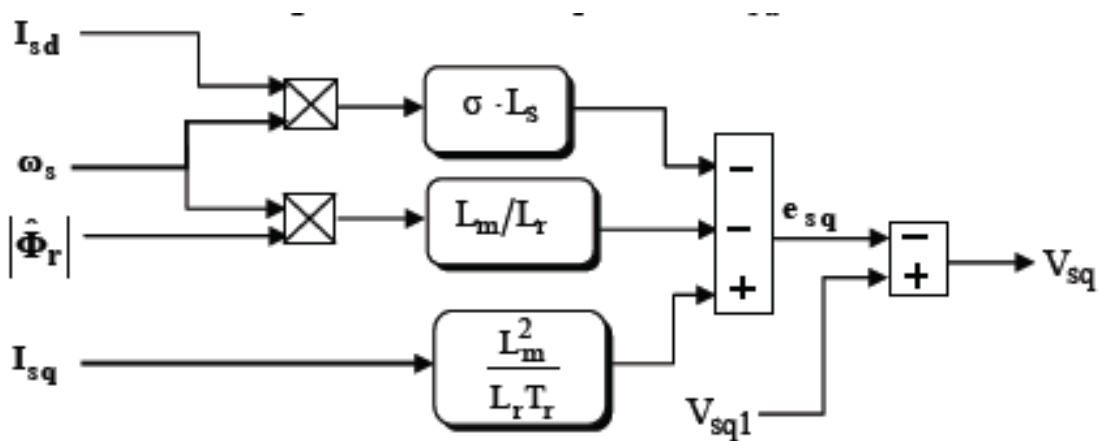


Fig. III.9 : Bloc de compensation e_{sq} [9]

III.3.6.1. Détermination de ϕ_r

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. Le flux peut être reconstitué par des estimateurs utilisés en boucle ouverte,

Le système d'équations (III.15) permet d'estimer le flux ϕ_r

$$\phi_r = \left(\frac{L_m}{1 + T_r s} \right) I_{ds} \quad (\text{III.15})$$

III.3.6.2. Détermination de ω_s et θ_s

La position θ_s est mesurée par la méthode indirecte.

La pulsation statorique s'écrit, d'après (III.16) :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r \phi_{rd}} I_{sq} \quad (\text{III.16})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque ϕ_r est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r \phi_{rd}} I_{sq} \quad (\text{III.17})$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = (1/s)\omega_s \quad (\text{III.18})$$

III.3.7. Schéma de structure générale de la commande vectorielle de la machine asynchrone

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre I (équations (I.24)), et des équations de découplage, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d (Figure (III-10))

La position θ_s de l'axe d par rapport au stator est obtenue par intégration de la pulsation statorique ω_s . Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux [12].

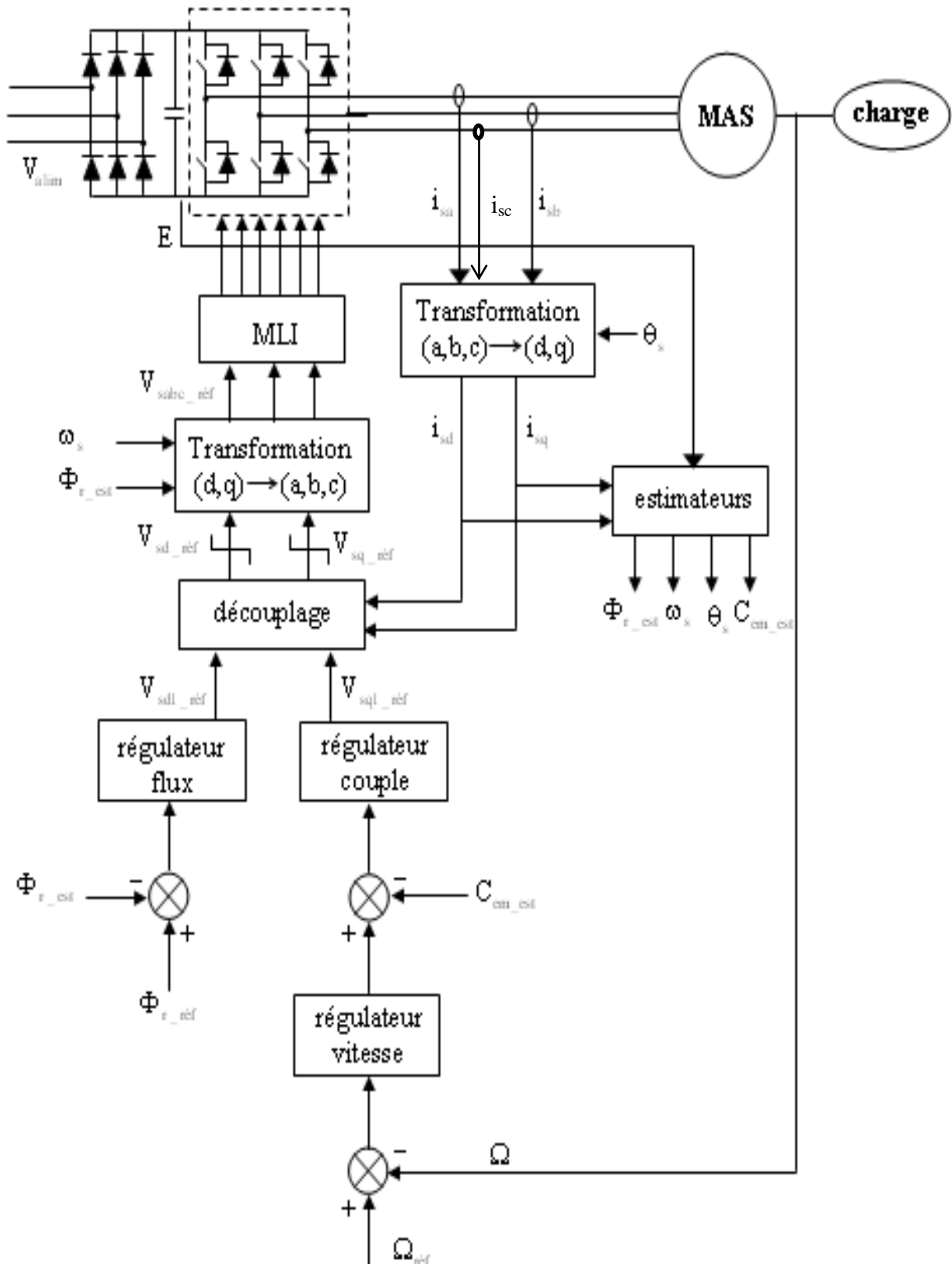


Fig. III.10 : Structure générale de la commande vectorielle en tension de la machine asynchrone. [12]

III.3.8. Calcul des régulateurs

III.3.8.1. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la Figure.III.11. [12]

Le schéma bloc caractéristique de régulation de vitesse à l'aide d'un PI est le suivant :

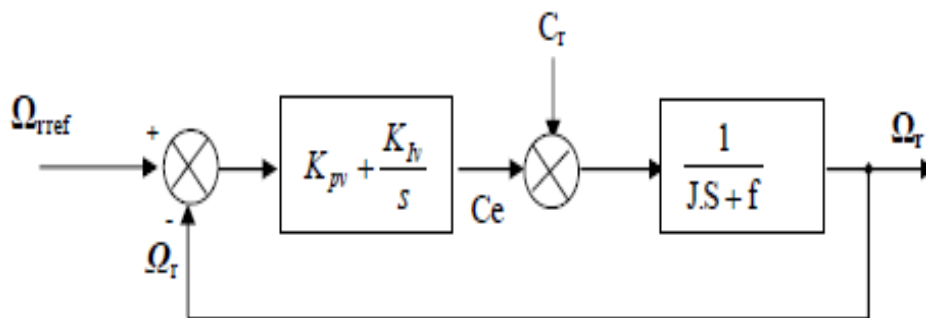


Fig. III.11 : Schéma de la régulation de la vitesse. [12]

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

$$\Omega(S)/\Omega_{ref}(S) = \left\{ \frac{\left[\frac{1}{JS+f} \right] + (K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S})}{\left[1 + (\frac{1}{JS+f})(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}) \right]} \right\} = \frac{1 + \tau S}{\left[1 + (\tau + \frac{f}{K_{i1}})S + \frac{j}{K_{i1}}S \right]} \quad (III.19)$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (III.20)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $(1 + \frac{2\xi}{\omega_0}S + \frac{1}{\omega_0^2}S^2)$, nous avons à résoudre le système d'équation suivant: [12]

$$\begin{cases} \frac{j}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_o^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_o} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

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

$$K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \quad \text{et} \quad K_{i1} = \frac{4j}{\tau_1^2} \quad (\text{III.22})$$

Tel que :

$$\tau_1 = \frac{t_{rep}}{3} \quad (\text{III.23})$$

III.3.8.2. Régulateur de couple

La relation de découplage définie par la Fig.III-7 nous permet d'écrire:

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \left[\frac{pL_m\phi_r}{\sigma L_r L_s} \right] \left[\frac{1}{\gamma + S} \right] = \frac{K_1}{\gamma + S} \quad (\text{III.24})$$

Tel que

$$K_1 = \left[\frac{pL_m\phi_r}{\sigma L_r L_s} \right] \quad (\text{III.25})$$

Nous utilisons un régulateur proportionnel- intégral (PI) représenté par la Figure.III-12.

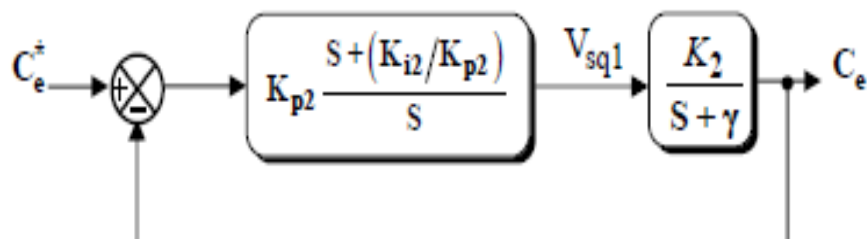


Fig. III.12 : Schéma de la régulation du couple. [12]

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

$$(S + \gamma) = S + \left(\frac{K_{i2}}{K_{p2}}\right) \quad (\text{III.26})$$

Ce qui donne :

$$\gamma = \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \quad (\text{III.27})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_{eref}} = \left[\frac{K_{p2}K_2}{K_{p2}K_2 + S} \right] = \left[\frac{1}{\left(\frac{1}{K_{p2}K_2}\right)S + 1} \right] \quad (\text{III.28})$$

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

$$t_2 = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad (\text{III.29})$$

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

$$\tau_2 = \frac{t_{rep2}(5\%)}{3} \quad (\text{III.30})$$

A partir des relations (III-24) et (III-23) nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 t_2} \\ K_{i2} = \gamma K_2 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.3.8.3. Régulateur du flux

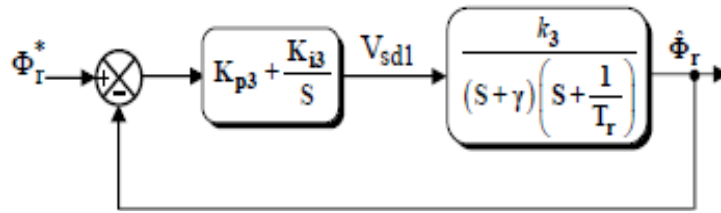


Fig. III.13 : Schéma de la régulation du flux. [12]

Tel que :

$$K_3 = \left[\frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \right] \quad (\text{III.32})$$

La Compensation des pôles donne :

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

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

$$\frac{\phi_r(s)}{\phi_{\text{ref}}(s)} = \frac{1}{(1/k_3 K_{p3})S^2 + (\gamma/k_3 K_{p3})S + 1} \quad (\text{III.34})$$

L'équation caractéristique est la suivante:

$$(1/k_3 K_{p3})S^2 + (\gamma/k_3 K_{p3})S + 1 = 0 \quad (\text{III.35})$$

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

$$\begin{cases} \omega_0^2 = k_3 K_{p3} \\ K_{p3} = \frac{\omega_0 \gamma}{2\xi k_3} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Donc, les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma^2}{k_3 (2\zeta)^2} \\ K_{i3} = K_{p3} / T_r \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

III.3.9. Présentation des résultats des simulations

Afin de tester la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique. Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans l'annexe [A] .

III.3.9.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

Le moteur est initialement chargé à sa valeur nominale ($C_r = 5 \text{ N.m}$) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s, à l'instant $t = 2\text{s}$, on inverse le sens de rotation du moteur (-157 rad/s) et en fin à l'instant $t = 4\text{s}$, le moteur tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. Les résultats de simulation de ce test sont présentés, la vitesse, le couple, les tensions et les courants d'une phase statorique. Cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influé sur les courants, les tensions, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que le système présente une bonne poursuite, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue variation de vitesse.

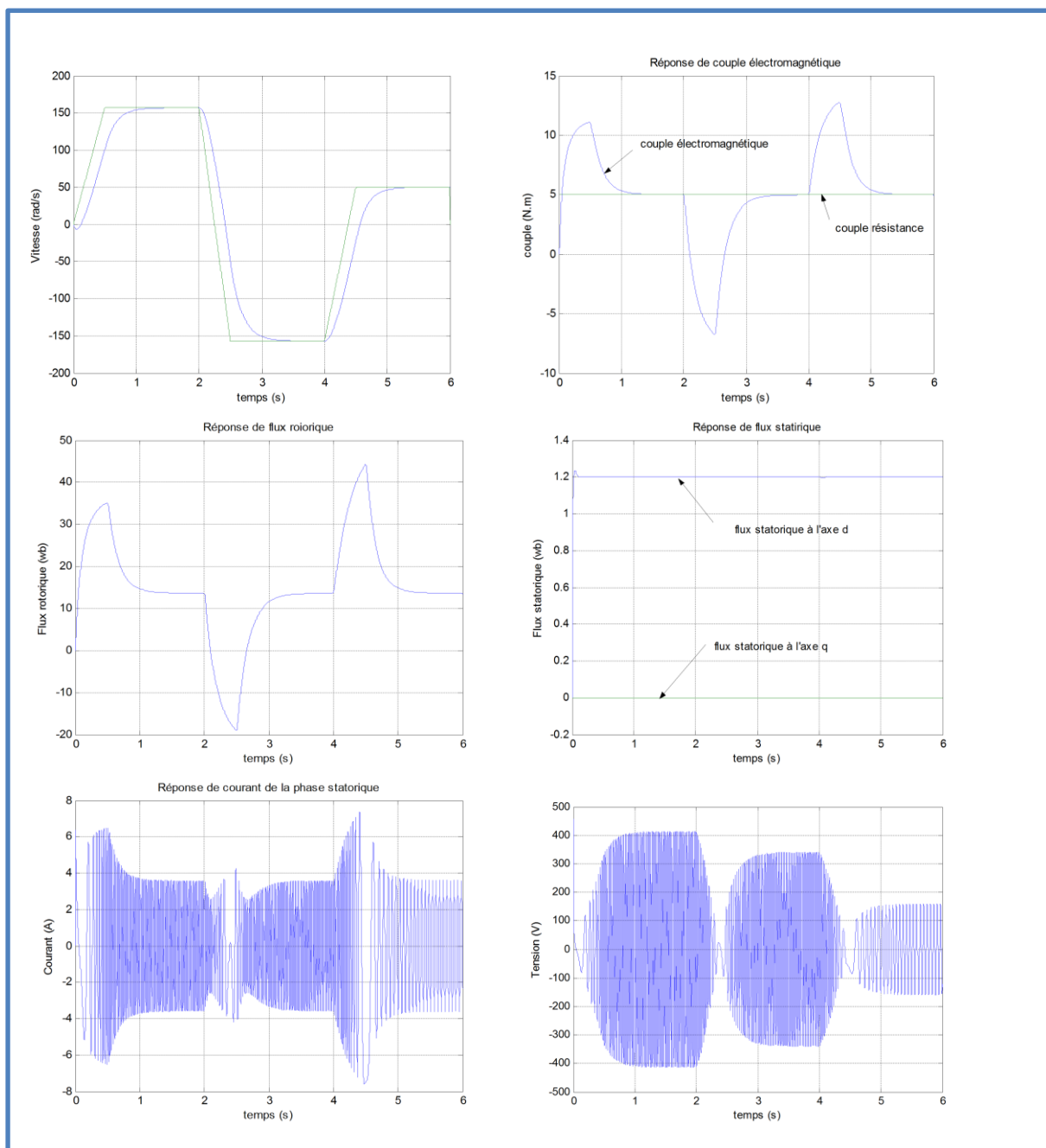


Fig. III.14 : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.3.9.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge

Dans ces conditions, le moteur tourne à sa vitesse nominale pour un démarrage à vide, à l'instant $t = 2\text{s}$, on lui applique une charge de $C_r = 5\text{ N.m}$ et à l'instant $t = 4\text{s}$ on le décharge. Les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les tensions et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

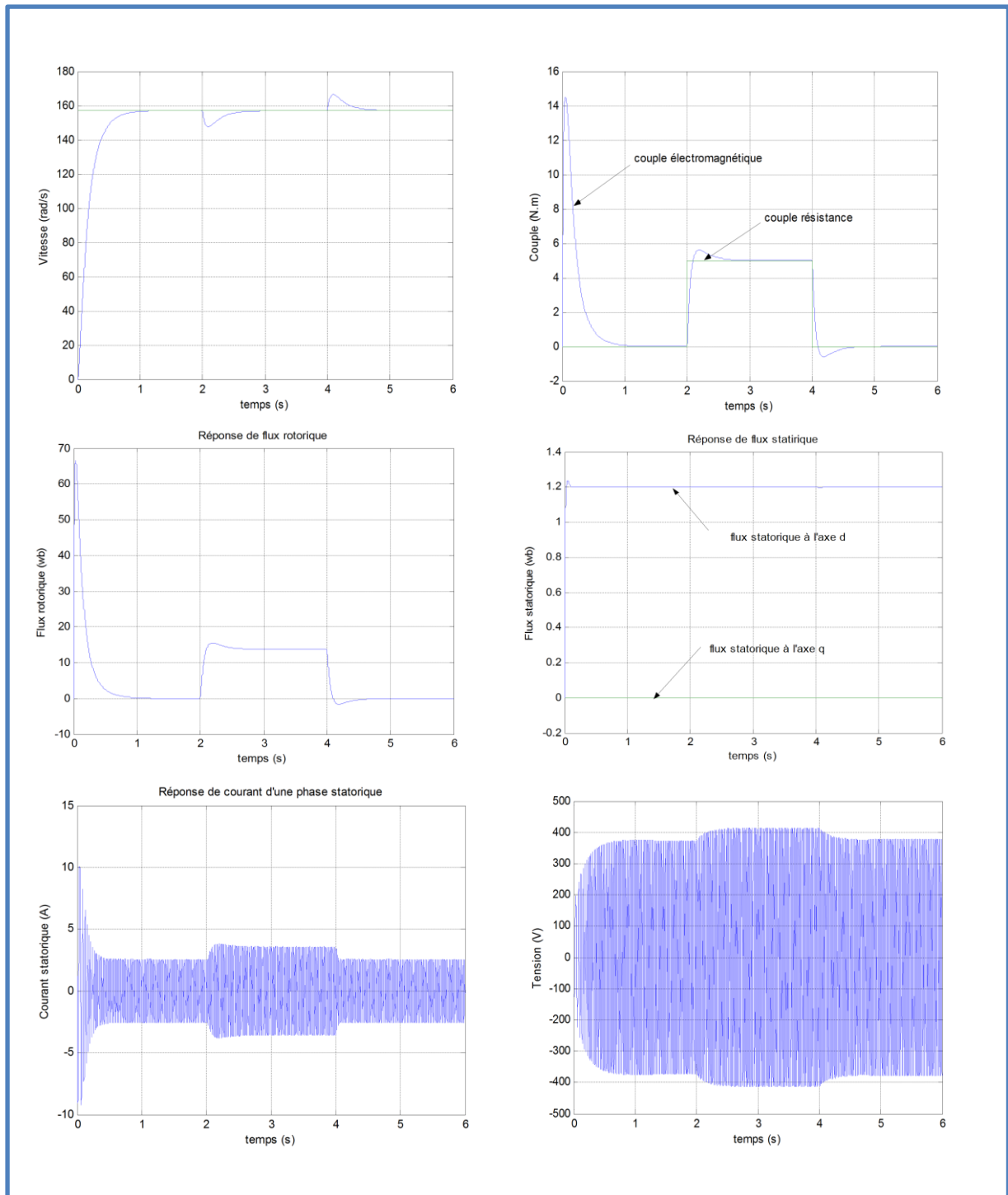


Fig. III.15 : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.3.9.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

Les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique et statorique de +50% de leur valeurs nominales dû à l'échauffement de la machine. Les variations de R_r et R_s seront appliqués respectivement à l'instant $t = 3s$ et $t = 4s$.

Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique et statorique ne donnent aucun changement sur la variation des courbes de vitesse, couple, courant, tension et flux. Le découplage n'est pas touché par cette variation, cela prouve que la commande vectorielle par orientation de flux rotorique n'est pas sensible aux variations de la résistance rotorique et statorique

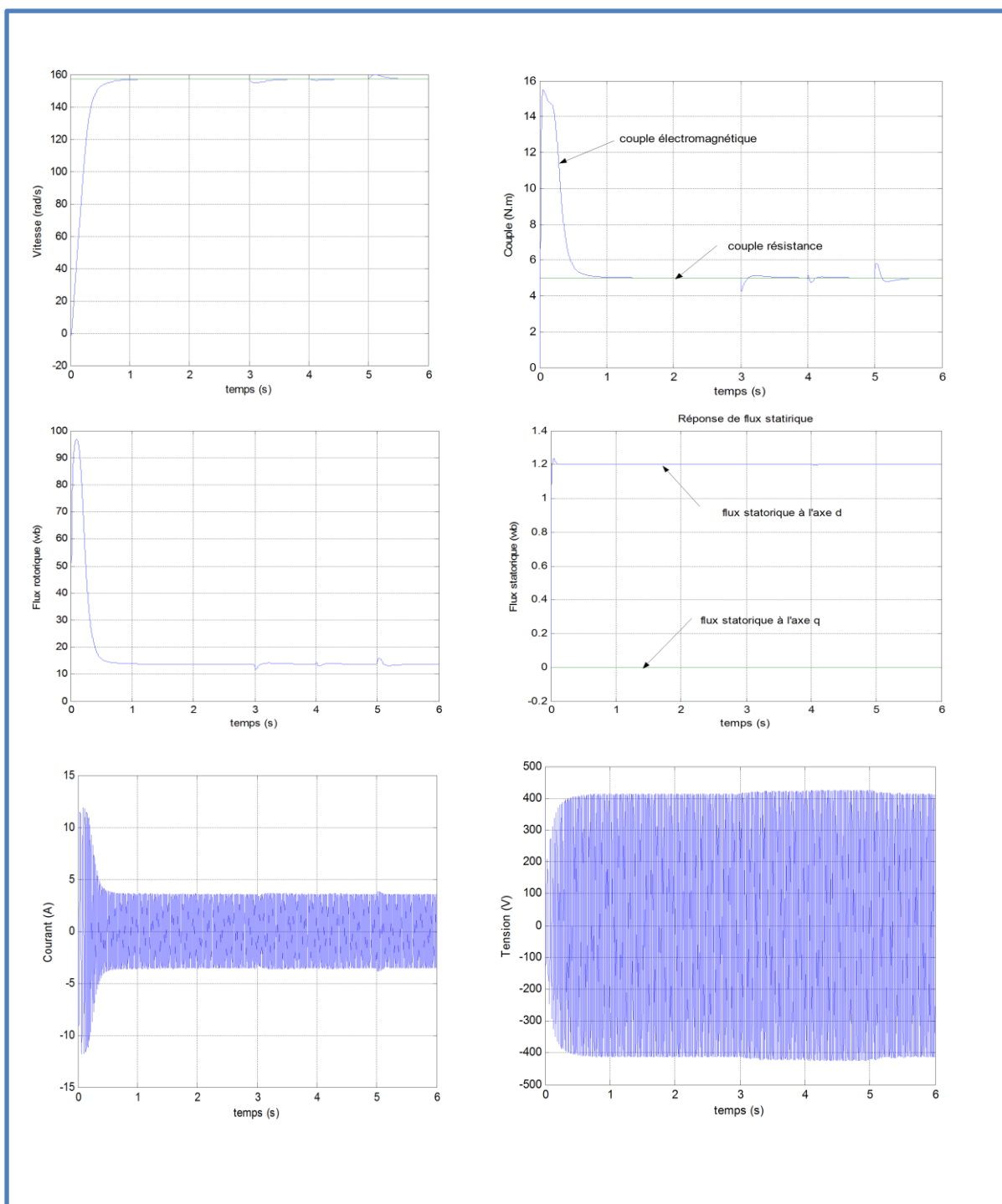


Fig. III.16 : Résultats de simulation lors des variations de la résistance rotorique et statorique.

III.3.9.4. Résultat de simulation de commande vectorielle alimenté par onduleur

Dans cette partie, on a simulé de commande vectorielle alimenté par onduleur, en tenant compte de la variation de la vitesse appliqué à l'instant $t = 1s$ et $t = 2s$, une variation de la charge à l'instant $t = 3s$ et $t = 4s$, et des variations paramétriques à $t = 4.5s$ et $t = 6s$.

Nous constatons que dans les deux cas, les résultats sont pratiquement semblables à quelques différences près. Le temps de réponse à un échelon de vitesse est conservé, et présente une erreur statique nulle. Les courants statorique $i_{s\alpha}$, i_{sq} ont des réponses avec des harmoniques dues au convertisseur. Ces harmoniques donnent lieu à des pulsations au niveau du couple électromagnétique, ce dernier suit parfaitement la valeur de consigne. Les courbes du flux Φ_{sd} et Φ_{sq} montrent bien le maintien du découplage entre le flux et le couple.

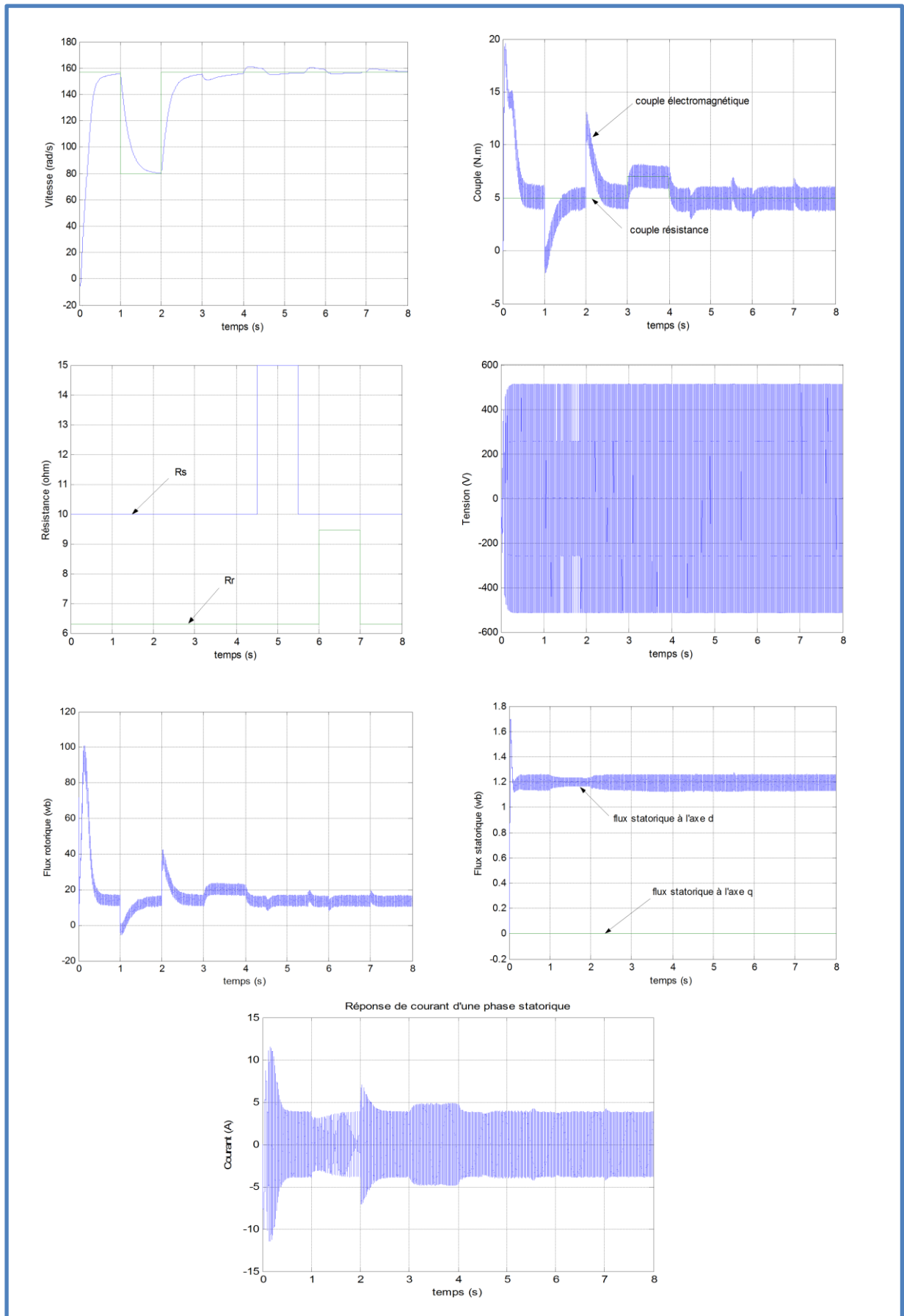


Fig. III.17 : Résultat de simulation de commande vectorielle alimenté par onduleur

III.4. Commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple se base sur l'orientation du vecteur flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs. Suivant un découpage angulaire en six zones, on détermine la position de ce vecteur dans le repère (α_s, β_s) fixé au stator.

On maintient le vecteur flux proche de sa valeur de référence (cercle en pointillé sur la figure III.18).

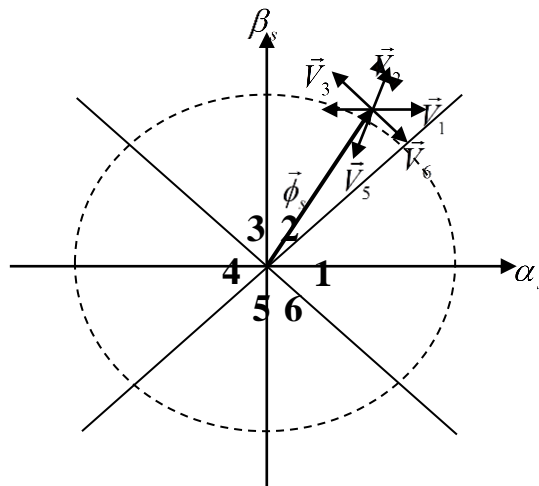


Fig. III.18 : Principe du DTC.

Si l'on désigne par $\Delta\phi_s$ l'augmentation du flux par ΔC_{em} celle du couple électromagnétique, on peut résumer comme suit l'action du vecteur spatial de tension appliqué dès lors que l'on se trouve dans la zone i :

$\Delta C_{em} > 0$	$\Delta\phi_s > 0$	\vec{V}_{i+1}
$\Delta C_{em} > 0$	$\Delta\phi_s < 0$	\vec{V}_{i+2}
$\Delta C_{em} < 0$	$\Delta\phi_s > 0$	\vec{V}_{i-1}
$\Delta C_{em} < 0$	$\Delta\phi_s < 0$	\vec{V}_{i-2}

Tableau.III.1 : Table des vecteurs de tension.

Dans la zone 2, par exemple, si le flux statorique est supérieur à sa référence et si l'on désire augmenter le couple, il convient d'appliquer le vecteur \vec{V}_4 . On obtient ainsi $\Delta\phi_s < 0$ et $\Delta C_{em} > 0$ (figure III.18).

La commande directe du couple a été introduite en 1895 par Depenbrock et Takahashi. Elle a connu des développements à la fin des années 80. Egalement appelée Direct self-control, elle est surtout utilisée en traction de forte puissance.

De nombreuses variantes et améliorations peuvent être introduites comme l'utilisation des vecteurs nuls de tension \vec{V}_0 et \vec{V}_7 (\vec{V}_0 correspond aux trois phases de la machine reliées en même temps à la borne positive de l'onduleur tandis que pour \vec{V}_7 , ces phases sont reliées à la borne négative). Pendant cette phase, le vecteur $\vec{\phi}_s$ ne tourne plus, ce qui entraîne une décroissance du couple électromagnétique. Cela permet cependant de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et d'obtenir un contrôle moins violent.

Cette fréquence est également fonction de la largeur de la bande d'hystérésis, donc de la marge de variation d'amplitude que l'on tolère pour le flux statorique.

L'un des avantages du DTC est la facilité du passage en mode pleine onde lorsque la machine doit tourner à haute vitesse et que la tension est en limite des capacités de l'onduleur. A ce moment, le cercle devient un hexagone et les courants sont plus riches en harmoniques. Le nombre de commutations des interrupteurs est alors minimum pour une période statorique donnée. Le dé fluxage peut aussi s'opérer avec un schéma de contrôle très simple. C'est pour cela que le DTC convient tout particulièrement pour la traction ferroviaire. [13]

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré les techniques de commande et plus expliqué la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est caractérisée par le découplage qu'elle réalise entre les commandes de flux et de couple. Elle a permis par son application au moteur asynchrone, l'obtention de performances dynamiques et statiques comparables à celles des machines à courant continu à excitation séparée.

Il est important de noter que les grandeurs d'états ou de sortie, utilisées pour l'élaboration de la commande vectorielle, sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût (vitesse). Il faut donc les estimer sans utiliser des capteurs. Elles peuvent être reconstituées par des estimateurs ou des observateurs à partir des grandeurs déjà mesurées (courant ou tension). Cela constituera l'objet du prochain chapitre.

IV.1. Introduction

Dans ce contexte, plusieurs approches d'estimation de la vitesse ont été développées dans la littérature, afin d'éliminer le capteur de vitesse sans détériorer les performances dynamiques et statiques des systèmes d'entraînement.

Plusieurs travaux de recherches sur le moteur à induction sans capteur de la vitesse ont été récemment proposés. Ces recherches utilisent plusieurs techniques pour estimer la vitesse du moteur, telles que : les systèmes adaptatifs à modèle de référence (MRAS), les observateurs, réseaux de neurones artificiels (RNA), etc. ces approches et autres ont rendu possible le contrôle de la vitesse de la machine à induction avec des valeurs estimées.

Parmi les avantages du contrôle de vitesse du moteur à induction sans capteur mécanique, on cite la réduction du poids et du coût de ces systèmes d'entraînement, l'élimination de la chaîne du capteur en question et l'augmentation de la fiabilité de la boucle de régulation [14].

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions du stator. Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de Kalman et l'observateur à structure variable par mode glissant. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de vitesse en boucle fermée.

Bien que de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonnes performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent estimer les très basses vitesses d'une manière stable [14].

Dans ce chapitre, on présentera deux techniques pour l'estimation de la vitesse rotorique, basées sur le flux rotorique et le système adaptatif à modèle de référence (MRAS), puis on introduira chaque estimateur de vitesse dans la commande vectorielle, on va étudier un observateur de Luenberger du flux du moteur à induction avec adaptation de la vitesse (Méthode de Kubota).

IV.2. Modèle d'un moteur à induction

Il existe beaucoup de techniques pour calculer la vitesse du rotor, il est nécessaire de baser le calcul sur le modèle du moteur à induction. Tant que la tension et le courant du moteur sont mesurés dans une armature stationnaire de référence, il est commode d'exprimer ces équations dans une armature stationnaire.

Les équations du moteur en termes de vecteur sont :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{IV.01})$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + J \omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{IV.02})$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (\text{IV.03})$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (\text{IV.04})$$

IV.3. Les estimateurs de vitesse du moteur à induction

IV.3.1. Estimation de la vitesse du moteur à induction

Supposons que tous les paramètres du moteur sont complètement connus, la vitesse instantanée, peut être calculée directement à partir des équations du modèle du MI.

IV.3.1.1. Estimateur de la vitesse basé sur le flux rotorique

Les estimateurs connus depuis longtemps, s'appuient sur la duplication du modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessible sur le système réel. En effet, à partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. La technique utilisée pour estimer le flux rotorique et capter l'information sur la vitesse, est basée sur la mesure des courants et des tensions d'alimentation de la machine [14].

D'après les équations (IV.01), (IV.02), (IV.03) et (IV.04) le flux du rotor peut être trouvé comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_R}{dt} = \frac{L_R}{M} \left(\bar{V}_S - R_S \bar{i}_S - \sigma L_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} \right) \quad (\text{IV.05})$$

Ou :

$$\frac{d\bar{\Phi}_R}{dt} = \left(\frac{-1}{T_R} + j\omega \right) \bar{\Phi}_R + \frac{M}{T_R} \cdot \bar{i}_S \quad (\text{IV.06})$$

Avec θ : l'angle du vecteur flux rotorique défini comme suit :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}} \right) \quad (\text{IV.07})$$

La dérivée de l'équation (IV.07) est donnée par :

$$\dot{\theta} = \frac{\Phi_{R\alpha} \cdot \dot{\Phi}_{R\beta} - \Phi_{R\beta} \cdot \dot{\Phi}_{R\alpha}}{|\bar{\Phi}_R|^2} \quad (\text{IV.08})$$

En remplaçant $\dot{\Phi}_{R\alpha}$ et $\dot{\Phi}_{R\beta}$ dans l'équation (IV.08) on trouve :

$$\omega = \dot{\theta} - \frac{M}{T_R} \cdot \frac{\bar{i}_{S\beta} \cdot \Phi_{R\alpha} - \bar{i}_{S\alpha} \cdot \Phi_{R\beta}}{|\bar{\Phi}_R|^2} \quad (\text{IV.09})$$

Soit,

$$\omega = \dot{\theta} - \frac{M}{T_R} \cdot \frac{|\bar{\Phi}_R \otimes \bar{i}_S|}{|\bar{\Phi}_R|^2} = \omega_S - \omega_R \quad (\text{IV.10})$$

L'équation (IV.09) indique que la vitesse angulaire instantanée du vecteur flux rotorique, et sa valeur instantanée relatives au rotor peuvent être obtenues à partir d'un estimateur de flux rotorique basé sur l'équation (IV.05), comme illustré par le processus de la figure (IV.01).

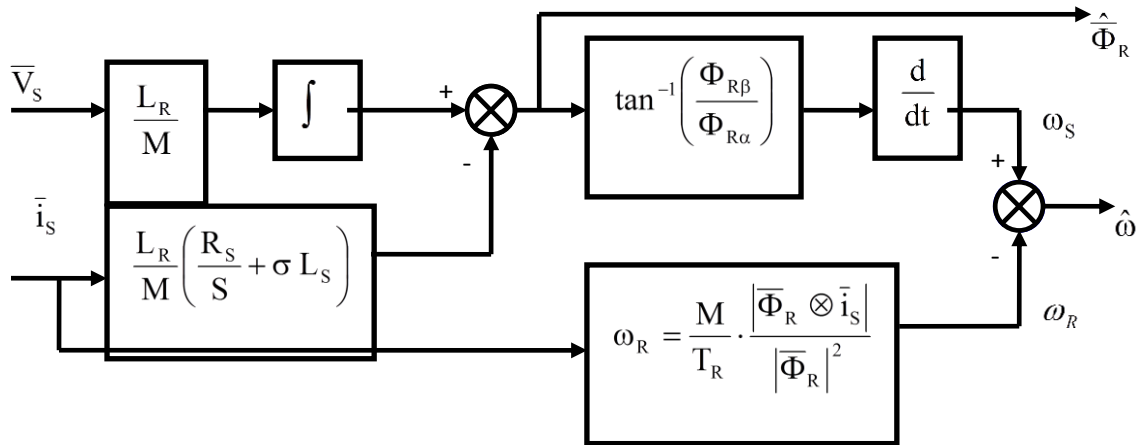


Fig. IV.1 : Estimateur de vitesse basé sur le flux rotorique. [14]

IV.3.2. Estimation de la vitesse basée sur M.R.A.S

L’approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence) a été proposée par Schauder, par la suite, elle a été exploitée dans plusieurs travaux. Comme son nom indiqué, elle basée sur l’identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse, elle est composée de deux modèles de structures différentes pour estimer la même variable d’état sur la base des entres différentes [17].

Le première modèle, qui ne contient pas la vitesse est appelé modèle de référence (obtenu à partir du modèle statorique), le deuxième est appelé modèle ajustable (obtenu à partir du modèle Rotorique). L’erreur entre les équations estimées obtenues par les deux modèles agit sur un mécanisme d’adaptation convenable qui produit la vitesse du rotor estimé $\hat{\Omega}$, le schéma bloc de cette méthode est montré dans la figure (IV.2) :

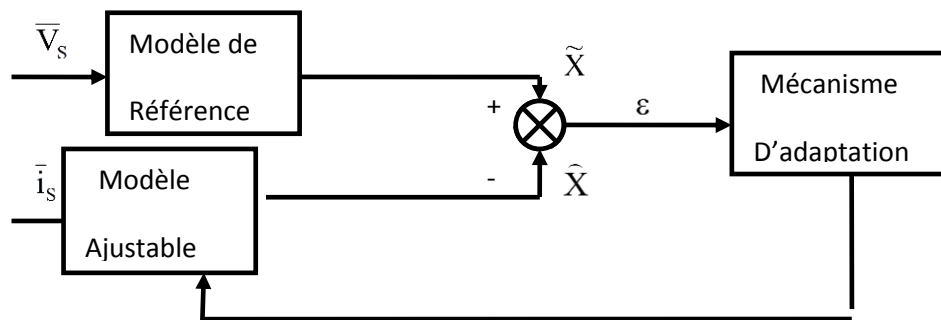


Fig. IV.2 : Diagramme bloc de la méthode MRAS. [17]

IV.3.2.1. MRAS basé sur l'estimation de flux rotorique

Le flux rotorique de l'équation (IV.05) ne contient pas la vitesse ω . Par conséquent il est sélectionné pour produire la valeur référence du flux rotorique. Par contre l'équation (IV.06) impliquant ω , génère la valeur estimée du flux et peut être considérée comme le modèle réglable. Avec la connaissance complète des paramètres du moteur, les sorties des deux modèles devraient coïncider.

Cependant, toute inégalité entre la vitesse réelle et la vitesse du modèle réglable donne automatiquement une erreur entre les deux résultats des estimateurs du flux. Cette erreur passe à travers un contrôleur PI délivrant ainsi la vitesse estimée du modèle réglable.

Le mécanisme d'adaptation est dérivé en utilisant le critère de Popov pour l'hyper stabilité.

De l'équation (IV.05), le flux rotorique peut être écrit aussi comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{L_R} V_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha} - \sigma L_S \frac{di_{S\alpha}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{L_R} V_{S\beta} - R_S i_{S\beta} - \sigma L_S \frac{di_{S\beta}}{dt} \end{cases} \quad (IV.11)$$

Le modèle réglable est :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\alpha} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\alpha} - P \cdot \omega \cdot \Phi_{R\beta} \\ \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\beta} + P \cdot \omega \cdot \Phi_{R\alpha} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\beta} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Supposons que la vitesse rotorique ω est constante et remplaçons la par son estimée $\hat{\omega}$ dans le modèle ajustable (IV.12), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\Phi}_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\alpha} - \frac{1}{T_R} \hat{\Phi}_{R\alpha} - P \cdot \hat{\omega} \cdot \hat{\Phi}_{R\beta} \\ \frac{d\hat{\Phi}_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\beta} + P \cdot \hat{\omega} \cdot \hat{\Phi}_{R\alpha} - \frac{1}{T_R} \hat{\Phi}_{R\beta} \end{cases} \quad (IV.13)$$

La dynamique d'erreur entre les deux modèles (IV.12) et (IV.13) est donc obtenue par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varepsilon_\alpha = -\frac{1}{T_R} \varepsilon_\alpha - P \cdot \omega \cdot \varepsilon_\beta - P \cdot (\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_{R\beta} \\ \frac{d}{dt} \varepsilon_\beta = P \cdot \omega \cdot \varepsilon_\alpha - \frac{1}{T_R} \varepsilon_\beta + P \cdot (\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_{R\alpha} \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Equivalent à :

$$\frac{d}{dt} \varepsilon = [A] \cdot \varepsilon - [W] \quad (\text{IV.15})$$

En respectant le critère de Popov, Schauder propose la loi d'adaptation candidate suivante :

$$\hat{\omega} = \varphi_2(\varepsilon) + \int_0^t \varphi_1(\varepsilon) \cdot d\tau \quad (\text{IV.16})$$

Le critère de Popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^{t_1} \varepsilon^T \cdot W \cdot dt \geq -\gamma_0^2, \quad \forall t_1 \geq 0 \quad (\text{IV.17})$$

Où γ_0^2 constante positive. En utilisant la définition de $\hat{\omega}$, remplaçons ε et W par leur valeurs, on obtient :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{R\alpha} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{R\beta} \right] \left[\omega - \varphi_2(\varepsilon) + \int_0^t \varphi_1(\varepsilon) \cdot d\tau \right] \right\} \cdot dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{IV.18})$$

La solution de cette inégalité peut être trouvée à l'aide de la relation suivante :

$$\int_0^{t_1} K \left(\frac{d}{dt} f(t) \right) \cdot f(t) \cdot dt \geq -\frac{1}{2} K \cdot f(0)^2, \quad K > 0 \quad (\text{IV.19})$$

En utilisant cette expression, on peut montrer que l'inégalité de Popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_1 = K_i (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{R\alpha} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{R\beta}) = K_i (\hat{\Phi}_{R\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha} - \hat{\Phi}_{R\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta}) \\ \varphi_2 = K_p (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{R\alpha} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{R\beta}) = K_p (\hat{\Phi}_{R\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha} - \hat{\Phi}_{R\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta}) \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

La valeur estimée $\hat{\omega}(t)$ est donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = K_p \cdot (\Phi_{R\beta} \cdot \dot{\hat{\Phi}}_{R\alpha} - \Phi_{R\alpha} \cdot \dot{\hat{\Phi}}_{R\beta}) + K_i \cdot \int_0^t (\Phi_{R\beta} \cdot \dot{\hat{\Phi}}_{R\alpha} - \Phi_{R\alpha} \cdot \dot{\hat{\Phi}}_{R\beta}) \cdot dt \quad (IV.21)$$

Et en peut écrire aussi :

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot (\bar{\Phi}_R \otimes \hat{\Phi}_R) \quad (IV.22)$$

La figure (IV.3) représente un MRAS basé sur l'estimation du flux rotorique, dont le mécanisme d'adaptation est donné par (IV.21) :

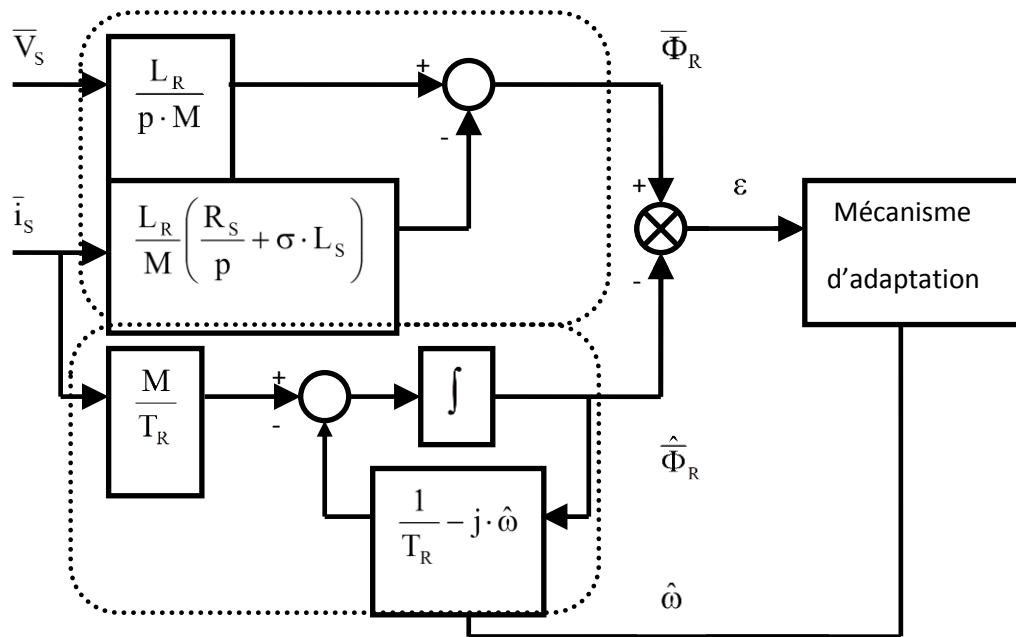


Fig. IV.3 : MRAS basé sur l'estimation de flux rotorique. [17]

IV.4. Les observateurs de vitesse du moteur à induction

IV.4.1. Observation du flux et adaptation de la vitesse

IV.4.1.1. Observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Dans sa version étendue, il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système.

L'observateur de Luenberger permet la reconstitution des états du système à observer par résolution des équations d'état du système originale [18].

IV.4.1.2. Principe de l'observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur les informations concernant les entrées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain L pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur, figure (IV.4).

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur.
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer.
- Un vecteur de sortie Y dont les composant (courants, tensions).

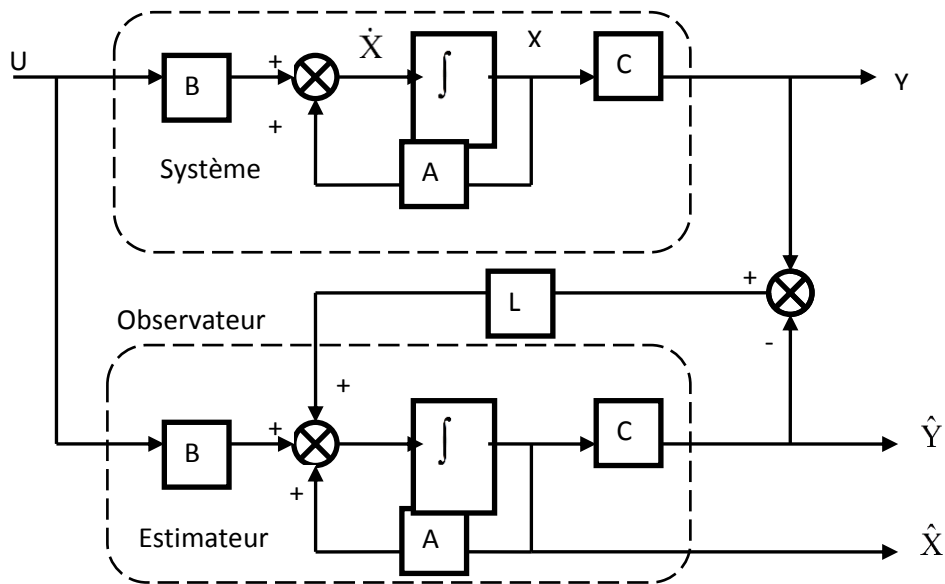


Fig. IV.4 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état. [18]

IV4.1.3. Observateur du flux du moteur à induction

Pour réaliser notre observateur, nous devons choisir les grandeurs à observer :

- ✚ Courants statorique : mesurés.
- ✚ Flux rotorique : à observer.
- ✚ Vitesse rotorique : paramètre inconnu.

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \tag{IV.23}$$

Donc le modèle d'état de la machine s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_S \\ \dot{\bar{\Phi}}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_S \\ \bar{\Phi}_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_S \\ 0 \end{bmatrix} \tag{IV.24}$$

$$\bar{i}_S = C \cdot X \tag{IV.25}$$

Où :

$$\bar{U}_S = [U_{S\alpha} \quad U_{S\beta}]^T, \bar{i}_S = [i_{S\alpha} \quad i_{S\beta}]^T \quad \text{la tension et le courant statorique.}$$

$\bar{\Phi}_R = [\Phi_{R\alpha} \quad \Phi_{R\beta}]^T$ Flux rotorique.

$$A_{11} = -\left(\frac{R_S}{\sigma L_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) I = a_{11} I \quad A_{21} = \frac{M}{T_R} I = a_{21} I$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_S L_R} \cdot \left(\frac{1}{T_R} \cdot I - \omega J\right) = a_{12} I + a_{i12} J \quad A_{22} = -\frac{1}{T_R} I + \omega J = a_{22} I + a_{i22} J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_S} I \quad C = [I \quad 0] \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

L'équation d'état de l'observateur peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\dot{X}} = \hat{A} \cdot \hat{X} + B U + L \varepsilon_Y \\ \hat{Y} = C \hat{X} \end{cases} \quad (IV.26)$$

ε_Y Étant un écart de l'observation défini par : $\varepsilon_Y = Y - \hat{Y}$

IV4.1.4. Observateur de flux avec adaptation de la vitesse

Puisque la vitesse de rotation est considérée comme paramètre inconnu, en ajoutant le mécanisme d'adaptation, ce dernier sera déduit de la théorie de Lyapunov.

L'observateur d'état se présente comme suit :

$$\hat{\dot{X}} = \hat{A} \hat{X} + B \bar{U}_S + L \left(\bar{i}_s - \hat{i}_s \right) \quad (IV.27)$$

$$\hat{Y} = C \hat{X}$$

Avec :

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_s & \hat{\Phi}_R \end{bmatrix}^T ; \hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T ; \bar{U}_S = \begin{bmatrix} U_{s\alpha} & U_{s\beta} \end{bmatrix}^T ; \hat{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & \hat{A}_{12} \\ A_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} = A + \Delta A$$

Où :

$$\hat{A}_{12} = \frac{M}{\sigma L_S L_R} \cdot \left(\frac{1}{T_R} \cdot I - \hat{\omega} J\right) = a_{12} I + \hat{a}_{i12} J ; \hat{A}_{22} = -\frac{1}{T_R} I + \hat{\omega} J = a_{22} I + \hat{a}_{i22} J$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique montrant la différence entre l'observateur et le modèle de la machine est donnée par :

$$\dot{e} = \dot{X} - \hat{\dot{X}} \quad (IV.28)$$

La substitution de (IV.24) et (IV.27) dans l'expression (IV.28) donne :

$$\dot{e} = AX - \Delta A \hat{X} - A \hat{X} - L(CX - C \hat{X}) = (A - LC)e - \Delta A \hat{X} \quad (IV.29)$$

$$\text{Avec : } \Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & -(\hat{\omega} - \omega)J \frac{M}{\sigma L_S L_R} \\ 0_{2 \times 2} & (\hat{\omega} - \omega)J \end{bmatrix}$$

L'expression (IV.29) possède un terme non linéaire $(\Delta A \hat{X})$, le théorème de placement de pôle n'est suffisant à lui seul pour garantir la stabilité, ce qui conduit à l'application du théorème de Lyapunov.

On définit une fonction de Lyapunov suivante afin d'établir un algorithme d'estimation de la vitesse [15]:

$$V(X) = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (IV.30)$$

Pour assurer la stabilité, on démontre que $\dot{V}(X)$ est définie négative

Si on dérive (IV.30) par rapport au temps on obtient :

$$\dot{V}(X) = \dot{e}^T e + e^T \dot{e} + \frac{2}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad ; \quad \frac{d\omega}{dt} = 0 \quad (IV.31)$$

La substitution de (IV.29) dans (IV.31) donne :

$$\dot{V}(X) = e^T [(A - LC)^T + (A - LC)]e - 2(e^T \Delta A \hat{X}) + \frac{2(\hat{\omega} - \omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (IV.32)$$

Finalement la dérivé de la fonction de Lyapunov peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} \dot{V}(X) = e^T [(A - LC)^T + (A - LC)]e - 2c(\Delta\omega) (e_{i\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta} - e_{i\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha}) \\ - 2(\Delta\omega) (e_{\phi\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha} - e_{\phi\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta}) + \frac{2(\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{aligned} \quad (IV.33)$$

Où :

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \qquad c = \frac{M}{\sigma L_S L_R} \qquad e_{i\alpha} = \hat{i}_{S\alpha} - i_{S\alpha}$$

$$e_{i\beta} = \hat{i}_{S\beta} - i_{S\beta} \qquad e_{\phi\alpha} = \hat{\Phi}_{R\alpha} - \Phi_{R\alpha} \qquad e_{\phi\beta} = \hat{\Phi}_{R\beta} - \Phi_{R\beta}$$

Le développement du premier terme et du troisième terme de (IV.33) donne :

$$e^T [(A - LC)^T + (A - LC)] e < 0 \qquad (IV.34)$$

$$(e_{\phi\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha} - e_{\phi\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta}) = 0 \qquad (IV.35)$$

Alors pour assurer la stabilité du système selon la théorie de Lyapunov, on égalise le deuxième et le quatrième terme de l'équation (IV.33) :

$$2c(\Delta\omega)(e_{i\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta} - e_{i\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha}) = \frac{2(\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \qquad (IV.36)$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de vitesse, donc :

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda c (e_{i\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta} - e_{i\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha}) \qquad (IV.37)$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite sous la condition que la vitesse reste constante, mais en pratique elle change rapidement [15]. Pour activer l'estimation de la vitesse on remplace l'intégrale par un PI. La loi d'adaptation de la vitesse devient alors :

$$\hat{\omega} = k_p (e_{i\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta} - e_{i\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha}) + k_i \int (e_{i\alpha} \hat{\Phi}_{R\beta} - e_{i\beta} \hat{\Phi}_{R\alpha}) dt \qquad (IV.38)$$

Le schéma bloc de l'observateur avec mécanisme d'adaptation est donné par la figure (IV.5) :

IV.5. Résultat des simulations de la commande sans capteur

IV.5.1. Par appliquer la méthode d'estimateur

La figure (IV.6) présente les performances statiques et dynamiques de l'estimateur en de la vitesse et du flux de la machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux statorique, avec application d'une charge nominale ($C_r = 5 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 2\text{s}$.

On remarque la superposition des courbes de vitesse estimée et réelle présentant une erreur pratiquement nulle en régime permanent. On remarque également la superposition des courbes du flux estimé et réel avec une erreur d'estimation nulle. Le couple électromagnétique présente une bonne poursuite à la valeur du couple résistant imposé. L'application d'une charge influée sur le courant statorique $i_{s\alpha}$. Ce dernier présente une augmentation du courant due à l'augmentation de la charge.

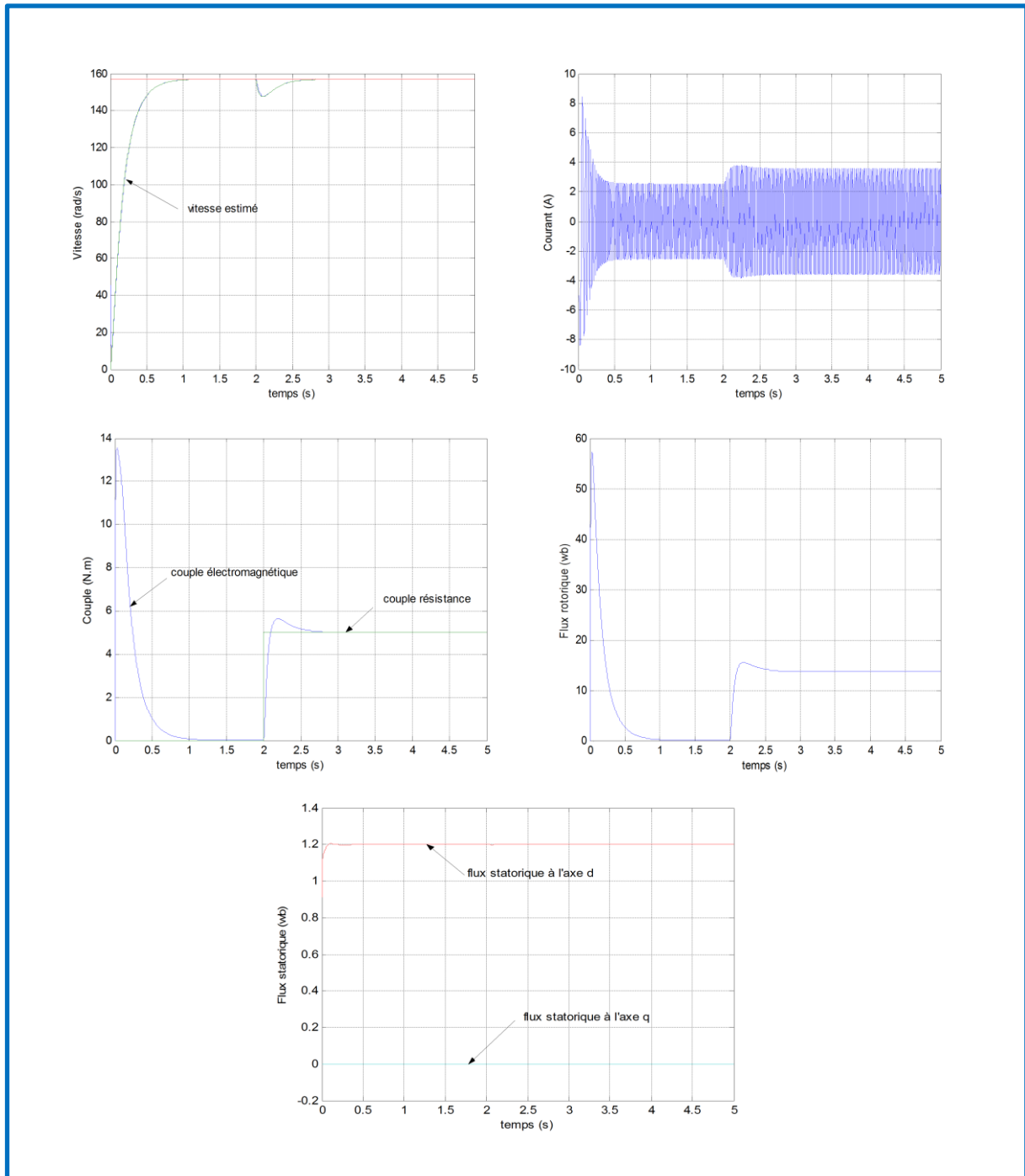


Fig. IV.6 : Résultat de commande vectorielle sans capteur par appliquer la méthode d'estimateur

IV.5.2. Par appliquer la technique MRAS

On prend les tensions et les courants statorique biphasés comme des grandeurs d'entrées du bloc MRAS qui délivre le flux réel et le flux estimé, leur erreur injectée dans le dispositif de régulation (PI) nous donne finalement la vitesse estimée. La figure (IV.7) présente les résultats obtenus par simulation de la machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse avec une application d'une charge de valeur nominale $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$.

On remarque que le flux et la vitesse donnent une bonne poursuite d'estimation avec une erreur d'estimation qui tend vers zéro. Le couple suit la valeur du couple imposé et l'application d'une charge influe sur le courant statorique i_{sx} .

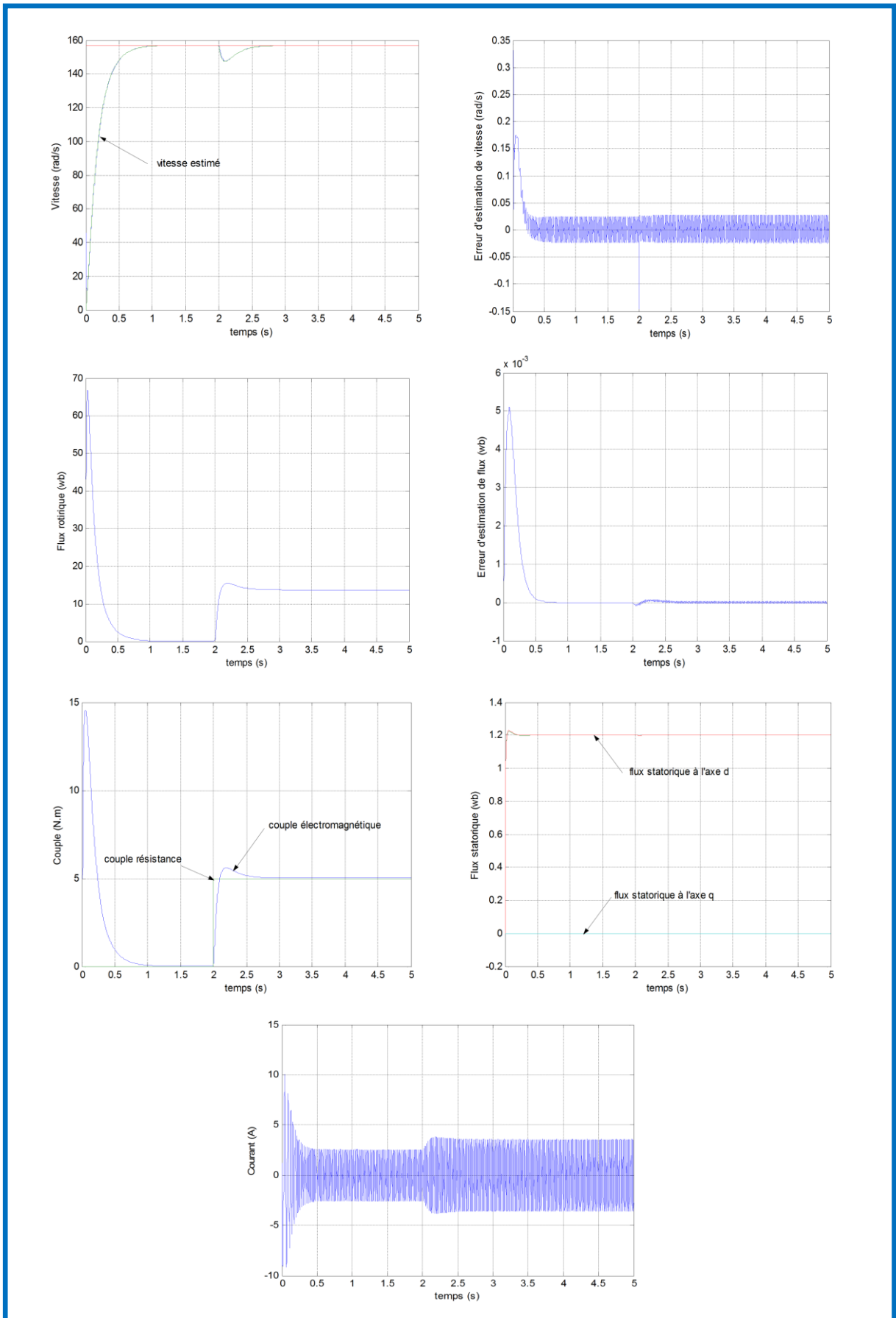


Fig.IV.7. Résultats de simulation de la commande sans capteur par la technique MRAS

IV.5.3. Par appliquer l'observateur du flux

La figure (3.8) montre le comportement de l'observateur du flux rotorique, avec estimation de la vitesse de la machine asynchrone sous charge nominale appliquée à l'instant $t= 2s$. On remarque que le flux statorique et la vitesse donnent une bonne poursuite d'estimation avec une erreur dynamique et statique nulles. Cet observateur présente de bonne performance du point de vue précision. Le couple suit la valeur du couple imposé et l'application d'une charge influe sur le courant statorique i_{sa} .

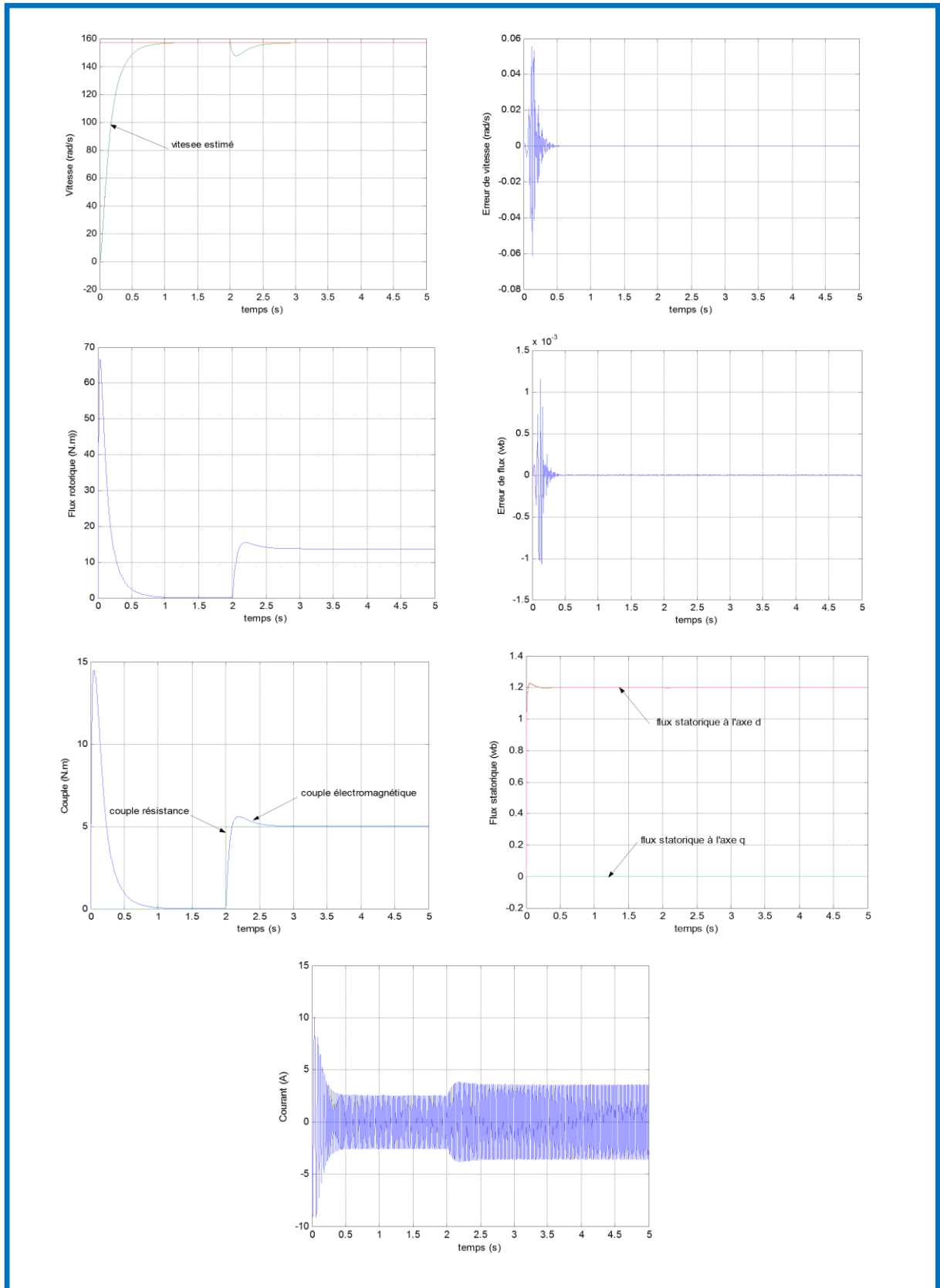


Fig. IV.8 : Résultats de simulation de la commande sans capteur par observateur du flux

IV.6. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

Dans la présente partie, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques des estimateurs et des observateurs, dans le but d'évaluer l'influence de la commande sans capteur de vitesse sur les performances dynamiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle sans capteur selon les impositions des cahiers de charges du système à vitesse variable.

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque méthode d'estimation du flux et de vitesse. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et les paramètres de la machine tels que la résistance statorique et rotorique.

Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisée en utilisant une même consigne de vitesse (157 rad/s), pour une charge nominale de (5 N.m), et pour le flux statorique de référence de (1.2 Wb).

IV.6.1. Fonctionnement du moteur à vitesse variable

Ces figures montrent que la vitesse estimé suit sa nouvelle référence dans les trois cas par contre l'estimateur en B.O présente un temps de réponse supérieur à l'estimateur MRAS et l'observateur. Les trois courbes du flux présentent des petites fluctuations à chaque instant de variation de la vitesse. Les couples donnés par ces méthodes subissent un pic de transition pour chaque instant de variation de la vitesse puis regagnent leurs valeurs de références. Même remarque pour les courants qui présentent des oscillations lors du régime transitoire.

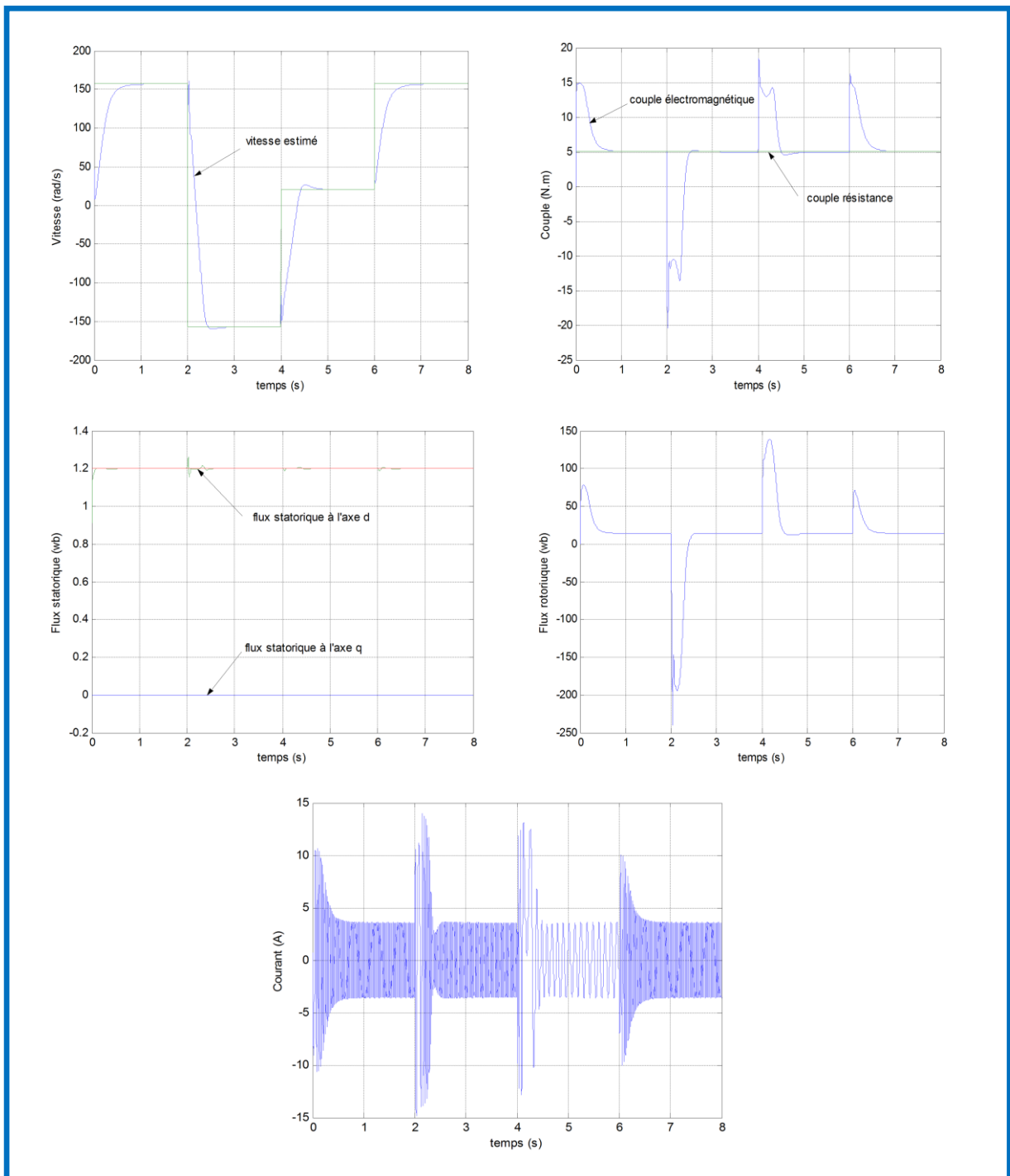


Fig. IV.9 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un estimateur en B.O

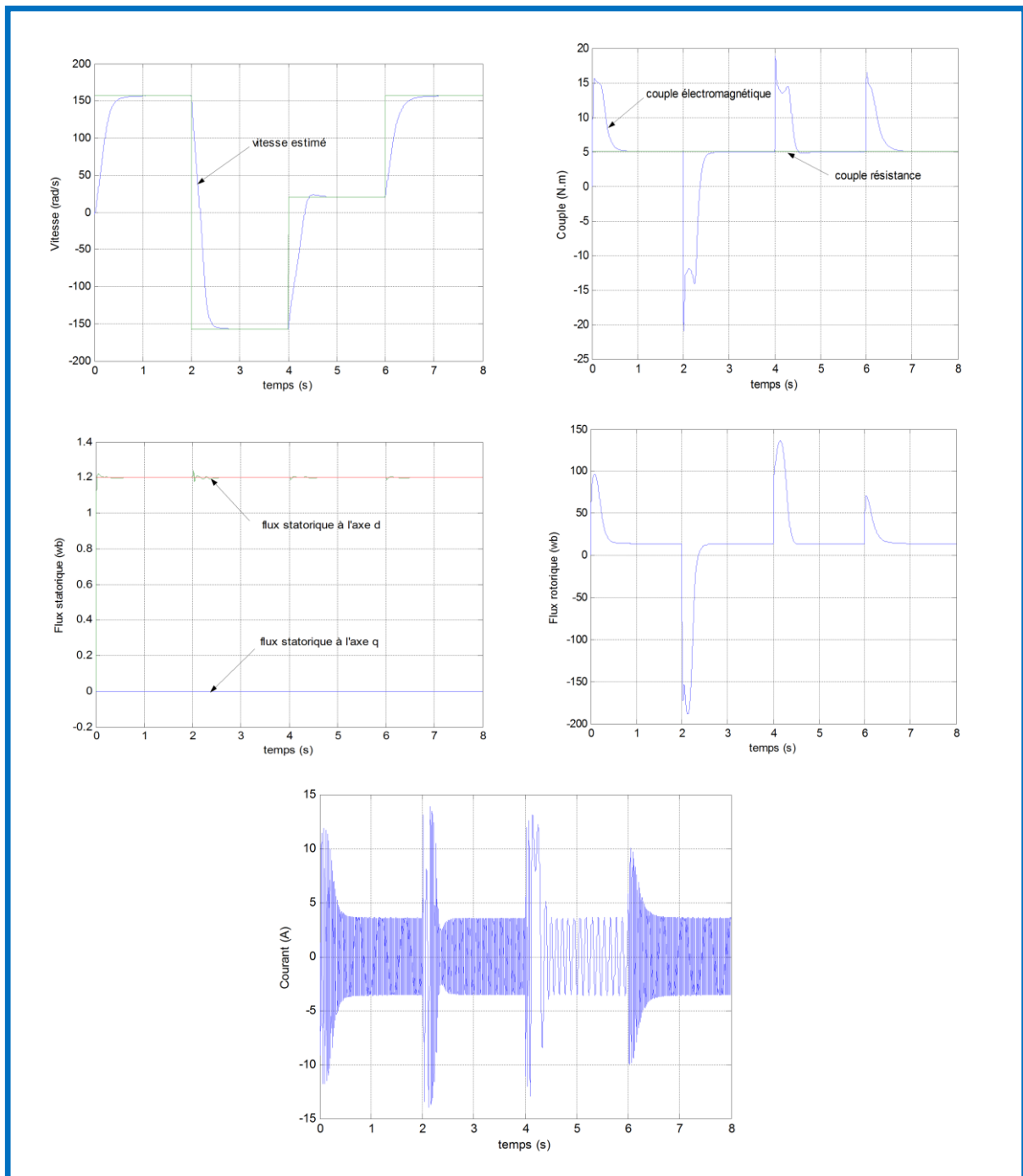


Fig. IV.10 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant la technique MRAS

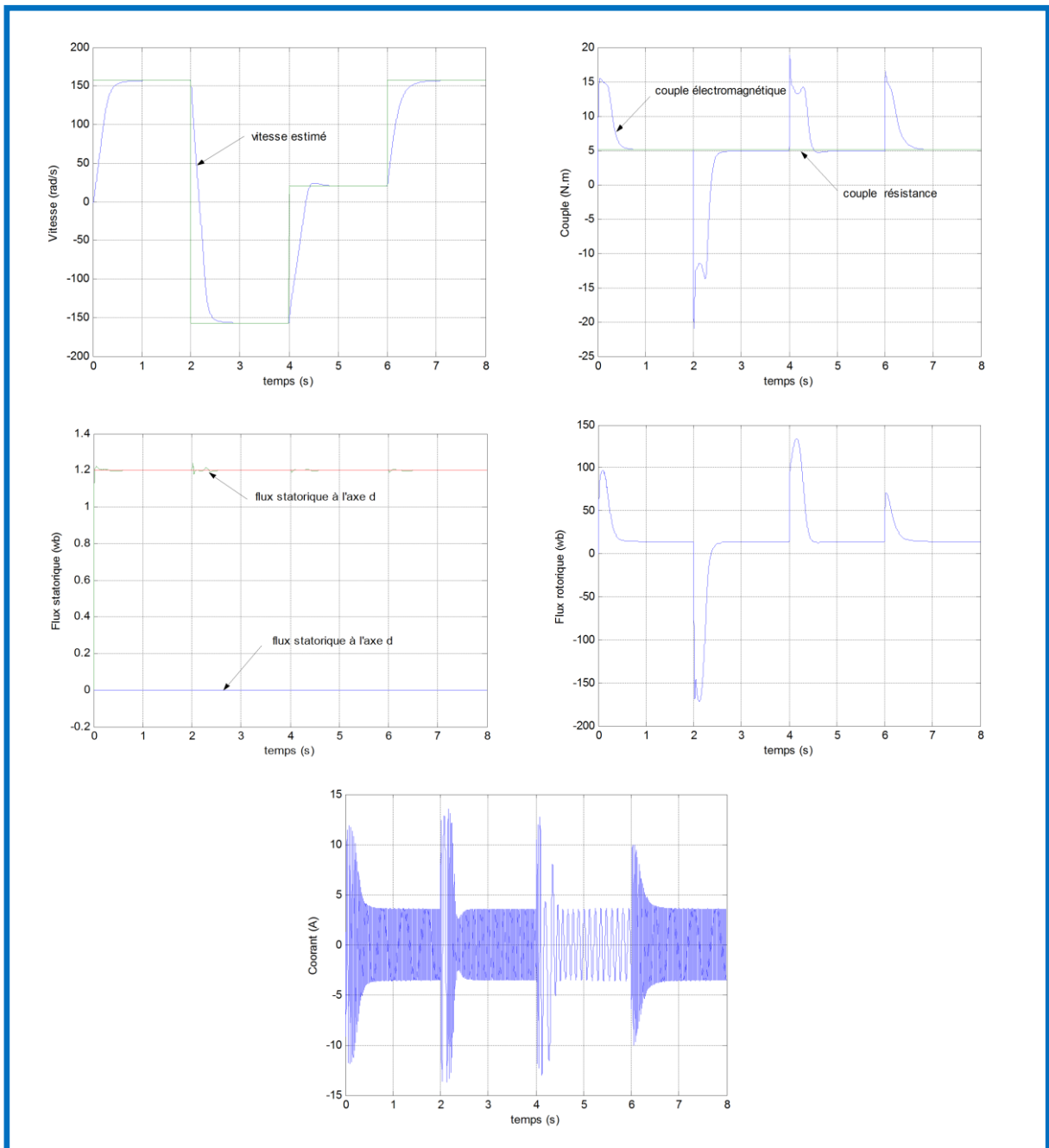


Fig. IV.11 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un observateur du flux rotorique

IV.6.2. Fonctionnement de moteur lors de la variation de charge

Ce test est appliqué un couple résistant ($C_r = 5 \text{ N.m}$) entre $t_1=2$ et $t_2= 4$. Puis on applique une augmentation de (+ 100 % C_r) entre $t_1=4\text{s}$ et $t_2=6\text{s}$, finalement on prend à nouveau la valeur nominale. On constate également que la vitesse estimée subit une faible variation lors du changement de la charge puis elle regagne sa valeur de référence dans les trois méthodes. Les trois courbes de flux convergent vers la valeur de référence (1.2 Wb) et restent toujours constants quel que soit les variations appliquées sur le couple. Nous constatons également que le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence et les courbes de courants présentent des oscillations lors du régime transitoire.

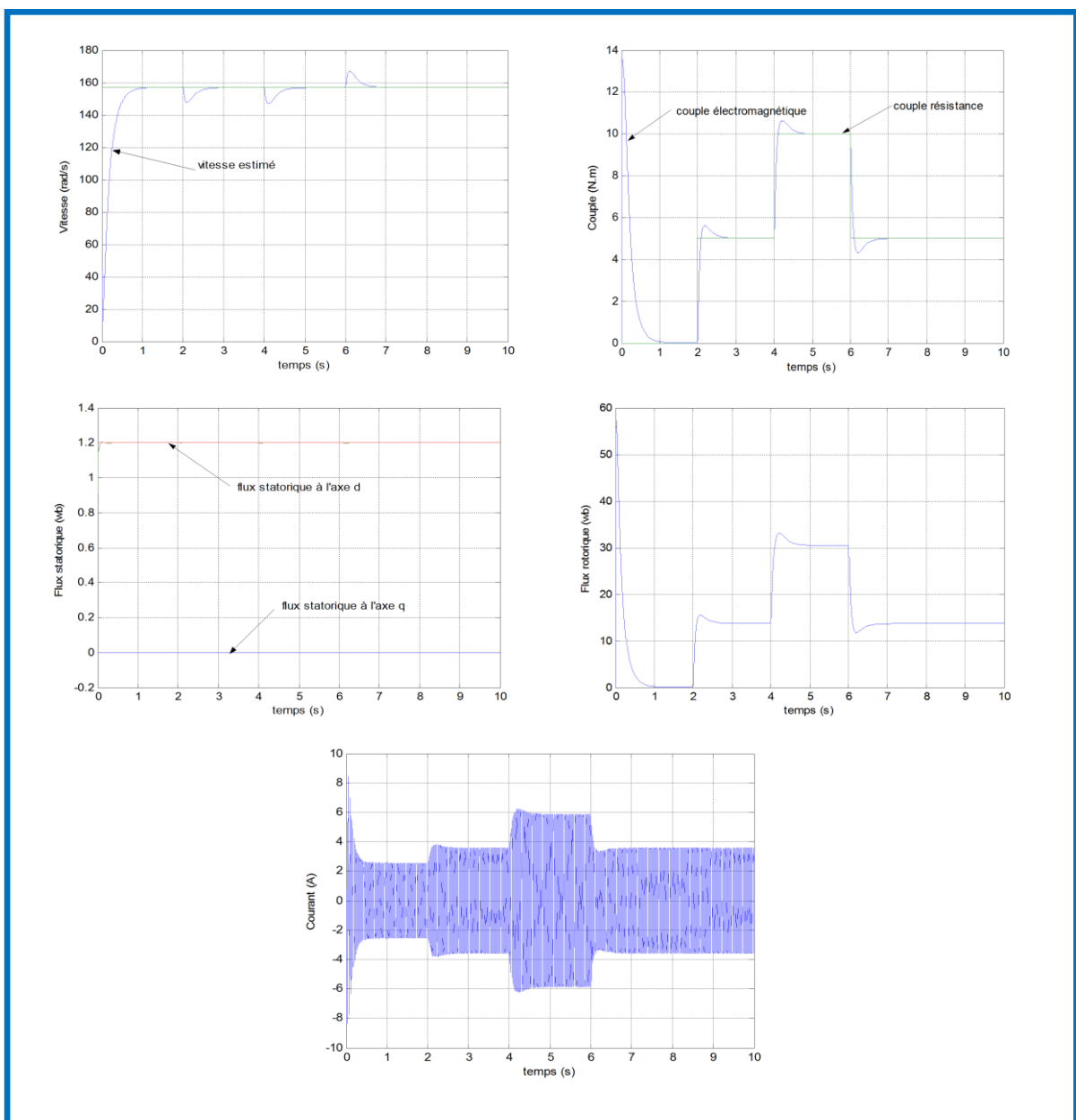


Fig. IV.12 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant l'estimateur en B.O

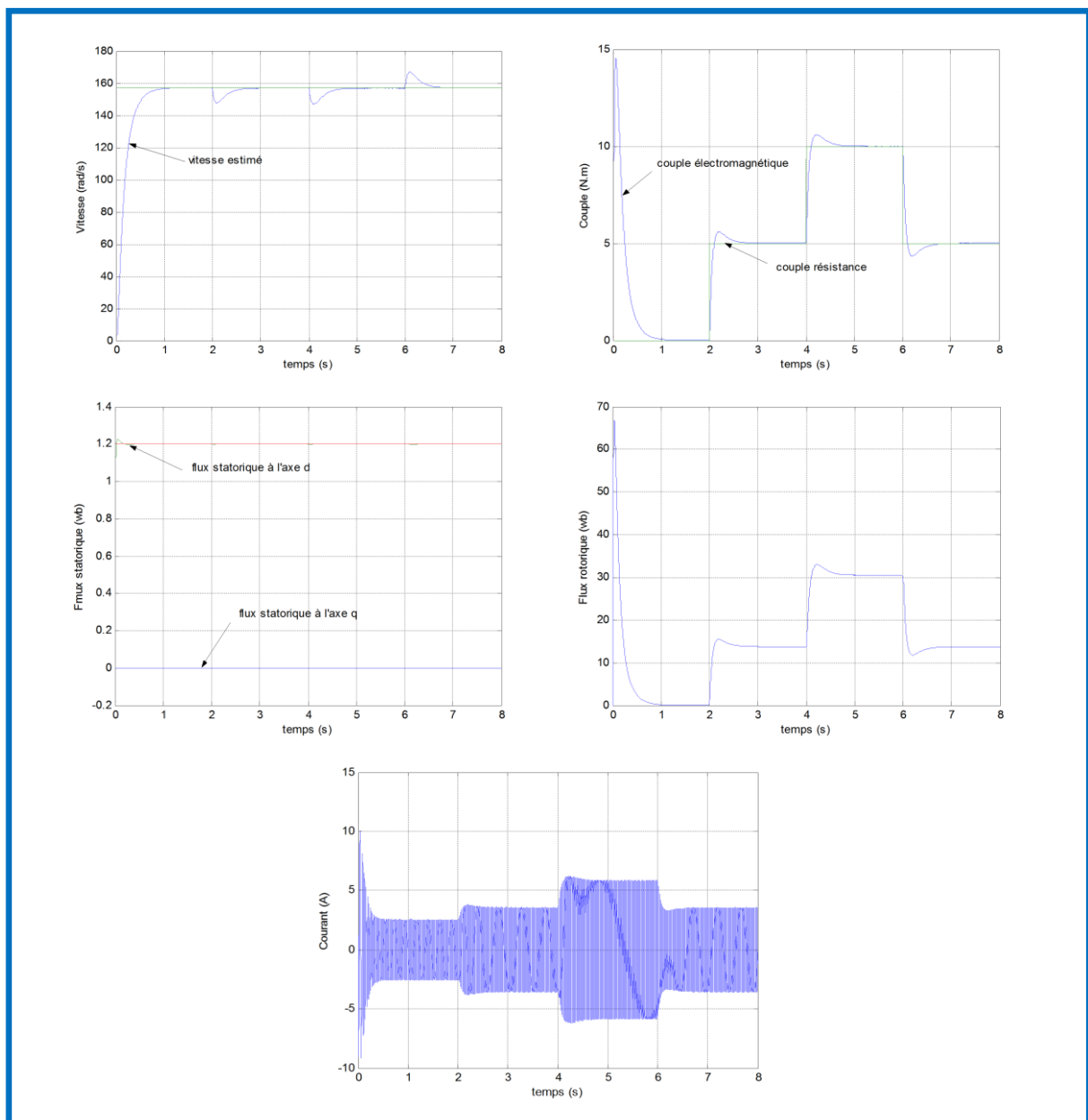


Fig. IV.13 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant la technique MRAS

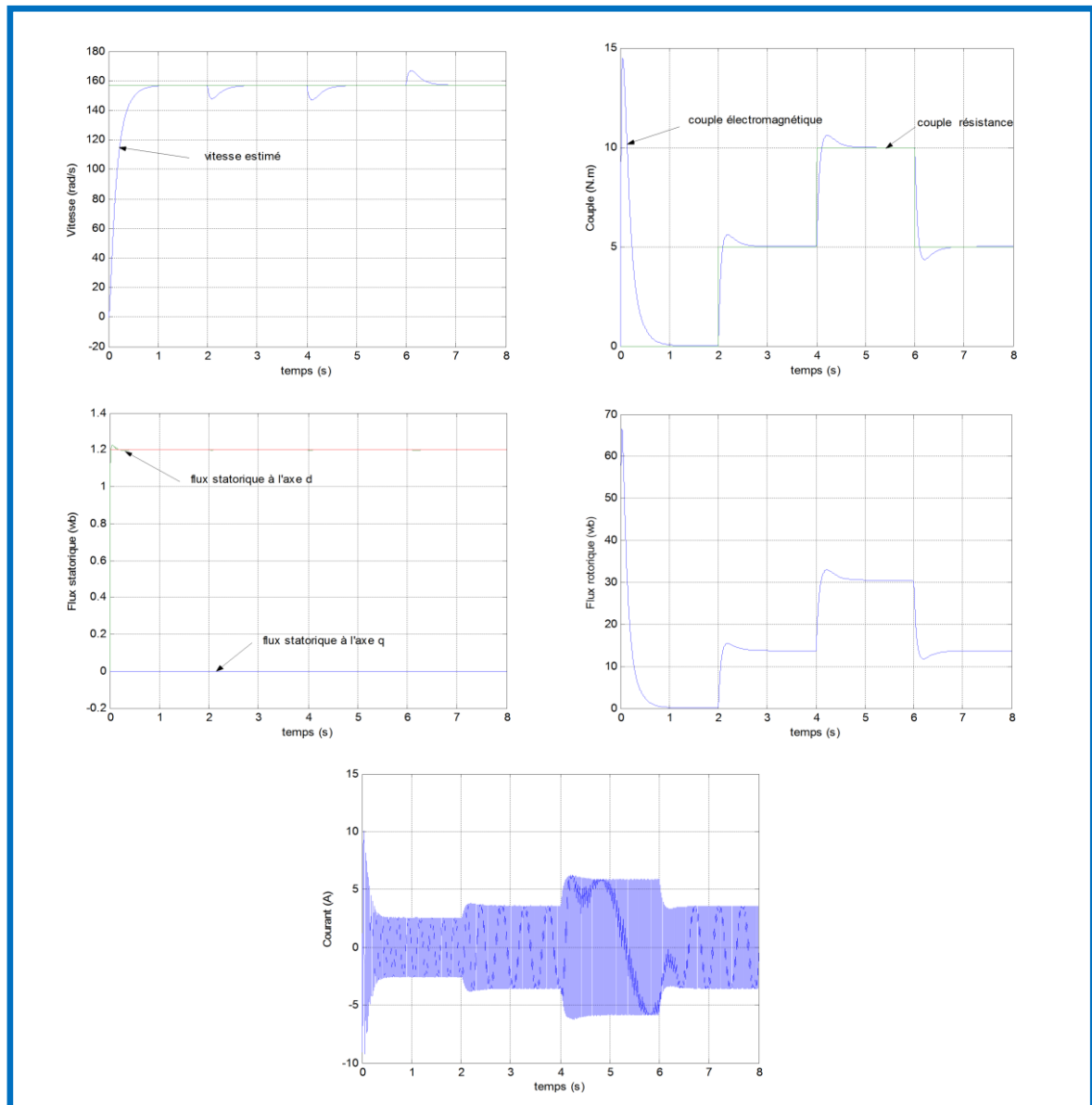


Fig. IV.14 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant un observateur du flux rotorique

IV.6.3. Test de robustesse contre les variations de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus pour le cas de la variation de la résistance rotorique R_r , qui sera augmentée de 50% à l'instant $t=2s$ jusqu'à $t=4s$. Puis elle prend à nouveau sa valeur nominale ($R_r = 6.3 \text{ ohm}$) avec une valeur nominale de la résistance statorique.

On remarque que La vitesse estimée et le couple suivent parfaitement leurs valeurs de références avec de faibles fluctuations lors de la variation de la résistance rotorique. Le flux reste toujours constant quel que soit les variations appliquées sur la résistance rotorique. Les courbes des courants présentent des oscillations lors du régime transitoire.

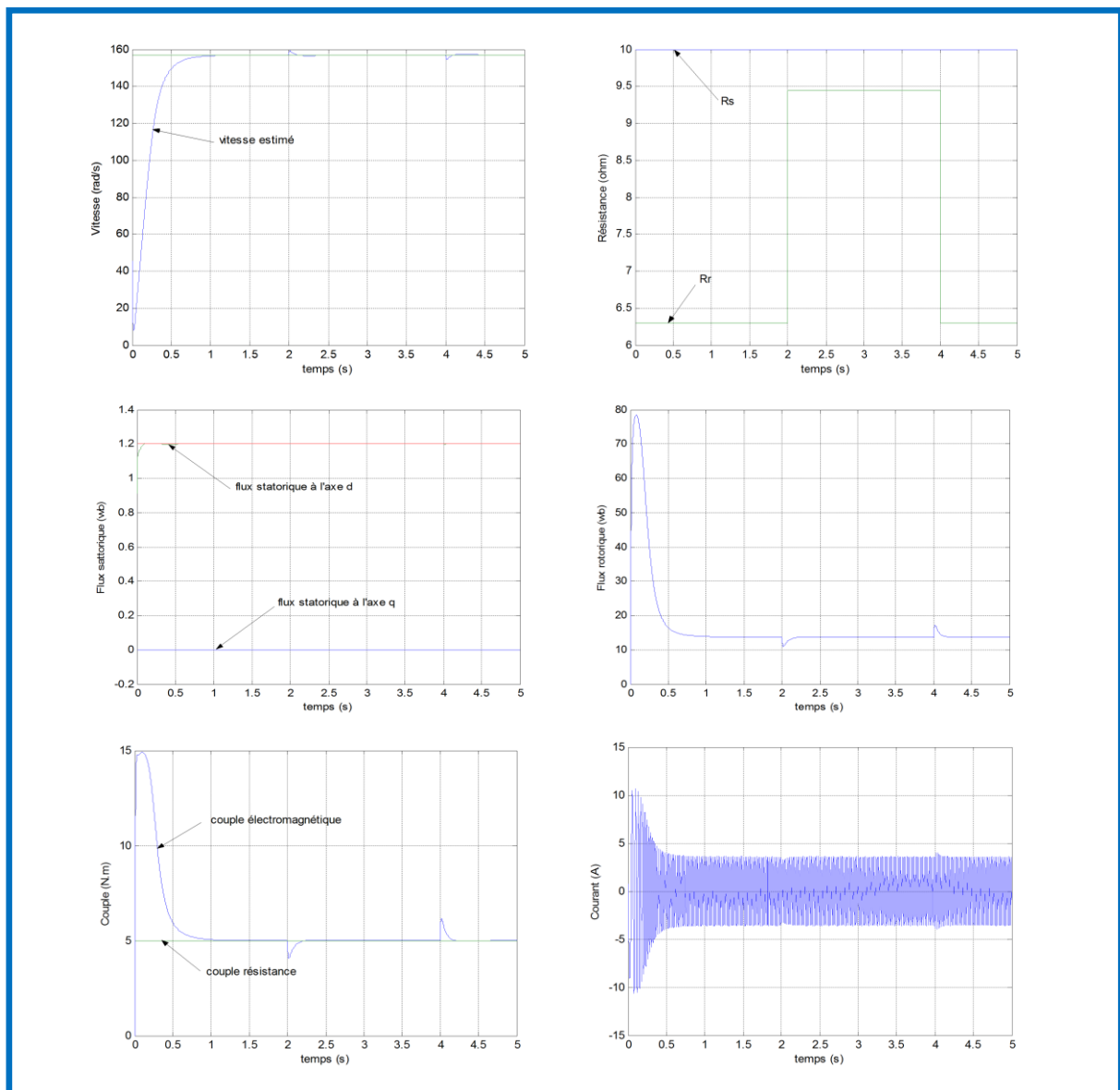


Fig. IV.15 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant l'estimateur en B.O

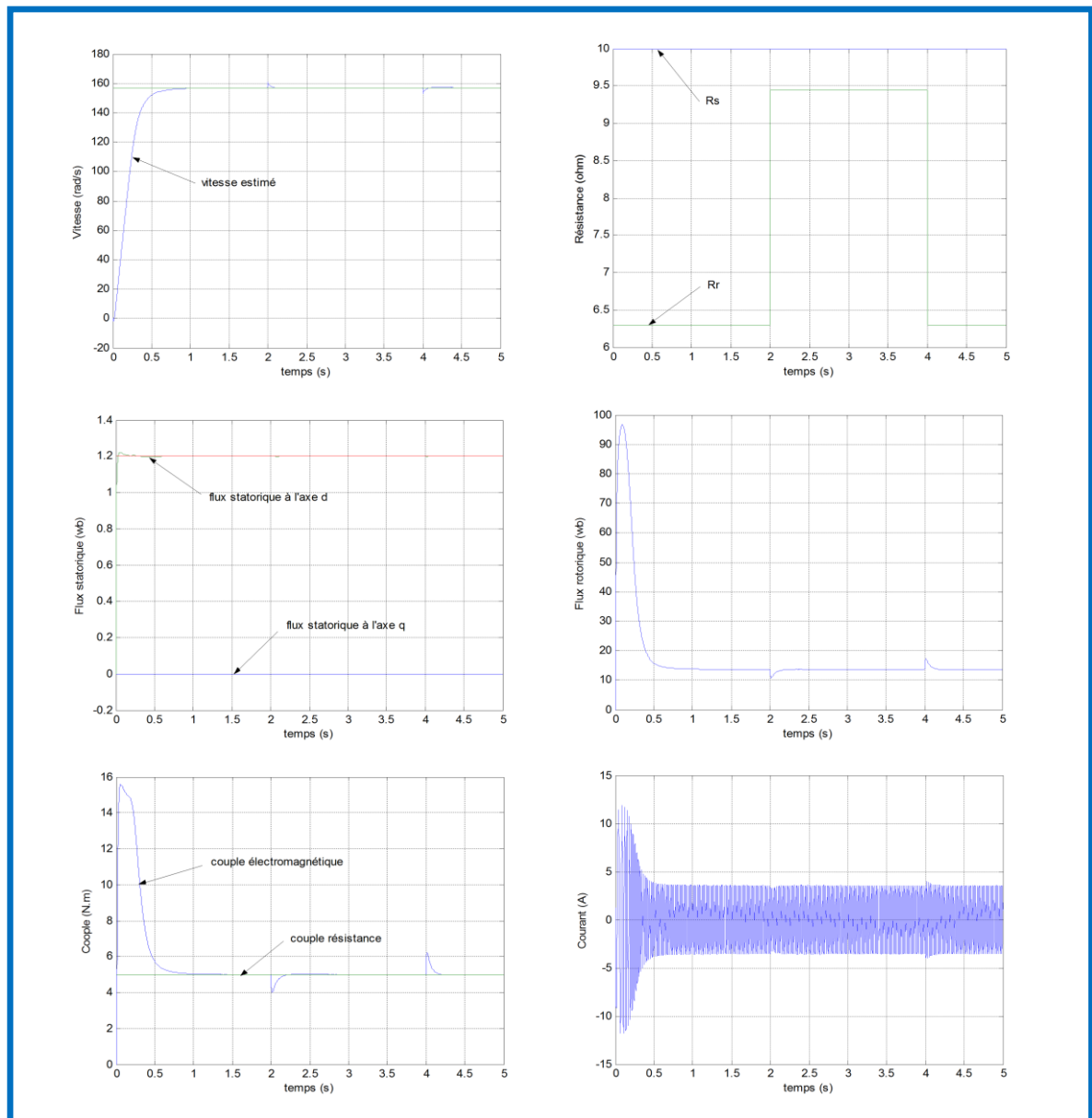


Fig. IV.16 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant la technique MRAS

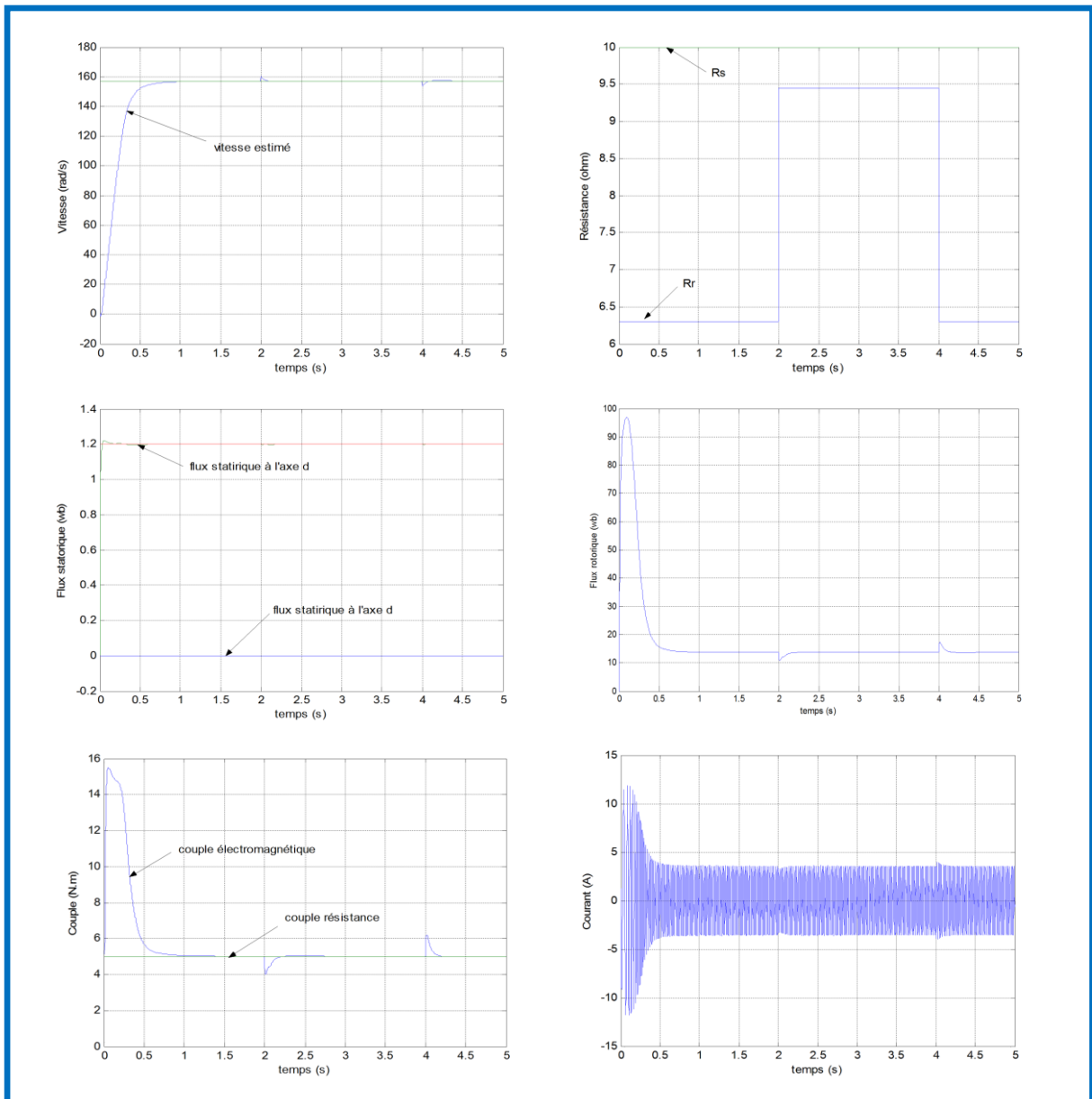


Fig. IV.17 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant un observateur du flux rotorique

IV.6.4. Test de robustesse contre les variations de la résistance statorique

Les résultats de simulation obtenus par l'estimateur en B.O, l'estimateur par la technique MRAS et l'observateur lors de la variation de la résistance statorique R_s de +50% de sa valeur nominal entre les instants $t = 2$ s et $t = 4$ s.

La vitesse estimée, le couple et le flux suivent leurs valeurs de référence avec des faibles fluctuations au niveau de la vitesse et le couple de la machine au moment de la variation des résistances statorique.

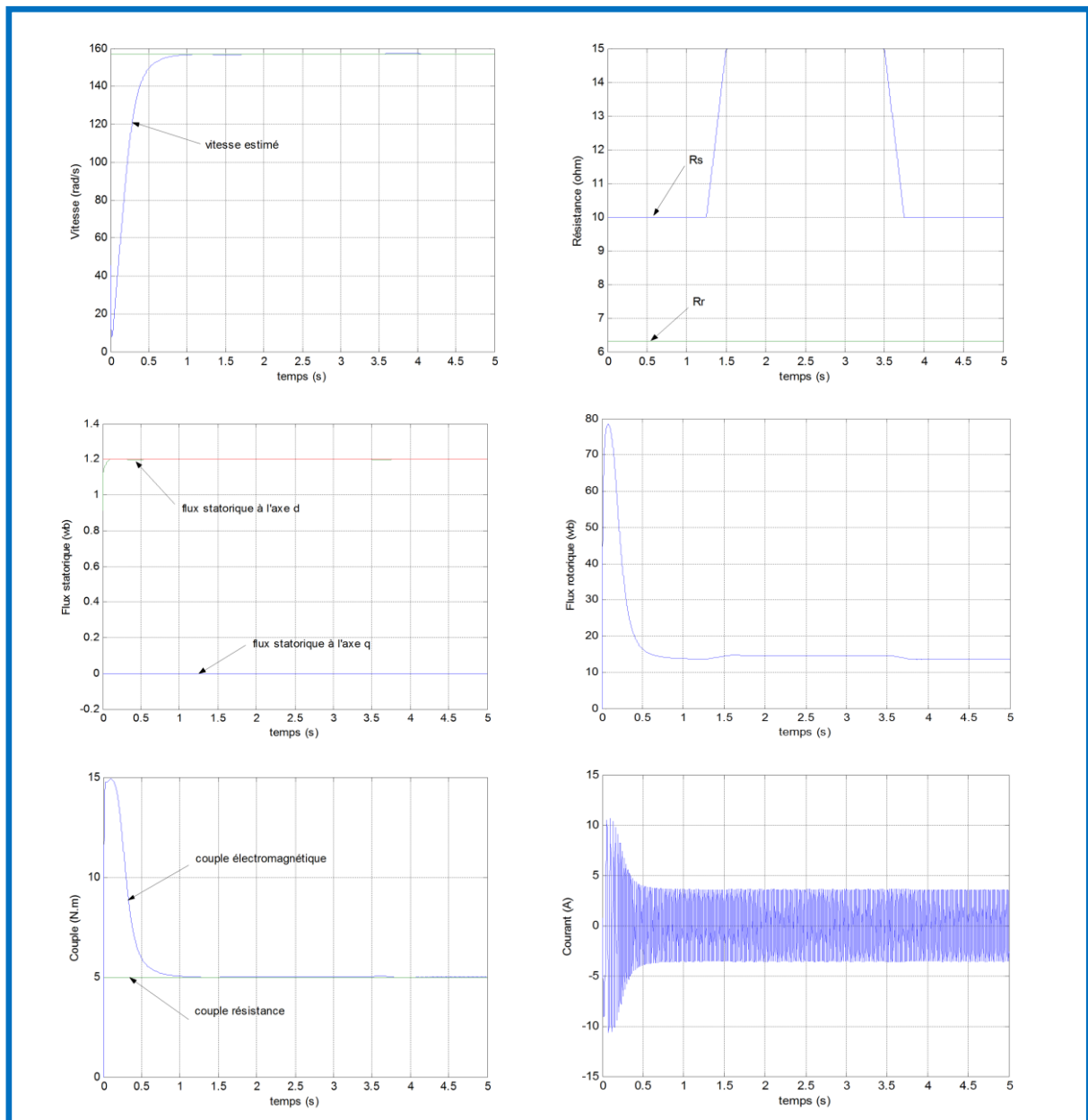


Fig. IV.18 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant un estimateur B.O

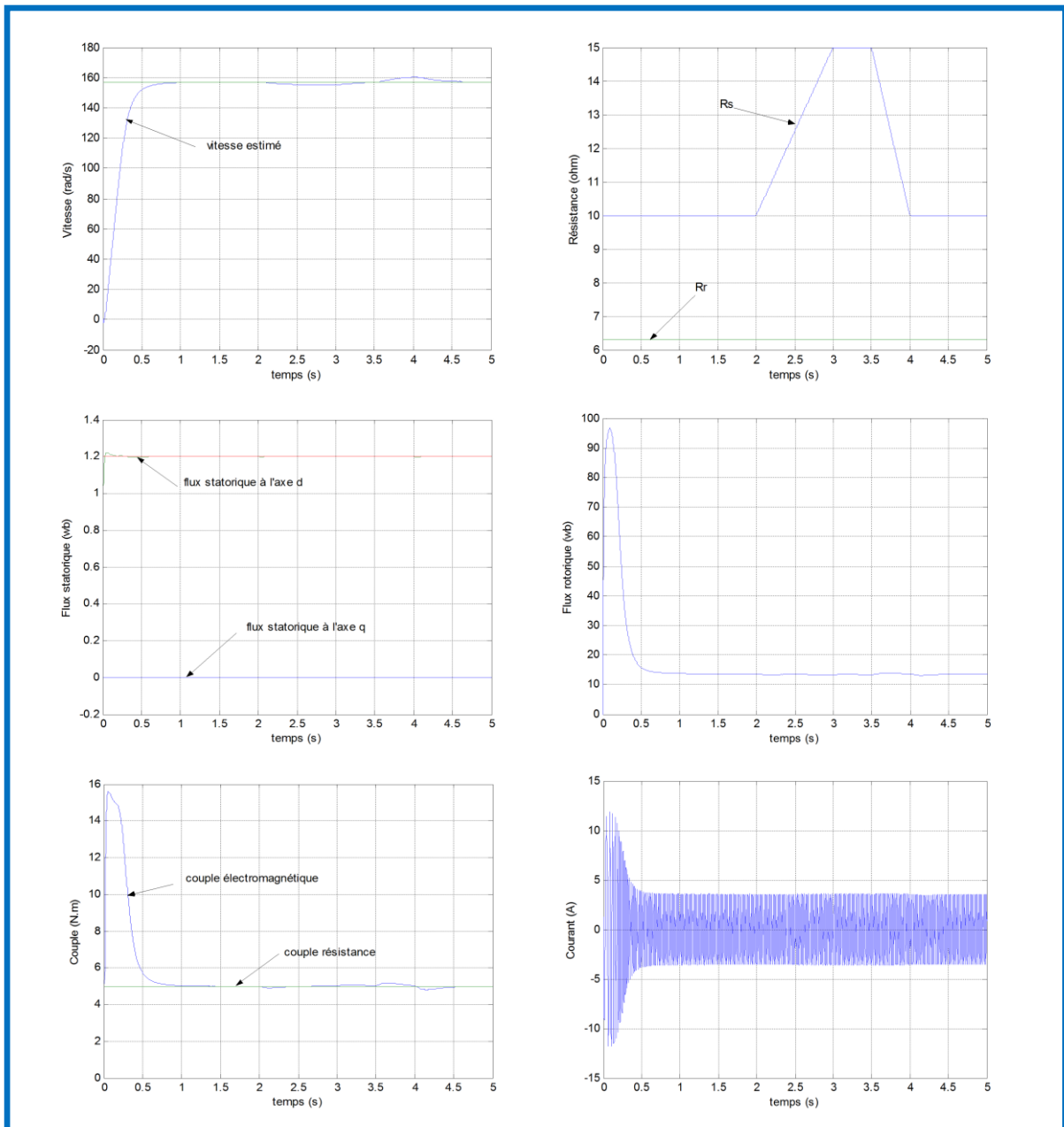


Fig. IV.19 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant la technique MRAS

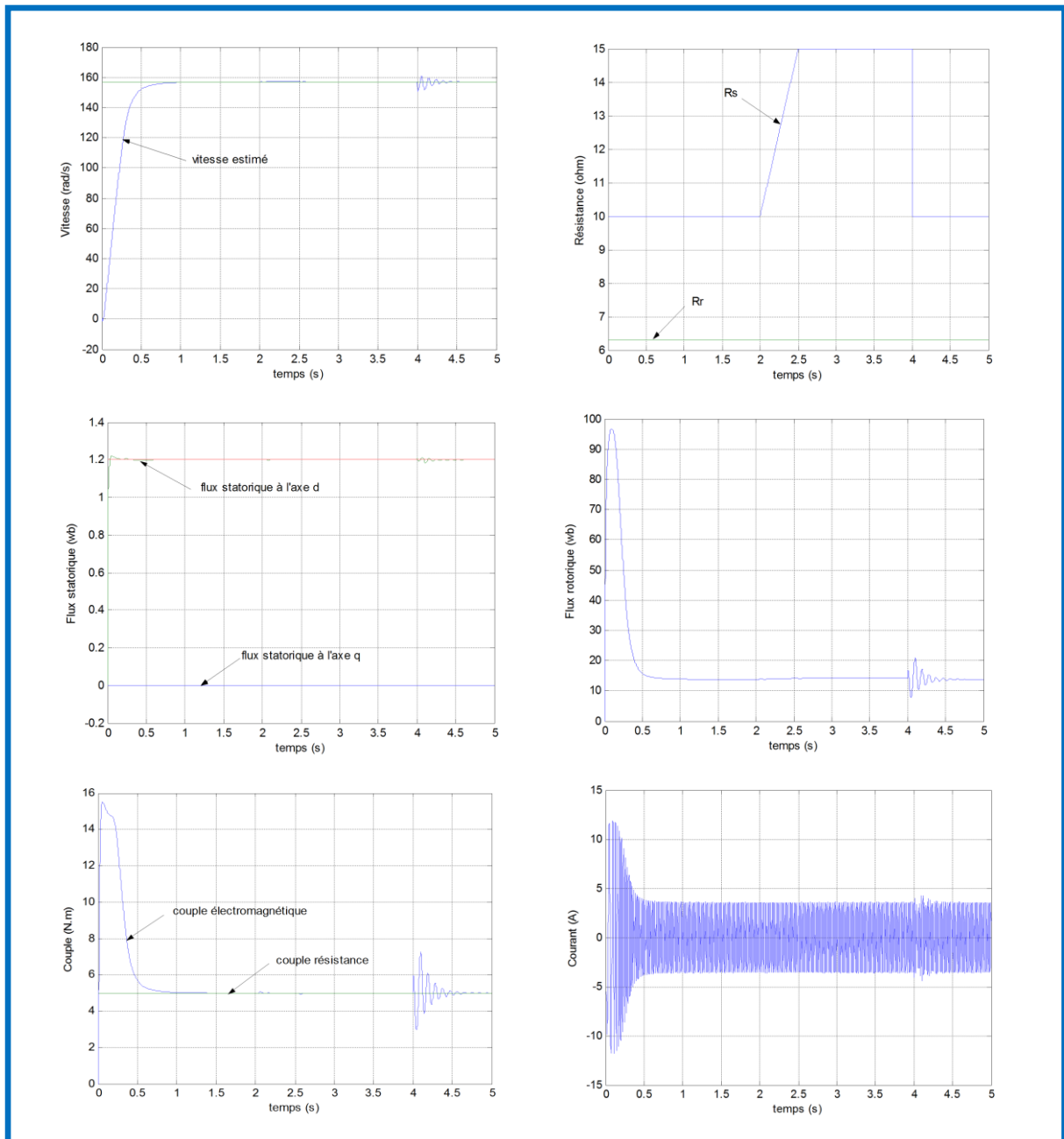


Fig. IV.20 : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant un observateur du flux rotorique

IV.6.5. Les résultats des trois méthodes d'estimation

Les différentes méthodes d'estimation de flux et de vitesse citées précédemment, à savoir l'estimation, l'estimation par la technique MRAS et l'observateur de flux rotorique, ont été simulées pour le cas de la variation de la vitesse, la variation de la charge, ainsi que lors des variations paramétrique (résistance rotorique et statorique). Pour un aspect comparatif, les performances de ces différentes méthodes d'estimation sont représentées dans le tableau suivant :

Type	Teste				Robustesse vis-à-vis des variations de R_r	Robustesse vis-à-vis des variations de R_s
	Précision	Rapidité	Oscillation couple	Oscillation flux		
Estimateur	Bonne	Moins rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Bonne	Bonne
Estimateur MRAS	Bonne	Rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Bonne	Assez Bonne
Observateur	Bonne	Rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Bonne	Très Bonne

Tableau.IV.1 : Etude comparative des trois méthodes d'estimation [13]

Les trois méthodes d'estimation présente pratiquement les mêmes performances en régime dynamique et statique on peut noter que l'observateur présente une très bonne robustesse contre les variations de la résistance statorique. Ce pendant ces performances peuvent êtres dégradés dans le cas de la variation paramétrique à basse vitesse.

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des méthodes d'estimation du flux rotorique et de vitesse d'une machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux statorique sans capteurs de flux et de vitesse. Pour cela nous avons utilisé trois méthodes d'estimation, un estimateur simple de flux en B.O, un estimateur par la technique MRAS, et un observateur du flux rotorique, et étude comparative entre les différents types d'estimation du flux et de vitesse pour la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sans capteur de vitesse et de flux. Les résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation, mettent en valeur les performances de chaque technique d'estimation (précision, robustesse, rapidité...).

On peut conclure que l'observateur donne de bonne estimation du point de vue précision mieux que l'estimateur car l'observateur utilise un terme correcteur, ainsi l'écart entre la mesure et son estimé est introduite dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction K .

Finalement on peut conclure que l'observateur présente une meilleure robustesse par rapport à l'estimateur en B.O et MRAS, cette robustesse garantie une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

CONCLUSION GENERALE

Le travail, dans le cadre de ce mémoire, a permis d'élaborer l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension par orientation de flux statorique avec capteur de vitesse et sans capteur lorsque la vitesse est estimée à partir des grandeurs mesurables par un estimateur en B.O, un estimateur MRAS et un observateur du flux rotorique. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Dans première partie de ce travail est l'étude de la modélisation par la transformation de PARK, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de PARK. Le modèle de la machine a été écrit lié au choix des sorties du modèle et du référentiel de travail.

Dans seconde partie du travail, consiste à l'étude du l'onduleur triphasé, et puis la simulation comparative du comportement du moteur alimenté, une fois par un réseau triphasé et une autre fois par un onduleur de tension à MLI.

Dans troisième partie du travail, consiste à l'étude de la technique de commande et contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique avec capteur de vitesse. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis à des perturbations externes et internes. La commande que nous avons étudiée offre certains avantages :

- ✚ Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système tel que les résistances statorique et rotorique et le couple résistant.
- ✚ Un dynamique très performant "temps de réponse acceptable et erreur statique pratiquement nulle".

Les performances de cette méthode dépendent d'un choix convenable des paramètres des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI).

Dans la dernière étape, nous avons présenté, deux techniques pour l'estimation de la vitesse rotorique basée sur le flux rotorique et le système adaptatif à modèle de référence (MRAS). Ces techniques présentent une mauvaise poursuite dans les basses vitesses. La difficulté principale qu'on a rencontrée réside dans le choix des paramètres du correcteur de l'estimateur MRAS (**S**ystème **A**daptatif à **M**odèle de **R**éférence). Et présenté une méthode plus robuste et fiable pour l'observation de vitesse et du flux rotorique, elle est utiliser l'observateur de Luenberger du flux du moteur à induction avec adaptation de la vitesse ,

l'insertion de l'observateur dans la FOC donne de très bons résultats, dans ce cas, la commande sans capteur de vitesse est performante et robuste surtout aux faibles vitesses.

En fin l'étude de la commande vectorielle sans capteur de vitesse nous permet de faire une étude comparative entre ces méthodes d'estimation et d'observation avec différents tests tel que la variation de vitesse, de couple et des résistances statorique et rotorique pour voir la robustesse de chaque méthode. A partir des résultats de simulation, nous avons constaté que l'estimation par la technique MRAS est meilleure par rapport à l'estimateur en B.O car elle utilise la combinaison de deux modèles qui estiment la même variable d'état (le flux rotorique), l'un de ces modèles est utilisé comme référence et l'autre comme modèle ajustable, l'erreur entre eux est injectée à l'entrée d'un mécanisme d'adaptation fournissant ainsi la vitesse. Par contre l'estimateur en boucle ouverte utilise un seul modèle d'estimation. Malheureusement ces estimateurs posent le problème de précision. En effet l'observateur ne pose pas ce problème parce qu'il fonctionne en boucle fermée et dispose d'une dynamique indépendante du système, ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimation à travers la matrice de gain K pour faire la correction.

Références bibliographiques

[01] Benhamimid.R et Brahim N.« commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones » mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique . Université Mohamed Boudiaf de m'sila 2006

[02] Chouiter D.R. « Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone ». Thèse CEGELY, Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 1997.

[03] Canudas de wit C.« Commande des moteurs asynchrones 1, Modélisation contrôle vectoriel et DTC ». Paris, Hermès Science Publications, 2000.

[04] Abdessemed R. Kadjoudj M.« Modélisation des machines électriques ». Université de Batna, 1997.

[05] Franck M.« Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ». Thèse de doctorat, CEGELY de L'INSA de Lyon 2005.

[06] Grelet G. Clerc G. « Actionneurs électriques, principes modèles commande », Editions Eyrolle, 1997.

[7] Mr. CHIBANI Chadli; Mr. SACI Fayçal << Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle>> Projet de fin d'étude Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique 2005

[08] L.Baghli, «Modélisation et commande de la machine asynchrone», Notes de cours,IUFM de Lorraine, 2005

[09] Dendouga Abd.E«étude et simulation de l'association onduleur MLI-moteur asynchrone alimentée par un redresseur MLI» mémoire d'ingénieur .M'sila 2006

[10] K. Barada Mohanty "A Closed Loop Observer for Rotor Flux Estimation in Induction Machines ", 49th Annual Session of Orissa Engineering Congress, Bhubaneswar, 2004, pp.6-12.

[11] G.Bushe, « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnemen Réel Matlab/Simulink. » mémoire d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.

- [12] FAR Hamza, ABABSA Ali et GUEMARI Abdelouahab. «commande par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone», mémoire de fin d'étude, universitaire d'el-oued, 2008.
- [13] B. Abdennour, O. Mohamed et B. Elkhilil, «commande direct du couple de la mas sans capteur de vitesse», mémoire d'ingénieur, universite de m'sila, 2011.
- [14] Souad Chaouch, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse », thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.
- [15] D.Taibi, « Contrôle du moteur à induction sans capteurs de vitesse et de position, observateurs déterministes de Luenberger et observateurs stochastiques de Kalman», Thèse de magister, université de BATNA, 2005
- [16] Hisao Kubota, Kouki Matsuse et Senior Member «Speed Sensorless Fieled-oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation», IEEE, 1994.
- [17] Sihem Damkhi : « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (signal flow graphs) », Thèse de magister, université de BATNA, 2007.
- [18] C. Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2- Optimisation discrétisation et observateurs », Edition HERMIS science Europe Ltd, Paris 2000.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée

La machine utilisée est une machine asynchrone à cage d'écureuil. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

- Puissance nominale : $P = 0,7 \text{ KW}$
- Nombre de paires de pôles : $P = 2$
- La vitesse de rotation : $\Omega = 157 \text{ Rad/sec}$
- La vitesse nominale : $\omega = 140 \text{ Rad/sec}$
- Tension : $U = 220/380\text{V}$
- Courant : $I = 2.1 \text{ A}$



Paramètres électriques

- Résistance statorique : $R_s = 10 \Omega$
- Résistance rotorique : $R_r = 6.3 \Omega$
- Inductance cyclique du stator : $L_s = 0.4642 \text{ H}$
- Inductance cyclique du rotor : $L_r = 0.4612 \text{ H}$
- Inductance mutuelle: $M = 0.4212 \text{ H}$



Paramètres mécaniques

- Moment d'inertie du rotor : $J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$
- Coefficient de frottement : $f = 0 \text{ SI}$

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : - M. BERRABAH Fouad

Présenté par : - BOUHAMED Ali

Thème :

Commande vectorielle sans capteur de vitesse du moteur asynchrone par orientation de flux rotorique

Résumé :

L'étude présentée dans ce mémoire consiste à l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone, Cette technique de commande présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis des écarts des paramètres du moteur.

Notre objectif principal, est de produire une commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse car elle présente beaucoup d'avantages; prévoit la diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins coûteux. Pour cela nous avons utilisé trois méthodes d'estimation de la vitesse telle que, l'estimation en boucle ouverte, l'estimation par la technique (MRAS) et par l'observateur du flux rotorique. L'étude comparative entre ces méthodes se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque méthode d'estimation de vitesse lors des variations de la vitesse, du couple et des paramètres résistifs.

Mots clés :

Machine asynchrone, convertisseur statique, Orientation du flux rotorique, commande sans capteur de vitesse, Estimateur, Observateur, MRAS

N° d'ordre : 030