

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ DE M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE-ÉLECTRIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: AUTOMATIQUE

THÈME

**Synthèse des observateurs non linéaires
appliqués à la commande sans capteur de la
machine asynchrone**

Proposé et dirigé par :

*Mr. CHOUCOU A/M
Mr. LAAMARI Yahia*

présenté par :

Bouglam Miloud

N° d'ordre :066

Année Universitaire : 2012/2013

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

السلام عليكم ورحمة الله وبركاته



الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات

REMERCIEMENTS

*Je remercie Allah pour son aide, ses
innombrables dons, Allah qui m'a donné la force, la volonté et
le moral pour accomplir mes études en master en électrotechnique.*

Puis

*Je remercie sincèrement et particulièrement mes encadreurs Messieurs
CHOUCHOU.A et LAAMARI .Y leur, conseils et disponibilité au long de
la réalisation de cette mémoire.*

*Je remercie aussi tous les membres de jury, qui ont accepté d'examiner notre
travail.*

*Je tiens à exprimer mes remerciements et ma gratitude à toutes personnes qui ont
participé de près ou loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce
travail pour leur amour, sacrifice, encouragements.*

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

*A mon grand-père et ma grand-mère que dieu
les gardes.*

A mes frères et mes soeurs.

A ma famille,

A tous mes amis.

Sommaire

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Sommaire.....	III
Liste des Figures.....	VII
Liste des Symboles.....	XI
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I. 1 INTRODUCTION	3
I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	3
I.2.1 Hypothèses simplificatrices	4
I.3.1 Equations électriques	5
I.3.3 Equation magnétiques	5
I.3.3 Equation mécanique.....	7
I.4 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	7
I.4.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère diphasé.....	9
I.4.2 Définitions des différents référentiels	10
I.4.2.1 Référence (α,β)	11
I.4.2.2 Référence (x,y)	11
I.4.2.3 Référence (d,q)	11
I.4.3. Expressions du couple électromagnétique	12
I.5. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SOUS FORME D'ETAT	12
I.5.1 Modèle exprimé dans le référentiel (α,β)	13
I.5.2 Modèle exprimé dans le référentiel (d,q)	14
I.6. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	14
I.6.1 Le Schéma de Bloc de la MAS	15
I.6.2 Résultats de simulation de la MAS	16
I.7. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE	18

I.7.1 Modélisation du redresseur	18
I.7.2 Modélisation du filtre	19
I.7.3 Modélisation de l'onduleur	20
I.7.4 Technique de commande MLI	22
I.7.3.3 Tension de sortie	19
I.8 Simulation de l'association convertisseur-MAS	23
I.8.1 Résultats de simulation de la MAS	24
I.8 Conclusion	24

CHAPITRE II

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1. Introduction	27
II.2 Principe de base de la commande vectorielle	28
II.3 Bloc de défluxage	29
II.4 Principe de la commande vectorielle directe et indirecte	30
II.5 COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ	31
II.5.1 Expression générale de la commande	31
II.5.2 Découplage entré-sortie	32
II.5.3 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION	32
II.5.4 Organisation fonctionnelle de la commande directe	34
II.5.5 détermination de Φ_r et ω_s	35
Calcul de Φ_r	35
Calcul de ω_s et θ_s	36
II.6 CALCULS DES REGULATEURS	36
II.6.1 Calcul du régulateur de flux	36
II.6.2 Régulateur de courant	38
II.6.3 Calcul du régulateur de vitesse	41
II.7 Modèle linéaire équivalent de la MAS. obtenu par orientation du flux rotorique	38
II.8 résultats de simulation	41
II.9 Conclusion	47

CHAPITRE III

Observateurs déterministes et stochastiques

III.1 Introduction	48
III.2 Les observateurs d'état.....	48
III.2.1 Observateurs déterministes	50
III.2.2 Observateurs stochastiques	50
III.3 Observateur à base d'un système adaptatif à modèle de référence MRAS.....	51
III.4 Résultats de simulation.....	55
III.5 Observateur à base de Filtre de Kalman.....	49
III.5.1 Filtre de Kalman.....	57
III.5.2 Modèle stochastique	57
III.5.3 Filtre de Kalman standard	59
III.5.4 Filtre de Kalman étendu	60
III.5.5 ALGORITHME DE KALMAN	62
III.5.6 matrices de covariance Q et R	65
III.6 Application du filtre de Kalman étendu	66
III.6.1 Considération de la vitesse comme un état	66
III.6.2 Considération de la vitesse comme un paramètre.....	68
III.7 RESULTATS DE SIMULATION.....	69
III.8 CONCLUSION	71

CHAPITRE IV

Commande sans capteur par observateurs non linéaires

IV.1 Introduction.....	72
IV.2. SCHÉMA DE SIMULATION DE TECHNIQUE MRAS	73
IV.3 SCHÉMA DE SIMULATION DE FILTRE KALMAN ÉTENDU	74
IV.4 Résultats de simulation.....	75
IV.5 Conclusion	85

CONCLUSION GENERALE 86
ANNEXES i
BIBLIOGRAPHIE ii

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure(I.1)	Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé	4
Figure(I.2)	Passage du système triphasé au système biphasé et inversement	8
Figure(I.3)	Positions des différents référentiels du moteur asynchrone triphasé	10
Figure (I.4)	Schéma de Bloc de la machine asynchrone.....	15
Figure (I.5)	Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau à vide ($C_r=0$ N.m).....	16
Figure (I.6)	Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à $t=1$ seconde.....	17
Figure (I.7)	Schéma de l'association machine asynchrone-convertisseur statique.....	18
Figure (I.8)	Redresseur à diodes.....	19
Figure (I.9)	Tension redressée.....	19
Figure (I.10)	Représentation d'un filtre passe bas.....	19
Figure (I.11)	Schéma de principe de l'onduleur de tension.....	20
Figure (I.12)	Représentation des interrupteurs.....	21
Figure (I.13)	Principe de la commande MLI.....	22
Figure (I.14)	MLI triangle-sinusoïdale $m=21$, $r=0.8$	23
Figure (I.15)	Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'un couple de charge de ($C_r=0$ N.m).....	24
Figure (I.16)	Simulation de l'association convertisseur – machine avec application d'un couple de charge de ($C_r=10$ N.m).....	25

CHAPITRE II

Figure (II.1) Référentiel lié au flux rotorique.....28

Figure (II.2) Principe de la commande vectorielle.....29

Figure(II.3) Bloc de défluxage.....30

Figure(II.4) Description des couplages.....32

Figure(II.5) Reconstitution des tension V_{sd} et V_{sq} 33

Figure(II-6) Commande découplée - Expressions d' i_{sd} et i_{sq}33

Figure(II.7) Commande découplée - Expressions de Φ_r et C_{em}34

Figure(II.8) Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension.....35

Figure(II.9) Schéma en boucle ouverte.....37

Figure(II.10) Schéma en boucle fermée.....37

Figure(II.11) Schéma en boucle ouverte.....38

Figure(II.12) Schéma en boucle fermée.....39

Figure.II-13 Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.....40

Figure(II.14) Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de la MAS par la commande
Vectorielle directe.....41

Figure(II.12.a) Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en charge
nominale après un démarrage à vide.....43

Figure(II.12.b) Résultats de simulation de la CV de la MAS en charge nominale après un
démarrage à vide (alimentation par onduleur).....44

Figure(II.13) Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la
variation de vitesse.....45

Figure(II.14) Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la
Variation de la résistance rotorique.....46

CHAPITRE III

Figure (III-1) Schéma fonctionnel d'un observateur.....49

Figure (III.2) Schéma bloc de l'observateur MRAS.....51

Figure (III.3) Schéma bloc de la MRAS.....54

Figure (III.4) MRAS basée sur l'estimation du flux rotorique et de la vitesse.....54

Figure (III.5) Résultats de simulation de la MAS et l'estimation de la MRAS.....56

Figure (III.6) Schéma général du filtre de Kalman discret.....60

Figure(III.7) la structure globale de FKE.....61

Figure(III.8) Schéma de principe du filtre de Kalman.....62

Figure(IV.9) Boucle du filtre de Kalman63

Figure(III.10) Principe d'un filtre de Kalman.....65

Figure (III.11) Résultats de simulation de la MAS et l'estimation de filtre de Kalman étend.....70

CHAPITRE IV

Figure(IV.1) CV sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS.....73

Figure(IV.2) CV sans capteur mécanique basée sur filtre kalman étendu.....74

Figure (IV.3) Réponses lors d'un démarrage à vide avec introduction de la charge

-Le flux et la vitesse sont estimés par le MRAS -.....77

Figure (IV.4) Réponses lors d'un démarrage à vide avec introduction de la charge

- Le flux et la vitesse sont estimés par le FKE -.....78

Figure(IV.5) Réponses lors d'inversion de sens de rotation- MRAS -.....79

Figure(IV.6) Réponses lors d'inversion de sens de rotation –FKE-.....80

Figure (IV.7) Réponses lors de la variation de Rr- MRAS-.....81

Figure(IV.8) Réponses lors de la variation de R_r - FKE82

Figure(IV.9) Réponses lors de la variation de la charge- MRAS83

Figure(IV.10) Réponses lors de la variation de la charge- FKE84

Notations et Symboles

MAS	Machine Asynchrone.
MLI	modulation de largeur d'impulsion.
s, r	Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	indice correspondants aux trois phases a, b, c.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Courants statoriques.
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Courants rotoriques.
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_c$	Flux statoriques.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$	Flux rotoriques.
L _{ss}	La matrice des inductances statoriques.
L _{rr}	La matrice des inductances rotoriques.
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
m_s	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
m_r	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	Angle électrique.
(α, β)	Axes fixés au stator.
(x, y)	Axes fixés au rotor.
(u, v)	Axes fixés par rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
[P]	Matrice de transformation de PARK.

ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Pulsation rotorique.
ω	Pulsation mécanique du rotor.
p	Nombre de paires de pôles.
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_e	Couple électromagnétique.
σ	Coefficient de dispersion.
[A]	Matrice de transition.
[B]	Matrice de commande.
T_r	Constante de temps rotorique.
T_s	Constante de temps statorique.
V_{eff}	Valeur efficace de tension.
f	Fréquence du réseau.
s	Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.
PI	Régulateur proportionnel-intégral.
FOC	Flux Oriented Control.
τ_e	Constante du temps électrique.
τ_m	Constante du temps mécanique.
$K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$	Coefficient du régulateur de vitesse.
$K_{p\phi}, K_{i\phi}$	Coefficient du régulateur de flux.
K_p, K_i	Coefficient du régulateur de courant.
Q	Matrice de covariance de bruit d'état
R	Matrice de covariance de bruit de mesure

$E\{\cdot\}$	Espérance mathématique
P	Matrice de transformation de Park
E	Tension de l'étage continu de l'onduleur [V]
MRAS	Model Référence adaptative system (en anglais)
CVD	Commande Vectorielle Directe
CVI	Commande Vectorielle Indirecte
SVM	("space vector modulation").
FKE	Filtre de Kalman étendu

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation, pour être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable, impose des structures de contrôle spécifique performant. Ces systèmes d'entraînements intègrent l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés [02].

Pour remédier à ce problème Blaschke proposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté (CV-OF). Celle-ci est une loi de commande conduisant à une caractéristique du couple similaire à celle d'une MCC à excitation séparée. Avec cette technique de commande du flux, on améliore les performances du moteur asynchrone. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal même lorsque le moteur est à l'arrêt et le temps pour passer du couple nul au couple maximal, correspond au temps de réponse au niveau du courant [16].

Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la commande vectorielle directe (FOC) sans capteur mécanique de vitesse d'une machine à induction en utilisant un estimateur à modèle de référence -MRAS- et le filtre de Kalman étendu.

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

- ✎ Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la MAS alimenté par onduleur à MLI, en utilisant la transformation de Park linéarisée. La simulation du ce modèle dans les deux repères, synchrone et celui lié au stator sera effectuée.
- ✎ Dans le second chapitre, nous abordons l'étude de la commande vectorielle (dite par orientation du flux rotorique). L'onduleur de tension sera commandé par technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). En fin, des résultats de simulation de l'association (convertisseur-moteur-charge) sont présentés pour valider et montrer les performances des techniques de commande utilisées.
- ✎ Le troisième chapitre est consacré à l'étude des théories des observateurs qui se basant sur le modèle d'état de la machine. Deux groupes sont présentés.
 - ✚ Déterministes à base d'un observateur à base d'un système adaptatif à modèle de référence MRAS
 - ✚ Stochastique qui est le filtre de Kalman étendu.
- ✎ Dans le quatrième chapitre, on propose une commande vectorielle directe sans capteur mécanique par l'utilisation en premier lieu de l'observateur de MRAS et ensuite le filtre de Kalman.

En fin, on conclura en établissant une synthèse du travail réalisé.

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone (MAS) constitue l'élément dont la connaissance de ses transitoires est importante pour la conception et la commande de l'entraînement asynchrone à vitesses variables. La commande ainsi réalisée devrait se baser sur la modélisation de la MAS.

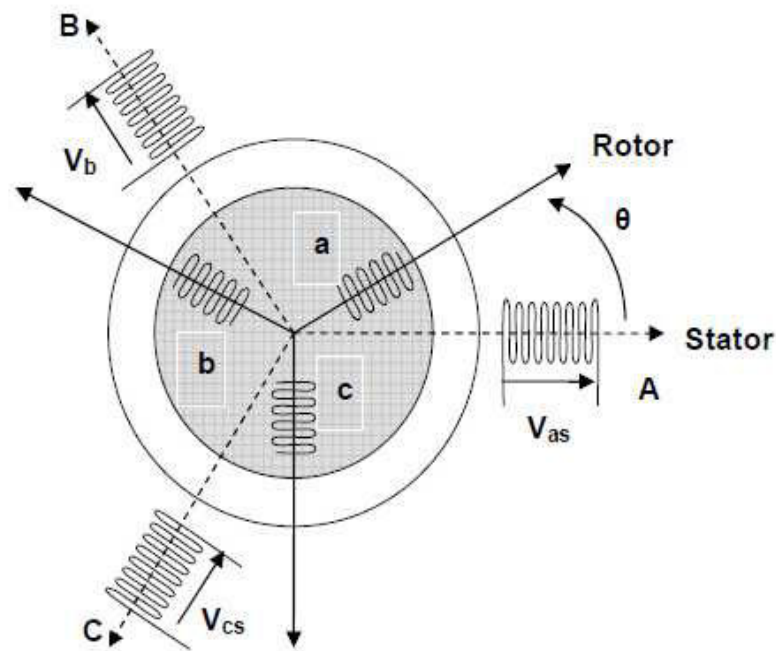
La modélisation de la machine asynchrone destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctions de la commande. C'est ensuite l'ensemble de l'alimentation qui est étudiée et modélisée avec la source continue, l'onduleur de tension et son contrôle par une modélisation de largeur d'impulsion vectorielle.

Dans un premier temps, nous présentons le modèle de la MAS qui est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général la parfaite symétrie de la machine, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de la largeur d'impulsions (MLI). Ensuite, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur – machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (I.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (Rotor) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (Stator). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.



Figure(I.1) Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine électrique est une étape très importante dans l'objectif de sa commande. Elle s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices:

- Entrefer constant.
- Effet d'encoche négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Effet de peau négligeable.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- la constance des inductances propres.

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor Figure(I.1). Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

I.3.1 Equations électriques

En considérant la Figure(I.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

➤ *pour le stator :*

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

I_s : Le courant de la machine

V_s : La tension

Φ_s : Le flux

➤ *pour le rotor :*

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.02})$$

I_r : Le courant de la machine

V_r : La tension

Φ_r : Le flux

I.3.2 Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.03})$$

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

Avec :

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.05})$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.06})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_{rr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.07})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.08})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.09)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

I.3.3 Equation mécanique

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de Fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.11)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

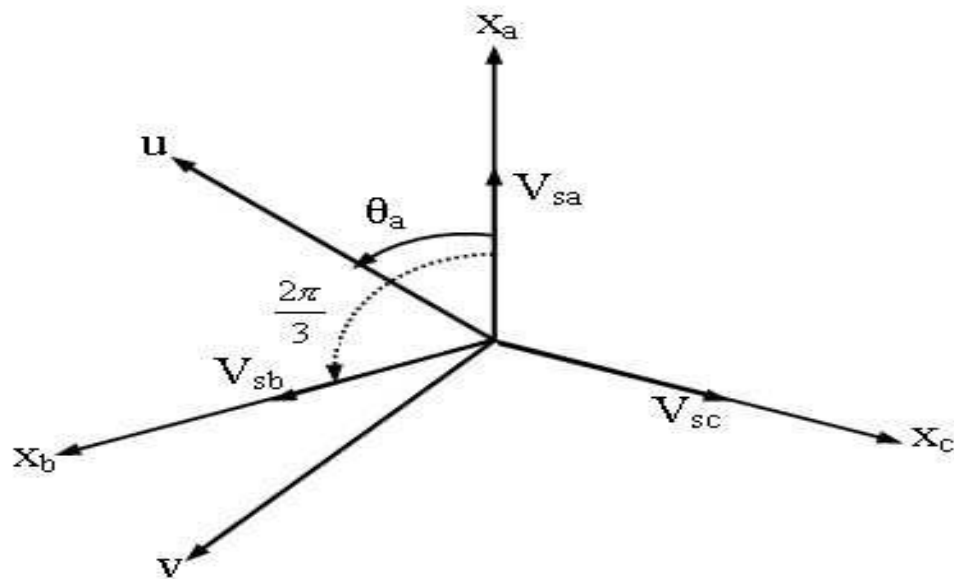
J : Moment d'inertie des masses tournantes.

I.4 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La transformation de Park consiste à remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée[3].

Selon la Figure(I.2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} (V_{sa} \cos \theta_a + V_{sb} \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = -\frac{2}{3} (V_{sa} \sin \theta_a + V_{sb} \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (I.12)$$



Figure(I.2) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe xa et l'axe u.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.12) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.13)$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.11) et (I.12) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.4.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère diphasé

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

Après tout les équations (I.01), (I.02), (I.03) et (I.04) donnent alors lieu aux systèmes suivants

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

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

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

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

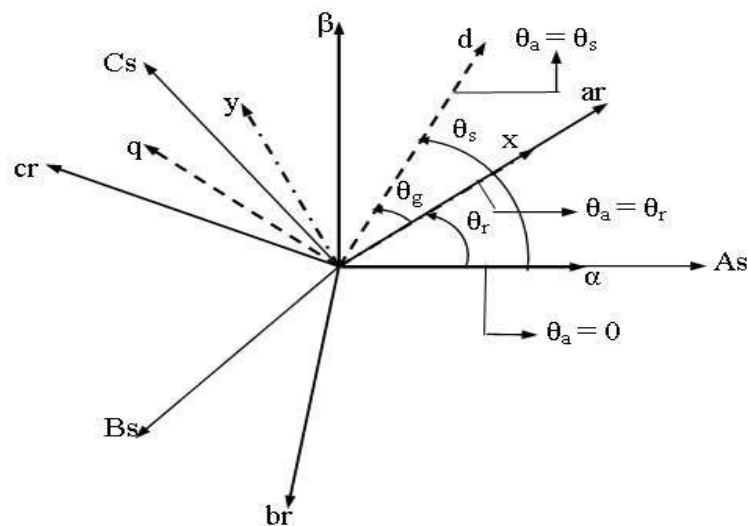
I.4.2 Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux présentés dans la Figure(I.3).

Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (—)

Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (---)

Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (-.-.-)



Figure(I.3) Positions des différents référentiels du moteur asynchrone triphasé

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

I.4.2.1 Référence (α, β)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases} \text{ et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

I.4.2.2 Référence (x,y)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \omega = \omega_a$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

I.4.2.3 Référence (d,q)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \text{ et } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \quad \text{Avec } \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Cette dernière représentation fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux [3].

I.4.3 Expressions du couple électromagnétique

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction des flux et courants statoriques et rotoriques.:

$$C_e = p [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.28)$$

$$C_e = p [\Phi_{rv} i_{ru} - \Phi_{ru} i_{rv}] \quad (I.29)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_s} [\Phi_{su} i_{rv} - \Phi_{sv} i_{ru}] \quad (I.30)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I.31)$$

Avec :

p : Nombre de pair de pôles.

I.5 MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SOUS FORME D'ÉTAT :

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, la tension statorique (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant (C_r) comme perturbation. Dans le référentiel (α, β), le vecteur d'état peut être représenté par plusieurs variables d'états, notre étude se limite à choisir le courant statorique et le flux rotorique comme variables d'états ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$). [3]

Après l'arrangement des équations (I.20), (I.21), (I.22), (I.23) on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{d i_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{d i_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} + \frac{d \Phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{r\beta} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{d \Phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (I.32)$$

Avec:

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

On peut réécrire le système d'équation (1.32) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

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

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (I.34)$$

$[X]$: Le vecteur d'état avec $[X] = [I_{sd}, I_{sq}, \phi_{sd}, \phi_{sq}]$

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système

$[B]$: Matrice de la commande

$[U]$: Vecteur de système de commande

I.5.1 Modèle exprimé dans le référentiel (α, β)

Dans ce repère la vitesse d'observation égale à zéro $\omega_{obe} = 0$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M.\sigma.T_r} & \frac{1-\sigma}{M.\sigma}.\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{M.\sigma}.\omega & \frac{1-\sigma}{M.\sigma.T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^T \quad (I.37)$$

I.5.2 Modèle exprimé dans le référentiel (d, q)

Dans ce deuxième repère on pose la vitesse d'observation égale à la vitesse de synchronisme $\omega_{obe} = \omega_s$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M.\sigma.T_r} & \frac{1-\sigma}{M.\sigma}.\omega \\ \omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{M.\sigma}.\omega & \frac{1-\sigma}{M.\sigma.T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_s - \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

La matrice de commande reste la même [B]

I.6 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone, alimentée directement par le réseau triphasé pour un essai en charge nominale après undémarrage à vide. Les tensions d'alimentation sont supposées

parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes. Le Schéma de simulation est donné par la figure (I-4) ci-dessous

La simulation est faite dans les deux référentiels (d, q) et (α, β). L'évolution des grandeurs fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (W), le couple électromagnétique (Cem), les courants statoriques (i_{sa}, i_{sb}) et les flux rotoriques (φ_{ra}, φ_{rβ}) sont données sur la figure.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude égale et constante, elles peuvent être présentées comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t + 2\pi/3) \end{cases}$$

Avec :

V_s: Valeur efficace de tension.

ω_s: Pulsation d'alimentation.

I.6.1 Schéma Bloc de simulation

En utilisant le logiciel MATLAB nous avons effectué tout d'abord la simulation de la machine asynchrone sans onduleur comme le montre le schéma de simulation suivant :

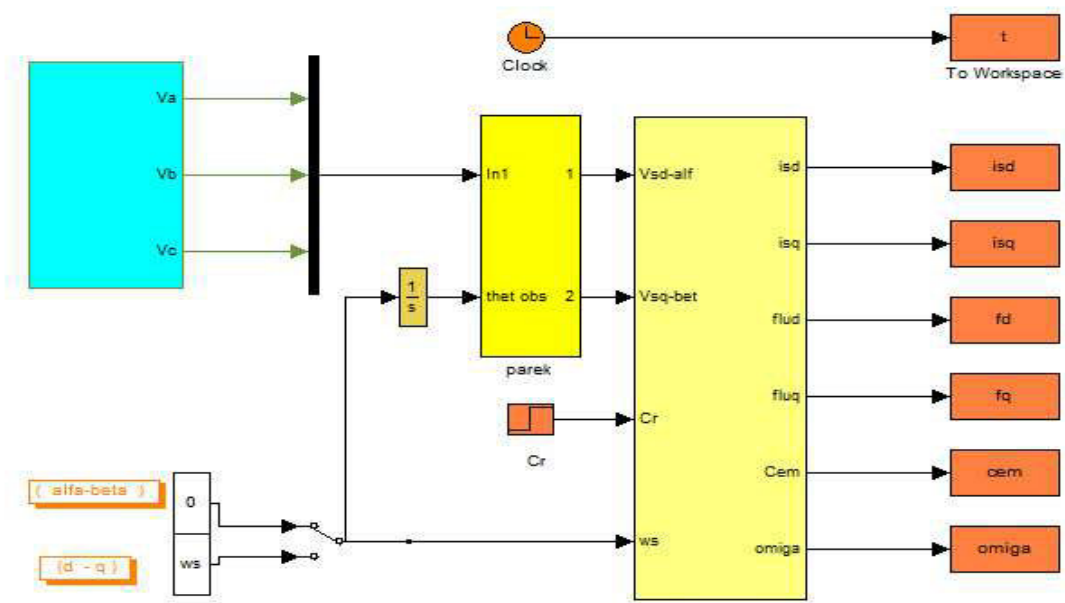


Figure (1.4) Schéma de Bloc de la machine asynchrone

I.6.2 Résultats de simulation de la MAS

❖ Démarrage à vide ($C_r=0$ N.m) :

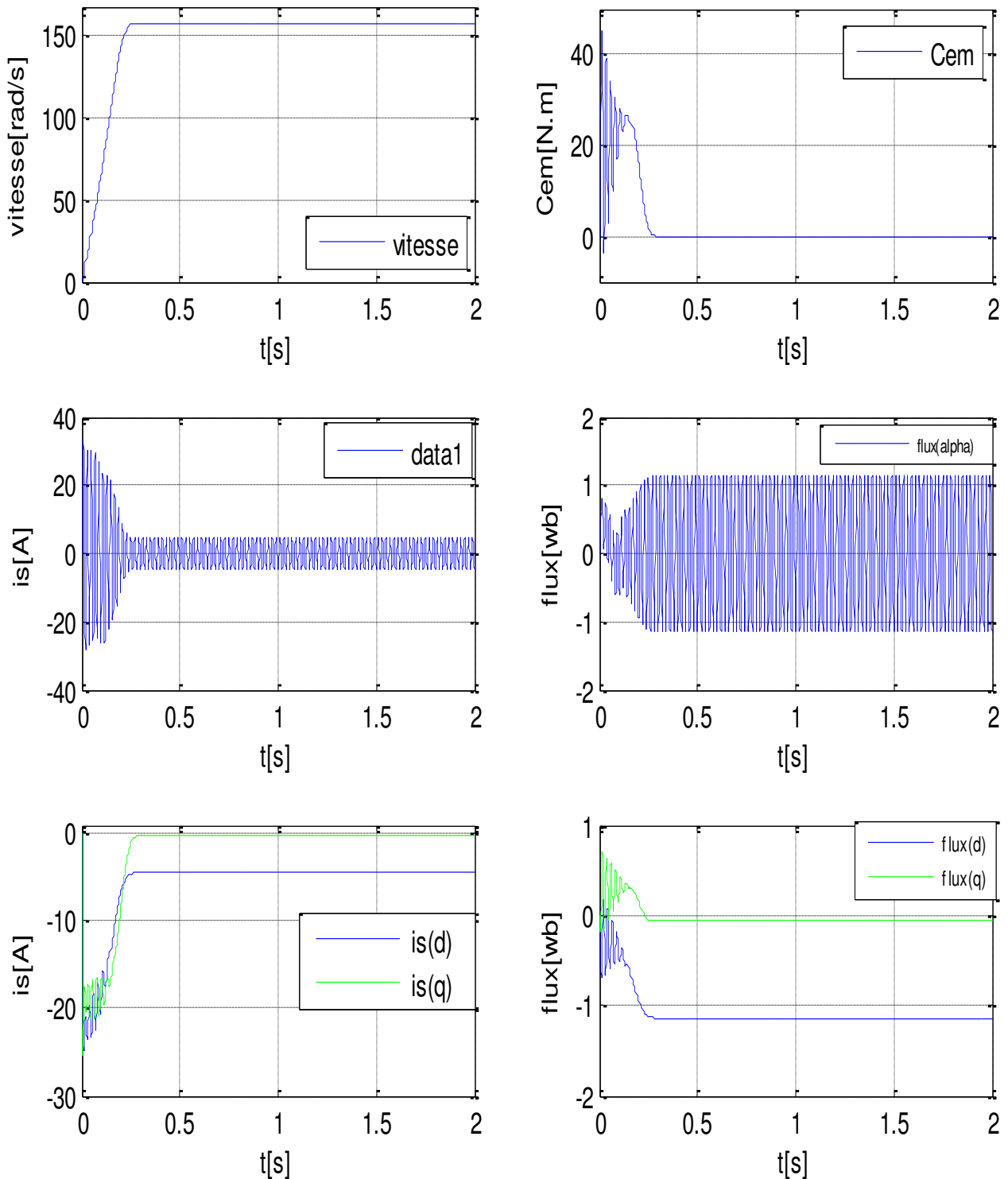


Figure (I.5) Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau à vide ($C_r=0$ N.m).

❖ Démarrage avide avec application d'une charge à $t=1s$ ($C_r=10\text{ N.m}$) :

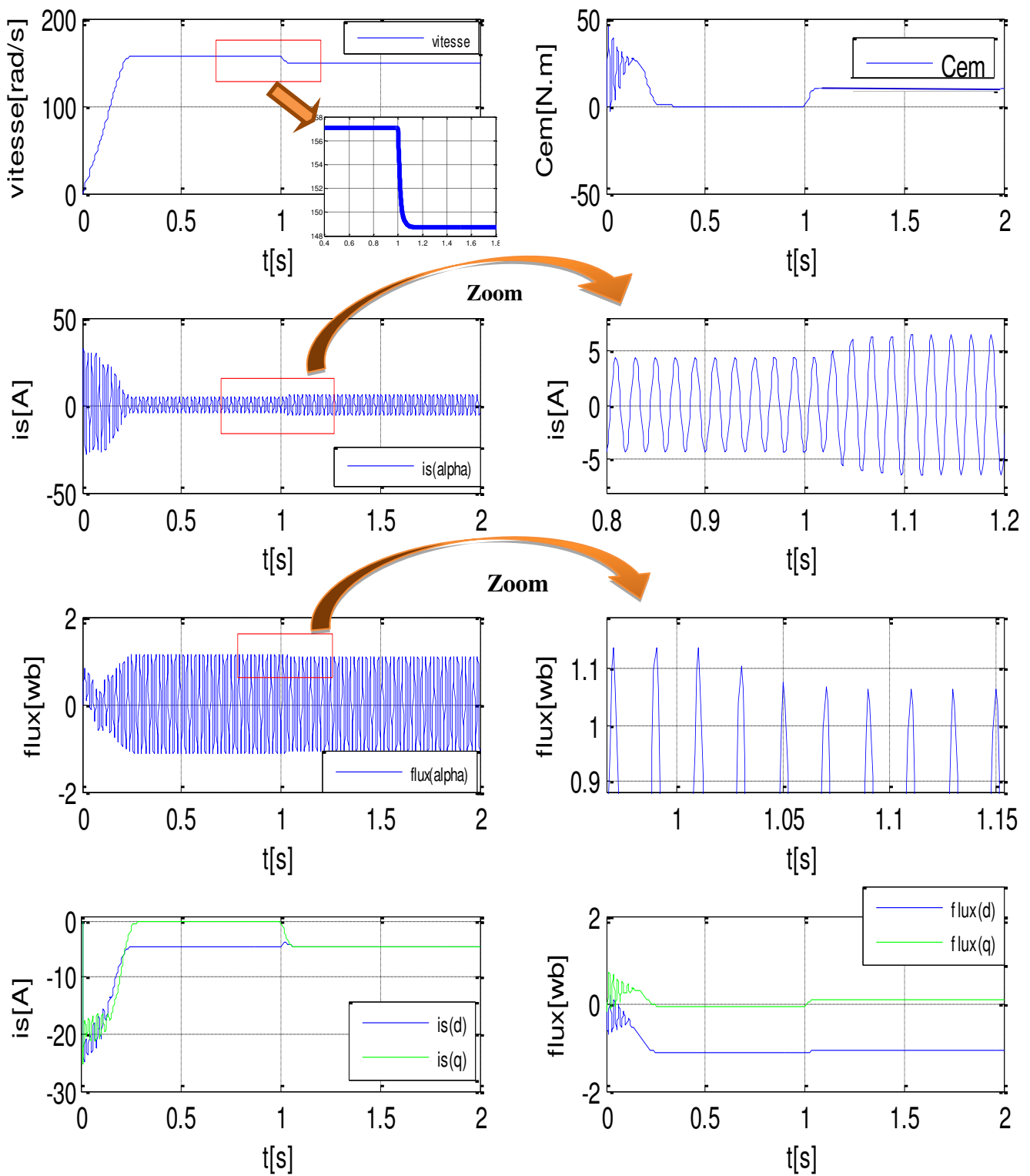


Figure (I.6) Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en applique un couple résistant ($C_r=10\text{ N.m}$) à $t=1$ seconde.

I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

La machine asynchrone est associée à deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Figure (I.7) illustre le schéma de principe de cette association.[4].

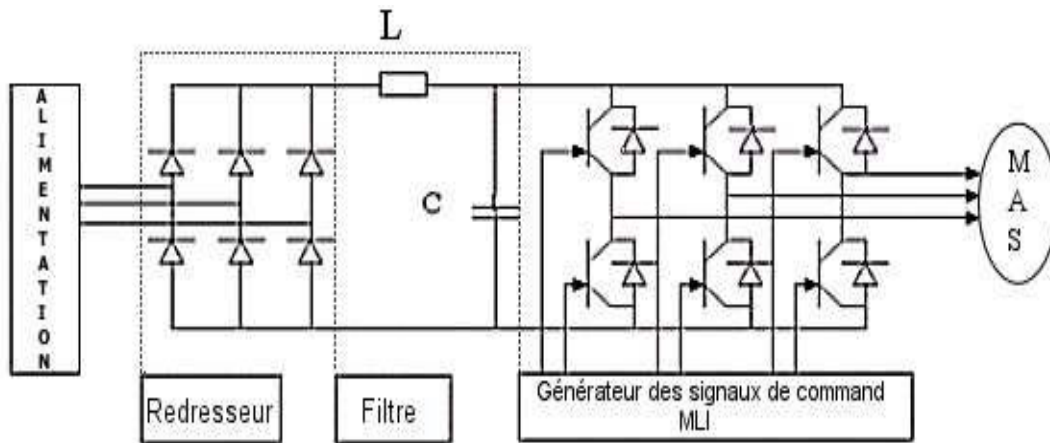


Figure (I.7) Schéma de l'association machine asynchrone-convertisseur statique .

I.7.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [14]

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également ; il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 . Ou encore :

$$V_1 = \max(V_j) ; j = 1,2,3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j) ; i = 1, 2, 3 ; j = 1, 2, 3$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j) ; i = 1, 2, 3 ; j = 1, 2, 3$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) ; j = 1, 2, 3$$

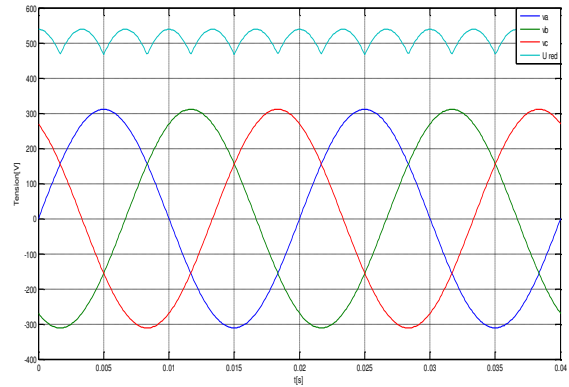
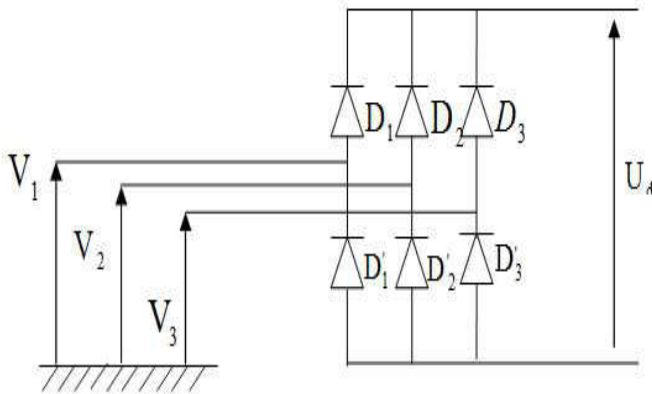


Figure (I.8) Redresseur à diodes **Figure (I.9)** Tension redressée

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur Figure (I.9) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

I.7.2 Modélisation du filtre

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le montage de la figure (I.10). Les grandeurs qui interviennent pour dimensionner le filtre sont :

- ✓ La tension U_f d'alimentation de l'onduleur
- ✓ La composante continue du courant exigé i_f .
- ✓ L'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre, l'inductance L_f (de résistance interne R_f) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée (en mH). La capacité du filtre correspond aussi en général à des valeurs considérables de plusieurs (mF) le cas d'échéant [5].

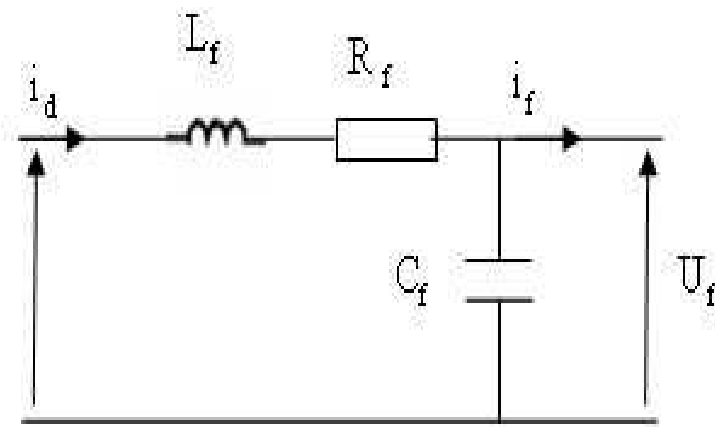


Figure (I.10) Représentation d'un filtre passe bas

Equation du filtre

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = U_d - U_f - Ri_d \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i_f) \end{cases}$$

Calcul des paramètres :

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert F(S) du Filtre :

$$F(p) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{Lcp^2 + Rcp + 1}$$

La pulsation de coupure correspondante est : $\omega_c = \sqrt{\frac{2}{Lc} - \frac{R^2}{L^2}}$

Pour limiter les ondulations du courant i_d et de la tension U_f , il faudra que : $\omega_c < 2\pi f$
Où f est la fréquence du réseau ($f=50$ Hz).

I.7.3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. La fig.I.10 représente le schéma de principe d'un onduleur, il est composé de six transistors $T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$ shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération $D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$. Les semi conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés[14].

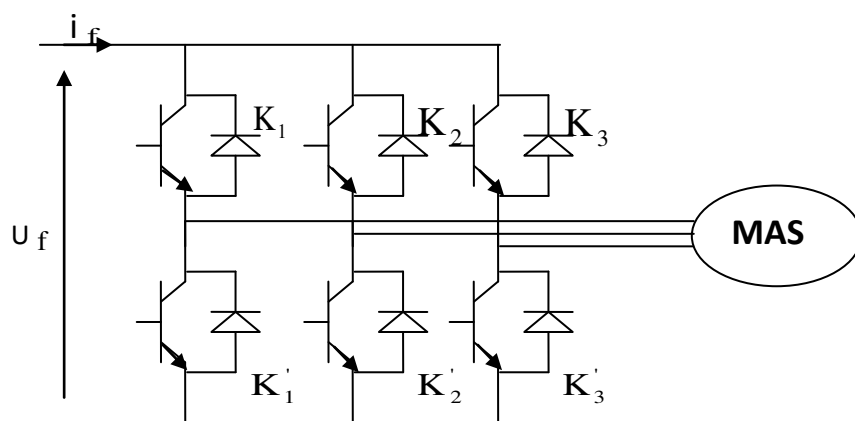


Figure (I.11) Schéma de principe de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion F_j ($j = 1, 2, 3$).

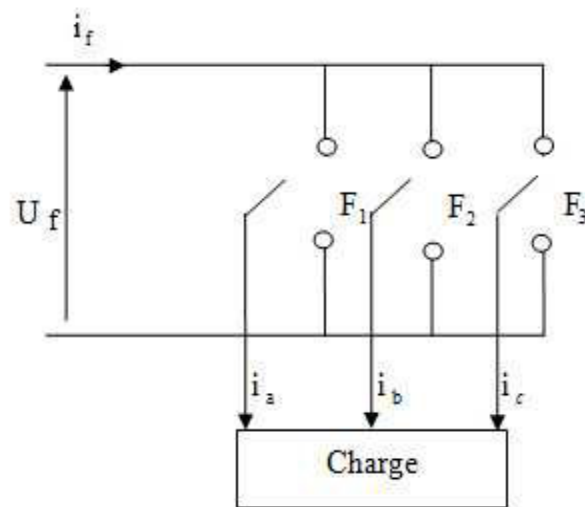


Figure (I.12) Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si : } k_i \text{ est fermé et } k'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si : } k'_i \text{ est fermé et } k_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{I.53})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.54})$$

En tenant compte des deux relations (1.53) et (1.54), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3} (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3} (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{I.55})$$

Les systèmes d'équations (I.55) peuvent s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

I.7.3.1 Technique de commande MLI

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux [5]:

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

- Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

Pour une référence sinusoïdale, deux Paramètres suffisent pour caractériser la commande :

- L'indice de modulation (m), égal au rapport f_p/f des fréquences de modulation et de références.

- Le coefficient de réglage en tension (r), égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de Crête de modulation (V_m/V_{pm}).

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par

La figure (I.13) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

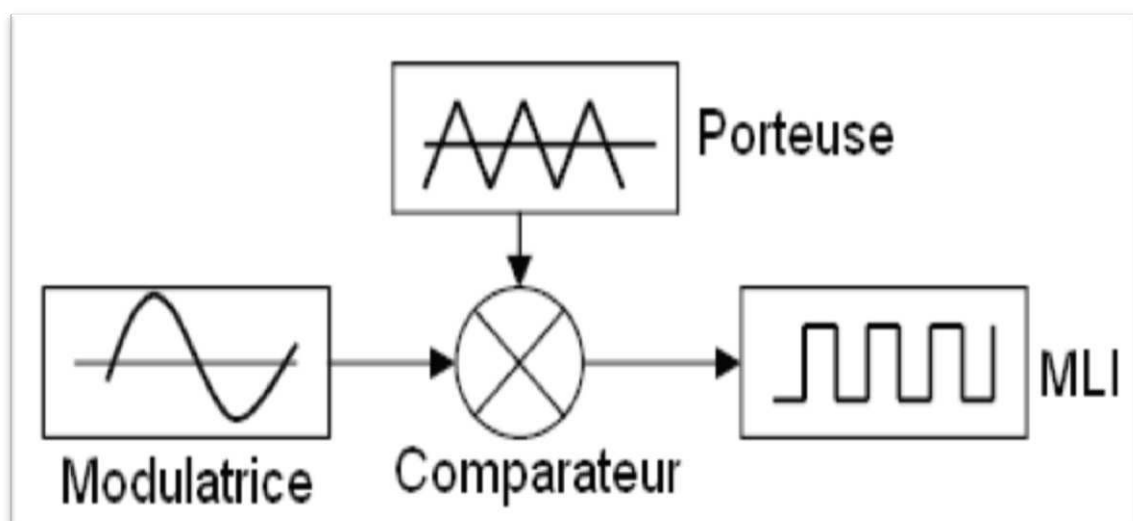


Figure (I.13) Principe de la commande MLI

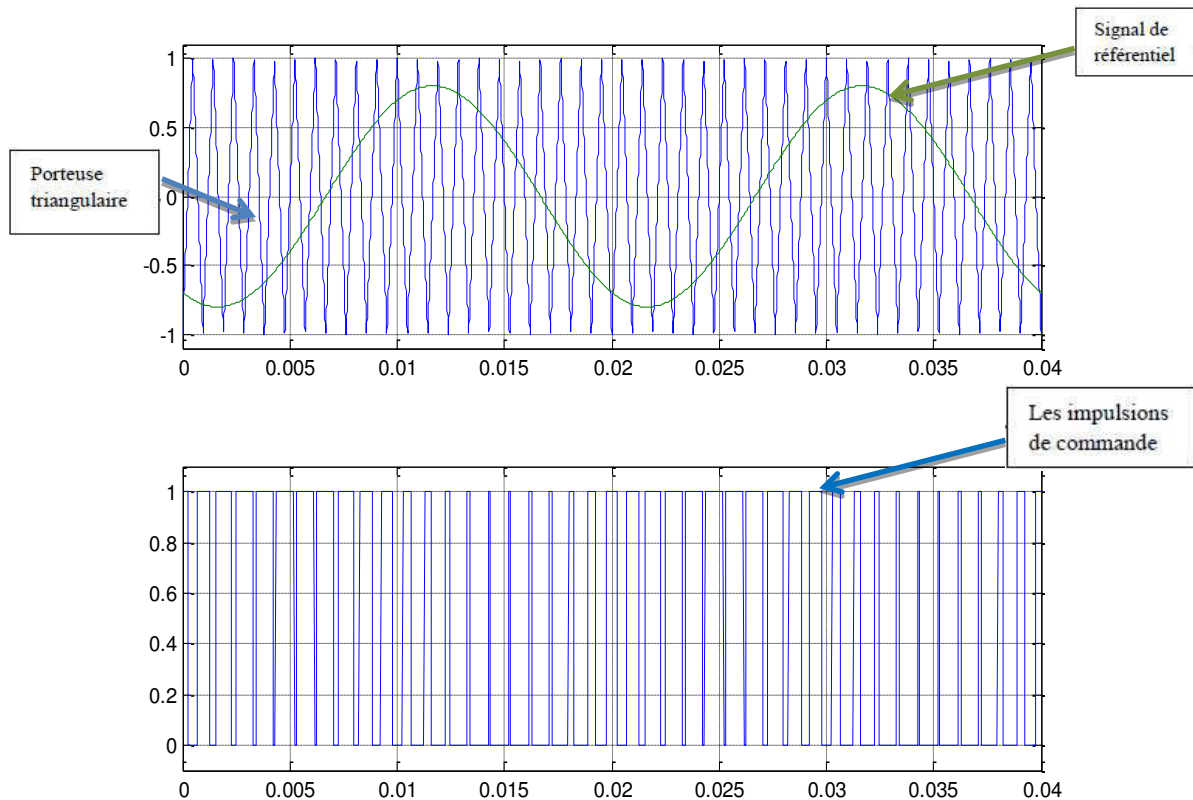


Figure (I.14) MLI triangle-sinusoidale $m=21$, $r=0.8$

I.8 Simulation de l'association convertisseur-MAS

Le schéma de l'association convertisseur-machine est celui présenté sur la figure (I.11). La machine est alimentée par un système de tension délivrée par l'onduleur. Celui-ci est commandé par la technique MLI. Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la figure (I.15,16). Ces résultats représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse, le couple, les flux, et le courant de phase statorique. Les résultats de simulation présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 1 \text{ s}$ la figure (I.16). La comparaison de ces résultats avec celles obtenus dans le cas d'une alimentation sous pleine tension, montre la différence les deux formes du couple, lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire mais présente des ondulations.

Les allures des composantes du flux rotorique (Φ_{rd}, Φ_{rq}) et du courant statorique sont semblables à celles que nous avons obtenu avec alimentation sous pleine tension, mais Avec des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux. La vitesse de la machine à la même allure que celle de la machine avec alimentation sous pleine tension.

Résultats de simulation de la MAS

❖ Démarrage à vide ($C_r=0$ N.m) :

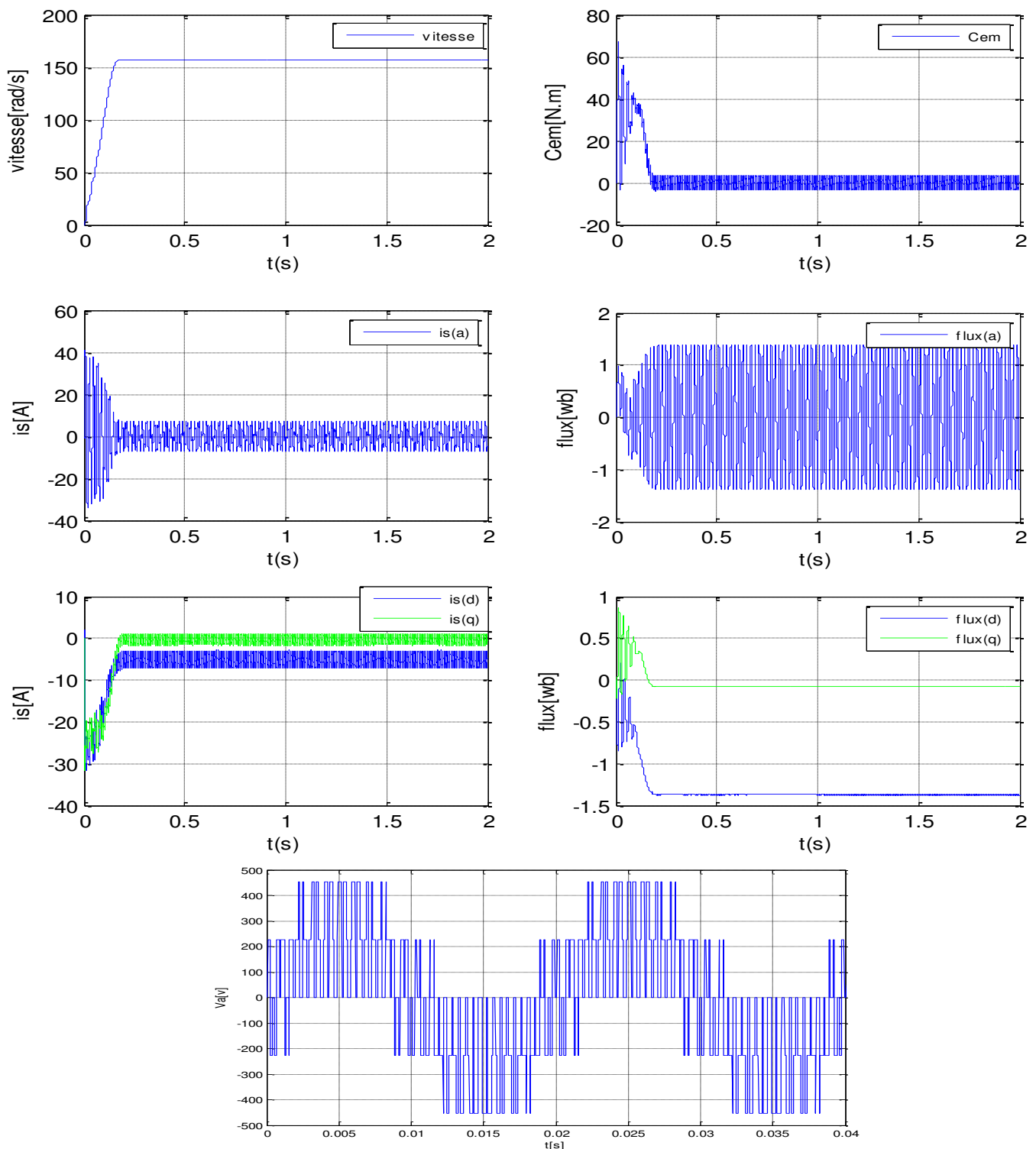


Figure (I.15) Simulation de l'association convertisseur – machine avec application d'un couple de charge de ($C_r=0$ N.m)

❖ Démarrage avide avec application d'une charge à $t=1s$ ($Cr=10\text{ N.m}$) :

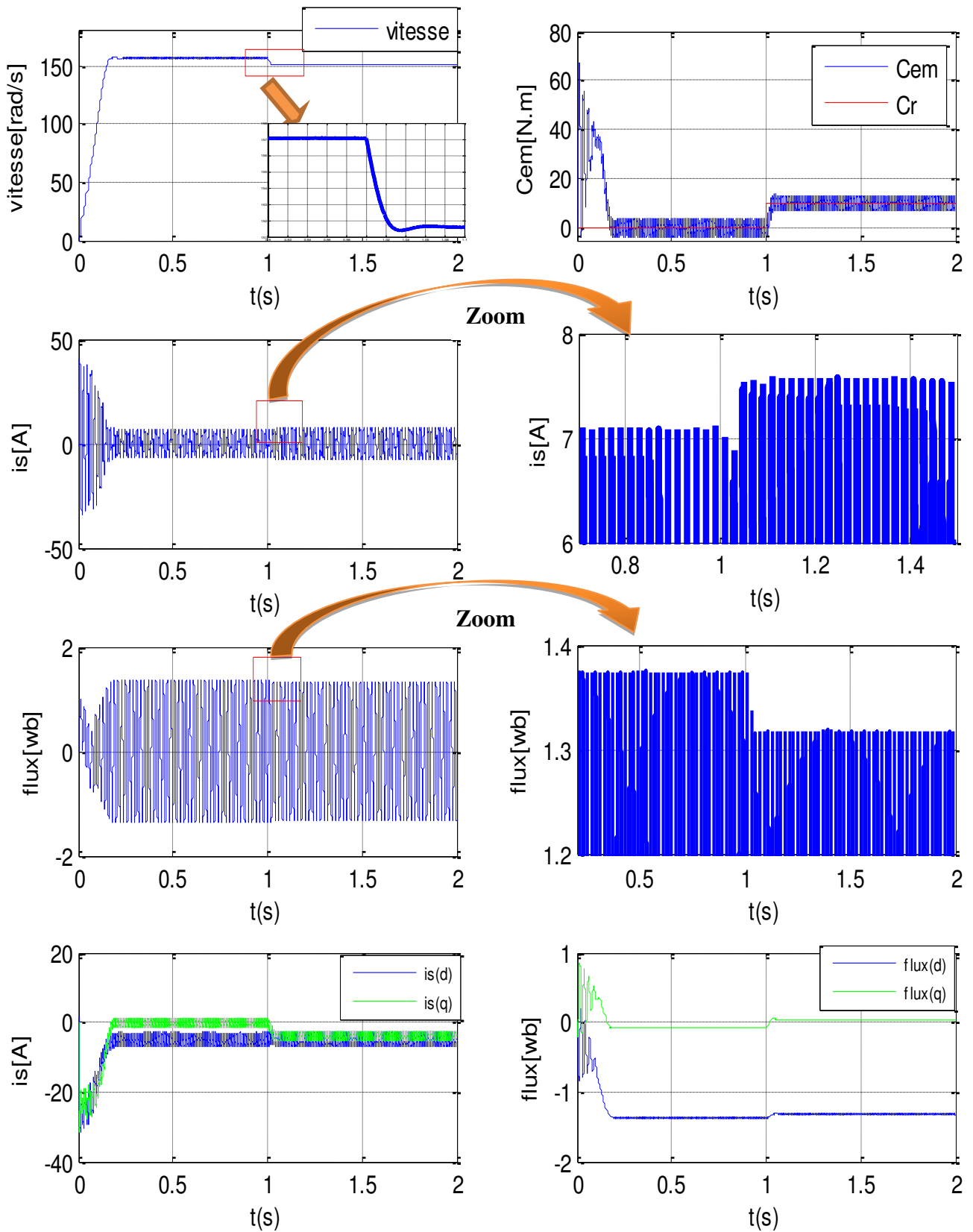


Figure (I.16) Simulation de l'association convertisseur – machine avec application d'un couple de charge de ($Cr=10\text{N.m}$)

I.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation par la mise en équations mathématiques de la machine asynchrone avec son bloc d'alimentation. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

D'autre part, nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé, sa vitesse de rotation chute considérablement. 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, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande vectorielle.

CHAPITRE II

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1 INTRODUCTION

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande .C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre

Un progrès remarquable a été accompli, dans le domaine de vitesse variable, lorsque BLACHKE (BLACHKE 1972) a proposé la méthode de contrôle vectorielle de la machine asynchrone dite (principe du champ orienté). Offrant désormais un outil puissant de contrôle pour la machine à induction en plus de qualités incontestables qu'elle présente [1][6].

Une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu [1].

Le but du présent chapitre, c'est d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques

II.2 Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d – q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la M.AS. est donnée par :[9]

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.01})$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, Figure II-1 :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.02})$$

Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) \quad (\text{II.03})$$

ou encore moyennant une constante K_t près, C_{em} devient.

$$\begin{cases} C_{em} = K_t' \cdot \Phi_{rd} \cdot i_{sq} \\ K_t' = P \frac{M}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.04})$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu (M.C.C).

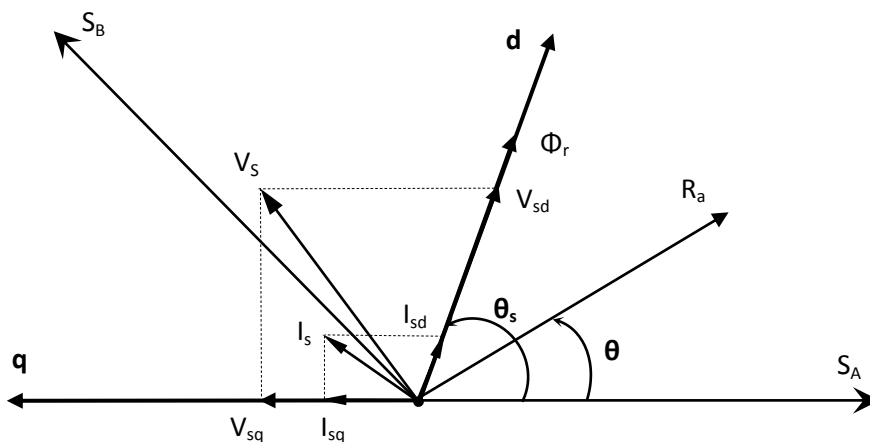


Figure (II.1) Réfrentiel lié au flux rotorique.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure II.2 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. [9]

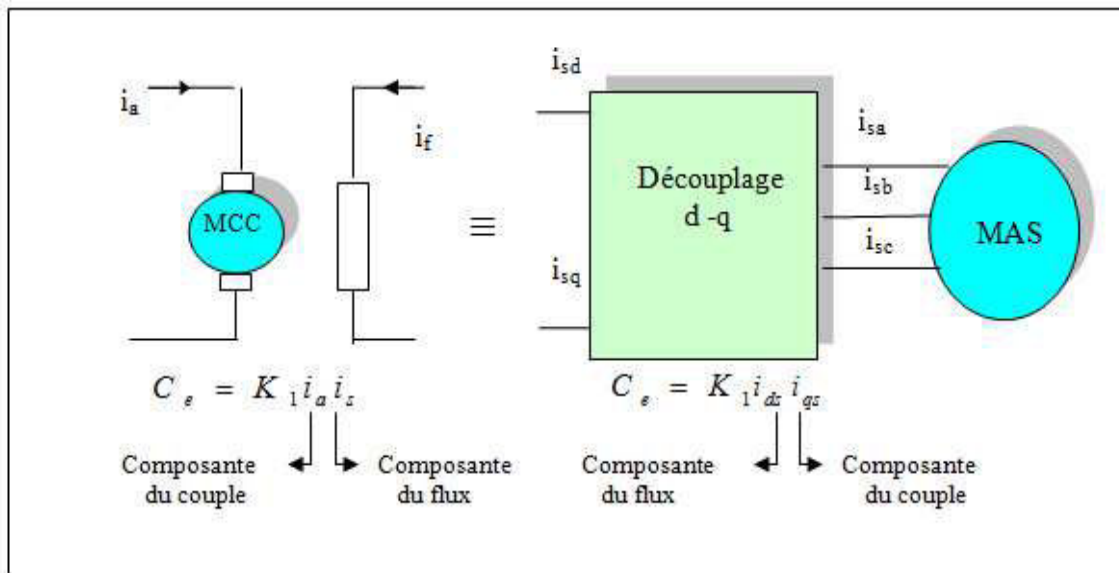


Figure (II.2) Principe de la commande vectorielle

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

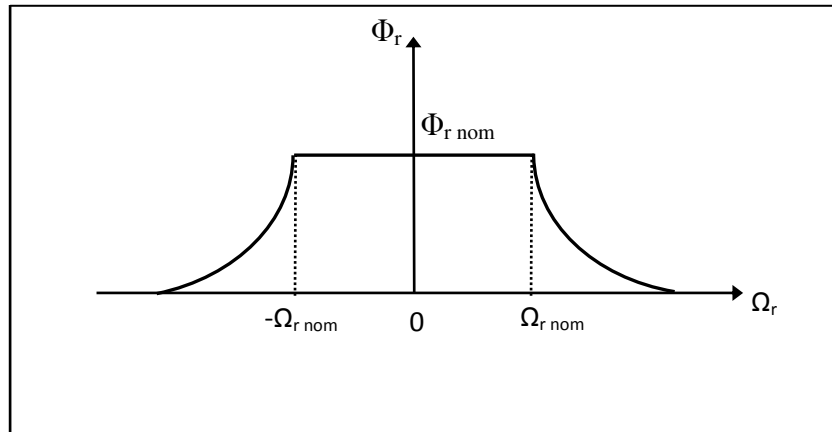
- ✓ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant ;
- ✓ Selon l'orientation du repère (d – q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant ;
- ✓ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

II.3 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale [10].

Alors, le "défluxage" permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine en sous-vitesse ($\Omega < \Omega_{nom}$) et en sur-vitesse ($\Omega > \Omega_{nom}$)

figure (II.3).



Figure(II.3) Bloc de défluxage

Le défluxage est défini par la relation non linéaire suivante:

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_{rnom} & \text{pour } |\Omega| \leq |\Omega_{nom}| \\ \Phi_r^* = \Phi_{rnom} \frac{|\Omega_{nom}|}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| > |\Omega_{nom}| \end{cases} \quad (\text{II.05})$$

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [5]. En générale, deux sortes de commande sont utilisées ; la première est dite directe l'autre est indirecte. On s'intéresse de notre travail à la commande vectorielle directe qui sera suivie par l'application de la commande sans capteur.

II.4 Principe de la commande vectorielle directe et indirecte

La méthode de contrôle directe du flux nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, et ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Ainsi la commande directe doit être réalisée par la mesure directe du flux, d'où la nécessité d'utiliser des capteurs de flux [9].

Dans la commande indirecte, le flux rotorique n'est pas réguler, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor.

Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_s - \omega)$ est différente de la valeur réelle de T_r , on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple [9].

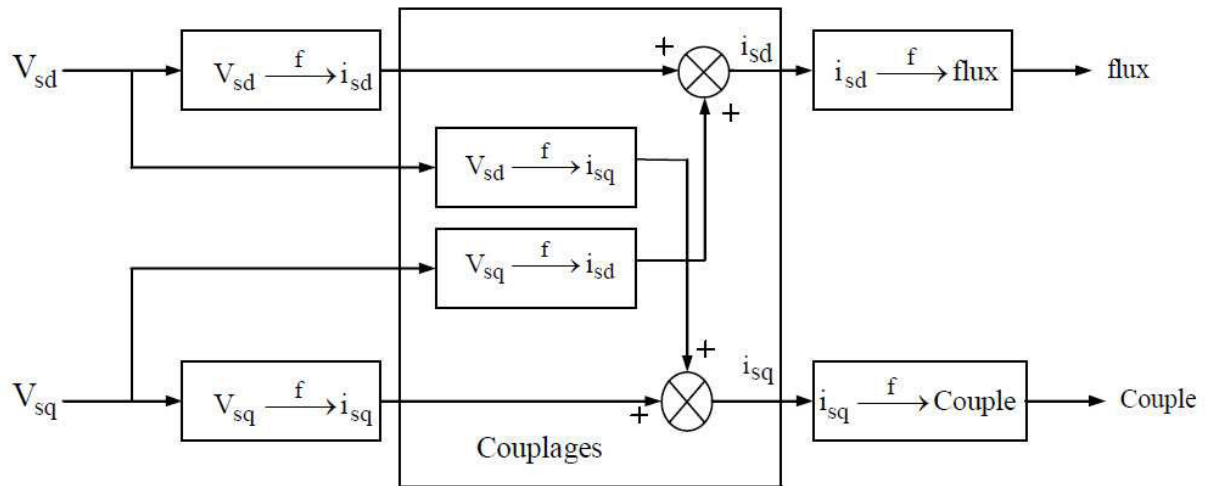
II.5 COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ

II.5.1 Expression générale de la commande

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r . Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état (I.38) nous permet d'exprimer V_{sd} et V_{sq} , comme suit

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2 T_r} \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_s T_r} \Phi_{rd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2 T_r} \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{\Phi_r T_r} I_{sq} \\ C_{em} = p \frac{M}{l_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) \end{cases} \quad (II.6)$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{sq} et V_{sd} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple (Figure II.4). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [4].



Figure(II.4) Description des couplages

II.5.2 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions (V_{sd}) et (V_{sq}) donc il faut réaliser un découplage [10][11].

II.5.3 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande tel que (V_{sd1}) n'agit que sur (I_{sd}) et (V_{sq1}) sur (I_{sq}) [6][10][11].

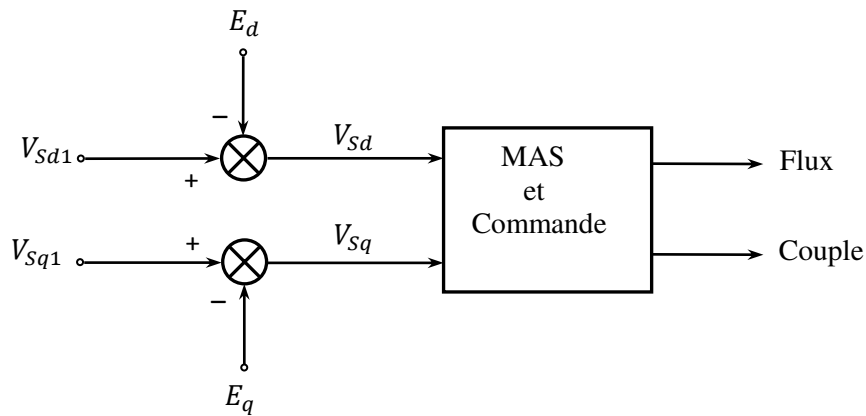
Afin de commander (V_{sd}) et (V_{sq}) qui dépendent de (I_{sd}) et (I_{sq}) par une fonction du premier ordre, il faut éliminer les termes de couplage par une précompensation. Ceci nous amène à écrire les tensions sous la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - E_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - E_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$\begin{cases} E_d = \omega_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ E_q = -\omega_s \sigma L_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_{rd} + \frac{M^2}{L_r T_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (Figure II.5)

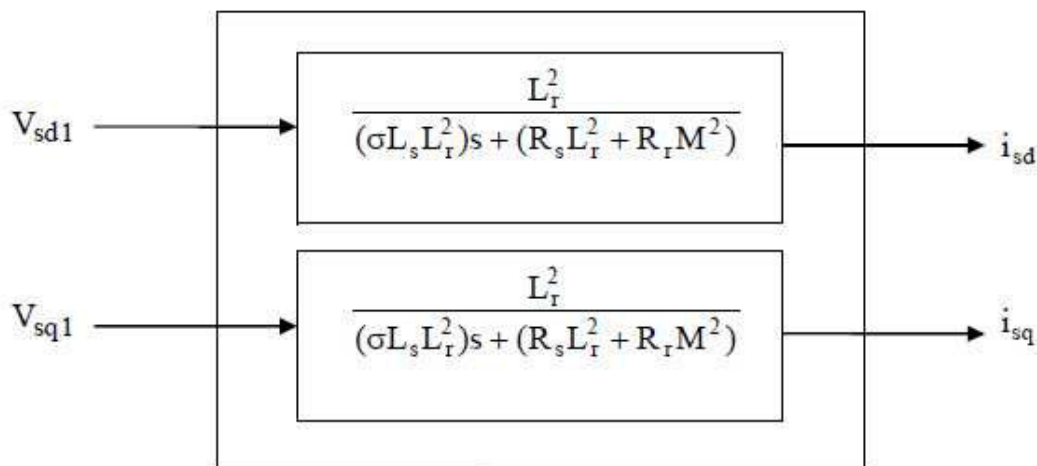


Figure(II.5) Reconstitution des tension V_{sd} et V_{sq}

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système Figure(II.6) pour lequel :

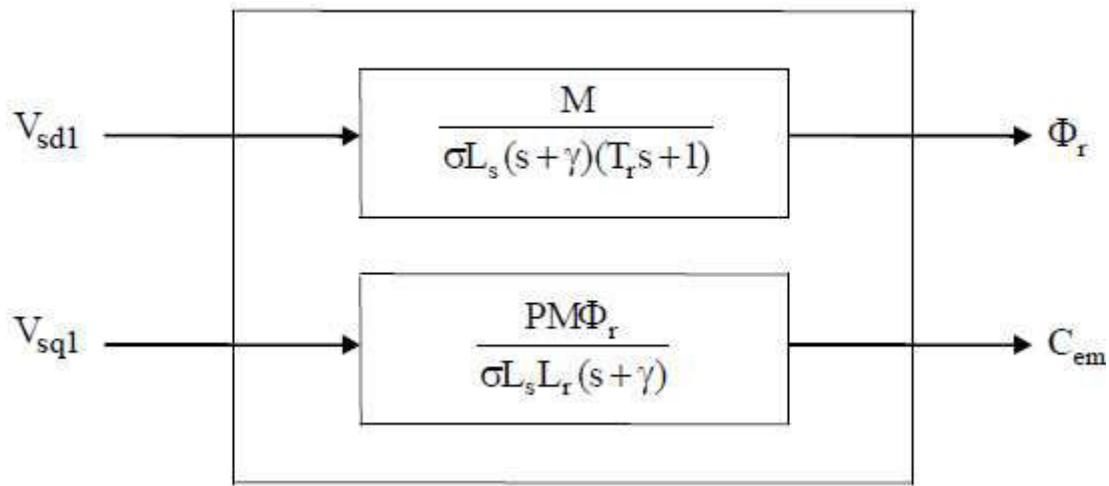
$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_S \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_S + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_S \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_S + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (II.9)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.



Figure(II.6) Commande découplée - Expressions d' i_{sd} et i_{sq} .

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons :

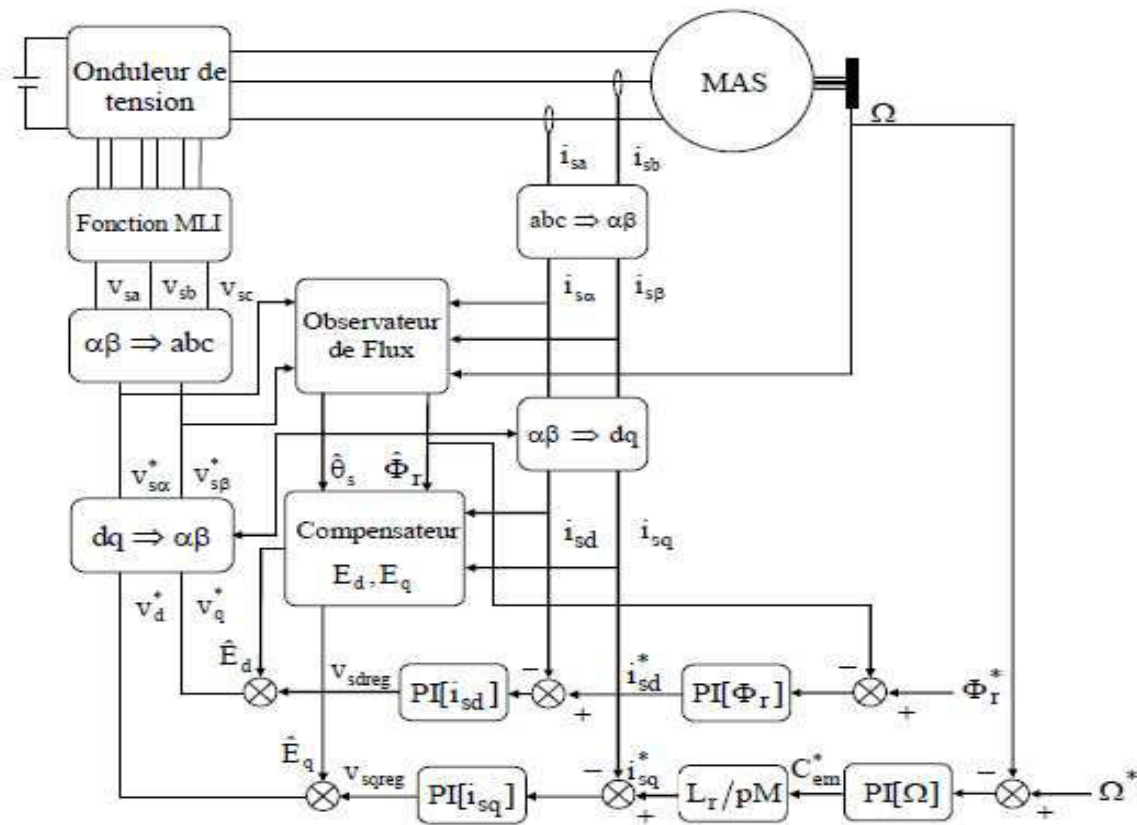


Figure(II.7) Commande découplée - Expressions de Φ_r et C_{em} .

Avec :
$$\gamma = \frac{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}}{\sigma L_s}$$

II-5. 4 ORGANISATION FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE DIRECTE

L'organisation fonctionnelle de la commande issue des principes précédemment évoqués est donnée par Figure(II.8), dans ce schéma de commande, le flux rotorique est régulé, donc il faut alors l'estimer ou plus rarement le mesurer [6].



Figure(II.8) Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension

II.5.5 détermination de Φ_r et ω_s

➤ Calcul 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,
- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

Le système d'équations (II.6) permet d'estimer le flux $\hat{\Phi}_r$:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M_s i_d}{T_r s + 1} \quad (\text{II.10})$$

➤ **Calcul de ω_s et θ_s**

La position θ_s est mesurée par la méthode indirecte.

La pulsation statorique s'écrit, d'après (II.6) :

$$\omega_s = \omega + \frac{M_s i_{sq}}{T_r \Phi_{rd}} \quad (\text{II.11})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur.

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

$$\omega_s = \omega + \frac{M_s i_{sq}}{T_r \Phi_{rd}} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Nous avons alors : } \theta_s = \frac{\omega_s}{s} \quad (\text{II.13})$$

II.6 CALCULS DES REGULATEURS

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel – Intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

Nous avons vu précédemment qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système multivariable en deux systèmes mono-variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple.

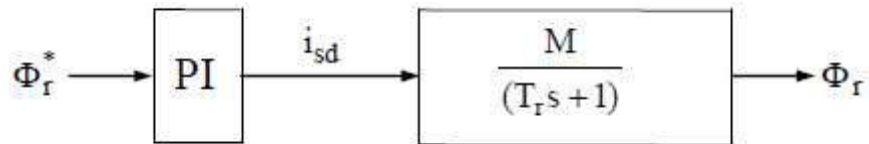
II.6.1 Calcul du régulateur de flux

Le découplage proposé (II.6) permet d'écrire

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \quad (\text{II.14})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre.

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (II.9)



Figure(II.9) Schéma en boucle ouverte

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur.

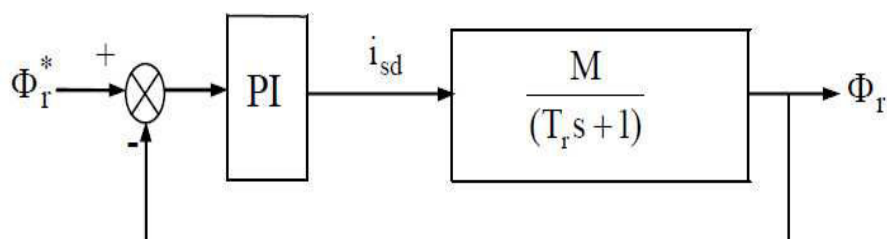
Soit :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_r$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{MK_{i\phi}}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.10)



Figure(II.10) Schéma en boucle fermée

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{\frac{MK_{i\phi}}{T_r s + 1} + 1}$$

$$\text{Donc : } \tau_{\phi} = \frac{1}{MK_{i\phi}}$$

Les paramètres de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{1}{M \tau_{\phi}} \\ k_{p\phi} = \frac{T_r}{M \tau_{\phi}} \end{cases}$$

Numériquement : on choisit $\tau_{\phi} = 0.00094$, d'où les gains du régulateur $k_{i\phi} = 538.2504$ et

$$k_{p\phi} = 38.7597$$

II.6.2 Régulateur de courant

Le découplage proposé (II.9) permet d'écrire :

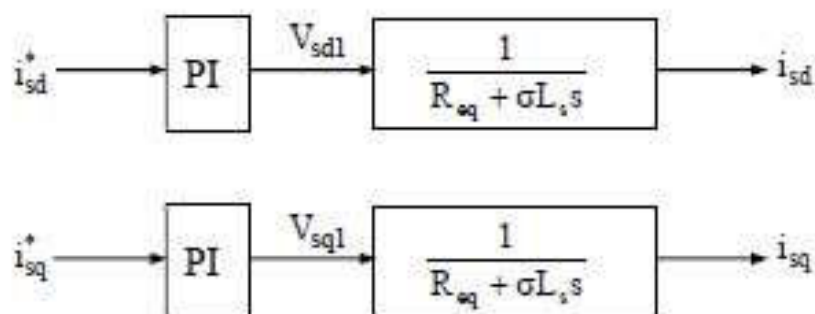
$$\begin{cases} \frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s s)} \\ \frac{i_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s s)} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.16})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (II.11)



Figure(II.11)Schéma en boucle ouverte

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur,
Soit :

$$\frac{\sigma I_s}{R_{eq}} s \quad \text{Par} \quad \frac{K_p}{K_i} s + 1$$

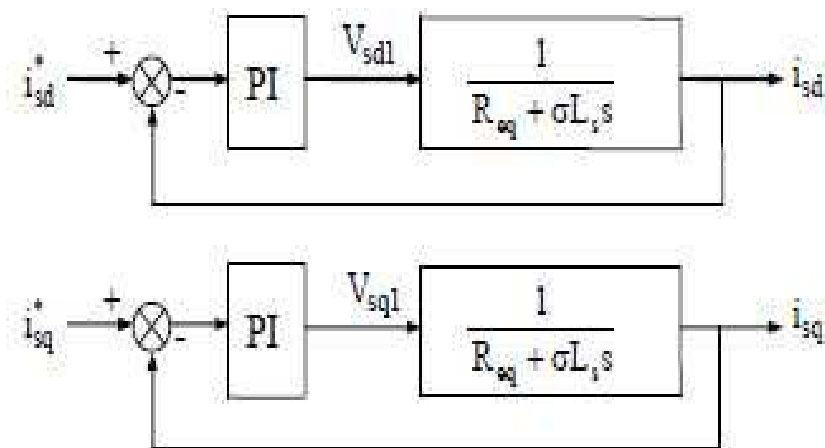
Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma I_s}{R_{eq}} \quad (\text{II.17})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{K_i}{R_{eq} s}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure II-12



Figure(II-12 Schéma en boucle fermée

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{R_{eq}}{K_i} s + 1} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Donc : } \tau_i = \frac{R_{eq}}{K_i} \quad (\text{II.19})$$

Les paramètres de régulateur de courant sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \\ K_p = \frac{\sigma I_s}{\tau_i} \end{array} \right. \quad (II.20)$$

Numériquement : on choisit $\tau_i = 0.00094s$ donc les gains du régulateur $K_i = 8707.7$ et

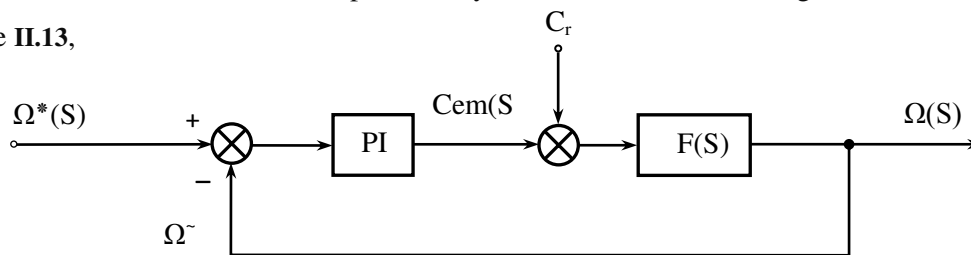
$$K_p = 32.8944$$

II.6.3 Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \Rightarrow \Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (II.21)$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec régulateur PI est donné par la Figure II.13,



Figure(II.13) Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(\frac{K_{p\Omega} s + K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{Js + f}$$

Soit

$$\Omega = \frac{(k_{p\Omega} + 1)}{\frac{J}{k_{i\Omega}} s^2 + \frac{k_{p\Omega} + J}{k_{i\Omega}} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{k_{i\Omega}}}{\frac{J}{k_{i\Omega}} s^2 + \frac{k_{p\Omega} + J}{k_{i\Omega}} s + 1} C_r \quad (II.22)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2nd ordre. En identifiant le dénominateur

à la forme canonique
$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}$$

$$\begin{cases} k_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ k_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \end{cases} \quad (II.23)$$

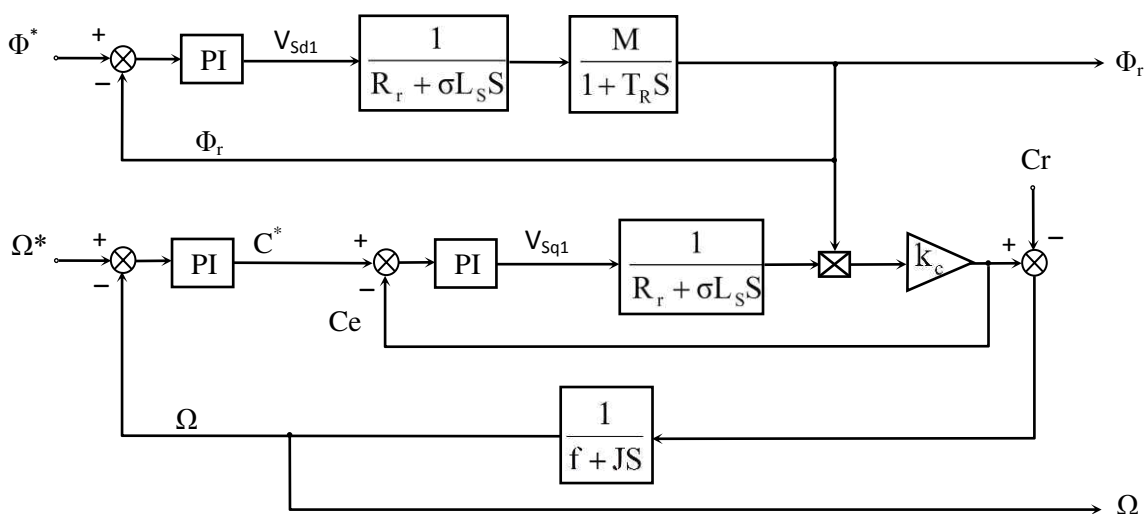
Pour un amortissement critique, on aura pour $\omega_n = 30$,

Numériquement, on a : $k_{p\Omega} = 1.8600$ et $k_{i\Omega} = 27.9000$.

II.7 MODÈLE LINÉAIRE EQUIVALENT DE LA MAS. OBTENU PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

A l'aide de la figure II.7, représentant la commande découplée (expression de Φ_r et C_{em} et l'équation mécanique (II.21), on peut élaborer le schéma fonctionnel de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique sur un modèle linéaire simplifié, montré dans la Figure II.13, associé à des régulateurs du type PI.

Si le flux se stabilise rapidement à sa valeur de référence, le découplage sera parfaitement réalisé entre les deux axes de commande. Ainsi, on obtient un modèle linéaire découplé du moteur, ce modèle sera utilisé ultérieurement dans la synthèse du régulateur par mode de glissement.



Figure(II.14) Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de la M.A.S.

par la commande vectorielle directe.

II.8 RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone en tension sont illustrés par les figures (Figure.II.15, Figure.II.16 et Figure.II.17), Le système est soumis aux tests de suivi de la consigne à la variation de la charge, à l'inversion du sens de rotation et la variation vis-à-vis de la résistance rotorique.

➤ Essai en charge nominale après un démarrage à vide.

La figure (II.15) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge avec et sans onduleur, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence.

Après l'application de charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (150 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et a prés l'application de charge La comparaison des résultats obtenus de la figure (II.15.b) avec ceux obtenus sans onduleur (figure (II.15.a)) montre une ressemblance notable, on peut dire que les résultats sont sensiblement identique

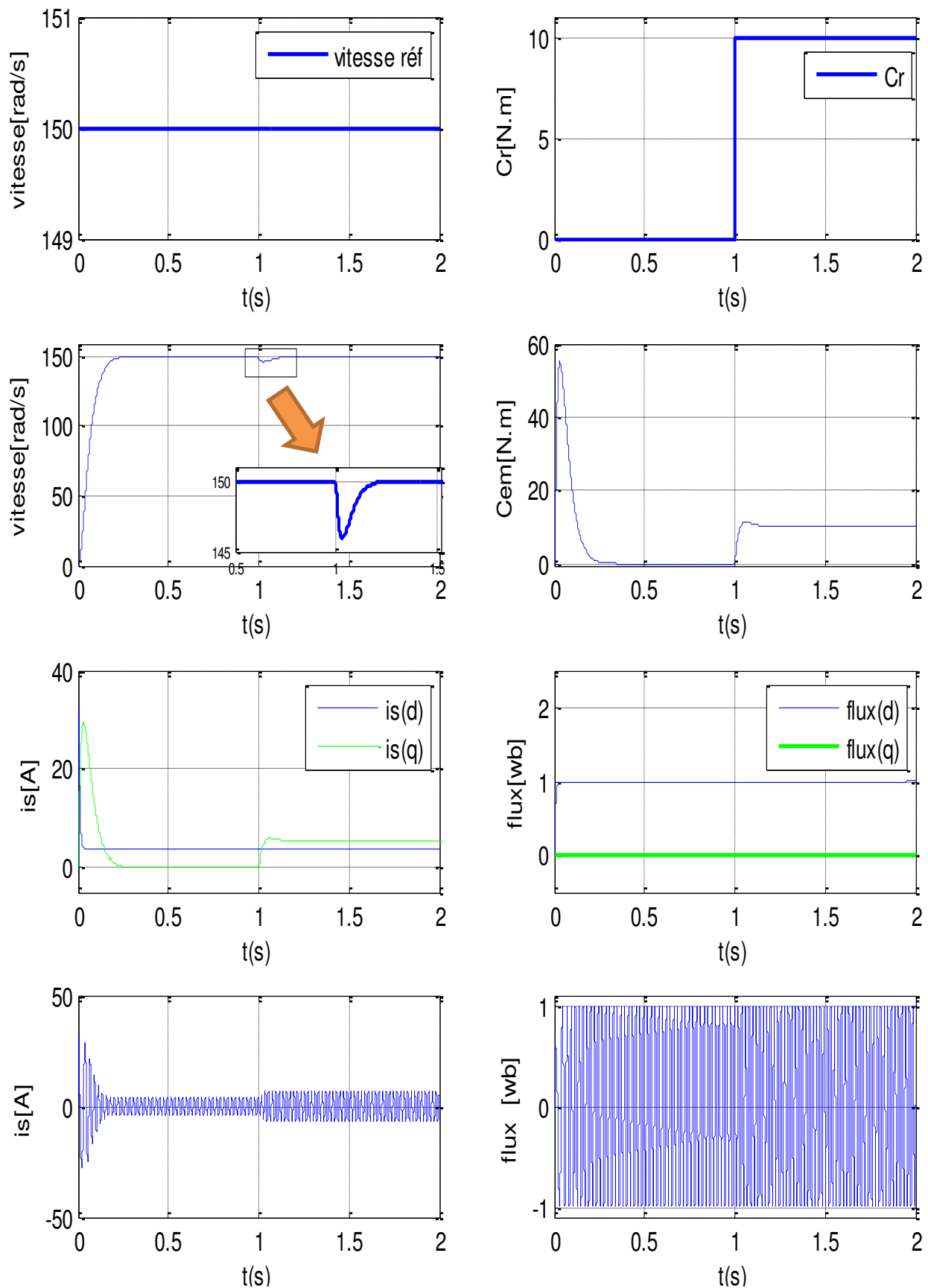
➤ Tests de poursuite de la variation de vitesse.

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse de la figure (II.16) montrent que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

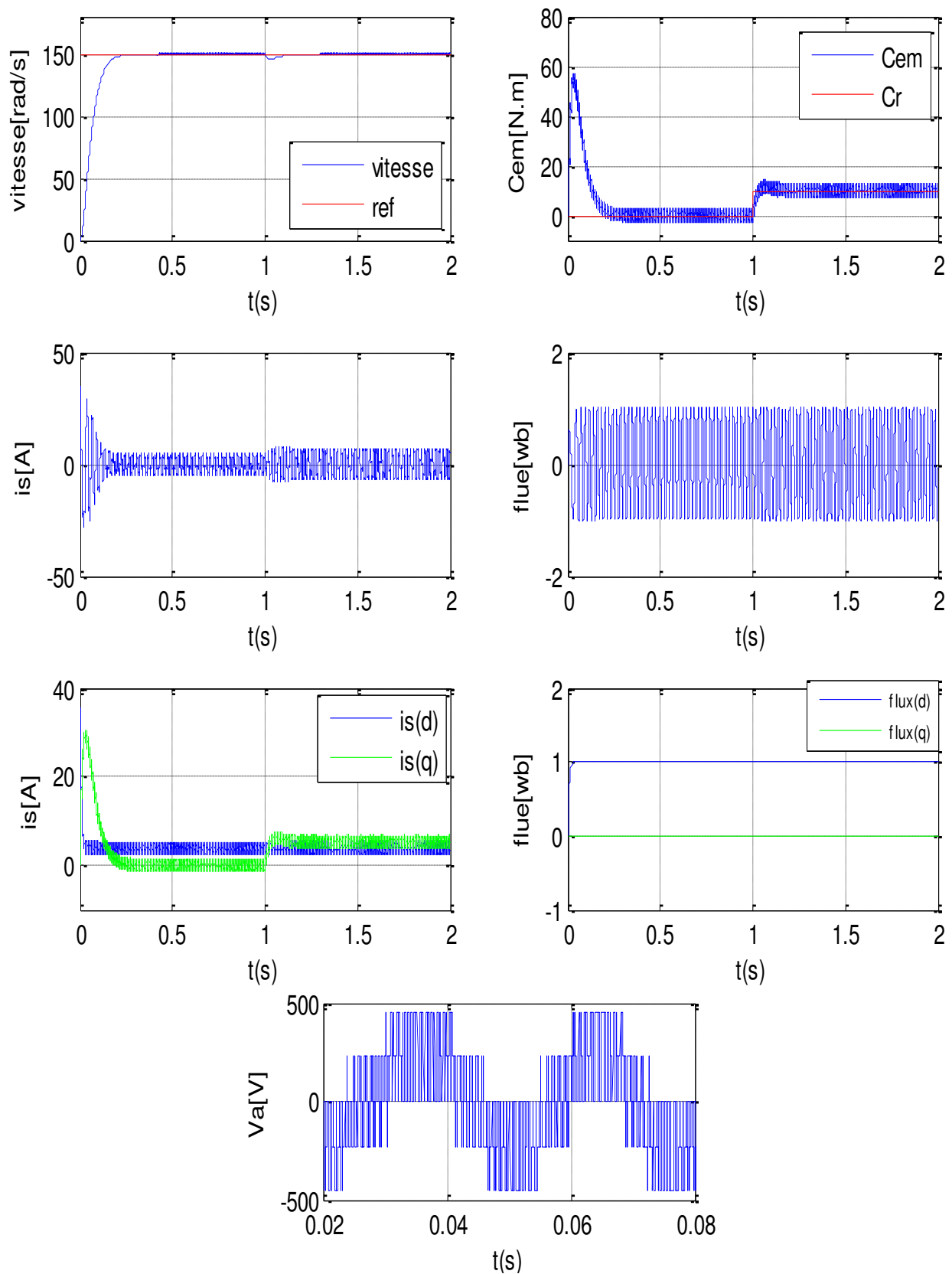
On remarque que le système répond positivement à ce test, La vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors de passage au mode des sous vitesses puis regagne sa valeur sans erreur. transition en module des composantes directes des flux rotoriques Φ_{rd} , avec le maintien de Φ_{rq} pratiquement nul. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse.

➤ Tests de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

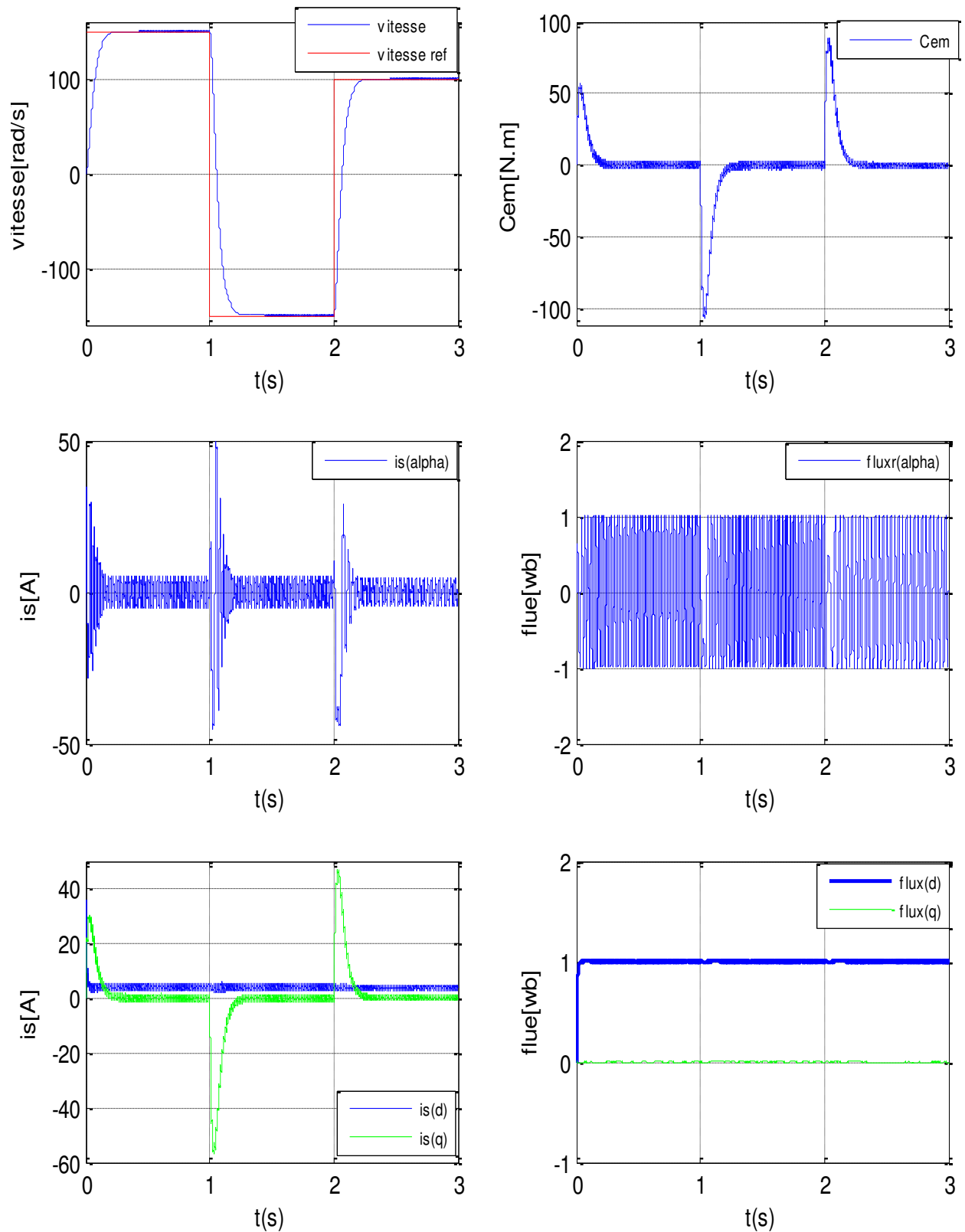
D'après les résultats présentent dans la figure (II.17), on remarque que avant l'instant $t = 1 \text{ s}$ c'est-à-dire a l'instant de variation de la résistance rotorique ($R_r = 3.8\Omega$) aucunes variation sur les courbe de vitesse et, flux, couple, et courants. Lors la variation de la résistance rotorique ($R_r = 7.6\Omega$), Les allures de flux, sont divergent aux leurs valeurs désirer.



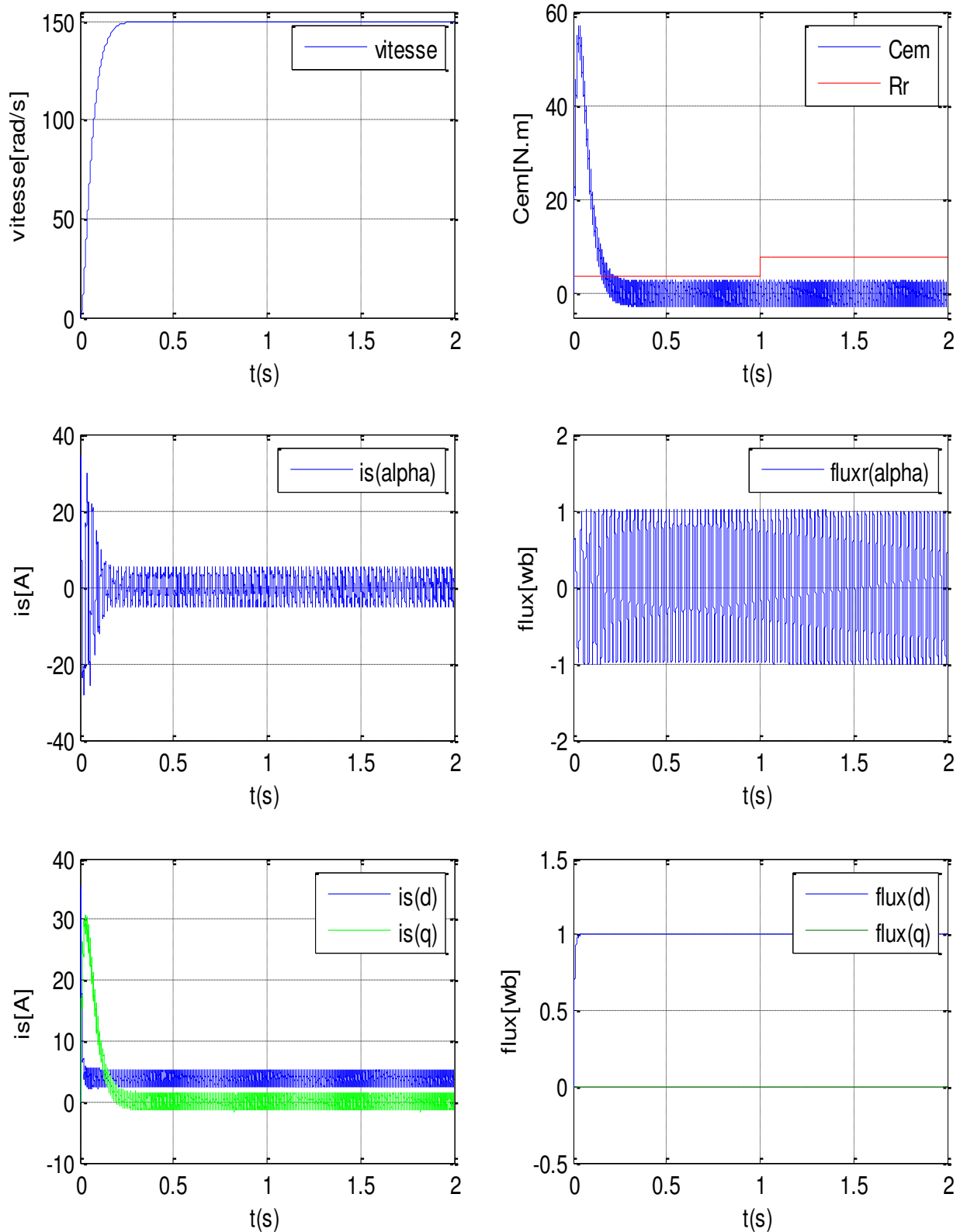
Figure(II.12.a) Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en charge nominale après un démarrage à vide.



Figure(II.12.b) Résultats de simulation de la CV de la MAS en charge nominale après un démarrage à vide (alimentation par onduleur).



Figure(II.13) Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de vitesse.



Figure(II.14) Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la Variation de la résistance rotorique.

II.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliquée à la machine asynchrone. La finalité est de commander d'une manière découplée le flux et le couple. La machine est alimentée par la cascade redresseur-filtre-onduleur de tension, commandé par la technique MLI. Nous avons montrés via les résultats de simulation obtenus (cas de la commande vectorielle indirecte) que le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, le choix des régulateurs est justifié par la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

Cependant, nous constatons qu'un changement dans les paramètres de la machine influe d'une manière directe sur les coefficients du régulateur PI et sur le découplage ce qui provoque l'instabilité de la machine. En outre, en fonctionnement de la machine à basse vitesse, nous remarquons que la poursuite n'est pas très bonne vu la présence de fortes oscillations. Néanmoins, la commande vectorielle nécessite la connaissance des grandeurs difficiles à mesurer comme le flux et la vitesse (utilisation de capteurs). C'est pour cette raison et pour des raisons économiques et/ou de sûreté de fonctionnement qu'on a recours aux techniques développées, basées sur les observateurs (filtre de Kalman, MRAS...). En commande vectorielle directe, l'élimination de capteur mécanique de vitesse peut pallier à ce problème. En fait, la commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Ce contexte fait l'objet du chapitre qui suit.

CHAPITRE III

Observateurs déterministes et stochastiques

III.1 Introduction

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers de charge extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées. Ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courant, tension, flux, couple électromagnétique) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques directement captés. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, malgré leurs difficultés de montage entre le moteur et sa charge (fragilisation mécanique de l'arbre de transmission), leurs sensibilités aux interférences extérieures et leurs maintenances très coûteuses. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine asynchrone conventionnelle ne sont ni accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant). Dans ces conditions les techniques d'automatique telles que le filtrage et l'estimation sont de plus en plus utilisées pour les reconstitutions des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes.[2]

Dans ce chapitre, nous s'intéressons à la reconstitution des deux grandeurs principales, électriques (flux, courant) et mécanique (vitesse de rotation) en utilisant les deux grandes familles d'observateurs :

- Observateurs de type déterministes
- Observateurs basés sur le filtrage stochastique (filtre de Kalman étendu).

III.2 Les observateurs d'état

Donc sous l'hypothèse de linéarité du modèle du processus, la structure de base de l'estimateur est toujours la même, mais sa réalisation dépendra du contexte choisi : continu ou discret, déterministe ou stochastique.

Dans le cas où ce modèle est un modèle déterministe, le reconstituteur d'état sera appelé observateur.

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du système à partir des états accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer (par des capteurs ou autres dispositifs) l'état par une méthode directe.

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la figure (III. 1). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système, qui porte le nom de prédicateur. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur.

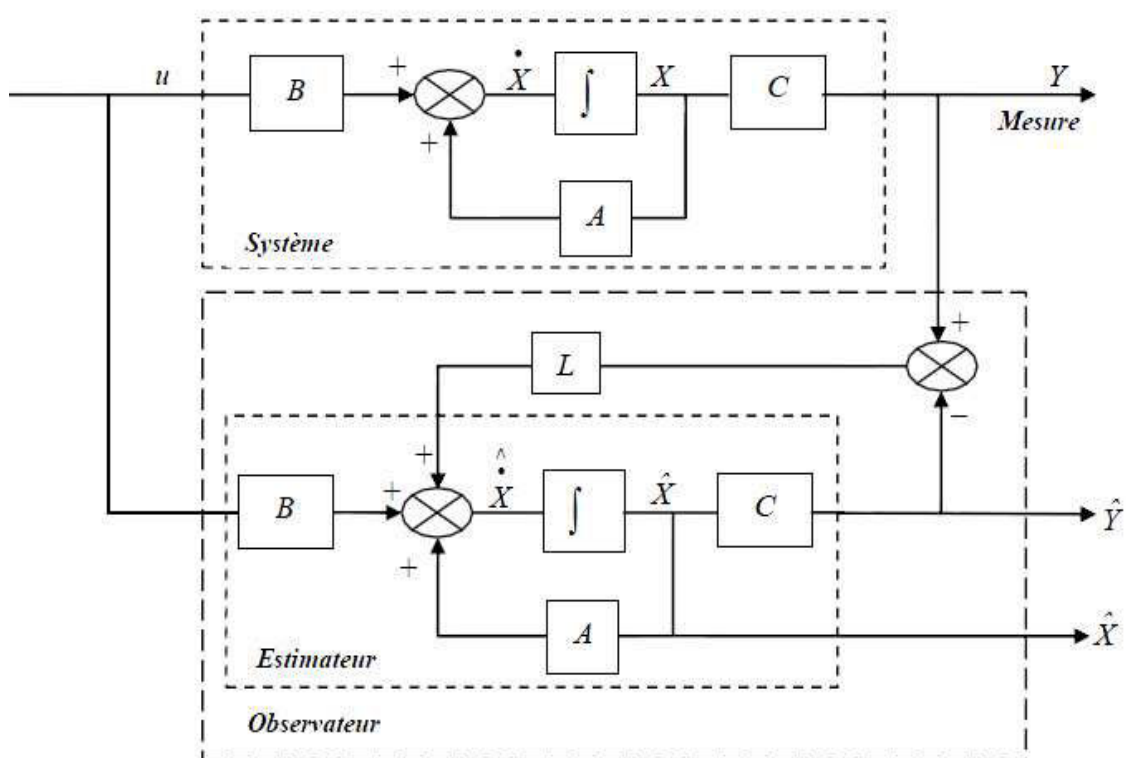


Figure (III.1) Schéma fonctionnel d'un observateur

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 et un vecteur de sortie Y dont les composantes sont mesurables (courants, tensions). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné \hat{Y} par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain L et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{X} . Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain L , tel que les valeurs propres de $A - LC$ soient à parties réelles

strictement négatives [15], on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéros.

La différence de la mise en œuvre des observateurs, se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain L . Celle-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [15] [16].

Donc, l'observation se fait en deux étapes :

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

III.2.1 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs, nous pouvons citer : observateur de Luenberger, observateur à base d'un système adaptatif à modèle de référence MRAS, dans le cas de modèles linéaires et observateur à structure variable (mode glissant) dans le cas de modèles non linéaires.[16].

III.2.2 Observateurs stochastiques:

Ces observateurs donnent des estimations d'état, en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit et des erreurs de modélisation dans le système, qui sont très fréquentes. Parmi ces observateurs, nous pouvons citer l'observateur stochastique de filtre de Kalman.

Le choix de l'observateur dépend de la structure des modèles et de l'importance du temps de calcul, qui limite l'utilisation des observateurs en temps réel. Dans ce qui suit, nous présentons différentes sortes d'observateurs : observateur à base d'un système adaptatif à modèle de référence MRAS (approche déterministe) et observateur linéaire de filtre de Kalman étendu (approche stochastique). [16]

III.3 Observateur à base d'un système adaptatif à modèle de référence (MRAS)

Le système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) est composé de deux estimateurs de flux. Le premier, qui n'introduit pas la vitesse est appelé le modèle de référence (généralement c'est un modèle en courant). Le deuxième est appelé le modèle ajustable (généralement c'est un modèle en tension) (figure III 2). L'erreur, produit du décalage entre les sorties de deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée $\hat{\omega}$. Cette dernière est appliquée au modèle ajustable [07].

Pour l'estimation de la vitesse, il propose la comparaison de l'estimation du flux commun obtenu avec les équations statoriques (indépendantes explicitement de la vitesse) et d'autre part avec les équations rotoriques (dépendantes explicitement de la vitesse). L'objectif est de trouver le paramètre vitesse du modèle adaptatif afin d'assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques. Ainsi la valeur de la vitesse estimée devient celle de la vitesse réelle. Le fonctionnement adéquat de l'estimation est assuré par un choix judicieux des paramètres du mécanisme d'adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de Popov.[16]

Le schéma de l'observateur est résumé dans la Figure (III.2)

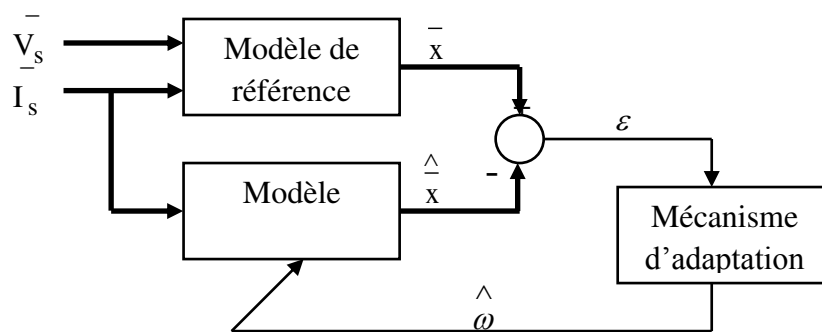


Figure (III.2) Schéma bloc de l'observateur MRAS

Les deux modèles de base sont : le modèle du stator et le modèle du rotor donc à partir des équations du flux et de tension (statorique et rotorique), on peut tirer les équations suivantes :

$$\dot{\bar{\phi}}_r = \frac{L_r}{M} (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \sigma L_s p \bar{I}_s) \quad (\text{III.1})$$

$$\dot{\bar{\phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right) \bar{\phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.2})$$

Le flux rotorique prévenant de l'équation (II-1) ne dépend pas de la vitesse mécanique et produit la valeur de référence du flux rotorique on peut la considérer comme étant le modèle de référence tandis que l'équation (II-2) dépend de la vitesse, on peut la considérer comme étant le modèle ajustable. Elle produit la valeur estimée du flux rotorique.

Pour démontrer la stabilité du modèle choisis, on va utiliser le critère de POPOV. Pour cela on considère l'équation (II-2) prise pour l'estimation du flux et de la vitesse, ce qui nous donne :

$$\hat{\dot{\phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega}\right) \hat{\phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.3})$$

L'erreur dynamique entre les deux modèles (II.2) et (II.3) donnée par:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_\beta \\ \hat{\phi}_\alpha \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (\text{III.4})$$

Équivalent a :

$$\frac{d}{dt} [\varepsilon] = [A] [\varepsilon] - [W] \quad (\text{III.5})$$

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

$$\int_0^t \varepsilon^t W dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{III.6})$$

A ce propos, POPOV propose la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = Q_2(\varepsilon) + \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \quad (\text{III.7})$$

Ou γ^2 constante positive. En utilisant l'équation (III.7) tout en remplaçant ε et $\hat{\omega}$ par leurs valeurs, on obtient :

$$\int_0^t \left\{ \left[\varepsilon_\alpha \hat{\phi}_\beta - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_\alpha \right] \left[\omega - Q_2(\varepsilon) - \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \right] \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{III.8})$$

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

$$\int_0^t K \left(\frac{df(t)}{dt} \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K f(0)^2 \quad K \geq 0 \quad (\text{III.9})$$

En utilisant cette dernière expression pour la résolution de l'inégalité de POPOV (III.8), on obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} Q_1 = K_i (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_\alpha - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_\beta) \\ Q_2 = K_p (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_\alpha - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant l'équation (III.10) dans l'équation (III.7), on obtient la valeur estimée $\hat{\omega}$ qu'est donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = K_p (\phi_\beta \hat{\phi}_\alpha - \phi_\alpha \hat{\phi}_\beta) + K_i \int_0^t (\phi_\beta \hat{\phi}_\alpha - \phi_\alpha \hat{\phi}_\beta) d\tau \quad (\text{III.11})$$

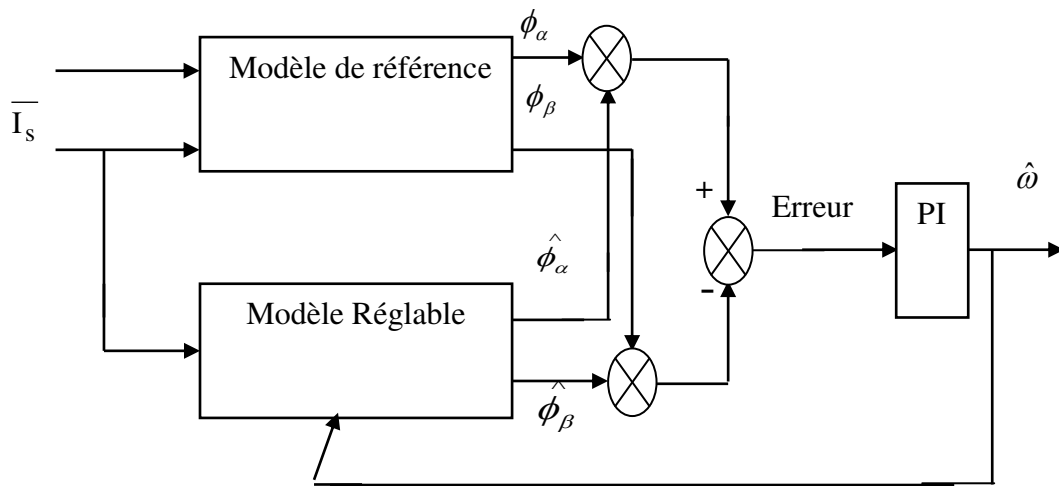
Ce qui conduit à :

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) (\bar{x} \otimes \hat{\bar{x}}) \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$x = \phi_r$, représente le flux rotorique.

Avec ce choix de la variable x , nous obtiendrons le schéma bloc correspondant donné par la figure (III.3)



Figure(III.3) Schéma bloc de la MRAS

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 estimée donne automatiquement une erreur passe à travers un contrôleur PI délivrant la vitesse du modèle réglable.

Le schéma de simulation de cet observateur est donne par la figure (III-4).

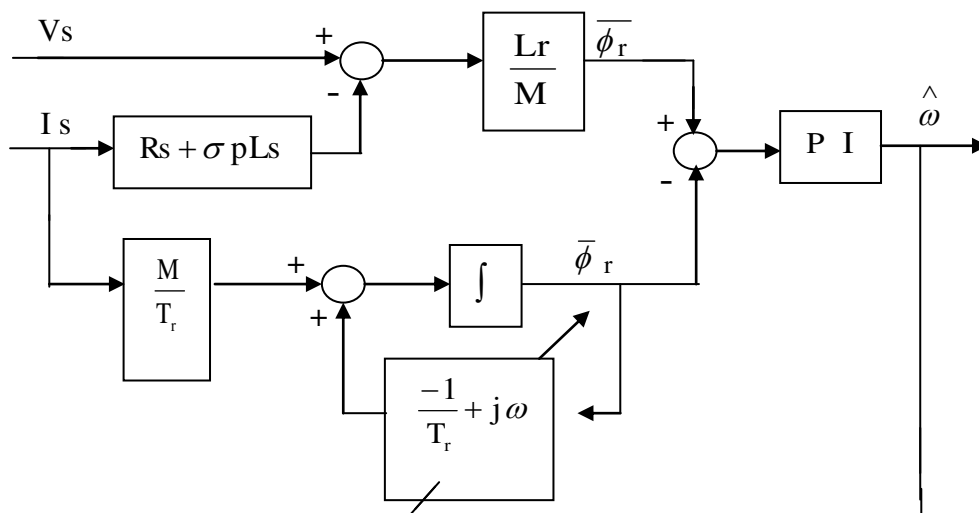


Figure (III.4) MRAS basée sur l'estimation du flux rotorique et de la vitesse

III.4 Résultats de simulation

On prend la tension et les courants statoriques 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. Les résultats de simulation de la machine et l'estimateur sont présentés sur les figures (III-5).

On peut remarquer que l'estimation des composantes des flux rotoriques coïncident avec les composantes réelles avec une erreur statique d'estimation très faible (d'ordre 03 %).

L'allure de la caractéristique de la vitesse estimée, présente de faibles oscillations les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. On remarque que la vitesse estimée suit la vitesse réelle et elle s'établit à une valeur proche de la vitesse nominale.

Au démarrage de la simulation l'erreur devient un peu importante, après un certain temps elle décroît jusqu'à la valeur zéro et reste constante.

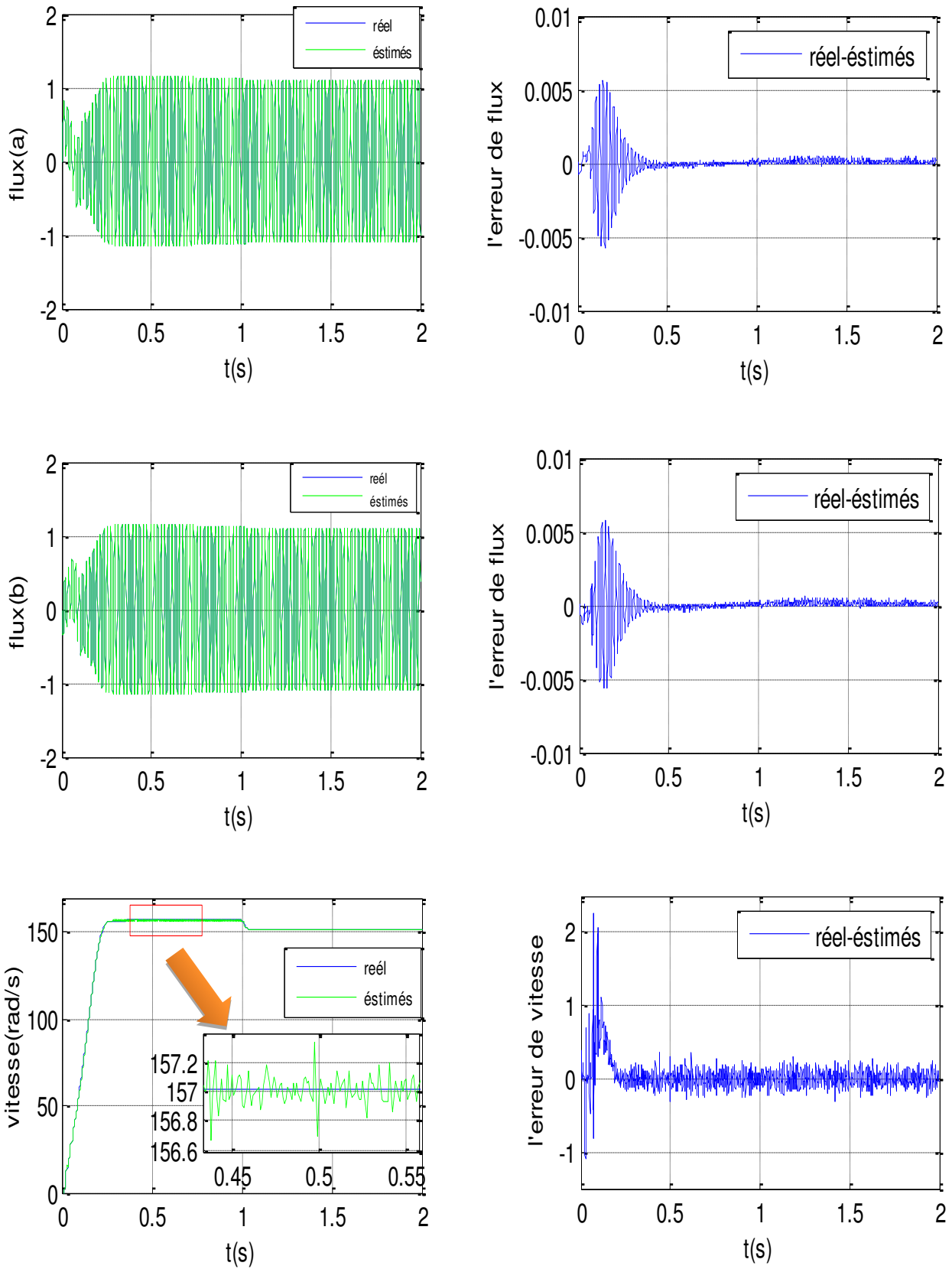


Figure (III.5) Résultats de simulation de la MAS et l'estimation de la MRAS

III.5 Observateur à base du Filtre de Kalman

III.5.1 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur linéaire qui peut être, dans le cas d'un système non linéaire, appliqué au modèle linéarisé. On parle alors de filtre de Kalman étendu. Ce dernier peut être utilisé pour l'estimation d'état, voire de paramètres de la machine asynchrone[12]

Le filtre de Kalman permet de résoudre, dans le domaine temporel, le problème de l'estimation statistique pour des systèmes linéaires. Il fait appel à la représentation d'état des systèmes linéaires stochastiques. Il fournit alors une estimation optimale au sens de la variance minimale ainsi que la variance de l'erreur d'estimation. Dans le cas d'un système discret, la formulation du filtre est particulièrement adaptée au traitement numérique, donc à l'implantation sur un ordinateur en vue de son fonctionnement en temps réel. [12]

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [10]:

- sélection du modèle de la machine.
- discrétisation du modèle du système.
- détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
- Implantation de l'algorithme du filtre de Kalman.

III.5.2 Modèle stochastique

Le choix du modèle d'état continu dans le repère statorique en vue de l'estimation d'état ou de paramètres de la machine asynchrone. La discrétisation du modèle donné au premier chapitre s'écrit alors :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k \\ Y = C X_k \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

Avec :

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e a_1 & 0 & a_2 \frac{T_e}{T_r} & a_2 T_e \cdot n_p \Omega \\ 0 & 1 - T_e a_1 & -a_2 T_e \cdot n_p \Omega & a_2 \frac{T_e}{T_r} \\ T_e \frac{M}{L_r} & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -T_e n_p \Omega \\ 0 & T_e \frac{M}{L_r} & T_e n_p \Omega & 1 - \frac{T_e}{T_r} \end{bmatrix}; B_k = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

$$\text{Et : } a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r \cdot M^2}{\sigma L_s L_r}, \quad a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

Le système étudié est supposé décrit par un modèle d'état linéaire et discret donné par l'équation (III.13). Cependant, ce modèle est idéal et ne peut véritablement rendre compte de tous les phénomènes qui régissent le système réel. Afin de modéliser cet écart entre le système réel et le modèle élaboré, on introduit dans l'équation d'état du modèle (III.13) un vecteur de perturbation W_k , encore appelé bruit d'état. Les mesures sont toujours entachées d'erreurs. On introduit donc dans l'équation de mesure un vecteur de bruit de mesure V_k . Le modèle d'état discret tenant en compte les erreurs considérées s'écrit :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_K X_K + B_K U_K + W_K \\ Y_K = C X_K + V_k \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$W_K = W(KT)$: bruits d'entrées (ou d'état)

$V_K = V(KT)$: bruits de sortie

W_k et V_K Caractérisées par :

On supposera que leurs valeurs moyennes sont nulles

$$E\{W_K\} = 0 \quad (\text{III.16})$$

$$E\{V_K\} = 0 \quad (\text{III.17})$$

Leur covariance s'exprimant par :

$$E\{W_K W_j^T\} = Q \delta_{Kj} \quad \text{Où } K, j \in N, \text{ et } \delta_{ij} \text{ est le symbole de Kronecker.}$$

$$E\{V_K V_j^T\} = R \delta_{Kj} \quad (\text{III.18})$$

Tel que :

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

L'état initial X_0 est une variable aléatoire d'espérance $X_{0/0}$, de matrice de covariance $P_{0/0}$ connue, indépendante des bruits d'état et de mesure.

Où Q, R et P_0 sont des matrices symétriques définies positives.

III.5.3 Filtre de Kalman standard

- La prédiction de l'état $\hat{X}_{k+1/k}$ et de la matrice de covariance $\hat{P}_{k+1/k}$ s'écrit:

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1/k} = A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_k \hat{P}_{k/k} A_k^t + Q \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

- L'étape de correction réajuste la prédiction à partir des mesures Y_{k+1} pondérées par le gain de Kalman K_{k+1} :

$$\hat{X}_{k+1/k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K_{k+1} \cdot (Y_{k+1} - C \cdot \hat{X}_{k+1/k}) \quad (\text{III.21})$$

- Le gain de Kalman K_{k+1} est déterminé à partir de la matrice de covariance $\hat{P}_{k+1/k}$ et de la matrice de covariance des bruits de mesure R :

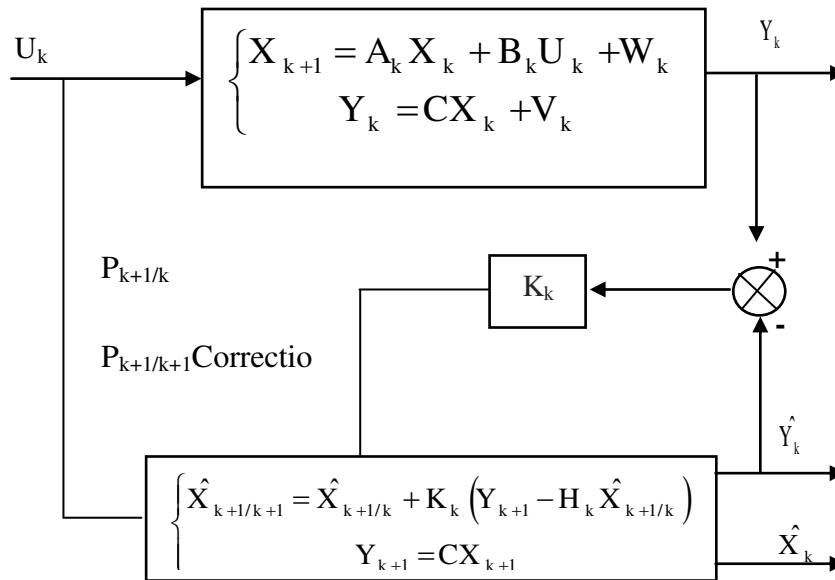
$$K_{k+1} = P_{k+1/k} \cdot C^t (C \cdot P_{k+1/k} \cdot C^t + R)^{-1} \text{ Et } \hat{P}_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} \cdot C) \cdot \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{III.22})$$

La mise à jour de la covariance de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$P_{k+1/k+1} = P_{k+1/k} - K_{k+1} C P_{k+1/k} \quad (\text{III.23})$$

Finalement, les formules (II.20), (II.21), (II.22) et (II.23) représentent les équations du fameux filtre de Kalman discret.

La figure (II.6) représente le schéma général du filtre de Kalman standard discret:

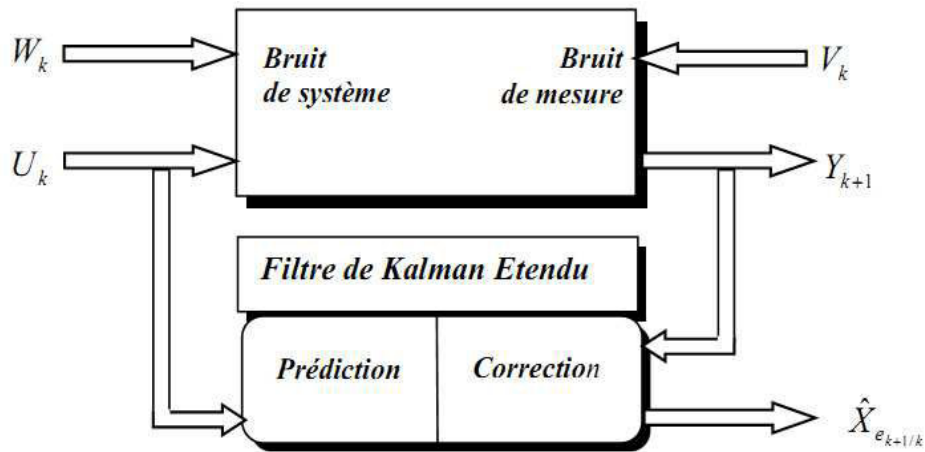


Figure(III.6) Principe d'un filtre de Kalman.

III.5.4 Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman standard, décrit précédemment, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer des paramètres de la machine asynchrone, une solution consiste à étendre le vecteur d'état estimé aux paramètres recherchés. Le modèle devient alors non linéaire. On peut, sous certaines hypothèses, appliquer le filtre de Kalman standard à un modèle linéarité du système.[10] ,[12] [16]

Il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent.



Figure(III.7) la structure globale de FKE

Dans ce cas, le comportement dynamique du moteur asynchrone peut être modélisé par le modèle non linéaire suivant:

$$\begin{cases} X_{k+1}^e = f(X_k^e, U_k) + W_k^e \\ Y = h(X_k^e) + V_k \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$X_k^c = [X_k \quad \theta_k] \quad (\text{III.25})$$

Où : X_k représente le vecteur des états à estimer et θ_k : représente le vecteur des paramètres à estimer. Etant donné que:

$$Q_x = E(W_{xk} \cdot W_{xi}^t) \quad \text{Et} \quad Q_\theta = E(W_{\theta k} \cdot W_{\theta i}^t) \quad (\text{III.26})$$

Avec :

Q_x : Matrice de covariance des états,

Q_θ : Matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice Q_θ est diagonale et on définit:[22],[27],[07]

$$Q = \begin{bmatrix} Q_x & 0 \\ 0 & Q_\theta \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

III.5.6 Algorithme du Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman peut être exécuté en utilisant le modèle stochastique de la machine asynchrone décrit par l'équation (III-15). On distingue deux principales étapes pour la réalisation d'un filtre de Kalman, une phase de prédiction, et une phase de correction [4]. Ces deux étapes sont précédées par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance. La figure (III.8) illustre le schéma de principe de la structure du filtre de Kalman.

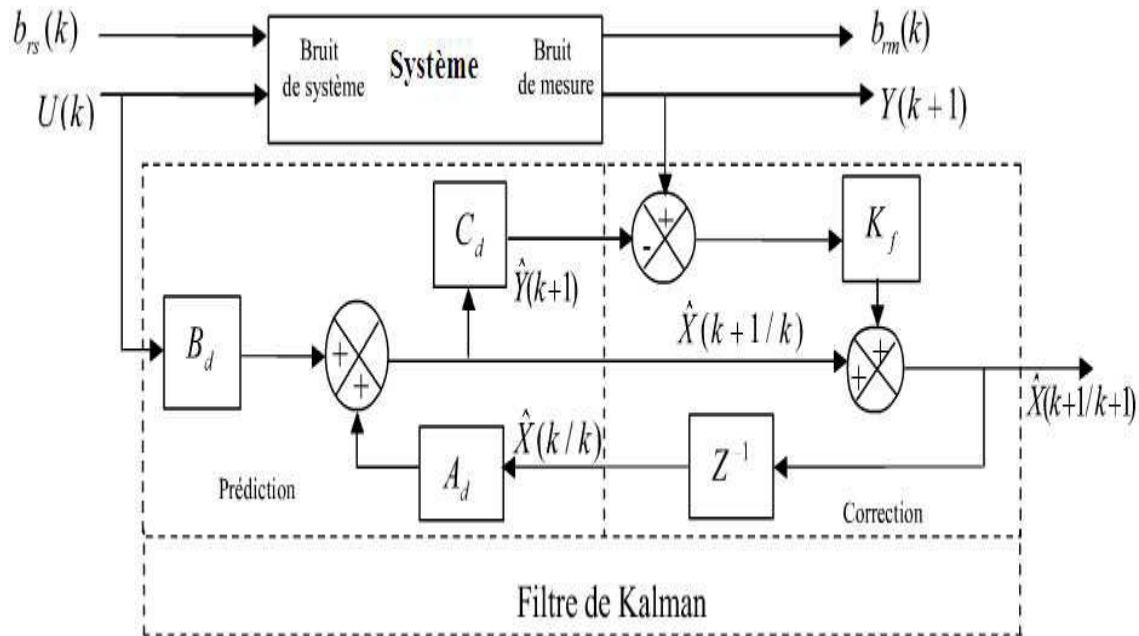


Figure (III.8) Schéma de principe du filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman estime l'état d'un système en utilisant une forme de retour (feedback) : en premier temps le filtre estime l'état du système, et après, il utilise un certain retour contenant des mesures bruitées, par conséquent, les équations du filtre de Kalman peuvent être divisées en deux groupes :

- **Equations de mise à jour temporelle :** (table1) sont responsable de la projection vers l'avant (dans le temps) des estimés de l'état réel et de la covariance d'erreur en but d'obtenir les estimés à priori pour le prochain échantillon de temps.

- **Equations de mise à jour de mesure :** (table2) sont responsable du retour, c'est-à-dire, de l'incorporation d'une nouvelle mesure dans l'estimé a priori pour obtenir un estimé a posteriori amélioré (corrigé).

Table 1: Equations de mise à jour temporelle.
$\hat{x}_{k/k-1} = A\hat{x}_{k-1/k-1} + Bu_{k-1}$ $P_{k/k-1} = AP_{k-1/k-1}A^T + Q$
Table 2 : Equations de mise à jour de mesure
$K_k = P_{k/k-1}C^T(CP_{k/k-1}C^T + R)^{-1}$ $\hat{x}_{k/k} = \hat{x}_{k/k-1} + K_k(y_k - C\hat{x}_{k/k-1})$ $P_{k/k} = P_{k/k-1} - K_kCP_{k/k-1}$

Les équations de mise à jour temporelle peuvent être considérées comme des équations prédictives. Tandis que les équations de mise à jour de mesure peuvent être considérées comme des équations correctives. Par conséquent, on peut dire que le filtre de Kalman étendu est un algorithme prédictateur/ correcteur similaire au filtre de Kalman standard, comme il est illustré dans la figure (IV.9)

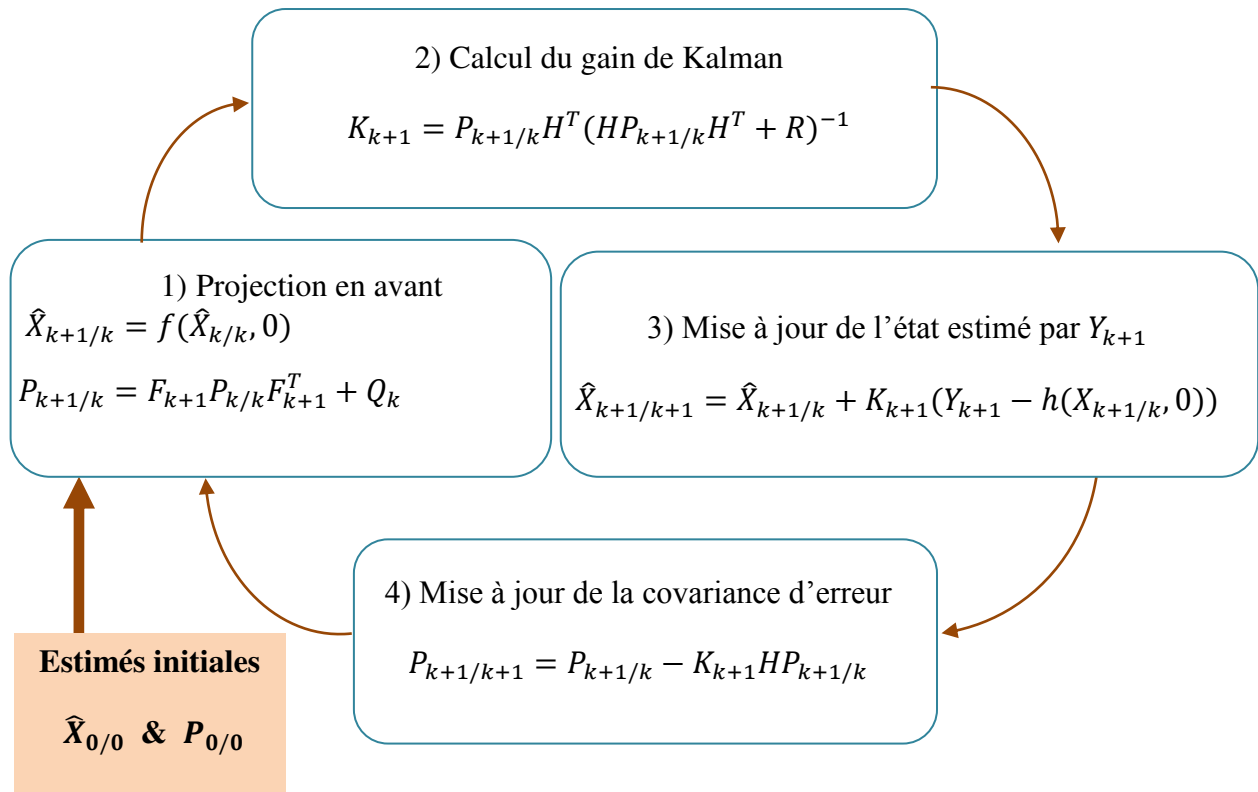


Figure (IV.9) Boucle du filtre de Kalman étendu

a). Phase de prédiction

- Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{k+1/k}^e = f(X_{k/k}^e, U_k) \quad (\text{III.27})$$

- Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^t + Q \quad (\text{III.28})$$

Avec:

$$F_{k+1} = \left. \frac{\partial f(X_k^e, U_k)}{\partial X_k^e} \right|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} \quad (\text{III.29})$$

b). Phase de correction

- Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} \cdot H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_k^e)}{\partial X_k^e} \right|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} \quad (\text{III.31})$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{k+1/k+1}^e = \hat{X}_{k+1}^e + K_{k+1} (Y_{k+1} - H_k \cdot \hat{X}_{k+1/k}^e) \quad (\text{III.32})$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{III.33})$$

III.5.7 Matrices de covariance Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. La détermination des matrices Q et R est très délicate puisque les caractéristiques stochastiques des bruits ne sont généralement pas connues.

La matrice Q est liée aux bruits entachant l'état, elle influence la qualité estimée de la modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q conduit à une forte valeur du gain réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur [13] [10].

La matrice R est liée aux bruits de mesure. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R [13].

Comme les vecteurs de courant dans le référentiel (α, β) ont la même dynamique les deux premiers éléments de la diagonale de Q^e sont égaux ($Q_{i_s\alpha} = Q_{i_s\beta} = Q_i$) de même pour les deux vecteurs du flux ($Q_{\phi_r\alpha} = Q_{\phi_r\beta} = Q_\phi$) La même chose pour les deux éléments diagonaux dans R sont égaux ($R_{i_s\alpha} = R_{i_s\beta} = R_i$).

$$Q = \begin{bmatrix} Q_i & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_\phi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_\phi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_\Omega \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & R_i \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

III.6 Application du filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman est utilisé pour l'estimation des courants et des flux dans le repère (α, β) ainsi que la vitesse de rotation mécanique. Celle-ci peut être considérée comme un état (introduction de l'équation mécanique dans le système d'état) ou comme un paramètre (lorsque l'on suppose que sa dynamique est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques) [16][10].

III.6.1 Considération de la vitesse comme un état

Le moteur à induction peut être décrit par le système d'équations différentielles non linéaires, avec 4 variables électriques (courants et flux), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables de contrôle (tensions statoriques). Ce modèle est non linéaire puisque le vecteur d'état est étendu à la vitesse mécanique de rotation. On a donc dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -a_1 X_1 + \frac{a_2}{T_r} X_3 + a_2 n_p X_5 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \dot{X}_2 = -a_1 X_2 + \frac{a_2}{T_r} X_4 - a_2 n_p X_5 X_3 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \dot{X}_3 = \frac{M}{T_r} X_1 - \frac{1}{T_r} X_3 - n_p X_5 X_4 \\ \dot{X}_4 = \frac{M}{T_r} X_2 - \frac{1}{T_r} X_4 + n_p X_5 X_3 \\ \dot{X}_5 = \frac{3n_p M}{2JL_r} (X_3 X_2 - X_4 X_1) - \frac{f}{J} - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$\begin{cases} [X_1 \ X_2 \ X_3 \ X_4 \ X_5]^t = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \Omega]^t \\ U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}] \end{cases}$$

En considérant que le vecteur de sortie $y(t)$ est constitué des deux courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, le système non linéaire (III.24) peut être représenté sous la forme (III.25) :

$$\begin{cases} \dot{X}^e(t) = f(X^e(t), U(t), t) \\ Y(t) = h(X^e(t), t) \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Où

$X^e(t)$: Un vecteur d'état de dimension n ,

$U(t)$: Un vecteur de contrôle de dimension m ,

$Y(t)$: Un vecteur de sortie de dimension p .

La représentation d'état continue non linéaire (III.15) du moteur suppose que le fonctionnement de ce dernier est dans un environnement déterministe. Or, notre but est l'estimation du courant statorique, du flux rotorique et de la vitesse de rotation dans un environnement stochastique par le filtre de Kalman étendu. Nous ajoutons donc des vecteurs de bruit d'état $w(t)$ et de mesure $v(t)$ dans l'équation d'état et de mesure respectivement. De

plus, ce filtre exige la discrétisation du modèle en vue de son fonctionnement en temps réel sur les calculateurs numériques. Le modèle discret stochastique est donné comme suit:

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{k+1}^e = f(\mathbf{X}_k^e, \mathbf{U}_k) + \mathbf{W}_k^e \\ \mathbf{Y}_k = h(\mathbf{X}_k^e) + \mathbf{V}_k \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

Avec:

\mathbf{W}_k^e : Un vecteur de bruit d'état de dimension (5x1),

\mathbf{V}_k : Un vecteur de bruit de mesure de dimension (2x1).

Les matrices de linéarisation \mathbf{F}_k et \mathbf{H}_k données dans (III.25) respectivement, sont:

$$\mathbf{F}_k = \left. \frac{\partial f(\mathbf{X}_k^e, \mathbf{U}_k)}{\partial \mathbf{X}_k^e} \right|_{\mathbf{X}_k^e = \hat{\mathbf{X}}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 T_e & 0 & a_2 \frac{T_e}{T_r} & a_2 n_p X_5 T_e & a_2 n_p X_4 T_e \\ 0 & 1 - a_1 T_e & -a_2 n_p X_5 T_e & a_2 \frac{T_e}{T_r} & -a_2 n_p X_3 T_e \\ \frac{M}{T_r} T_e & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -n_p X_5 T_e & -n_p X_4 T_e \\ 0 & \frac{M}{T_r} T_e & n_p X_5 T_e & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -n_p X_3 T_e \\ -\mu X_4 T_e & \mu X_3 T_e & \mu X_2 T_e & \mu X_1 T_e & 1 - \frac{f}{J} T_e \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial h(\mathbf{X}_k^e)}{\partial \mathbf{X}_k^e} \right|_{\mathbf{X}_k^e = \hat{\mathbf{X}}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } \mu = \frac{3 n_p M}{2 J L_r}$$

III.6.2 Considération de la vitesse comme un paramètre

Dans ce cas, le comportement dynamique du moteur est décrit par le modèle d'état continu (II.2) où on considère que la dynamique de la vitesse est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (courants et flux):

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -a_1 X_1 + \frac{a_2}{T_r} X_3 + a_2 n_p X_5 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \dot{X}_2 = -a_1 X_1 + \frac{a_2}{T_r} X_4 - a_2 n_p X_5 X_3 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \dot{X}_3 = \frac{M}{T_r} X_1 - \frac{1}{T_r} X_3 - n_p X_5 X_4 \\ \dot{X}_4 = \frac{M}{T_r} X_2 - \frac{1}{T_r} X_4 + n_p X_5 X_3 \\ \dot{X}_5 = 0 \end{cases}$$

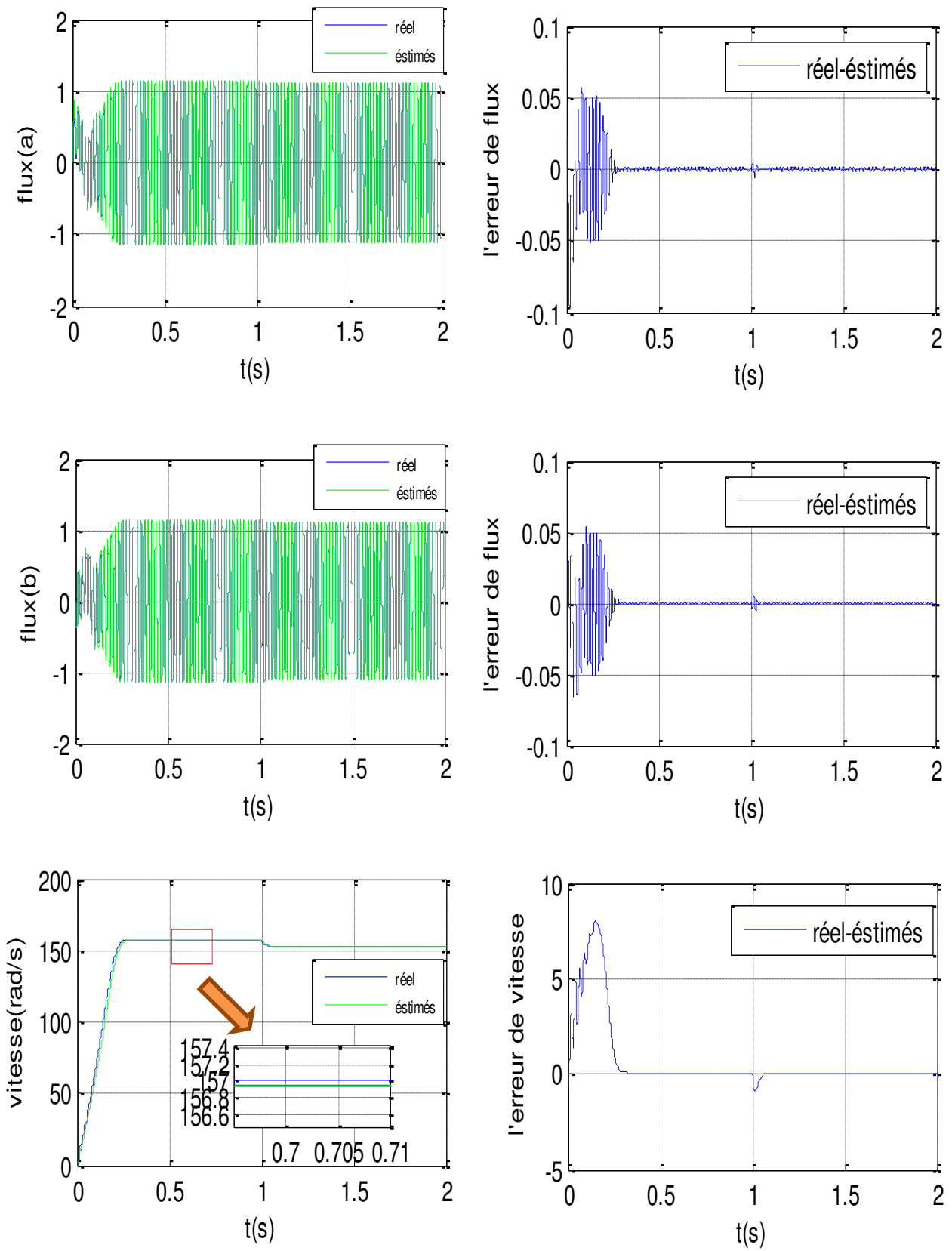
Notons que les vecteurs de commande et d'état et la matrice H_k restent les mêmes que dans le premier cas. Par contre, la matrice F_k devient :

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - a_1 T_e & 0 & a_2 \frac{T_e}{T_r} & a_2 n_p X_5 T_e & a_2 n_p X_4 T_e \\ 0 & 1 - a_1 T_e & -a_2 n_p X_5 T_e & a_2 \frac{T_e}{T_r} & -a_2 n_p X_3 T_e \\ \frac{M}{T_r} T_e & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -n_p X_5 T_e & -n_p X_4 T_e \\ 0 & \frac{M}{T_r} T_e & n_p X_5 T_e & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -n_p X_3 T_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

III.7 RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation obtenus avec l'Observateur de Kalman étendu lors d'un démarrage à vide, sont présentés sur les figures (III.11).

Nous montrons les formes des composantes du flux rotorique $\varphi_r \alpha$ et $\varphi_r \beta$, réel et son estimation. On constate que les allures des composantes du flux rotoriques réels et estimés restent identiques sauf dans le régime transitoire où on trouve une erreur statique très faible. On observe également que l'estimation de vitesse se fait de façon satisfaisante, ce qui donne une erreur nulle.



Figure(III.11) Résultats de simulation de la MAS et l'estimation de filtre de Kalman étendu

III.8 CONCLUSION

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que : encombrement, fragilité, coût...etc, qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour son environnement.

Dans ce chapitre, nous avons vu une description générale d'une commande sans capteur mécanique de vitesse d'une machine Asynchrone, avec un intérêt particulier pour l'observateur de MRAS et le filtre de Kalman étendu.

En ce qui concerne ce filtre, son réglage est basé sur les caractéristiques des bruits et des erreurs qui perturbent le modèle du moteur. La détermination de ces caractéristiques est d'autant plus délicate que les bruits réels ne sont pas stationnaires et qu'ils ne respectent pas les hypothèses du filtre de Kalman (bruit blanc et non corrélés). Par principe, ce filtre cherche à minimiser la variance des estimations. Il en résulte une dynamique qui n'est pas imposée à priori et qui, d'ailleurs, varie avec celle du système observé. Ce filtre est extrêmement performant au démarrage, si les matrices des covariances de bruit d'état et mesure sont correctement dimensionnées.

Les résultats de simulation s'avèrent satisfaisants de point de vue erreur d'estimation de flux et de vitesse par filtre de Kalman étendu. L'application de ce filtre dans la commande sans capteur de la MAS fera l'objet de chapitre suivant.

CHAPITRE IV

Commande sans capteur par observateurs non linéaires

IV.1 Introduction

La commande du moteur asynchrone sans capteur mécanique de vitesse devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères importants dans de nombreuses applications. En effet, ces critères mobilisent les chercheurs à se débarrasser de ces capteurs qui sont les maillons faibles de la chaîne d'entraînement électrique. Outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînements, ils sont fragiles et onéreux. On essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs électriques de tension et courant et des algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse et le flux de la machine. Avec les avancées considérables dans le domaine des outils de calcul numérique, ces méthodes de reconstitution de vitesse et du flux peuvent être réalisées sur des DSPs.

La reconstitution de la vitesse et du flux est réalisée par des observateurs qui sont construits, généralement, à partir du modèle de la machine.[16]

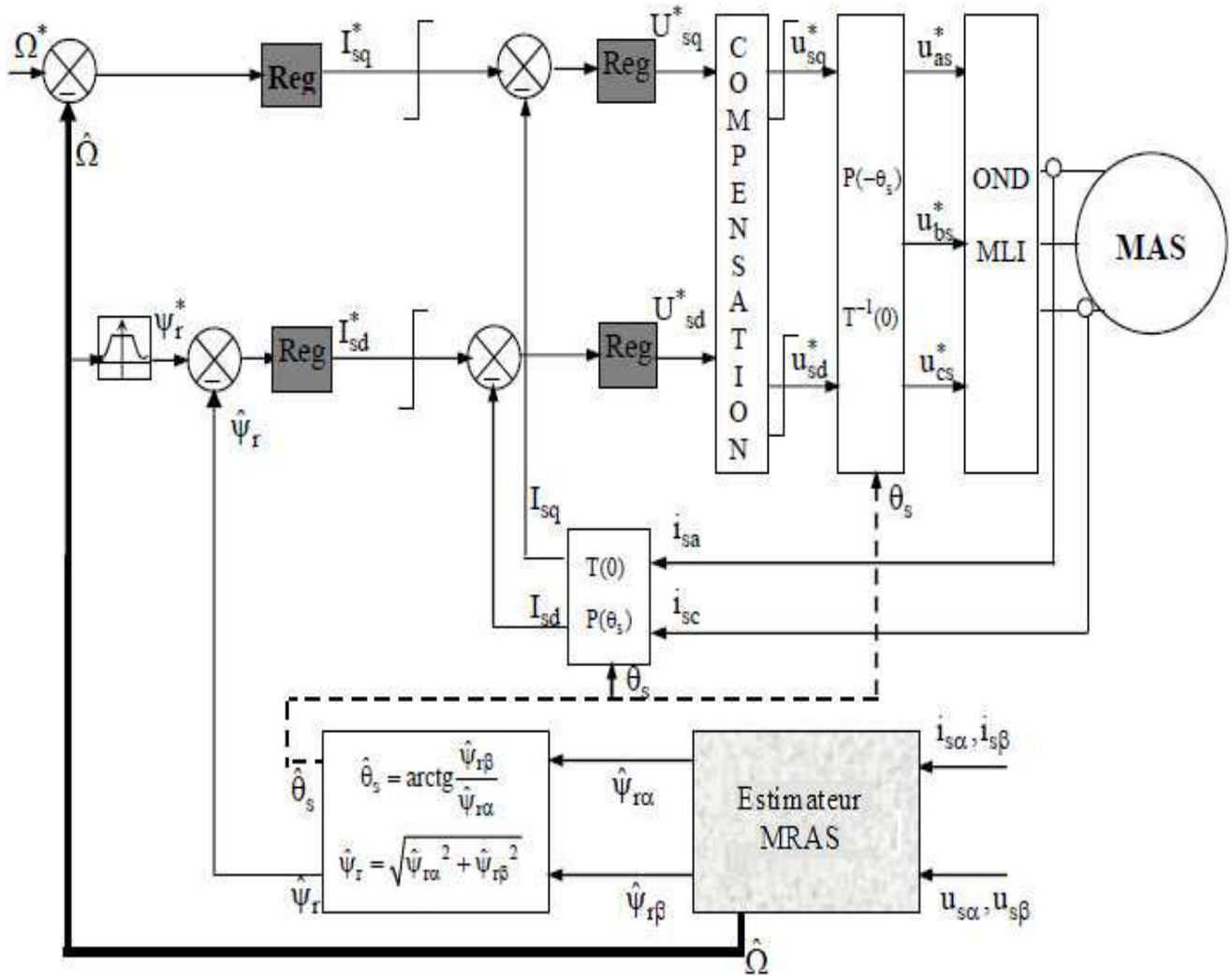
Ce chapitre est consacré à l'application de deux techniques de commande vectorielle par orientation du flux rotorique : la première est une commande vectorielle directe, la deuxième est une commande vectorielle indirecte.

Dans les deux cas, la machine est alimentée par un onduleur de tension utilisant la modulation par largeur d'impulsion MLI, le flux rotorique et la vitesse de rotation sont estimés par :

- Le MRAS
- Le filtre de Kalman étendu.

IV.2 SCHEMA DE SIMULATION DE TECHNIQUE MRAS

Le schéma de principe, utilisée pour l'estimation de vitesse est donnée par la figure suivante :



Figure(IV.1) CV sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS

IV.3 SCHÉMA DE SIMULATION DE FILTRE KALMAN ÉTENDU

Le schéma bloc du système d'entraînement du moteur asynchrone commandé par la CVD sans capteur de vitesse est illustré par la Figure.IV.2.

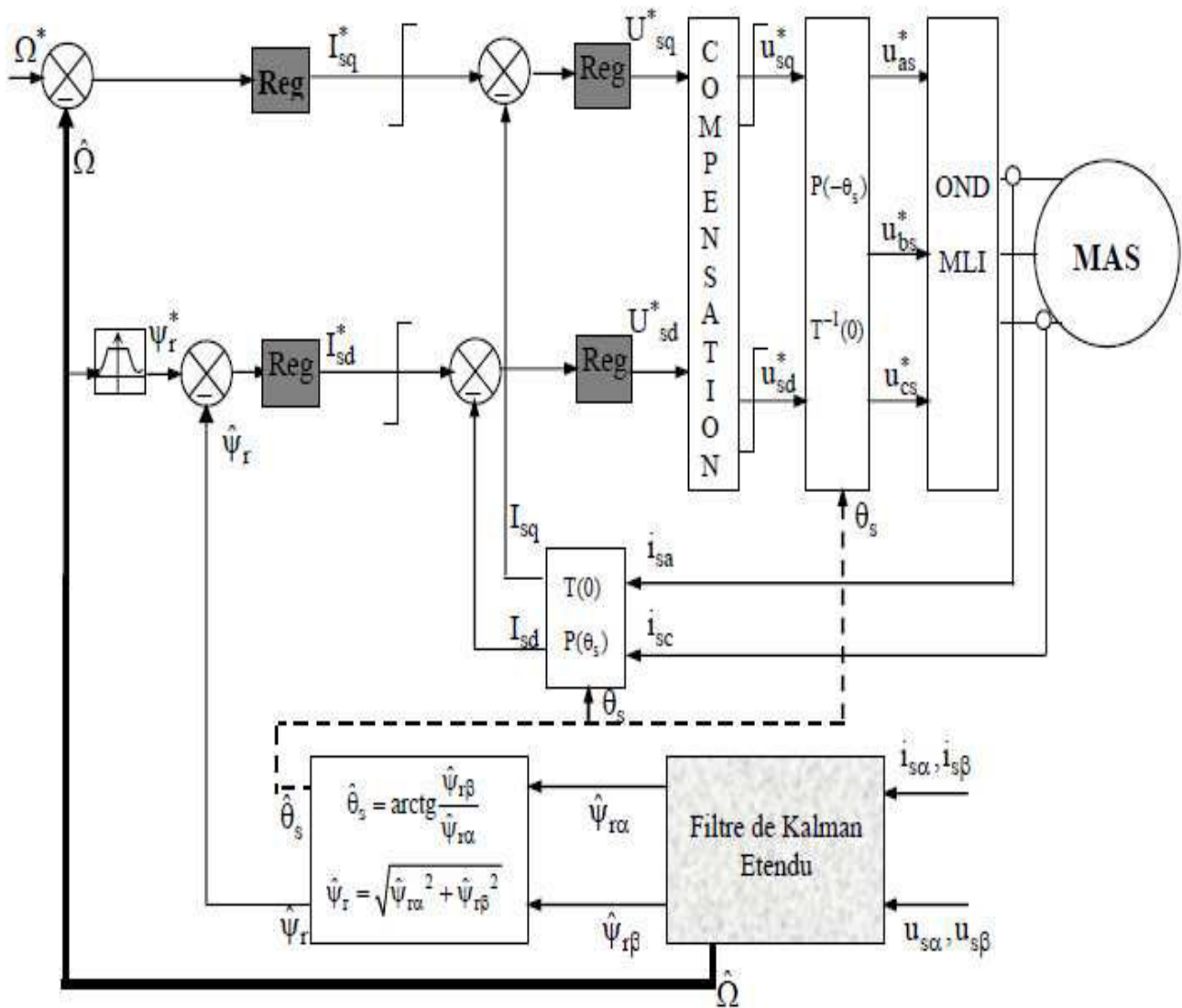


Figure.IV.2 : CV sans capteur mécanique basée sur filtre kalman étendu

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse du filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînement global, on a simulé une multitude de cas (démarrage à vide avec introduction de la charge, inversion du sens de

rotation, fonctionnement en mode défluxé, ...etc). Notons que ce système d'entraînement présente un caractère stochastique à cause de l'utilisation de l'onduleur de tension à MLI et après tâtonnement et ajustement, les matrices de covariance Q et R sont fixées comme suit:

$$Q = \text{diag} [10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-2}] \text{ et } R = \text{diag} [10^{-2} \ 10^{-2}]$$

IV.4 Résultats de simulation

Les simulations représentées dans cette partie sont réalisées afin de tester la robustesse la CV sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS et le filtre de Kalman étendu. Dans les régimes de fonctionnements suivants :

✓ Démarrage à vide avec introduction de la charge

Les figures (IV.3, 4) illustrent les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=1s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 10Nm$. Pour ces régimes transitoires, on observe que l'estimation du flux et de la vitesse de rotation est très satisfaisante. En effet, les erreurs d'estimation de ceux derniers sont négligeables tant au permanent qu'aux transitoires. L'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de l'introduction de la charge est acceptable. Ces résultats montrent que le MRAS et le filtre de Kalman étendu sont implantés avec succès dans un control vectoriel direct sans capteur robuste vis-à-vis la variation de la charge.

✓ Inversion de sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la CVD utilisant les deux observateurs, vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 150 rd / s pendant une durée de temps $t=1s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -150 rd / s . Les résultats de simulation sont donnés sur les figure (IV.5, 6). On observe d'après ces résultats que ces deux observateurs sont robuste vis a vis de la variation importante de la vitesse. On note aussi que l'estimation du flux et de la vitesse est faite d'une façon adéquate.

✓ Variation paramétrique :

Les figures (IV.7, 8) illustre quelques caractéristiques dynamiques du système d'entraînement sans capteur pour un fonctionnement en cas de variation de R_r .

A l'instant $t = 1s$ on augmente la résistance rotorique en 100%.

-La variation de R_r à aucune effet sur l'estimation de flux par les deux observateurs.

-La vitesse estimée par le MRAS présente une petite erreur statique a partir de l'instant de variation de R_r . Cette erreur est disparaît dans le cas de filtre de Kalman étendu.

✓ Variation de la charge :

Pour tester la robustesse de nos observateurs vis-à-vis la variation de la charge et par conséquent sur la dynamique de la commande, on a simulé la machine à vide pendant 1 s, Puis on applique un couple de 10 N.m pendant 0.5 s, Donc à l'instant 1.5s on augmente le couple jusqu'à 25 N.m.(Figures IV.9, 10).

Tous les résultats obtenus (réels et estimés) sont à des erreurs de poursuite nulle se qui montre la stabilité de ces observateurs devant la variation de la charge.

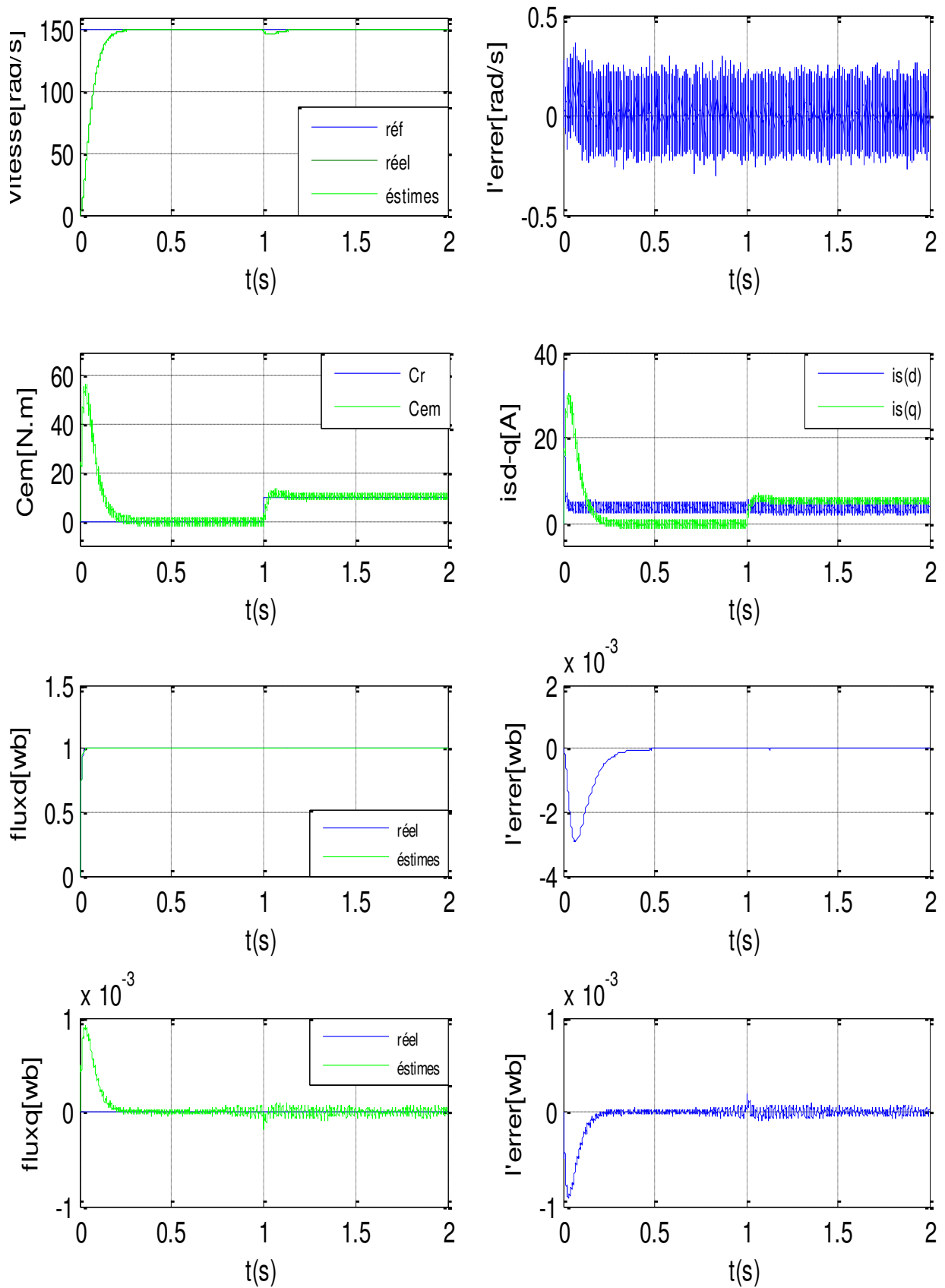


Figure (IV.3) Réponses lors d'un démarrage à vide avec introduction de la charge

-Le flux et la vitesse sont estimés par le MRAS -

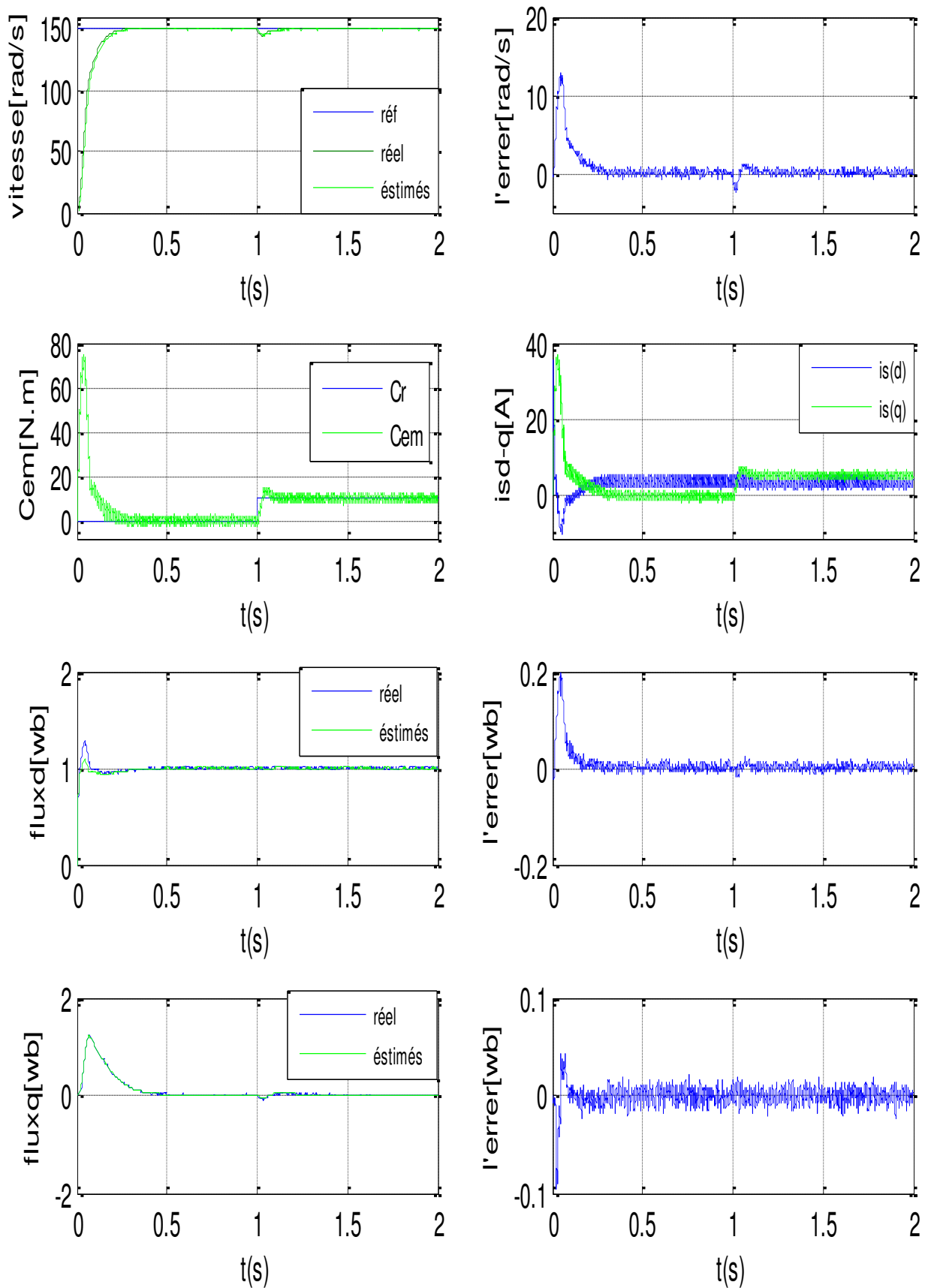


Figure (IV.4) Réponses lors d'un démarrage à vide avec introduction de la charge

- Le flux et la vitesse sont estimés par le FKE -

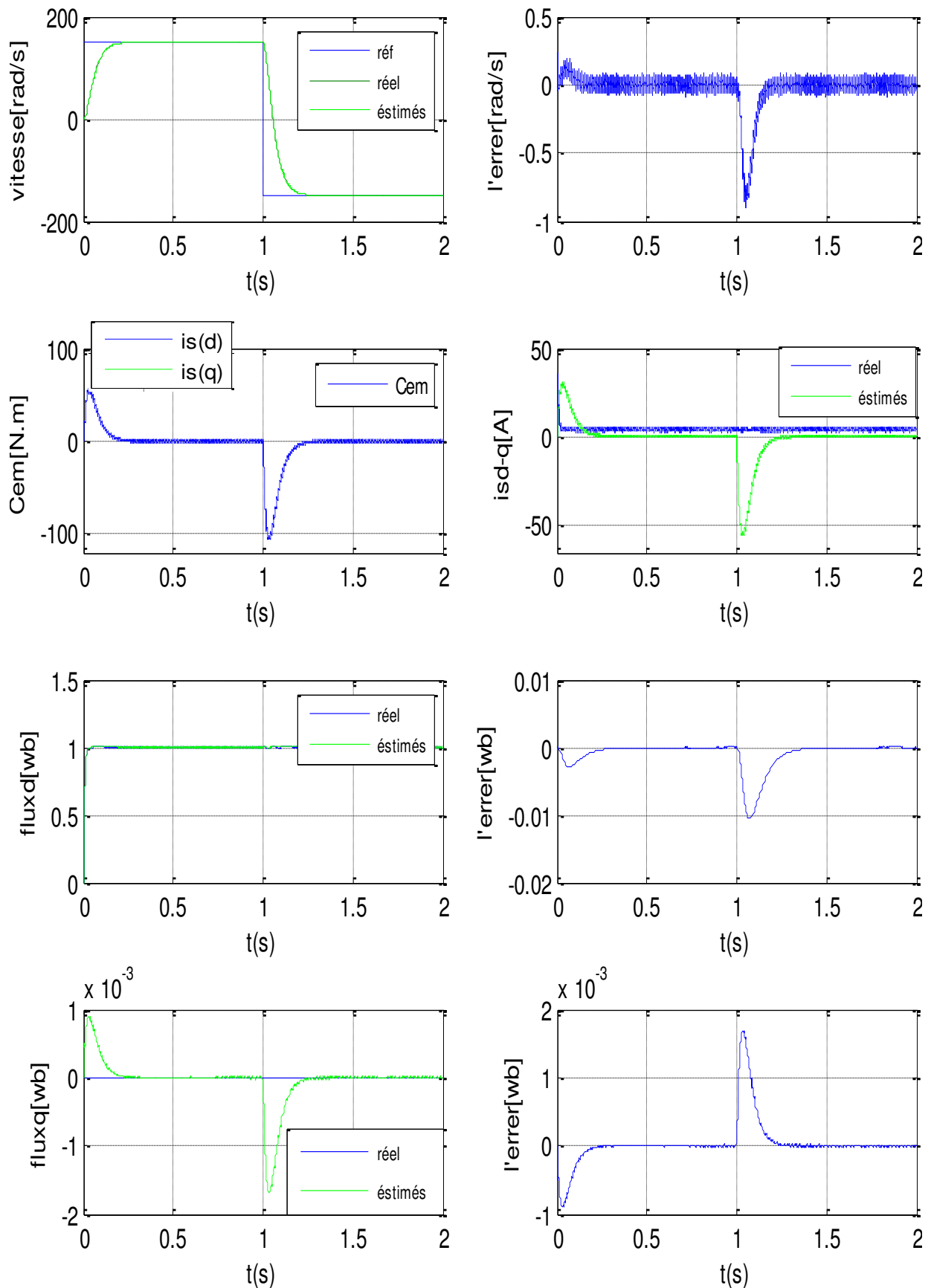
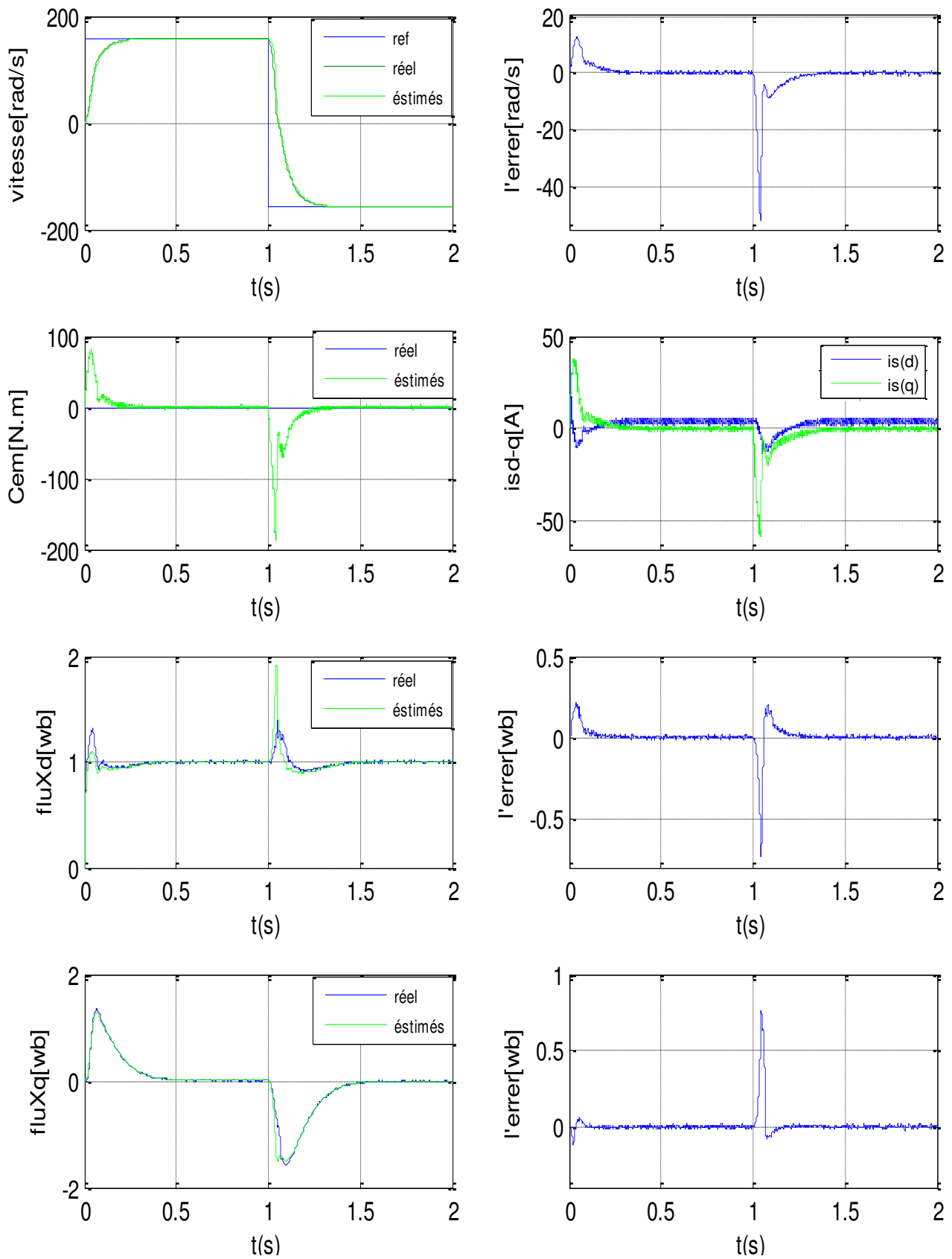


Figure (IV.5) Réponses lors d'inversion de sens de rotation- MRAS -



Figure(IV.6) Réponses lors d'inversion de sens de rotation - FKE

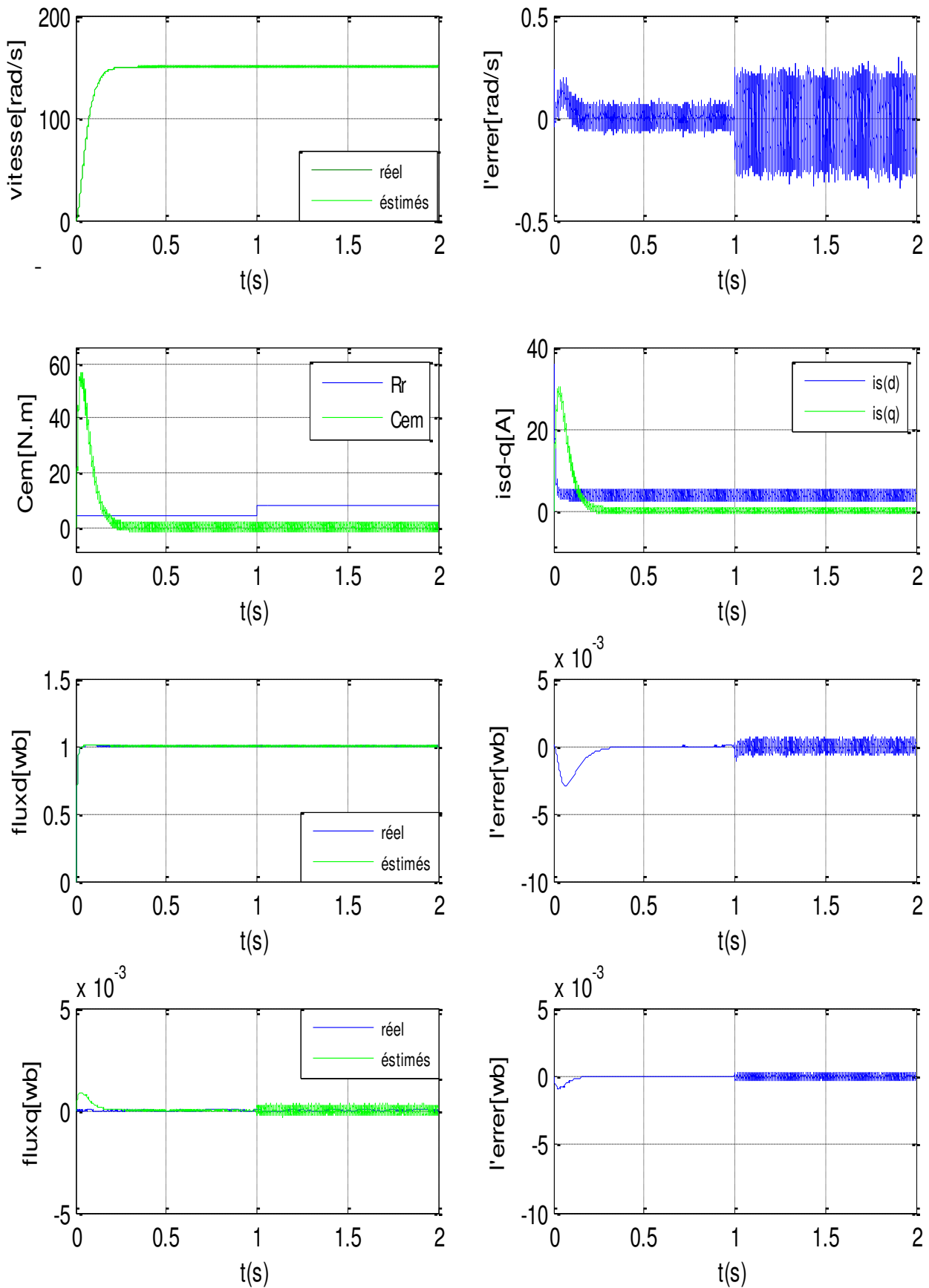
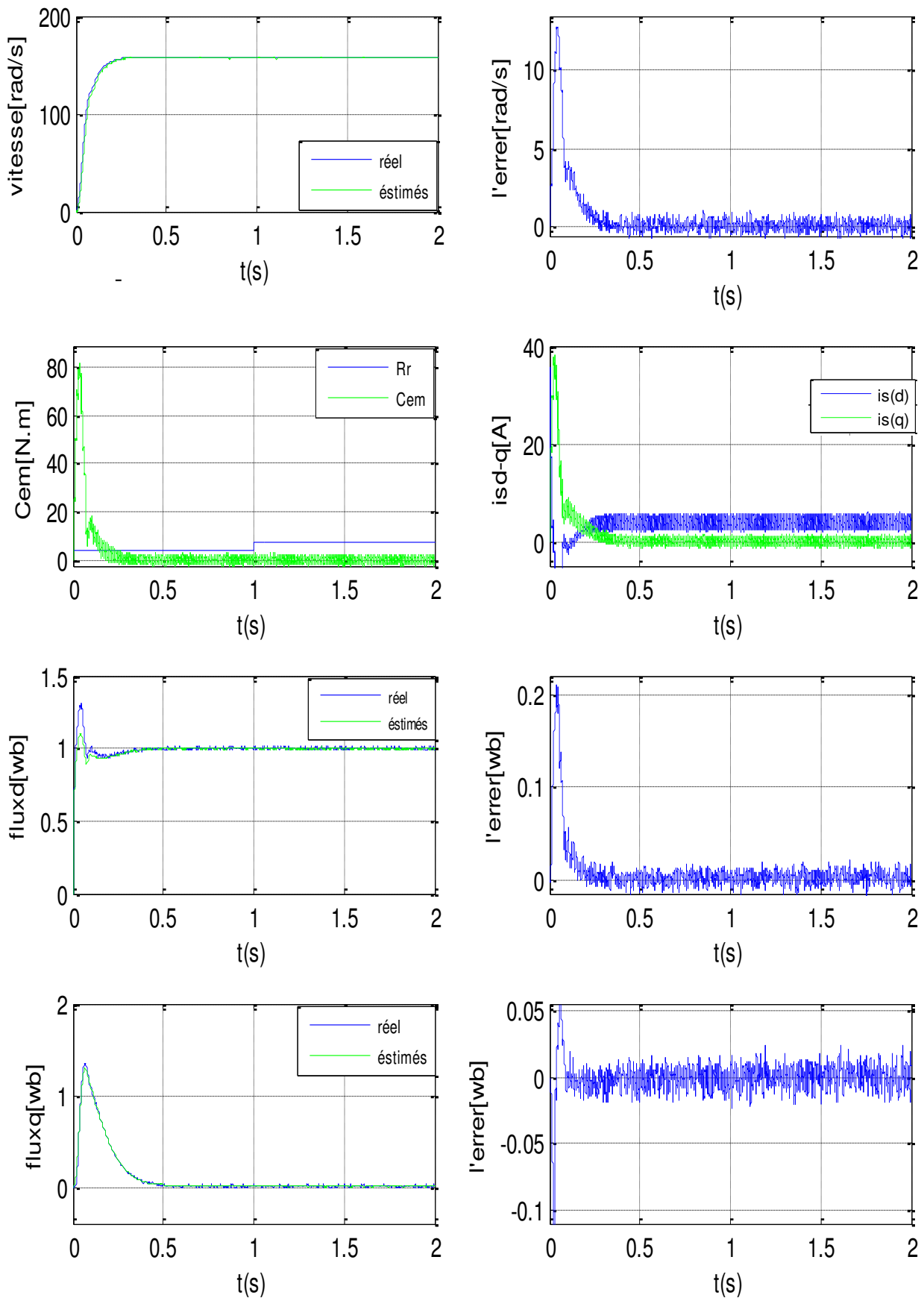


Figure (IV.7) Réponses lors de la variation de R_r - MRAS



Figure(IV.8) Réponses lors de la variation de R_r - FKE –

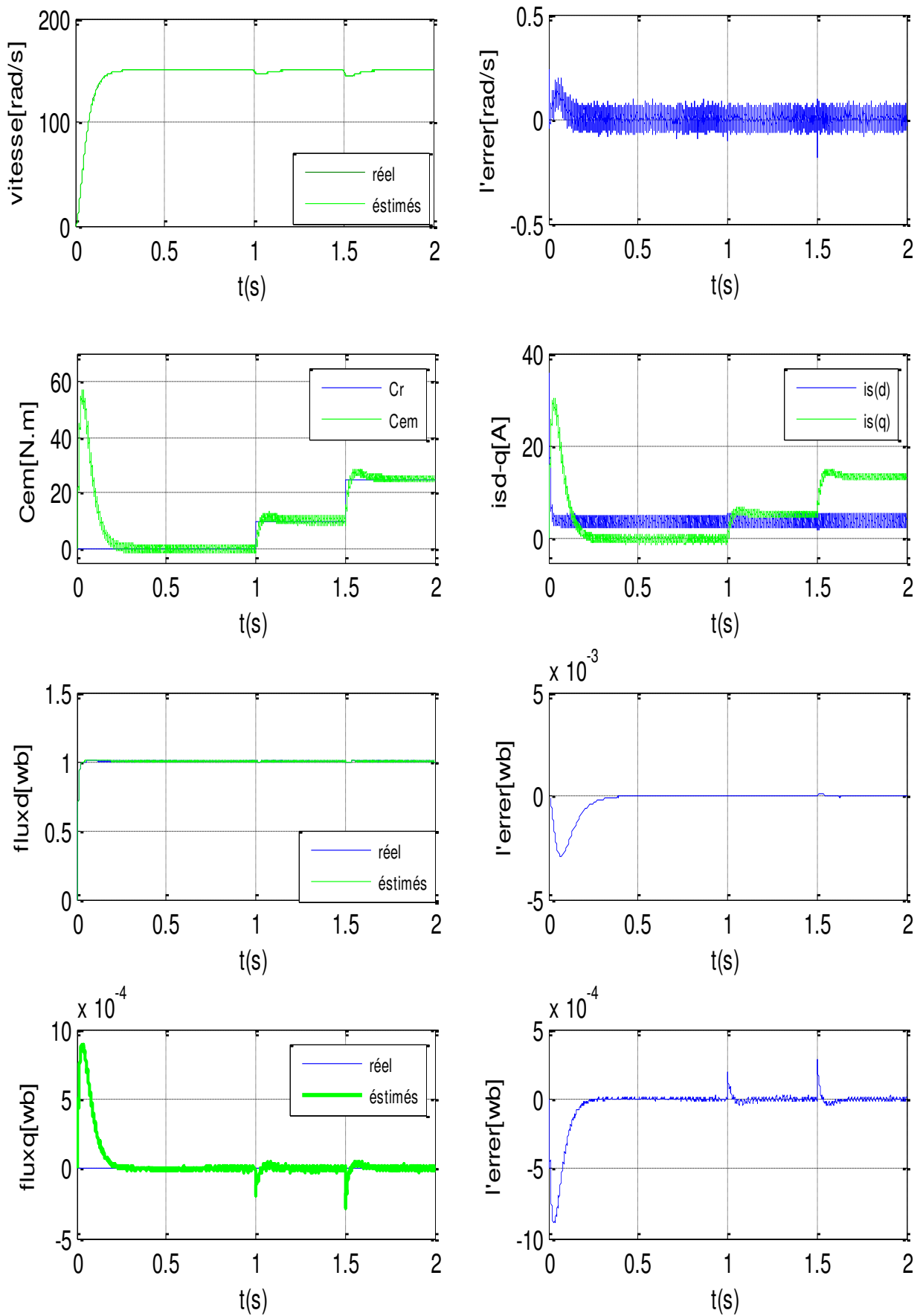
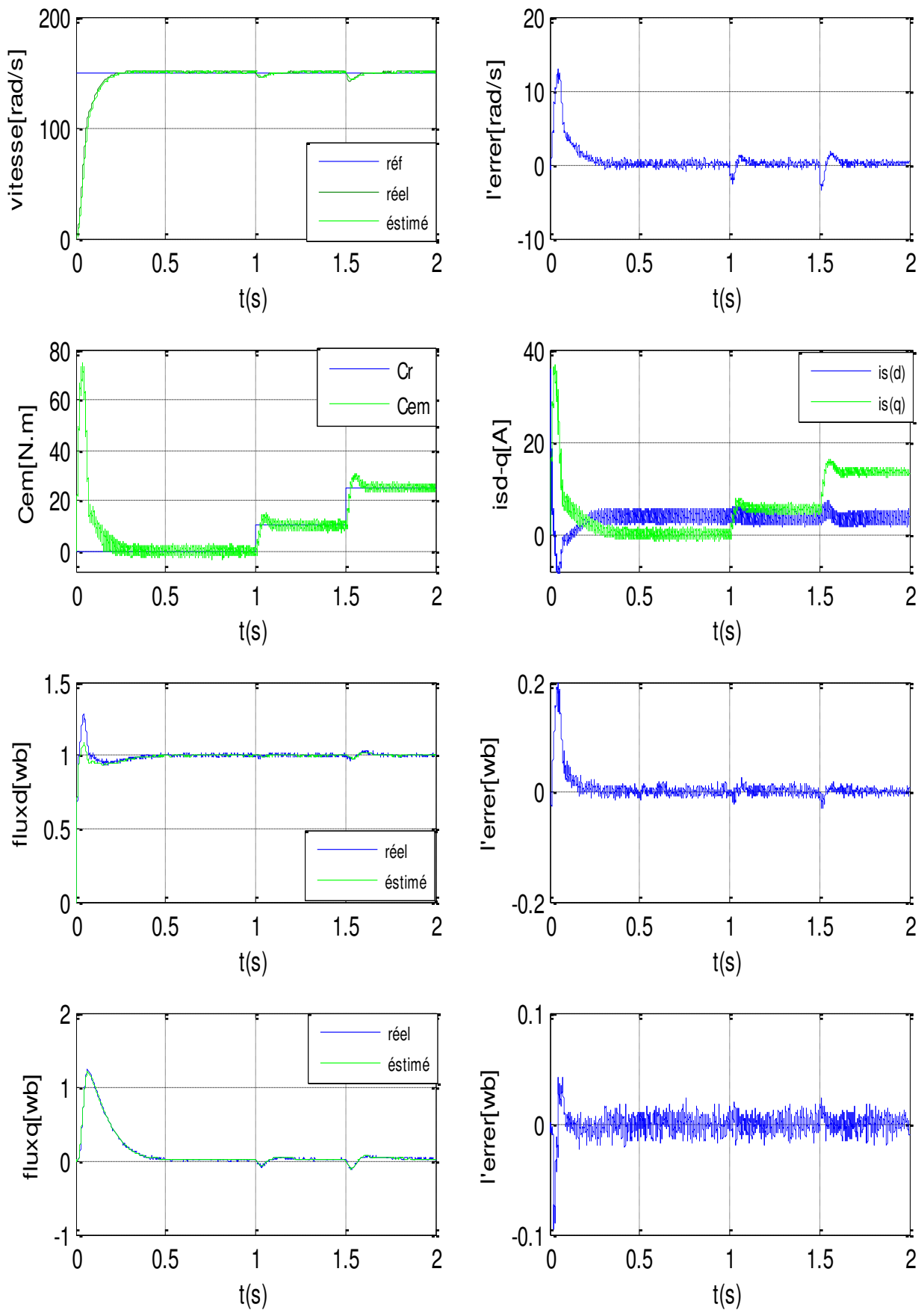


Figure (IV.9) Réponses lors de la variation de la charge- MRAS –



Figure(IV.10) Réponses lors de la variation de la charge- FKE -

Dans les paragraphes précédents, nous avons donné les différentes réponses du système d'entraînement global. Cependant, pour bien analyser et étudier le comportement pour les deux observateurs, on s'est intéressé par les réponses de la vitesse de rotation et du flux rotorique seulement. Notons que la problématique principale de l'observation d'état du moteur réside essentiellement dans le cas des variations paramétriques et lors de l'injection de bruits d'état et de mesure (cas des observateurs stochastiques).

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques de la commande vectorielle directe sans capteurs de vitesse et de position d'un moteur à induction en utilisant le MRAS et le filtre de Kalman étendu.

L'introduction du filtre de Kalman étendu à la vitesse au sein d'une commande vectorielle directe apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation, et lors de l'injection du bruit de mesure sur les courants. Pour des variations de la résistance rotorique et le moment d'inertie son comportement reste robuste.

Le réglage des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation (tâtonnement) afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire montre que l'utilisation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée d'un côté, et élimine le capteur de vitesse en se basant sur les équations du modèle électrique du moteur et les mesures des tensions et des courants statoriques pour palier les difficultés liés aux capteurs (le coût, la fragilité...).

Dans la première partie de ce travail, l'application de la transformation de Park au modèle triphasé de la MAS sous certaines hypothèses simplificatrices adoptées nous a permis de simplifier énormément le modèle triphasé de la MAS. La commande vectorielle par orientation du flux rotorique qui a fait l'objet de deuxième chapitre, nous a permis d'assurer le découplage de la machine et d'obtenir un modèle simple.

L'étude théorique sur les observateurs déterministes (MRAS) et stochastiques (Kalman étendu) a permis d'accumuler les différents appuis de ces techniques d'estimation.

L'association du filtre de Kalman étendu à une commande vectorielle directe apporte beaucoup d'améliorations notables aussi bien au niveau dynamique que statique. Les résultats de simulation obtenus ont montré la robustesse du système d'entraînement face aux variations de la résistance rotorique. On note aussi sa robustesse en présence du bruit et dans différentes conditions de fonctionnement du moteur (la charge, l'inversion du sens de rotation,...).

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice Q sera grand et plus le filtre modérera rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Ceci est justifiable dans la mesure où cette valeur correspond à la variance du paramètre. Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante. En effet, en augmentant la variance d'une sortie, on accorde moins de confiance à sa mesure.

La simulation de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse en se basant sur l'observateur de Kalman étendu montre des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation obtenus montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation, et lors de l'injection du bruit de mesure sur les courants.

ANNEXEA

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISÉE

Tension nominale	220 / 380V
Courant nomina	16.4 / 3.7A
Vitesse nominale	N = 1420 tr / min
Puissance nominale	1.5 kW
Nombre de paires de pôles	p = 2
Paramètres électriques	
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258 \text{ H}$
Parameters mécaniques	
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$
Frottement visqueux	$f = 0 \text{ Nms/rad.}$

BIBLIOGRAPHIE

Références bibliographiques

- [01] **Merabet Adel** ‘Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone’ Thèse de doctorat de l’université du Québec [2007]
- [02] **B. BACHIR , M. ABDERRAHMANE** ‘Commande sans capteur de vitesse d’une machine a induction’ Mémoire D’ingenieur d’etat [2006/2007]
- [03] **B. ADEL** ‘Commandes a structure variable et sans capteur de vitesse appliquees a la machine asynchrone ’Mémoire d’ingénieur d’etat Année universitaire [2009/2010]
- [04] **B.Tarek** ‘Commande vectorielle en temps discret d’une Machine à Induction ’mémoire de Magister universite de Batna [2008]
- [05] **Y. Omar , L. Tahar** ‘Etude et simulation d’association onduleur de tension-moteur asynchrone et réglage par mode glissant ’mémoire d’ingénieur, Université De M’sila[2006 / 2007]
- [06] **B. Radhwane ,B Nadjib**’ Commande vectorielle d’un système mono-onduleur bi-machines asynchrones’ mémoire D’ingenieur d’etat Année universitaire [2005/2006]
- [07] **Imad AL-ROUH** ‘Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone’ Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I Juillet [2004]
- [08] **S. CHAOUCH** ‘Commande Vectorielle Robuste D'une Machine à Induction Sans capteur De vitesse’ thèse de doctorat en science en électrotechnique, Université de Batna [2005]
- [09] **D. Ali , T.Djedidi** ‘ Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d’une Machine à Induction Linéarisée par Orientation du Flux‘
- [10] **TORKI Souad** ‘Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant le filtre de kalman étendu (EKF)’ Mémoire de Master Uuniversité de M’sila [2011 / 2012]
- [11] **A. Abdelmalak, A. Azedine** ‘Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone’ Mémoire d’ingenieur d’etat [2004/2005]
- [12] **YAHIA Khaled** ‘Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé ’Mémoire de Magister Université De Biskra [2004/2005]
- [13] **B.TAHRI** ‘ Commande vectorielle sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents’ Mémoire de Master Uuniversité de M’sila [2011 / 2012]

Références bibliographiques

- [14] **B.Rabah B. Bilal** 'Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur' Mémoire D'ingenieur d'état Ecole Nationale Polytechnique [2008]
- [15] **Bakhouche Lemnouer** ' Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de Machine Asynchrone' Mémoire de Magister Université Ferhat Abbas – Setif [2009]
- [16] **Mr BOUZIDI RIAD** ' Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur a induction» -Observateur déterministe (MRAS)-Observateur stochastique (filtre de kalman étendu), Mémoire de Magister' université de Biskra, [2009]

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

OPTION : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : Mrs. - CHOUCOU A/M

- LAAMARI Yahia

Présenté par : Bouglam miloud

Thème : Synthèse des observateurs non linéaires appliqués à la commande sans capteur de la machine asynchrone

Résumé : Ce travail a pour but d'étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone, alimentée par un convertisseur statique avec l'utilisation des observateurs.

Dans la première partie de ce mémoire, on a étudié, modélisé et simulé la machine asynchrone, ensuite, nous avons appliqué la commande vectorielle classique. Dans le but d'éliminer le capteur mécanique, on a effectué une recherche bibliographique sur les différentes techniques de détermination de la vitesse sans capteur avec un intérêt particulier pour l'observateur MRAS et le filtre de Kalman étendu.

Enfin, nous avons appliqué la commande sans capteur basé sur les méthodes indiquées précédemment. Les résultats de simulation obtenus ont permis de déterminer à quel point la réussite de chaque méthode est atteinte.

Mots clés : Machine Asynchrone,, Commande vectorielle, Régulateurs PI, Observateurs non linéaires, Modélisation, commande sans capteur, MRAS, Filtre de Kalman étendu.