

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
*MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: ELECTROMECHANIQUE
THEME*

**"Conception des observateurs de flux et de vitesse
pour une commande vectorielle performante
de la machine asynchrone "**

Proposé et dirigé par :

Dr. H. BENDERRADJI

présenté par :

Ladjini Salim

Année Universitaire : 2012/2013

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي
بَدَأَ خَلْقَ الْإِنسَانِ
مِنْ طِينٍ مَسْكُونٍ
إِذْ أَعْرَضْنَا عَنْ قُلُوبِهِمْ
وَأَسْمَأْنَا سَمْعَهُمْ
وَأَغْشَيْنَا أَبْصَارَهُمْ
ثُمَّ كُنَّا مِنْ قَبْلِهِمْ
مُعْتَدِينَ
ثُمَّ نَادَيْنَا بِأَنْفُسِهِمْ
وَأَنصَرَفْنَا كُنُوفَهُمْ
وَكُنَّا مِنْ قَبْلِهِمْ
مُجْتَنِبِينَ
ثُمَّ خَلَقْنَا النَّعْمَ وَالنَّعْمَ
وَأَنصَرَفْنَا كُنُوفَهُمْ
وَكُنَّا مِنْ قَبْلِهِمْ
مُجْتَنِبِينَ
ثُمَّ خَلَقْنَا النَّعْمَ وَالنَّعْمَ
وَأَنصَرَفْنَا كُنُوفَهُمْ
وَكُنَّا مِنْ قَبْلِهِمْ
مُجْتَنِبِينَ

Remerciements

*Je remercie avant tous **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.*

*J'exprime ma profonde reconnaissance à mon encadreur **Mlle H.BENDERRADJI** enseignante à l'université de M'sila pour avoir dirigé ce travail et pour son encouragement et ses conseils.*

*Mes remerciements vont au **président du jury** et aux **membres du jury** qui m'ont fait l'honneur de participer au jury et aussi à tous les **enseignants** de notre département.*

*Et enfin je remercie mes **collègues** en master qui m'ont soutenu pour réaliser ce modeste travail.*

Sommaire

Sommaire.....
Liste des figures
Liste des notations et symboles
Introduction Générale	1

Chapitre I

Introduction à la théorie des observateurs Pour la machine asynchrone

I.1.Introduction.....	3
I.2. Capteur, estimateur ou observateur : que choisir?	4
I.3. Principe d'un observateur.....	4
I.4. Notion d'observabilité.....	5
I.4.1. Observabilité des systèmes linéaires.....	5
I.4.2. Observabilité des systèmes non linéaires	6
I.5. Classification et types des observateurs.....	6
I.5.1. Observateurs de type déterministe	6
I.5.1.1.Observateur de luenberger	7
I.5.1.2. Observateur de luenberger adaptatif.....	8
I.5.1.3. Observateur MRAS.....	8
I.5.2.Observateurs à structure variable	9
I.5.2.1. Observateur par mode glissant	9
I.5.2.2. Principe	10
I.5.2.3.Phénomène de broutement.....	12
I.6. Conclusion	12

Chapitre II

Modélisation de la Machine Asynchrone

II.1. Introduction.....	13
II.2. Principe de fonctionnement de la machine	13
II.3. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	15
II.4. Modélisation de la machine asynchrone triphasé	16
II.4.1. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	16
II.4.1.1. Equations électriques	16
II.4.1.2. Equation magnétiques	17
II.5. Transformation du système triphasé	18
II.5.1. Transformation de Park.....	18

II.6. Choix du référentiel.....	20
II.7. Equations de la MAS lié au champ tournant (d q).....	21
II.8. Equation de la MAS lié au stator (α, β).....	22
II.9. Représentation d'état du système.....	23
II.10.Simulation de la machine asynchrone.....	24
II.10.1.Bloc de simulation de la machine asynchrone.....	24
II.10.2.Résultats de la simulation.....	24
II.10.3.Interprétations des résultats.....	25
II.11. Conclusion.....	28

Chapitre III

Commande vectorielle directe avec un observateur de flux par mode glissant

III.1.Introduction.....	29
III.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone.....	29
III.3. Méthodes d'orientation du flux.....	29
III.3.1. Principe de la commande par orientation du flux rotorique.....	30
III.4. Méthode de la commande vectorielle.....	31
III.4.1. Commande vectorielle indirecte.....	31
III.4.2. Commande vectorielle directe.....	31
III.5. Commande vectorielle directe appliquée à la MAS.....	32
III.6. Découplage entrée –sortie.....	32
III.6.1 Découplage par compensation.....	33
III.7. Calcul des régulateurs.....	34
III.7.1. Régulation du courant statorique Ids	34
III.7.2. Régulateur du flux.....	35
III.7.3. Régulateur de vitesse.....	36
III.8. Observateur du flux rotorique par mode glissant.....	36
III.8.1.Détermination des gains λ	38
III.9. Résultats de simulation.....	39
III.9.1. Résultat de simulation de la commande vectorielle.....	40
III.9.2. Résultat de simulation de la commande vectorielle avec observateur mode glissant.....	42
II.10.Conclusion.....	47

Chapitre IV

Commande vectorielle directe sans capteur mécanique

IV.1. Introduction	48
IV.2. Synthèse de l'observateur de Luenberger	48
IV.2.1. Détermination de la matrice de Gain K	50
IV.2.2. Observateur de vitesse par la technique de Luenberger	51
IV.3. Synthèse de l'observateur de vitesse par MRAS	53
IV.4. Résultats de simulation et interprétation	57
IV .4.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge	57
IV.4.2. Inversion de sens de rotation.....	59
IV.4.3. Variation paramétrique	61
IV.7. Conclusion.....	64
Conclusion générale.....	65
Annexe	
Bibliographie	
Résumé	

Liste des figures

Figure. I.1 :Schéma de principe d'un observateur.....	5
Figure. I.2 :Schéma structurel de l'observateur de Luenberger	7
Figure .I.3 :Structure de l'observateur adaptatif	8
Figure .I.4 :Structure d'un observateur MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.....	9
Figure .I.5 :Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants.....	11
Figure .I.6 :Phénomène de broutement (chattering).....	12
Figure .II.1:Représentation de la machine électrique généralisée triphasée	15
Figure .II.2 : principe de la transformation de Park applique à la MAS.....	19
Figure .II.3 :Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé	21
Figure .II.4 :Schéma de simulation de la MAS	24
Figure .II .5 :Comportement à vide de la machine asynchrone.....	26
Figure .II.6 :Comportement en charge de la machine asynchrone application d'un couple résistante de 10 Nm à t=1s.....	27
Figure .III.1 :schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie Avec la machine à courant continu.....	30
Figure .III.2 :Illustration de l'orientation du flux rotorique	30
Figure .III.3 :représentation du découplage.....	33
Figure .III.4 :Schéma bloc de la régulation du courant statorique Isd	34
Figure .III.5 : Schéma de régulation de flux	35
Figure .III.6 :boucle de régulation de vitesse.....	36
Figure .III.7 :Schéma bloc de la commande vectorielle directe avec observateur de flux	40
Figure .III.8 :Test de démarrage à vide avec variation du couple de charge.....	41
Figure .III.9 :Résultats d'estimation de flux rotorique dans les conditions nominales	43
Figure .III.10 :Résultats d'estimation lors de l'inversion du sensé de la vitesse de rotation de la machine... ..	44
Figure .III.11 :Test pour une variation de la charge à vitesse nominale et résistances nominales.....	45
Figure .III.12 :Test de l'observateur pour une suite de variation de vitesse	46
Figure .IV.1 :Schéma bloc d'observateur de luenberger.....	50
Figure .IV.2 Schéma de principe de l'observateur adaptatif	53
Figure .IV.3 :Schéma de technique MRAS	57
Figure .IV.4:Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de Cr= 10 Nm à l'instant t=1 sec Luenberger	59

Figure .IV.5 :Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de $C_r= 10$ Nm à l'instant $t=1$ sec MRAS	60
Figure .IV.6:Réponses lors d'inversion de sens de rotation - observateur adaptatif	61
Figure .IV.7 :Réponses lors d'inversion de sens de rotation - observateur MRAS.....	62
Figure .IV.8 :Réponses lors de la variation de R_r (observateur adaptatif).....	63
Figure .IV.9: Réponses lors de la variation de R_r (MRAS)	64

Machine asynchrone (MAS)

MI	<i>Machine à induction.</i>
a, b, c	<i>Axes liés aux enroulements triphasés.</i>
d, q	<i>Axes de référentiel de Park.</i>
α, β	<i>Axes de référentiel de Park.</i>
$[P(\theta)]$	<i>Matrice de Park.</i>
$[P(\theta)]^{-1}$	<i>Matrice inverse de Park.</i>
θ (rad)	<i>Angle entre le stator et le rotor.</i>

Grandeurs électriques et magnétiques au stator

V_{sabc} (V)	<i>Tension statorique phase a, b ou c.</i>
V_{sdq} (V)	<i>Tension statorique sur l'axe d ou q.</i>
i_{sabc} (A)	<i>Courant statorique phase a, b ou c.</i>
i_{sdq} (A)	<i>Courant statorique sur l'axe d ou q.</i>
R_s (Ω)	<i>Résistance statorique par phase.</i>
M_s	<i>Inductance mutuelle entre phases statoriques.</i>
L_s (H)	<i>Inductance statorique par phase.</i>
φ_{sabc} (wb)	<i>Flux statorique phase a, b ou c.</i>
φ_{sdq} (wb)	<i>Flux statorique sur l'axe d ou q.</i>

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

V_{rabc} (V)	<i>Tension rotorique phase a, b ou c.</i>
V_{rdq} (V)	<i>Tension rotorique sur l'axe d ou q.</i>
i_{rabc} (A)	<i>Courant rotorique phase a, b ou c.</i>
i_{rdq} (A)	<i>Courant rotorique sur l'axe d ou q.</i>
R_r (Ω)	<i>Résistance rotorique par phase.</i>
M_r	<i>Inductance mutuelle entre phases rotoriques.</i>
L_r (H)	<i>Inductance rotorique par phase.</i>
φ_{rabc} (wb)	<i>Flux rotorique phase a, b ou c.</i>
φ_{rdq} (wb)	<i>Flux rotorique sur l'axe d ou q.</i>
$M = \left(\frac{3}{2}\right)M_0$ (H)	<i>Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.</i>
M_0 (H)	<i>Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont alignés.</i>

P	Nombre de pôles.
ω_s (rad/S)	Pulsation électrique statorique.
Ω_r (rad/S)	Vitesse mécanique rotorique
$\sigma = 1 - \left(\frac{M^2}{L_r L_s}\right)$	Coefficient de dispersion.
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constant de temps statorique.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constant de temps rotorique.
J (Kg. m ²)	Moment d'inertie des parties tournantes.
f (Nm. s; rad ⁻¹)	Coefficient de frottements visqueux.
Cem (N. m)	Couple électromagnétique.
Cr (N. m)	Couple résistant.
ω_{obc}	Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Observateur

X	Vecteur d'état.
Y	Vecteur d'observateur.
\dot{X}	Grandeur de référence
\hat{X}	Grandeur estimée
T	Période d'échantillonnage.
A, B, C	Matrice d'état de commande et observateur.
λ	Matrice des gains de correction de l'observateur
S	Surface de glissement
K	coefficients de la matrice de gain de l'observateur
ε	Erreur sur L'estimation
ε_{is}	Erreur sur l'estimation des courants statorique
$\varepsilon_{\varphi r}$	Erreur sur l'estimation des flux rotoriques.
$MRAS$	Model Référence Adaptive System

Régulation

(K_p, K_i)	Gain régulateur du courant statorique et flux rotorique
--------------	---

τ_I, τ_φ	<i>Constante de temps du courant et flux rotorique en boucle fermée.</i>
<i>PI</i>	<i>proportionnel-intégral</i>
<i>FOC</i>	<i>Field oriented control</i>
<i>CV</i>	<i>Commande Vectorielle</i>
<i>CVD</i>	<i>Commande Vectorielle direct</i>

Introduction Générale

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes commandes 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 tel que commande vectorielle, mode glissant et retour d'état. Ces méthodes assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [01].

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 leur coût [02]. De plus, le capteur mécanique peut représenter une perte de fiabilité pour la commande du moteur. C'est donc tout logiquement que le contrôle du moteur à induction sans capteur mécanique exige une attention particulière de la part de nombreux industriels désireux de développer des méthodes d'observation plus fiables et robustes et moins sensibles aux perturbations et aux incertitudes qui affectent le système

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la conception des observateurs pour la commande vectorielle de la machine asynchrone utilisant des observateurs de flux rotorique et de vitesse mécanique basés sur la théorie des modes glissants, sur la méthode de Luenberger et sur la technique du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS).

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

Le premier chapitre sera consacré à une brève introduction à la théorie des observateurs en précisant la méthodologie générale de synthèse de quelques un entre eux.

Le second chapitre sera consacré à la modélisation de la MAS alimentée en tension, en utilisant la transformation de Park linéarisée. La simulation du ce modèle dans le repère lié au stator sera présentée.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique appliquée à la MAS avec un observateur de flux par mode glissant. Les résultats de simulation avec des testes de performances seront notamment présentés.

Dans le quatrième chapitre, on propose une commande vectorielle directe sans capteurs de vitesse en utilisant deux méthodes différentes un observateur de Luenberger adaptatif et un observateur par la méthode du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS).

Une conclusion générale sera donnée avec des perspectives pour la continuation de ce travail dans le futur.

Chapitre I

Introduction à la théorie des observateurs Pour la machine asynchrone

I.1. Introduction

La disponibilité des toutes les variables d'états pour la mesure directe est rarement vérifiée dans la pratique. Il existe dans la plupart des cas un vrai besoin d'une estimation fiable des variables non mesurées, particulièrement quand elles sont employées pour la synthèse de lois de commande ou pour la surveillance des processus. En effet, l'état d'un système peut correspondre à une grandeur physique que l'on ne peut pas toujours mesurer directement, l'élaboration d'une loi de commande ou la détermination d'une défaillance d'un composant d'un système passent souvent par l'accès à la valeur d'un ou plusieurs de ses états [2].

Pour cela, il s'avère nécessaire de concevoir un système auxiliaire appelé, observateur, qui se charge de reconstruire les états non mesurables en exploitant les informations disponibles, à savoir le modèle dynamique du système, ses sorties mesurées et éventuellement ses entrées.

Contrairement au problème de synthèse d'observateurs d'état des systèmes linéaires qui a été entièrement résolu. Le cas des systèmes non linéaires est plus difficile et beaucoup moins systématique. C'est la raison pour laquelle, de nombreux travaux ont abordé ce problème, dans la littérature, en se basant sur des classes spécifiques de systèmes non linéaires.

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée dans les dernières années, on peut citer les observateurs luenberger adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet, le filtre de Kalman, l'observateur à structure variable par mode glissant et l'observateur par backstepping. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et de la vitesse de la machine asynchrone [4]. Dans ce chapitre, nous allons présenter une brève théorie sur les observateurs.

I.2. Capteur, estimateur ou observateur : que choisir?

- **Les capteurs** : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse, position, courant,...), en signaux numérique ou analogique. Ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation [2].

- **Les estimateurs** : sont des méthodes de calcul avec utilisation du modèle d'état du système. Les estimateurs ne possèdent pas de rebouclage et sont très sensibles aux erreurs de modélisation et aux perturbations des systèmes.

- **Les observateur**: sont une combinaison des deux méthodes précédentes, servant à déterminer des grandeurs ou des paramètres qui sont techniquement difficiles à obtenir (position, flux...), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (courants, tensions). Autrement dit un observateur est un estimateur possédant un "bouclage". Le bouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation [5].

I.3. Principe d'un observateur

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe [5].

Afin de présenter le principe d'un observateur, on suppose que le système étudié est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

L'observateur est une copie du système original plus un terme de gain. Donc, il est décrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K\varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure (I.1) 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).

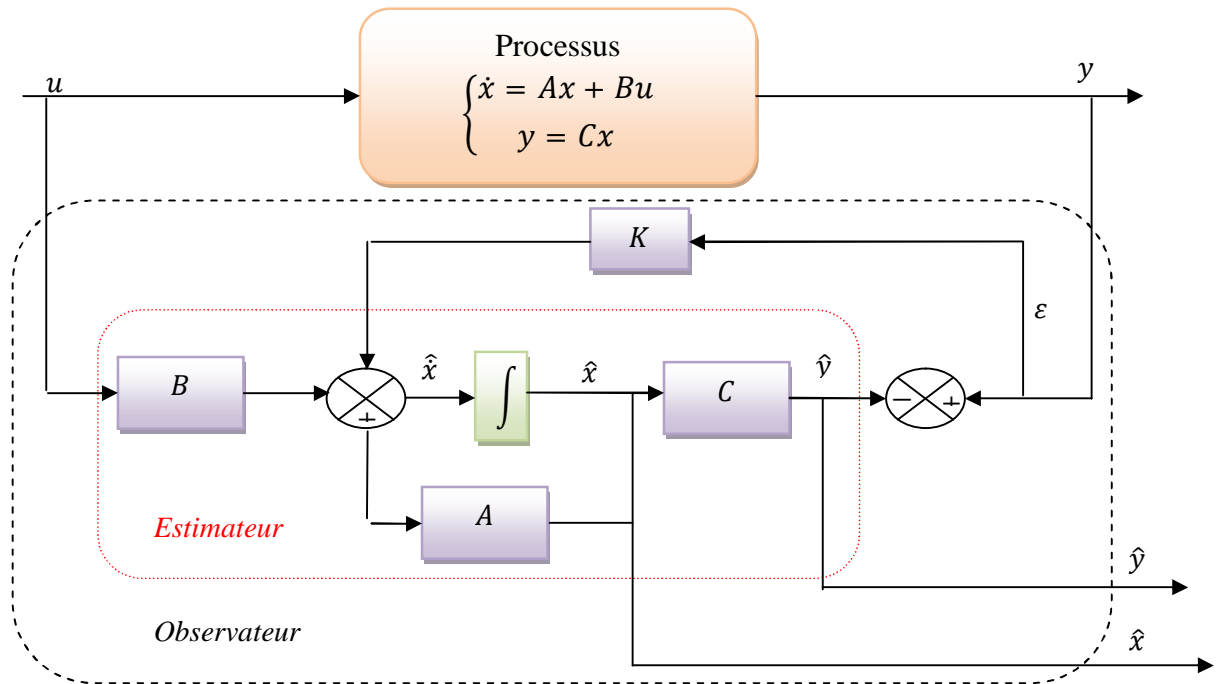


Figure I.1 : Schéma de principe d'un observateur

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (I.1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Le dimensionnement de cette matrice est effectué de telle sorte à assurer la convergence la plus rapidement possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel. Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [22].

Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent ou estimé \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une variable qui est l'erreur de l'observation $\epsilon = y - \hat{y}$. Celle-ci est multipliée par la matrice K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} par le retour d'état. Pour un choix judicieux de la matrice des gains K , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

I.4. Notion d'observabilité

I.4.1. Observabilité des systèmes linéaires

Soit un système continu décrit par l'équation d'état déterministe suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (I.3)$$

Où les vecteurs $x \in R^n$, $u \in R^m$ et $Y \in R^p$ représentent respectivement l'état, la commande et la sortie du système. Les matrices A, B et C sont des matrices constantes de dimensions appropriées. L'observabilité du système linéaire (I.3) est garantie si et seulement si :

$$\text{rang}(O) = \text{rang} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{(n-1)} \end{bmatrix} = n \quad (\text{I.4})$$

Par conséquent le système linéaire (I.3) est observable, si le rang de la matrice d'observabilité

O est égal à la dimension n de ce système. Dans le cas où le rang de la matrice O est inférieur à n on parle alors, d'observabilité partielle [6].

I.4.2. Observabilité des systèmes non linéaires

Pour les systèmes non linéaires, étant donné l'espace de l'état $x \in R^n$ et l'ensemble u des entrées, la notion d'observabilité est basée sur la possibilité de différencier deux conditions initiales distinctes. On parlera ainsi de la distinguabilité d'un couple de conditions initiales [6].

I.5. Classification et types des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré linéaire ou non linéaire.

Pour les systèmes linéaires, deux grandes familles d'observateurs se distinguent:

- ü Observateurs de type déterministe.
- ü Observateurs basés sur le filtrage stochastique de Kalman.

Pour les systèmes non- linéaires, il existe une grande richesse de méthodes, on peut énoncer par exemple:

- ü Observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse de stabilité par la méthode de Lyapunov.
- ü Observateurs à structure variable.
- ü Observateurs par la technique du système adaptative avec modèle de référence (MRAS).
- ü Observateurs adaptatifs.

I.5.1. Observateurs de type déterministe

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et

l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites.

Ce type d'observateurs ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état, alors l'environnement est déterministe [8]. Ces observateurs présentent dans la plupart du temps une sensibilité aux perturbations et aux variations paramétriques. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger, l'observateur MRAS et l'observateur adaptatif.

I.5.1.1. Observateur de Luenberger

L'observateur déterministe de luenberger permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesurée.

La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, ou les bruits sont nuls, Luenberger propose l'observateur suivant pour le système (I.5) :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (I.5)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $e = x - \hat{x}$ a pour expression :

$$\dot{e} = (A - KC)e \quad (I.6)$$

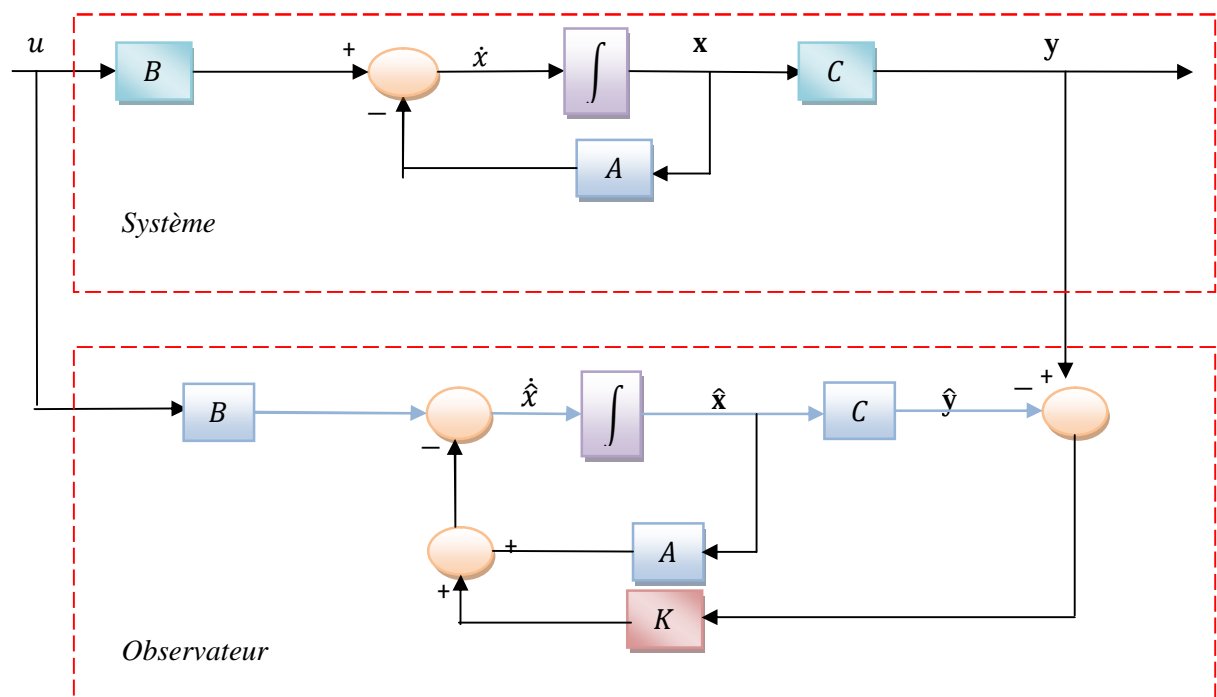


Figure I.2 : Schéma structurel de l'observateur de Luenberger [5].

En utilisant une technique de placement de pôles, il suffit alors de choisir le gain K de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice $(A - KC)$ soit dans le demi-plan complexe gauche [2].

Pour ce type d'observateur, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais en pratique on choisit une dynamique d'erreur plus rapide que celle du processus. Cependant on ne peut les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles : on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstituteur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences [6].

I.5.1.2. Observateur de Luenberger adaptatif

Il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système. Pour la machine asynchrone lorsque la vitesse de rotation du moteur n'est pas mesurée, elle est considérée comme un paramètre inconnu dans le système d'équations de l'observateur basé sur le modèle de la machine. On utilise l'observateur de Luenberger basé sur l'adaptation, afin d'observer le flux et la vitesse rotorique et éventuellement des paramètres variables de la machine [2].

La structure de l'observateur adaptatif est illustrée par la figure (I.3).

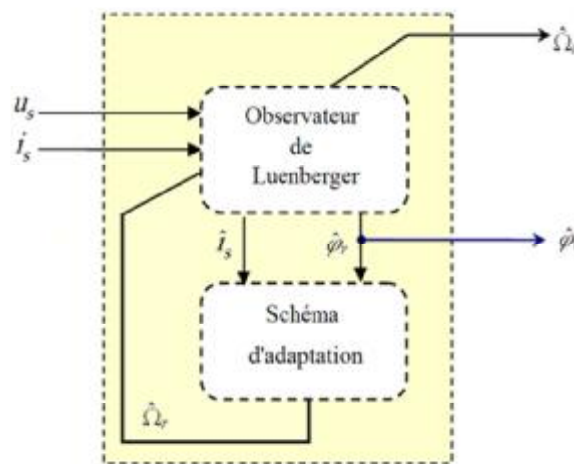


Figure I.3 : Structure de l'observateur adaptatif [3].

I.5.1.3. Observateur MRAS

Cette méthode est basée sur deux modèles, le premier appelé modèle de référence qui ne dépend pas de la vitesse rotorique et qui fournit le flux de référence. Le second modèle est dit ajustable, qui lui directement dépend de la vitesse, fournit un flux estimé, l'erreur entre ces deux modèles, injectée dans un mécanisme d'adaptation générant la vitesse rotorique. La stabilité

globale de cet algorithme est montrée, grâce au critère d'hyper stabilité de popov ou par la théorie de Lyapunov [6].

Le schéma de principe de cet observateur est illustré par la figure (I.4).

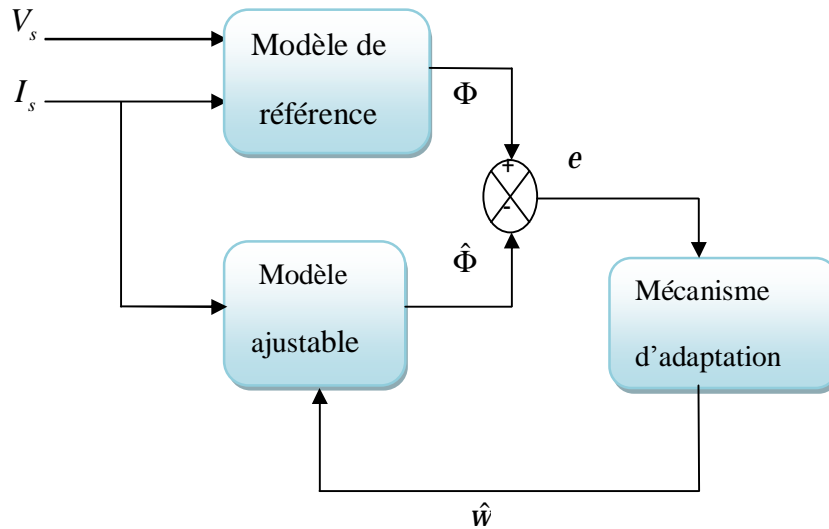


Figure I.4 : le schéma de principe de la méthode de MRAS.

I.5.2.Observateurs à structure variable

Les systèmes de commande à structure variable constituent une solution à ce problème. Ils sont composés de sous-système continus avec une logique de commutation propre pour passer d'un sous-système à l'autre, ainsi on obtient une action où le système est globalement discontinu. La commande dite par mode glissants constitue un mode de fonctionnement particulier des systèmes de régulation à structure variable. On parle de modes glissants lorsque les variables d'état évoluent autour d'un point d'équilibre. Considérons, pour facilitera compréhension, l'équation différentielle définie par [8]:

$$\dot{X} = f(x, u; t) \tag{I.7}$$

I.5.2.1. Observateur par mode glissant

Les modes glissants constituent une manière simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. Leur application aux actionneurs électromagnétiques ne représente qu'un cas particulier. Cette technique a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Elle consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation glissant autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre d'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à certaines variations paramétriques et aux perturbations. Le terme correcteur est une fonction

signe discontinue. Cette technique consiste à contraindre à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger sur une variété de dimension $(n - p)$, dite surface de glissement. L'attractivité et l'invariance de la surface de glissement sont assurées par les conditions, appelées conditions de glissement. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers la surface de glissement [8].

I.5.2.2. Principe

Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers la surface de glissement [8].

Les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état $e = x - \hat{x}$. On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie.

$\varepsilon = y - \hat{y}$, est nulle. Les dynamiques sur cette variété sont stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [8].

La figure (I.5) présente le schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant. Considérons un système d'état non linéaire d'ordre n défini comme suit :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad x \in R^n \tag{I.8}$$

Ainsi qu'un vecteur de mesure d'ordre p associé au vecteur d'état du système :

$$y = Cx \quad y \in R^p \tag{I.9}$$

Pour les systèmes (1.8),(1.9) on définit l'observateur par mode glissant par :

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}, u) + \Lambda I_s \tag{I.10}$$

Où $\hat{x} \in R^n$, $\hat{x} \in R^{n \times p}$ est la matrice de gain d'observation à spécifier et $I_s \in R^p$ est le vecteur signe discontinu :

$$I_s = \text{sign}(S) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2), \dots, \text{sign}(s_p)]^T \tag{I.11}$$

Où $\text{sign}(s)$ est la fonction **signe** classique et S est la surface de glissement suivante :

$$S = NC\tilde{x} = [s_1, s_2, \dots, s_p]^T, \quad S \in R^p \tag{I.12}$$

$$\tilde{x} = x - \hat{x} \tag{I.13}$$

$N \in R^{p \times p}$ est une matrice à spécifier.

Ainsi, la dynamique de l'erreur d'observation devient :

$$\dot{\tilde{x}} = f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda \tilde{I}_s \tag{I.14}$$

La surface glissante $S = \mathbf{0}$ est attractive si seulement si $S_i \dot{S}_i < \mathbf{0}$ pour $i = 1, \dots, p$. Cette condition définit la région dans laquelle le mode de glissante existe. pendant le glissement, la dynamiques de l'erreur d'estimation sont réduite de l'ordre n (système initial) à l'ordre $n - p$ (système équivalent d'ordre réduit).

Ensuite, on analyse les propriétés de cette dynamique réduite. pour ce faire, on s'appuie sur la méthode de la commande équivalente.

La détermination de l'expression de la dynamique réduite est fondée sur le calcul de la vectrice commutation. A partir de la condition d'invariance $S = \mathbf{0}$ et $\dot{S} = \mathbf{0}$:

$$\dot{S} = NC\dot{\tilde{x}} = NC[f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda \tilde{I}_s] = \mathbf{0} \tag{I.15}$$

En supposant que la matrice NCA est inversible, on obtient

$$\tilde{I}_s = (NCA)^{-1}NC[f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)] \tag{I.16}$$

La substitution de \tilde{I}_s dans (I.14) nous permet d'obtenir la dynamique réduite

$$\dot{\tilde{x}}_{eq} = [I - \Lambda(NCA)^{-1}NC][f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)] \tag{I.17}$$

Enfin, la synthèse de l'observateur consiste à sélectionner les matrices N et Λ de façon à assurer, en même temps, l'attractivité de la surface de glissement et la stabilité de la dynamique réduite.

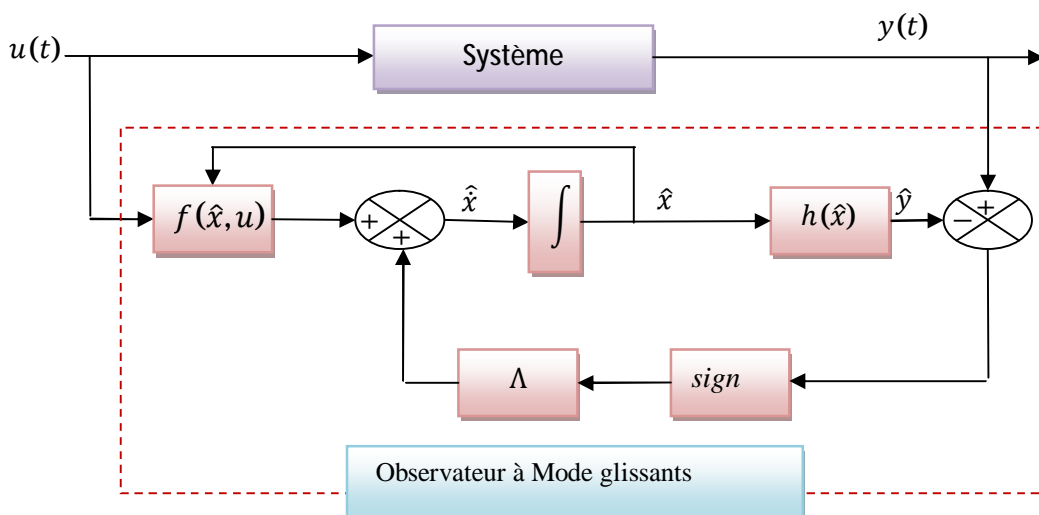


Figure I.5 : Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants [2].

Les principaux avantages de l'observateur par mode glissant sont la rapidité de convergence et la robustesse contre les variations paramétriques et les perturbations extérieures. L'inconvénient majeur de cet observateur c'est le phénomène de broutement (chattering).

I.5.2.3. Phénomène de broutement

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas étant donné que cela impliquerait que la commande puisse commuter avec une fréquence infinie. De par la présence d'imperfections ou de limites technologiques et physiques, tels que des retards au niveau des commutations ou de petites constantes de temps au niveau des actionneurs, le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé chattering, en anglais, ou encore réticence ou broutement, en français. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations autour de la surface, ainsi qu'il est montré Figure (I.6).

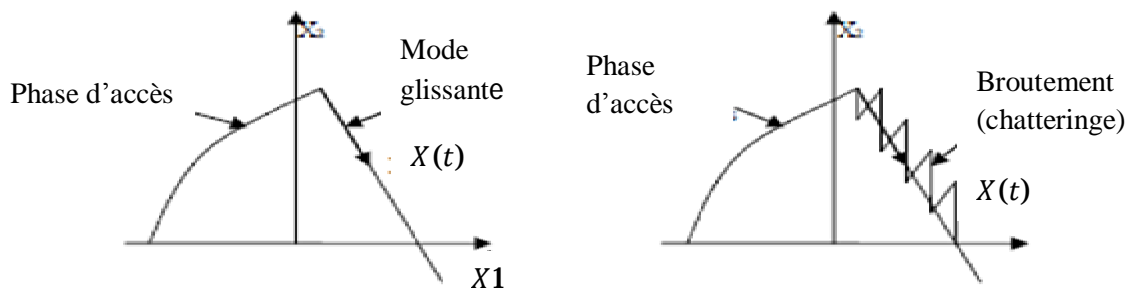


Figure I.6 : Phénomène de broutement (chattering).

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une théorie générale de quelques observateurs présentés dans la littérature pour estimer les états de la machines à induction, tels que l'observateur par mode glissant, observateur MRAS et observateur de luenberger. Avant d'entamer leurs applications, nous présenterons, dans le chapitre suivant, la modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé puis nous expliciterons, via la transformé de Park, les équations d'états dans un repère biphasé lié aux champs tournant. Cette modélisation est faite en vue de la commande et de l'observation du flux et de la vitesse rotorique de la machine asynchrone.

Chapitre II

Modélisation de la Machine Asynchrone

II.1. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable pour sa commande. C'est une étape de passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse [1].

La modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. L'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner les opérations de démarrage et de variation de vitesse.....etc

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

- Ø Choisir le modèle.
- Ø Déterminer ses paramètres.
- Ø Vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation de PARK de la machine asynchrone, suivi d'une validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie dont les paramètres sont donnés en annexe [1].

II.2. Principe de fonctionnement de la machine

La structure générale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($\frac{2\pi}{3}$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence Ra et l'axe fixe de la phase statorique de référence SA [8]. Les axes rotoriques tournant avec ω_r par rapport aux axes statoriques fixes, sont représentés par la figure (II.1)

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction; la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire est en court-circuit.

La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, qualifiée de synchronisme, est rigidement liée à la fréquence f_s des tensions triphasées d'alimentation.

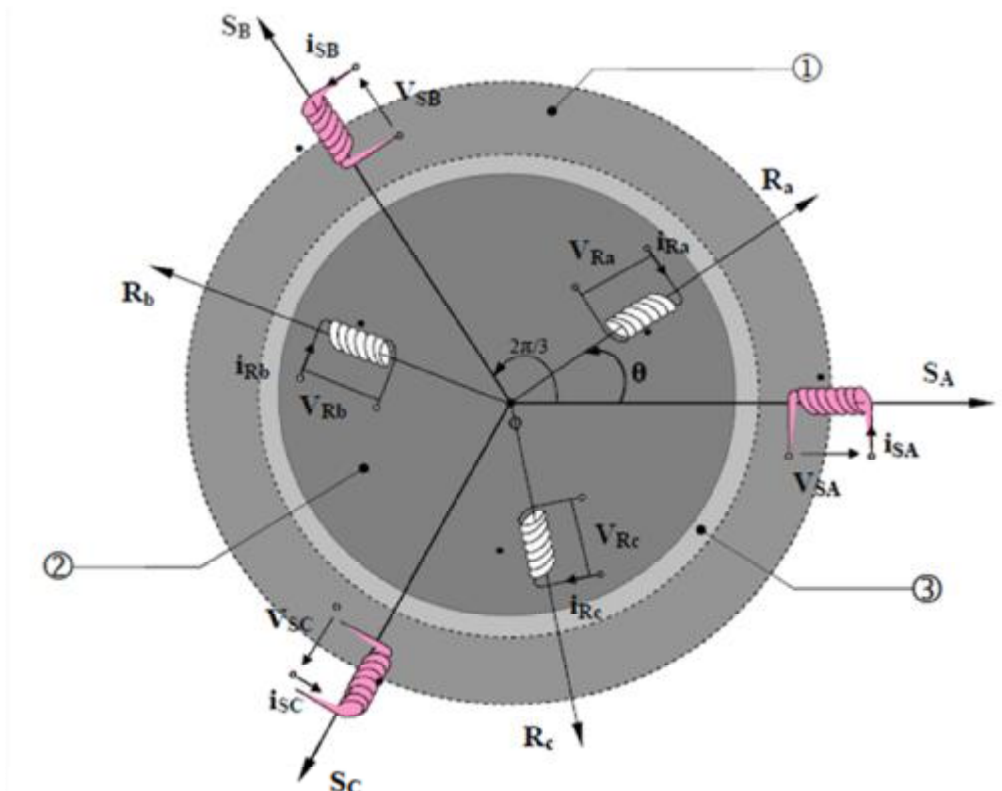
$$N = \frac{60f_s}{P} \quad (\text{II.1})$$

On distingue par P le nombre de paires de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques [2]. Lorsque le rotor tourne à une vitesse N différente de N_s (asynchronisme), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de Lenz ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [8].

De ce fait, selon que N est inférieur ou supérieur à N_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à croître N ou un couple résistant (génératrice) tendant à réduire N ; de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité des vitesses. L'échange énergétique avec le réseau dépend du signe de l'écart ($N_s - N$) ; c'est pourquoi on caractérise le fonctionnement asynchrone par le glissement "g" ainsi défini :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{II.2})$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes Joules dans les enroulements rotoriques et statoriques.



j Partie fixe : Stator. k Partie mobile : Rotor. l Entrefer constant.

Figure II.1 : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée [10].

II.3. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant

Les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

A avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> Ø Construction simple et robuste. Ø Faible coûts d'achat et d'entretien. Ø Excellent rendement. 	<ul style="list-style-type: none"> Ø Difficile à commander Ø Modèle non linéaire et fortement couplé Ø Paramètres variables avec le temps Ø Variables d'états ne sont pas tous accessibles à la mesure.

II.4. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

La modélisation de la MAS s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [20], qui sont :

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

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

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

II.4.1 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

II.4.1.1. Equations électriques

- Au stator :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{II.3})$$

- Au rotor :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Vecteur de tension rotorique.

$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$: Vecteur de courant statorique.

$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$: Vecteur de courant rotorique.

$[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$: Vecteur du flux statorique.

$[\varphi_r] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$: Vecteur du flux rotorique.

$[R_s], [R_r]$: représente respectivement les matrices des résistances statorique et rotorique.

Avec :

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

II.4.1.2. Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_S & M_S & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_S & l_s & M_S & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_S & M_S & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos \theta \\ M_2 = M_{sr} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_3 = M_{sr} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (II.6)$$

La matrice (II.5) fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances :

- au stator :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (II.7)$$

- au rotor :

$$[\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (II.8)$$

$[L_s], [L_r]$: Représente respectivement les matrices des d'inductances statorique et rotorique, elle est donnée par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_S & M_S \\ M_S & l_s & M_S \\ M_S & M_S & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Et :

$[M_{sr}]$: Les matrices des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, est donnée par :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Où:

l_s, l_r : L'inductance propre d'une phase statorique et rotorique.

M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle entre phase statorique et entre phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$$[V]_s = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \} \quad (\text{II.10})$$

$$[V]_r = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \} \quad (\text{II.11})$$

II.5. Transformation du système triphasé

La mise en équation de la machine asynchrone aboutaient à des équation différentielles à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation (θ) (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor), l'étude analytique du comportement du système est alors relativement difficile, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformation mathématique qui permettent de décrire la comportement de la machine à l'aide d'équation différentielles à coefficients constant les transformation utilise doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans la repère correspondant système transformé [8], [9].

II.5.1. Transformation de Park

Cette transformation à été présenté par Park en (1929) consiste à transformer un système d'enroulement triphasé (A, B, C), en un système équivalent à deux enroulements biphasés (d, q) créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c.a.d, elle ne participe pas à la création de cette f-m-m de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (d, q) la condition de passage du système triphasé au Système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ce ci conduit à la conservation de puissance instantanées et la réciprocité des inductances qui reste invariable pour la machine réelle le schéma de la figure(II.2) montre le principe de la transformation de Park applique à la MAS [9], [24].

Le passage du système triphasé au système diphasé est définit comme suit:

Avec :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \tag{II.16}$$

θ_o : angle d'observation c'est l'écart angulaire entre l'axe de la première phase du système triphasé (a) et l'axe directe du système biphasé (u).

θ_s : L'angle électrique entre l'axe (d) et le stator (pour les grandeurs statorique)

θ_r : L'angle électrique entre le rotor et le stator

L'angle (θ_o) dans la matrice $[P(\theta_o)]$ prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et (θ_r) pour les grandeurs rotoriques.

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle q_o , la transformation de Park est dite transformation de Clarck et la matrice de passage s'écrit comme suit :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{II.17}$$

II.6. Choix du référentiel

Le référentiel est choix en fonction de l'étude à réaliser dans la pratique il existe trois type de 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[1]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (II.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 ($\theta_a = \theta_r$) (- · -)

Avec l'angle q_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente

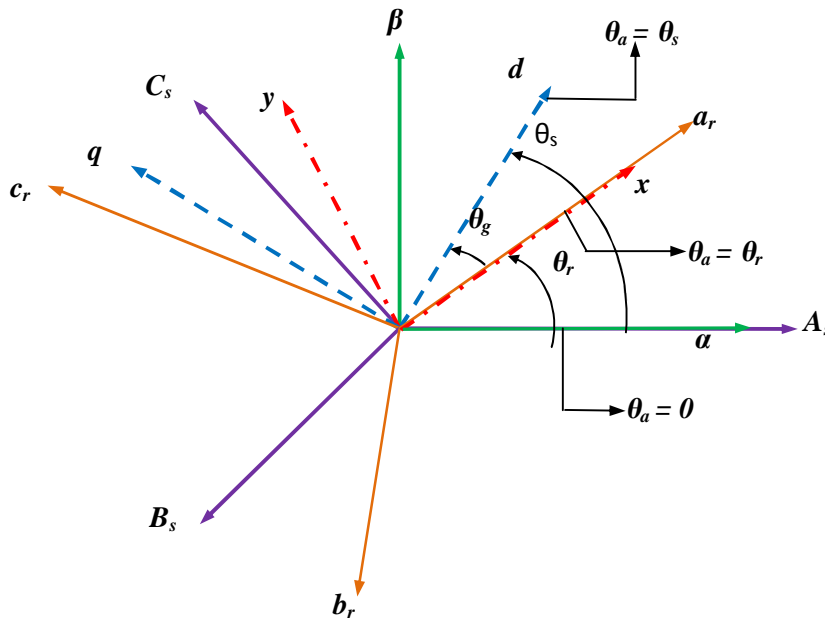


Figure II. 3 : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé.

II.7. Equations de la MAS lié au champ tournant (d q)

▼ Equations électriques

Les équations du moteur asynchrone dans le repère (d , q) lié au champ tournant prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} \right) - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \left(\frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right) + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \left(\frac{d\varphi_{rd}}{dt} \right) - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{dt} \right) + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec : $w = \frac{d}{dt} q = p \cdot \Omega$, $w_s = \frac{d}{dt} q_s$

▼ Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{ss} I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_{ss} I_{sq} + M I_{rd} \\ \varphi_{rd} = L_{rr} I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_{rr} I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

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

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

▼ **Équations mécaniques :**

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Ce - Cr - f\Omega \quad (\text{II.20})$$

L'expression du couple est définie par :

$$Ce = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{II.21})$$

Tel que:

p : Nombre de paire de pôles.

f : Coefficient de frottement visqueux en $[N.m.s/ rad]$.

C_e : Couple électromagnétique en $[N.m]$.

C_r : Couple résistant en $[N.m]$.

J : Moment d'inertie en $[kg.m^2]$.

Cette expression du couple n'est pas unique puisqu'il est possible d'en obtenir d'autres, cela dépendra du vecteur d'état choisi.

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

II.8. Equation de la MAS lié au stator (α, β)

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \left(\frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt}\right) \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \left(\frac{d\varphi_{s\beta}}{dt}\right) \\ 0 = R_r I_{r\alpha} + \left(\frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt}\right) + \omega \varphi_{s\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \left(\frac{d\varphi_{r\beta}}{dt}\right) - \omega \varphi_{s\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.9. Représentation d'état du système

La présentation du modèle d'état nécessite, dans un premier temps, la définition du vecteur d'état x , du vecteur d'entrée u et du vecteur de sortie y .

Les variables d'état choisies décrivant les modes électriques sont les courants statoriques et le flux rotorique.

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme :

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) I_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) I_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \varphi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} + -\omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

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

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

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

Sous forme matricielle:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Où :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \varphi_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} : \text{Vecteurs d'état.}$$

$$[U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T : \text{Vecteurs de commande.}$$

$[A]$: Matrice d'évaluation.

$[B]$: Matrice de commande.

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

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \quad a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma M} \quad a_4 = \frac{M}{T_r} \quad a_5 = -\frac{1}{T_r},$$

Le couple électromécanique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) \tag{II.25}$$

Dans notre étude, nous avons choisi le repère lié au stator, c'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

II.10. Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma bloc fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

II.10.1. Bloc de simulation de la machine asynchrone

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure (II.4). Le moteur asynchrone présente comme entrées les composantes de Park de la tension d'alimentation V_{sa} V_{sb} ainsi que le couple résistant C_r et comme sortie la vitesse Ω , le couple électromagnétique C_e , les courants statorique et les flux rotoriques.

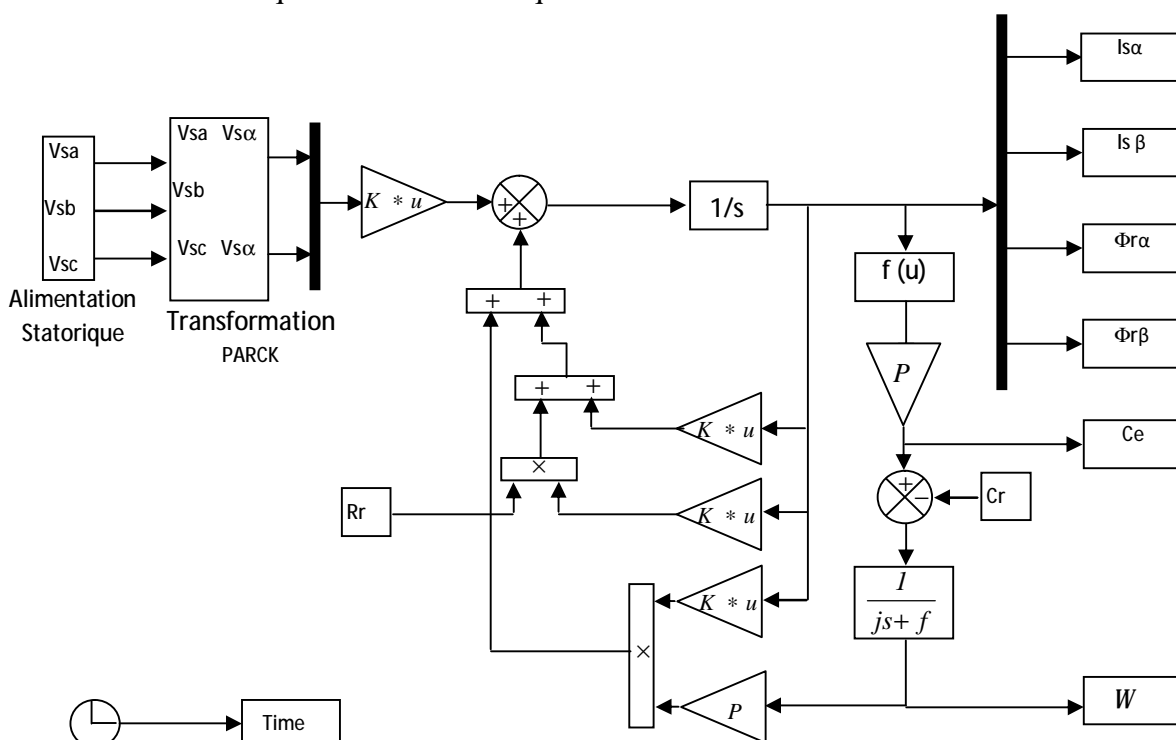


Figure II.4 : Schéma de simulation de la MAS

II.10.2. Résultats de la simulation

Le moteur est alimenté par le réseau 220/380 V, 50HZ, à $t = 1s$ nous appliquons une charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$). Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A. Les figures (II.5) et (II.6) présentent les résultats de simulation du MAS raccordé directement au réseau. A vide et en charge.

II.10.3. Interprétations des résultats**A vide :**

La courbe du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, il y a un fort appel de courant, en régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (puisque le glissement faible).

La courbe de courant statorique présente un l'appel au courant est fort au démarrage, le courant augmente à cause l'augmentation du couple, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

La courbe de flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais il disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

En charge :

Nous avons appliqué à l'arbre de la machine un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$), nous constatons que :

Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple résistant (10 N.m) appliqué. On constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement, ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les surcharges).

On remarque que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

Le flux rotorique diminue durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

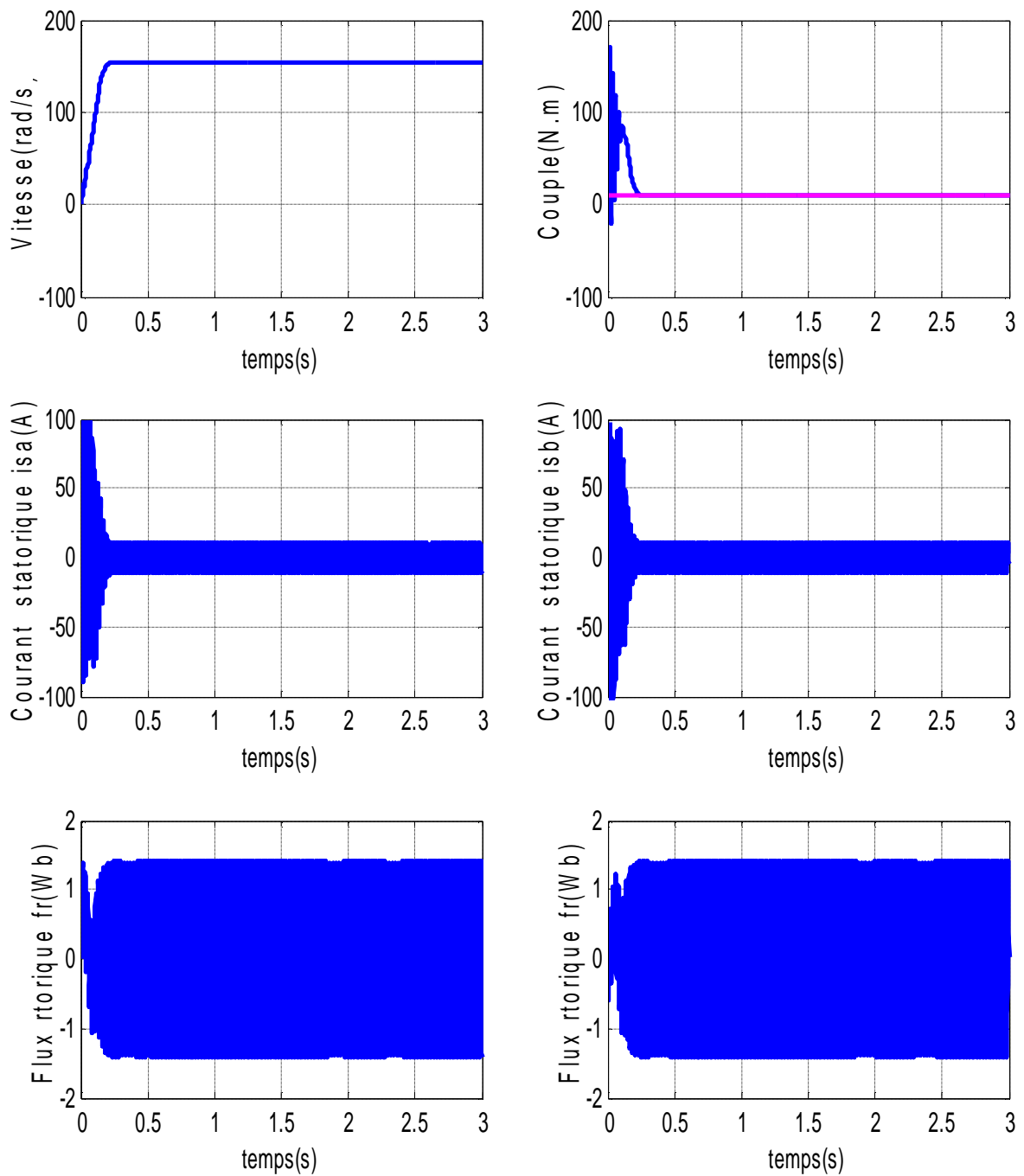


Figure II .5 : Comportement à vide de la machine asynchrone.

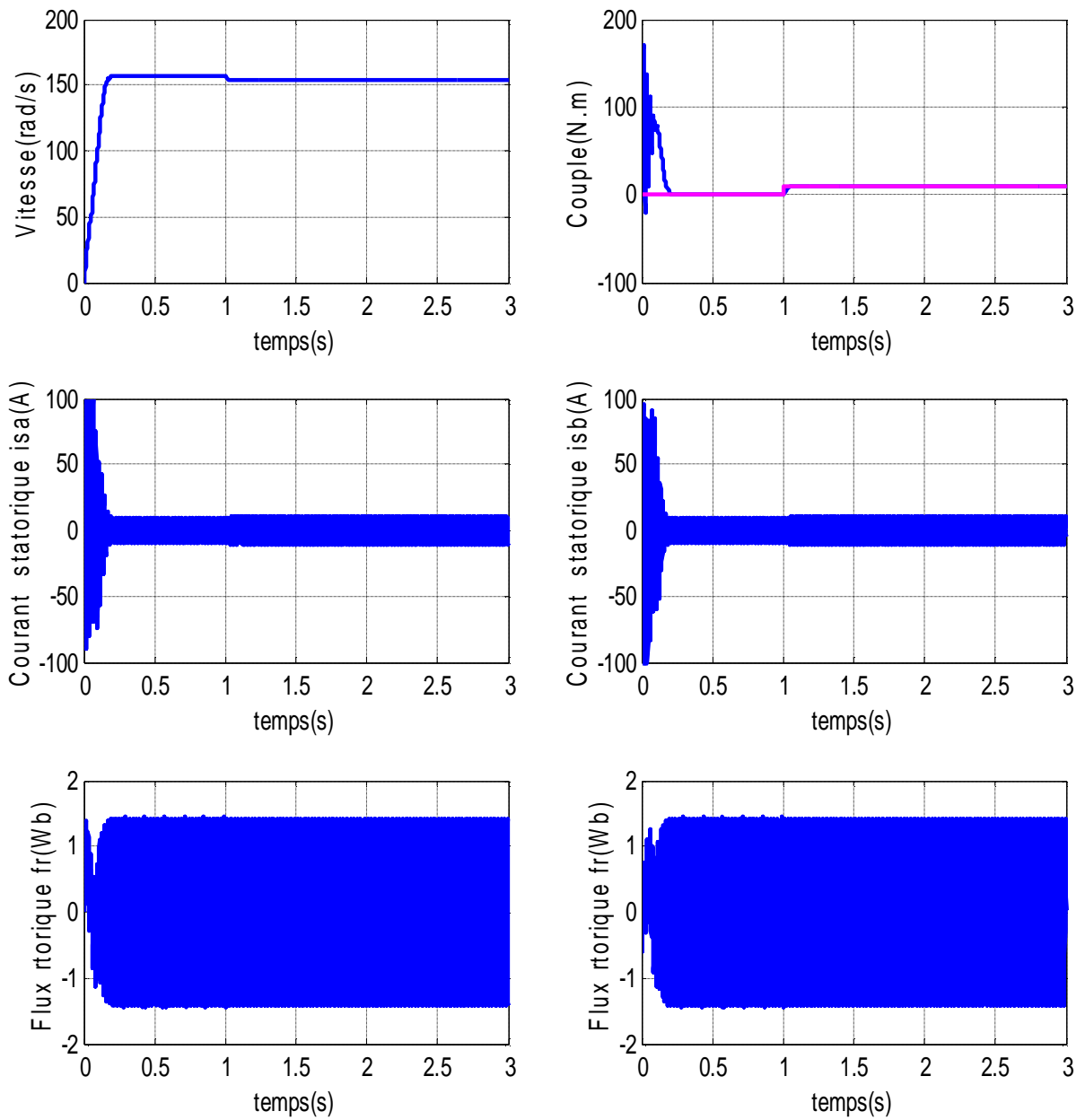


Figure II.6 : Comportement en charge de la machine asynchrone application d'un couple résistante de 10 Nm à t=1s.

II.11. Conclusion

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

Cette modélisation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle par simulations sous Matlab.

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

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour contrôler la vitesse et le flux rotorique du moteur asynchrone en utilisant la commande vectorielle à flux orienté. Le flux contrôlé est observé par la méthode des modes glissants.

Chapitre III

Commande vectorielle directe avec un observateur de flux par mode glissant

III.1. Introduction

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple où ces deux grandeurs dépendent du courant statorique [8].

La commande par orientation du flux ou commande vectorielle a été introduite en 1972 par Filix Blaschke. Son utilisation n'est réellement développée qu'avec les avancés de électronique de puissance. La commande vectorielle (FOC) permet de contrôler la machine asynchrone avec les performances équivalentes à celles d'une machine à courant continu à excitation séparée en assurant une réponse rapide de couple pour une grande plage de contrôle de vitesse.

Dans le présent chapitre nous appliquons la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique au moteur asynchrone dont le flux rotorique est observé par la technique des modes glissants. Au début, nous commençons par une explication du principe de cette méthode.

III.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme machine courant continu à excitation indépendant. Ou il y a un découplage naturel entre le grandeur commandant le flux (courant d'excitation), et celle liée au couple le (courant d'induit), ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [11].

III.3. Méthodes d'orientation du flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant. Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Les deux méthodes d'orientation de flux, les plus générales, sont l'orientation du flux rotorique et l'orientation du flux statorique [11]. Nous allons parler principalement de l'orientation du flux rotorique.

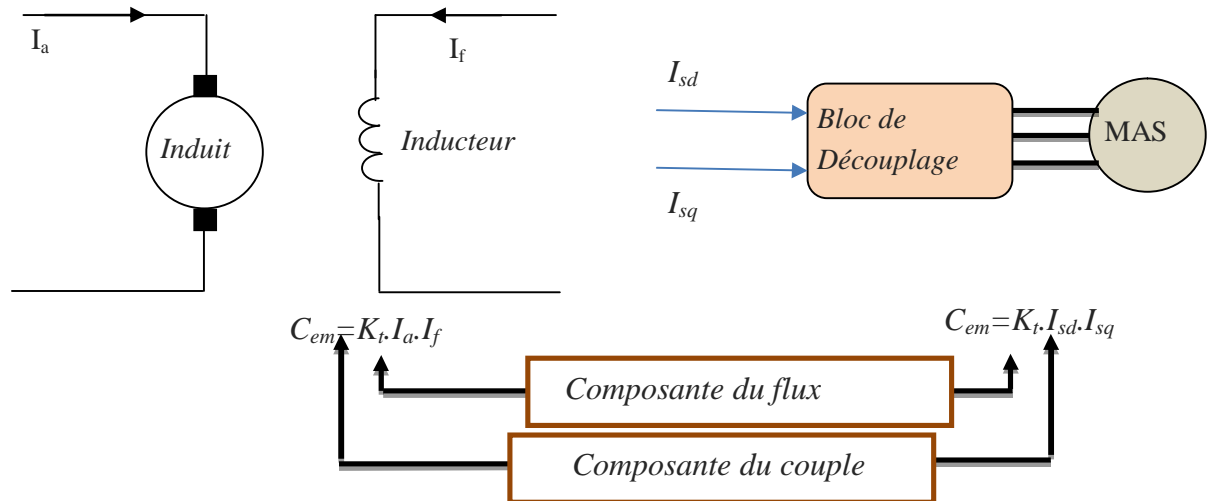


Figure III.1 : schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie Avec la machine à courant continu.

III.3.1. Principe de la commande par orientation du flux rotorique

Le principe d'orientation du flux est apparat par les travaux de Blaschke au début années 70 consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour ce la il faut choisir un système d'axe d q (lié au champ tournant) tel que l'axe d soit confondu avec la direction du flux comme le montre de la figure(III.2) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [12].

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (III.1)$$

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique, alors le couple électromagnétique devient:

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs}) \quad (III.2)$$

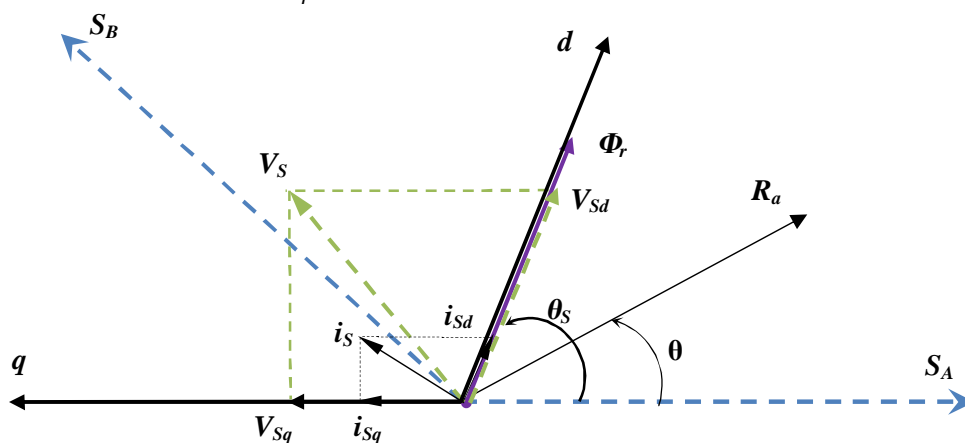


Figure III.2 : Illustration de l'orientation du flux rotorique.

L'arrangement des équations (II.18) et (II.19) avec la condition (III.2) nous donne:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_{st}I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_{st}I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ 0 = \frac{1}{T_r} \phi_{rd} - \frac{M}{T_r} I_{ds} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ 0 = -\frac{M}{T_r} I_{qs} - \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (III.3)$$

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

Ces expressions montrent que le flux ne dépend que de la composante directe du courant statorique I_{ds} et que si on maintient ce dernier constant, le couple ne dépendra que de la composante quadrature du courant statorique I_{qs} . Pourtant, dans le cas d'une alimentation en tension V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} , donc sur le flux et le couple, d'où vient l'intérêt d'ajouter des termes de compensation [21].

III.4. Méthode de la commande vectorielle

Il existe, essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté. La première appelée méthode directe a été introduite par Felix Blaschke (1972) et la seconde connue sous le nom indirecte a été introduite par Karl Hasse (1968).

Ces deux méthodes de commande vectorielle, directe et indirecte, se différencient essentiellement dans le calcul de l'angle de Park θ_s (grandeur essentielle dans la commande) [9].

III.4.1. Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Elle n'exige pas la connaissance du module du flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un estimateur de position du rotor. Ce type de contrôle est simple à implanter mais insensible aux variations paramétriques [14], [23].

III.4.2. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toutefois, il nécessite l'utilisation d'un estimateur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation [13].

a) Estimation du flux rotorique φ_r :

Le flux rotorique n'est pas directement accessible, il faut donc pouvoir l'estimer à partir des grandeurs statoriques facilement accessibles. La combinaison de (III.4), nous donne :

$$\widehat{\varphi}_r = \frac{M}{1+ST_r} I_{sq} \quad (III.4)$$

$$\widehat{\omega}_s = \frac{M}{T_r \widehat{\varphi}_r} I_{sq} + P\Omega \quad (III.5)$$

et

$$\widehat{\theta}_s = \int \widehat{\omega}_s dt \quad (III.6)$$

Ω : Est à capter directement de la machine.

θ_s : Sera donc estimé ($\widehat{\theta}_s$) à partir de la mesure de Ω (par captage) et du courant grandeur statorique I_{sq} accessible à partir de la mesure des courant réels statorique.

III.5. Commande vectorielle directe appliquée à la MAS

Les expressions données en (III.3) sont non linéaires puisqu'elles dépendent de la vitesse du repère et de la vitesse électrique et elles sont aussi couplées, car elles comportent des termes croisés. Les termes qui ne dépendent pas du courant i_{sd} dans la première équation et du courant i_{sq} dans la deuxième expression sont appelés les "termes de couplage".

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

Utilisant la notation de Laplace ($S = d/dt$) les deux premières équations du système (III.3) peuvent être réécrites de la façon suivante :

$$V_{sd} = (R_{st} + \sigma L_s S) I_{ds} + \left(-\frac{M}{L_r T_r} \varphi_{rd} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \right) \quad (III.7)$$

$$V_{sq} = (R_{st} + \sigma L_s S) I_{qs} + \left(\frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rq} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \right) \quad (III.8)$$

III.6. Découplage entrée –sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage [23].

III.6.1. Découplage par compensation

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est la moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit [1].

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} tel que

V_{sd1} agit que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} .

Nous présentons V_{sd1} et V_{sq1} comme suit [15]:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (III.9)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{M \cdot R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ f_{emq} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s \cdot \Phi_r + \frac{M^2}{T_r \cdot L_r} I_{qs} \end{cases} \quad (III.10)$$

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + R_t \cdot I_{ds} \\ V_{sq1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{dq}}{dt} + R_t \cdot I_{dq} \end{cases} \quad (III.11)$$

Ce dernier système peut être représenté sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{st} + \sigma L_s S} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{R_{st} + \sigma L_s S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons reconstruction donnée par la figure suivant :

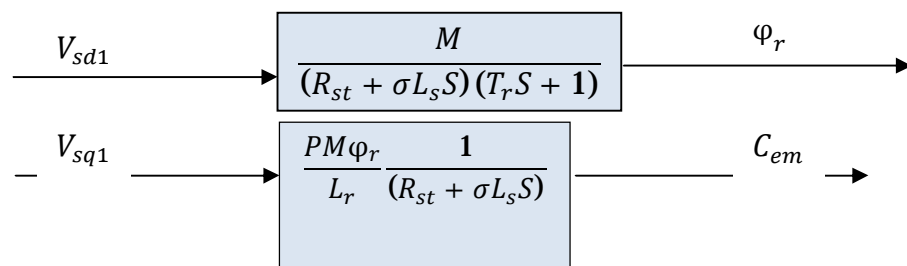


Figure III.3 : représentation du découplage.

III.7. Calcul des régulateurs

Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis et afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux et son maintien constant lors de la commande vectorielle de la machine à induction (MI) sont indispensables [3].

Les régulateurs utilisés dans la structure de commande sont du type proportionnel-intégral (PI). Ces régulateurs permettent d'améliorer les performances dynamiques et statiques du système d'entraînement. Quantitativement, ce régulateur se présente sous la forme suivante :

$$C_p = K_P + \frac{K_i}{S} \quad (\text{III.13})$$

III.7.1. Régulation du courant statorique I_{ds}

A partir du système d'équation (III.13), on peut écrire la fonction de transfert, nous pouvons représenter le schéma bloc du régulateur des composants du courant statorique par la figure (III.4).

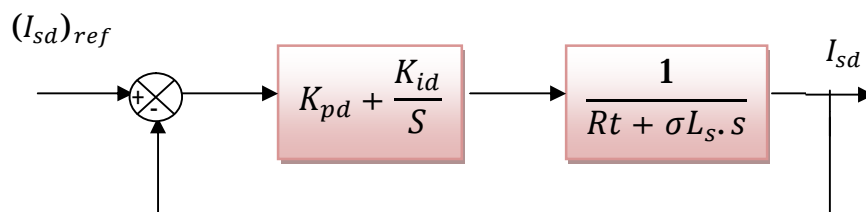


Figure III.4 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd} .

Le régulateur PI à une fonction de transfert donnée par :

La fonction transfert en boucle ouverte du système est donc:

$$FT_{BO_{is}} = \left(K_P + \frac{K_i}{S} \right) \left(\frac{1}{R_{st} + \sigma L_s S} \right) \quad (\text{III.14})$$

Par compensation des pôles on obtient : $\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_{st}}{\sigma L_s}$ et la fonction transfert en boucle ouverte devient:

$$FT_{BO_{is}} = \frac{K_i/R_{st}}{S} \quad (\text{III.15})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera:

$$FT_{BF_{is}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{st}}{K_i} S} \quad (\text{III.16})$$

Soit τ la constante de temps des courants en boucle fermée:

$$\tau_{is_BF} = \frac{\sigma L_s}{K_p} \quad (III.17)$$

Pour un temps de réponse (t_i) imposé, nous obtenons la condition suivante:

$$t_i = 3t_{is_BF}$$

On adoptera le même régulateur pour la boucle de régulation de la composant I_{sq} , la fonction de transferts restent identiques pour les deux boucles.

III.7.2. Régulateur du flux

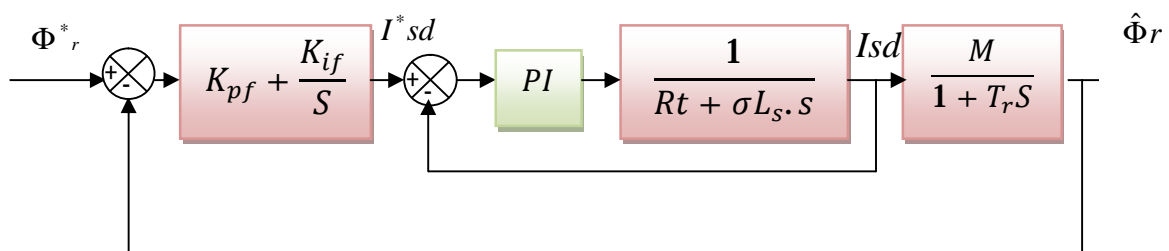


Figure III.5: Schéma de régulation de flux.

On considère que le courant I_{sd} est parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FT_{B0f} = \left(K_{pf} + \frac{k_{if}}{s} \right) \cdot \frac{M}{1+T_r \cdot s} \quad (III.18)$$

Après la compensation des pôles on obtient $T_r = \frac{K_{pf}}{k_{if}}$ et la fonction transfert en boucle ouverte devient:

$$FT_{B0f} = \frac{K_{if} \cdot M}{s} \quad (III.19)$$

la fonction transfert en boucle fermée sera:

$$FT_{BFf} = \frac{1}{1 + \frac{1}{MK_{if}} s} \quad (III.20)$$

Avec $\tau_{f_BF} = \frac{1}{MK_{if}}$

Pour un temps de réponse t_f , nous obtenons la condition suivante:

$$t_f = 3t_{f_BF}$$

III.7.3. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse se calcul à partir de l'équation mécanique de la machine (I.20). Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple électromagnétique de référence. En considérant le couple de charge comme perturbation la vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI le schéma bloc Simplifié du système de contrôle de la vitesse est représenté par la figure (III.6).

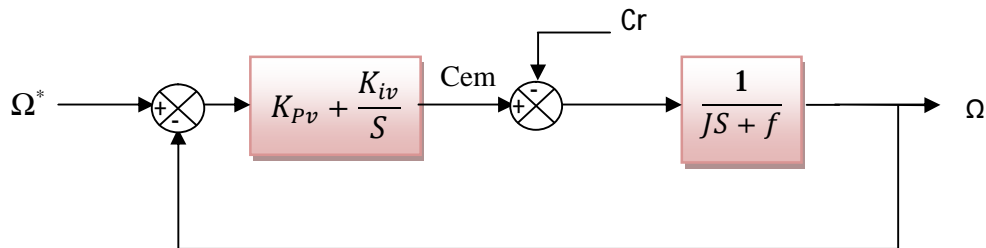


Figure III.6 : boucle de régulation de vitesse.

Si le couple résistant est égale à zéro la fonction de transfert en boucle fermée sera:

$$FT_{BF\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1 + \tau S}{\left(\frac{J}{K_{iv}}\right)S^2 + \left(\tau + \frac{f}{K_{iv}}\right)S + 1} \tag{III.21}$$

Avec

$$\tau = \frac{K_{pv}}{K_{iv}}$$

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

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{iv}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \tau + \frac{f}{K_{iv}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \end{cases} \tag{III.22}$$

III.8. Observateur du flux rotorique par mode glissant :

La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande, afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Mais pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies sur l'estimation de la position du flux ou celle du rotor au lieu d'effectuer une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position [20].

Dans cette partie, nous présentons un observateur de flux basé sur la technique des modes glissant [14], [16]. On a choisi un observateur par mode glissant pour ces avantages et la structure variable qu'il présente. Le modèle de l'observateur est donné par le système suivant:

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = a_1 x_1 + a_2 \hat{x}_3 + a_3 \omega \hat{x}_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_1 + \lambda_1 I_s \\ \hat{x}_2 = a_1 x_2 + a_2 \hat{x}_4 + a_3 \omega \hat{x}_3 + \frac{1}{\sigma L_s} V_2 + \lambda_2 I_s \\ \hat{x}_3 = a_4 x_1 + a_5 \hat{x}_3 - \omega \hat{x}_4 + \lambda_3 I_s \\ \hat{x}_4 = a_4 x_2 + a_5 \hat{x}_4 + \omega \hat{x}_3 + \lambda_4 I_s \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

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

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} : \text{Matrice d'identité.}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} : \text{Matrice antisymétrique.}$$

$$\lambda = [\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \lambda_3 \quad \lambda_4]^T : \text{Matrice des gains de correction de l'observateur}$$

Où $\lambda_1 = (\lambda_{11} \lambda_{12})$, $\lambda_2 = (\lambda_{21} \lambda_{22})$, $\lambda_3 = (\lambda_{31} \lambda_{32})$, $\lambda_4 = (\lambda_{41} \lambda_{42})$ sont les gains de correction de l'observateur à déterminer et le vecteur I_s est donné par :

$$I_s = \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Les surfaces de glissement sont définies comme suit :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

$$n = \frac{1}{H} \begin{bmatrix} a_2 & -\omega a_3 \\ \omega a_3 & a_2 \end{bmatrix} \quad H = a_2^2 + (\omega a_3)^2$$

Le choix de n est fait de manière à faciliter le calcul des gains de l'observateur. Les variables mesurables sont les courants statorique $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ et la vitesse du rotor ω . On suppose que la vitesse est fonction dérivable bornée et dont la dérivée par rapport au temps est aussi bornée [16].

La dynamique de l'erreur d'observation est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = a_2 \varepsilon_3 + a_3 \omega \varepsilon_4 - \lambda_1 I_s \\ \dot{\varepsilon}_2 = a_2 \varepsilon_4 + a_3 \omega \varepsilon_3 - \lambda_2 I_s \\ \dot{\varepsilon}_3 = a_5 \varepsilon_3 - \omega \varepsilon_4 - \lambda_3 I_s \\ \dot{\varepsilon}_4 = -a_5 \varepsilon_4 + \omega \varepsilon_3 - \lambda_4 I_s \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Où $\varepsilon_i = x_i - \hat{x}_i, i = 1, \dots, 4$.

La synthèse de l'observateur consiste donc à déterminer les gains λ_i de façon à assurer l'attractivité de la surface de glissement $S = \mathbf{0}$.

III.8.1. Détermination des gains λ

Pour assurer la convergence asymptotique de S vers zéro, on cherche les conditions nécessaires de stabilité, liées aux valeurs du gain λ . En choisissant la fonction de **Lyapunov** suivante [16]:

$$V = \frac{1}{2} S^t S > \mathbf{0} \quad \forall S \neq \mathbf{0} \quad (\text{III.27})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^t \dot{S} < \mathbf{0} \\ \dot{S} &= n \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_1 \\ \dot{\varepsilon}_2 \end{bmatrix} + \dot{n} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

D'après la théorie des perturbations singulières, la dynamique de la vitesse angulaire ω peut être supposée constante; c'est une variable lente par rapport aux dynamiques des courants et des flux. On peut ainsi estimer que $\dot{n} = \mathbf{0}$.

$$\dot{S} = \frac{1}{H} \begin{bmatrix} a_2 & \omega a_3 \\ -\omega a_3 & a_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\varepsilon}_1 \\ \dot{\varepsilon}_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.29})$$

On pose :

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = n^{-1} \Delta, \Delta = \begin{bmatrix} g_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & g_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov prend la forme suivante:

$$\dot{V} = S^t \dot{S} = S_1 (f_1 - g_1 \text{sgn}(S_1)) + S_2 (f_2 - g_2 \text{sgn}(S_2))$$

Posant
$$\begin{cases} f_1 = \varepsilon_3 + N_1 \varepsilon_1 - N_2 \varepsilon_2 \\ f_2 = \varepsilon_4 + N_2 \varepsilon_1 - N_1 \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Avec :
$$N_1 = \frac{2a_2 p^2 a_3^2 \omega \dot{\omega}}{H^2}, N_2 = \frac{p a_3 (H \dot{\omega} 2 a_2 p^2 a_3^2 \omega \dot{\omega})}{H^2},$$

Pour assurer la convergence de S vers zéro on doit vérifier les conditions suivantes :

- 1) Si $S_1 > \mathbf{0}$ alors $g_1 > f_1$; si non $S_1 < \mathbf{0}$ alors $-g_1 < f_1$
- 2) Si $S_2 > \mathbf{0}$ alors $g_2 > f_2$; si non $S_2 < \mathbf{0}$ alors $-g_2 < f_2$

Donc $g_1 > |f_1|$, et $g_2 > |f_2|$. Il ne reste qu'à choisir des valeurs de g_1 et de g_2 suffisamment grandes pour assurer la convergence de S vers zéro, c'est-à-dire ($I_s \rightarrow \hat{I}_s$).

Si le régime glissant est atteint alors $S = \mathbf{0}$; $\dot{S} = \mathbf{0}$. Cette hypothèse se vérifie d'autant plus, lorsque la dynamique des courants statoriques est beaucoup plus rapide que celle du flux rotorique. On ne considère que les erreurs des courants $\varepsilon_1 = \mathbf{0}$, $\dot{\varepsilon}_1 = \mathbf{0}$, $\varepsilon_2 = \mathbf{0}$, $\dot{\varepsilon}_2 = \mathbf{0}$, On peut écrire:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & g_2 \end{bmatrix} I_s \quad (\text{III.32})$$

Ce qui permet d'avoir une surface de glissement donnée par :

$$\begin{bmatrix} sgn(S_1) \\ sgn(S_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix}^{-1} [a_3(cI - J\omega)] \begin{bmatrix} \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Avec cette dernière expression, on peut exprimer l'équation de l'erreur du flux rotorique par:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_3 \\ \dot{\varepsilon}_4 \end{bmatrix} = \left(-I + J\omega - \begin{bmatrix} \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix}^{-1} [a_3(-a_5I - J\omega)] \right) \begin{bmatrix} \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

On calcule les gains de correction λ par identification à un système équivalent avec une dynamique qui assure le comportement désiré :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_3 \\ \dot{\varepsilon}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & q_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Avec q_1 et $q_2 > 0$, et enfin on aura

On peut déterminer l'expression de λ_3 et λ_4 par :

$$\begin{bmatrix} \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \left(q_1 - \frac{1}{T_r} \right) & -g_2 \omega \\ g_1 \omega & g_2 \left(q_2 - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

III.9. Résultats de simulation

Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone à flux rotorique orienté. Dans la première commande nous avons utilisé un simple estimateur de flux rotorique et dans la deuxième nous avons utilisé un observateur de flux par mode glissant. La figure (III.7) illustre le schéma bloc de la commande vectorielle directe avec observation du flux rotorique.

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- ✓ Un flux de référence de 1Wb.
- ✓ Une vitesse de référence égale à: 150 rad/s.
- ✓ Une charge nominale de 10N.m.

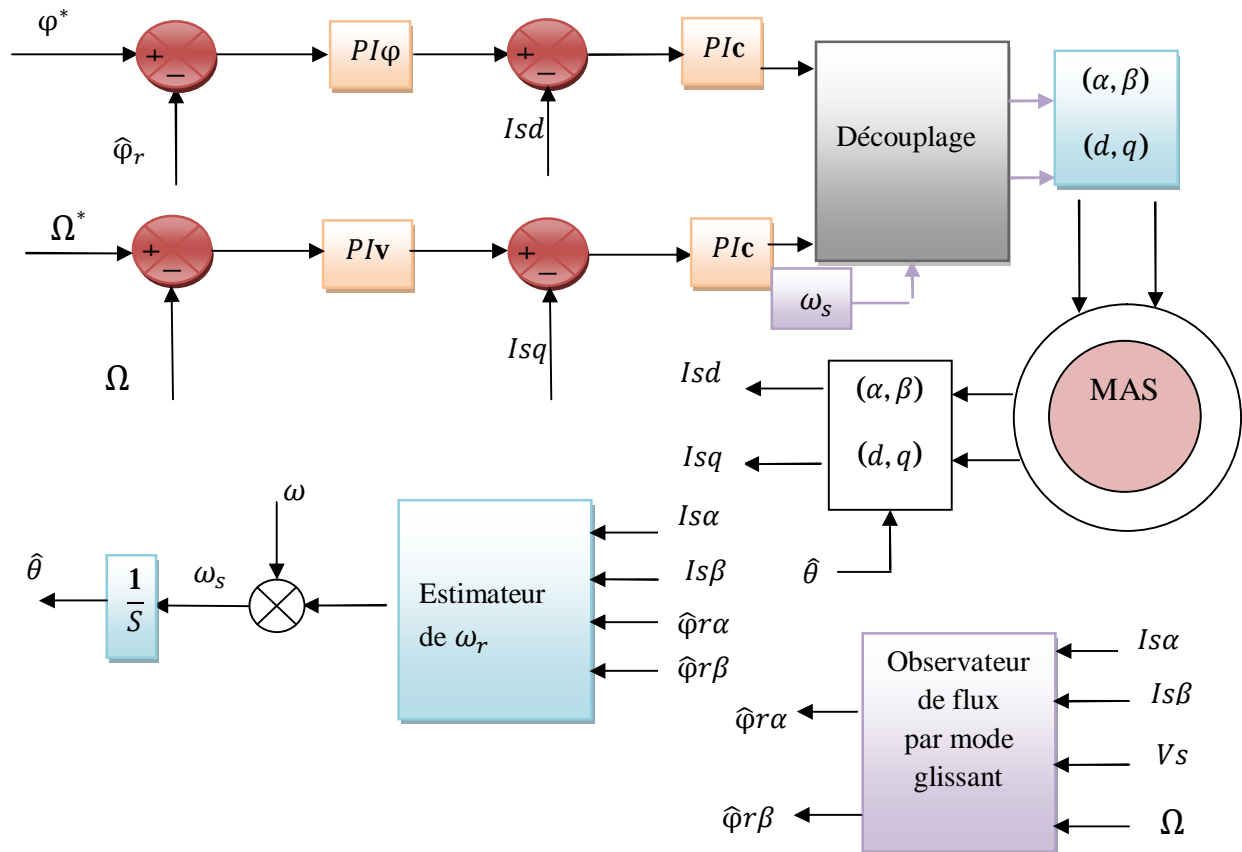


Figure III.7 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe avec observateur de flux.

III.9.1. Résultats de simulation de la commande vectorielle

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 150 rad/s, puis la réponse à un échelon de couple $C_r=10$ Nm appliqué à l'instant $t=1$ s et $C_r=0$ N.m.

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension sont illustrés par la figure (III.8), le système est soumis à des tests de suivi de la consigne à la variation de la charge.

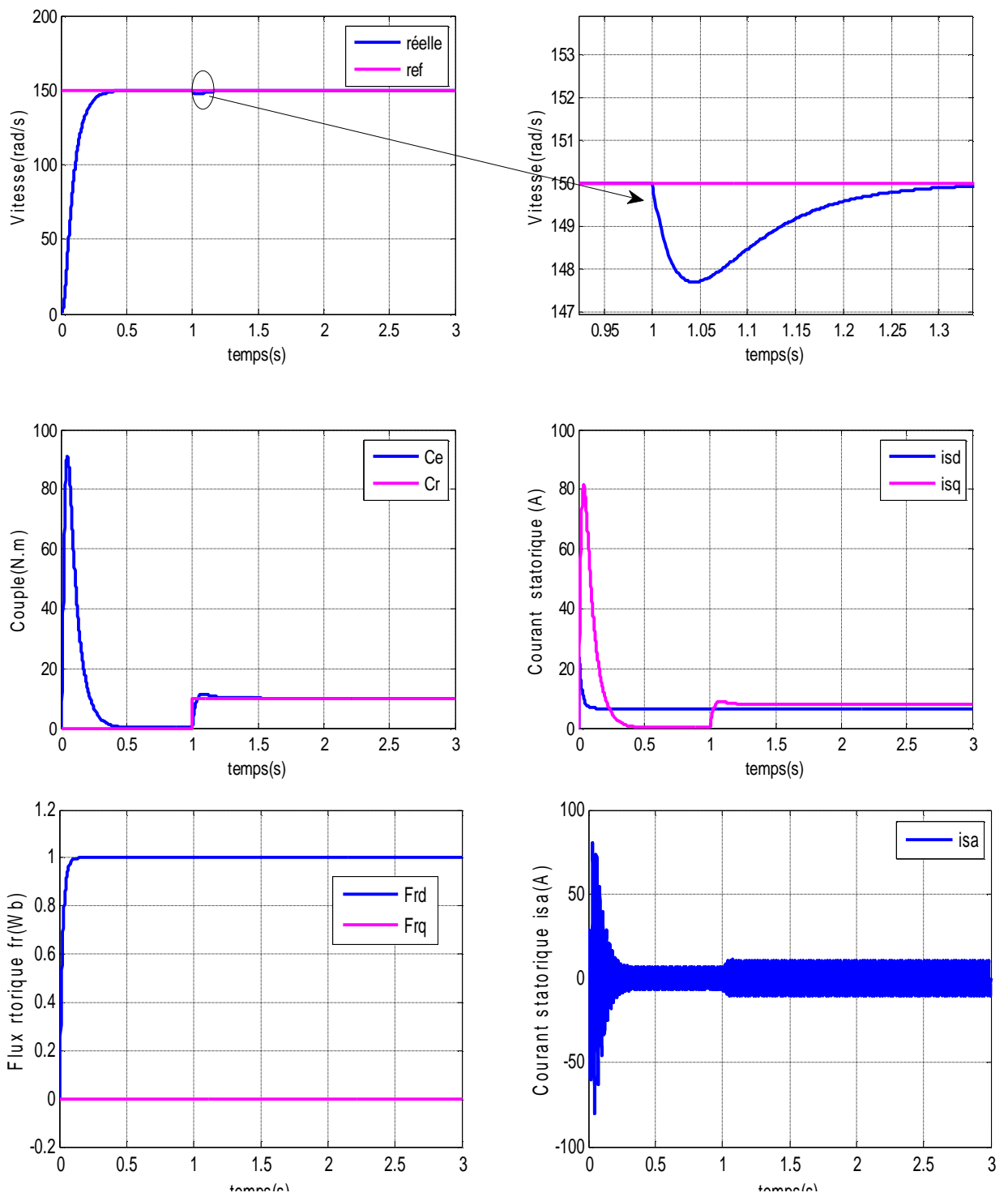


Figure III.8 : Test de démarrage à vide avec variation du couple de charge.

On remarque que :

- ✓ La vitesse suit sa valeur de référence avec un temps de réponse $t_r = 0.5s$. A $t = 1s$, elle diminue un peu puis elle reprend sa valeur lors de l'application de la charge.
- ✓ Initialement, le couple moteur a un pic de $90N.m$, puis il se stabilise au zéro lorsque $t = 0.4s$. Après l'application de la charge $C_r = 10N.m$, le couple subit un petit dépassement puis il rejoint sa valeur finale de $10N.m$.
- ✓ La composante directe de flux rotorique φ_{rd} , après un régime transitoire qui dura jusqu'à $t_r = 0.2s$, atteint sa valeur finale de $1Wb$.

III.9.2. Résultat de simulation de la commande vectorielle avec observateur de flux par mode glissant

La figure (III.9) représente les résultats de simulation lors du fonctionnement nominal de la machine avec charge nominale de $10N.m$. On remarque que :

- Le flux rotorique estimé converge vers les valeurs nominales, avec une erreur d'estimation parfaitement nulle.
- L'observation du flux estimé donne des résultats dont la reconstitution du module et de la phase du flux rotorique a un grand degré de précision.
- **Fonctionnement de la machine avec inversion de vitesse**

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de $+150$ à -150 rad/s, à partir de l'instant $t=2s$ Les résultats de simulation sont représentés par la figure(III.10).

On remarque que le découplage est maintenu, la vitesse suit sa référence, le couple aussi prend la valeur de la charge appliqué sans dépassement.

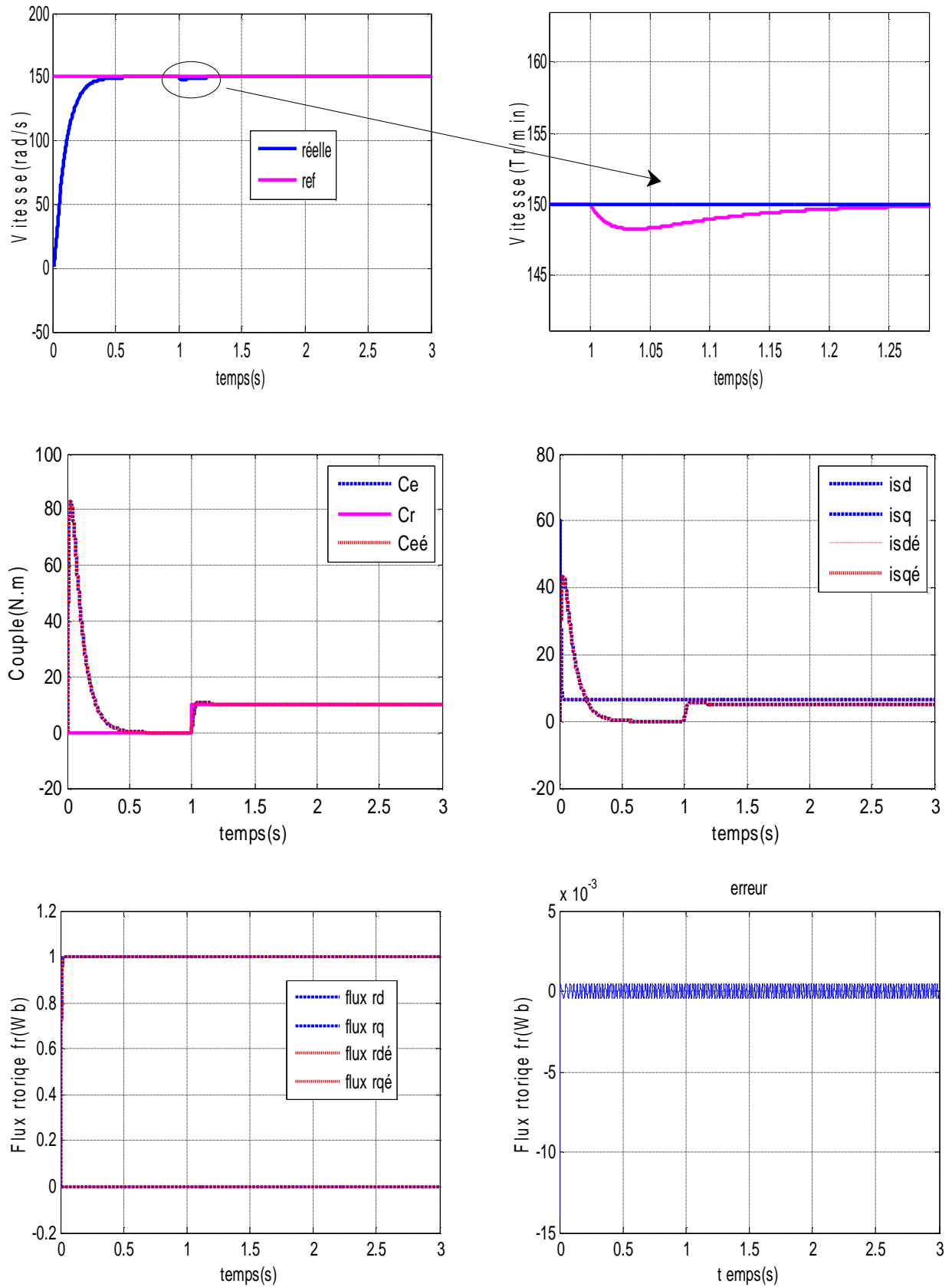


Figure III.9 : Résultats d'estimation de flux rotorique dans les conditions nominales.

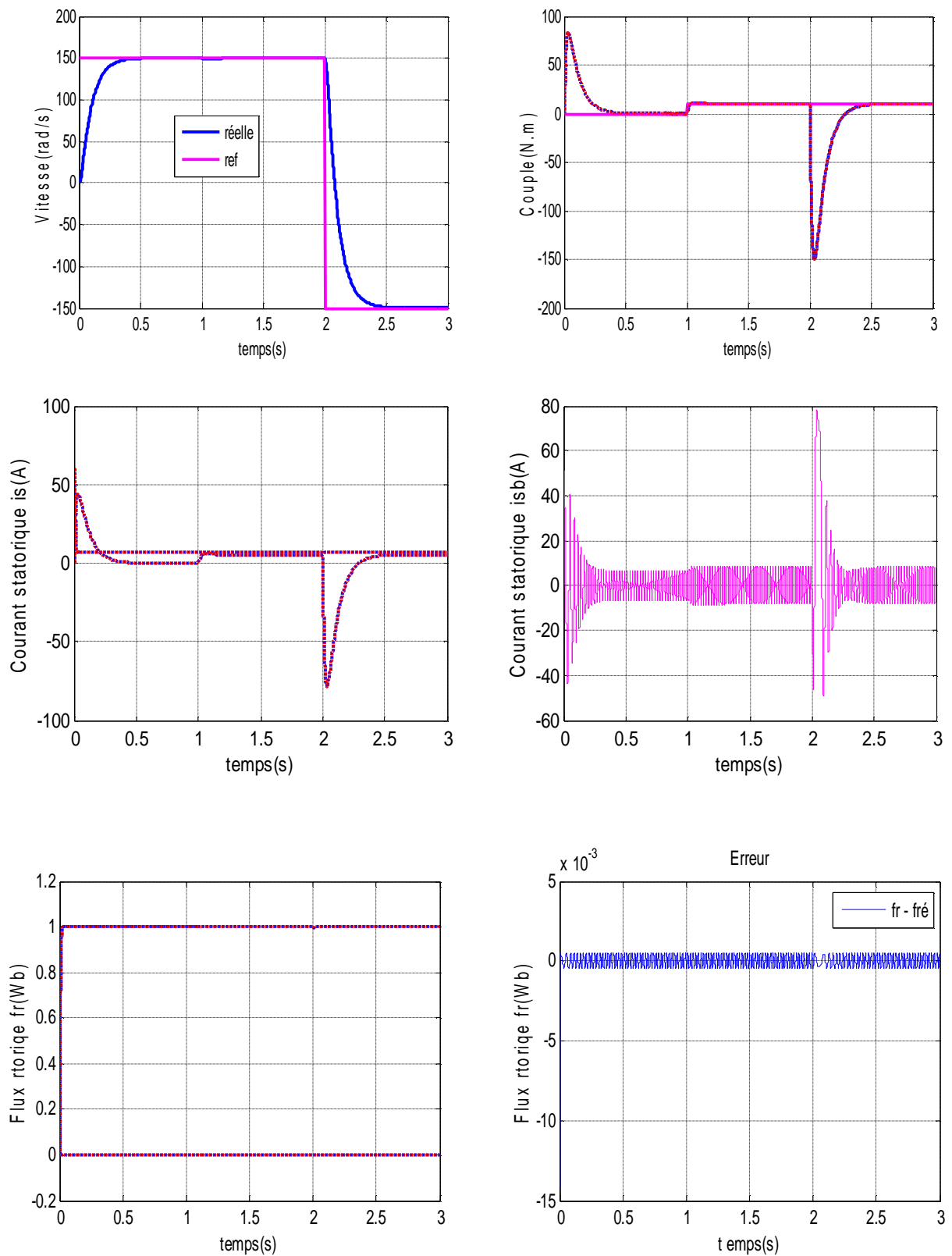


Figure III.10 : Résultats d'estimation lors de l'inversion du sensé de la vitesse de rotation de la machine.

• **Fonctionnement de la machine pour la variation de la charge**

Dans ce test, la machine démarre à vide, puis à l'instant $t = 0.5s$, la charge sera nominale pendant $0.5s$, et à $t = 1s$ elle augmente de $+100\%$ de sa valeur nominale. A $t = 1.5s$ le couple résistant est réduit à la valeur $5N.m$. Les résultats montrent de bonnes performances.

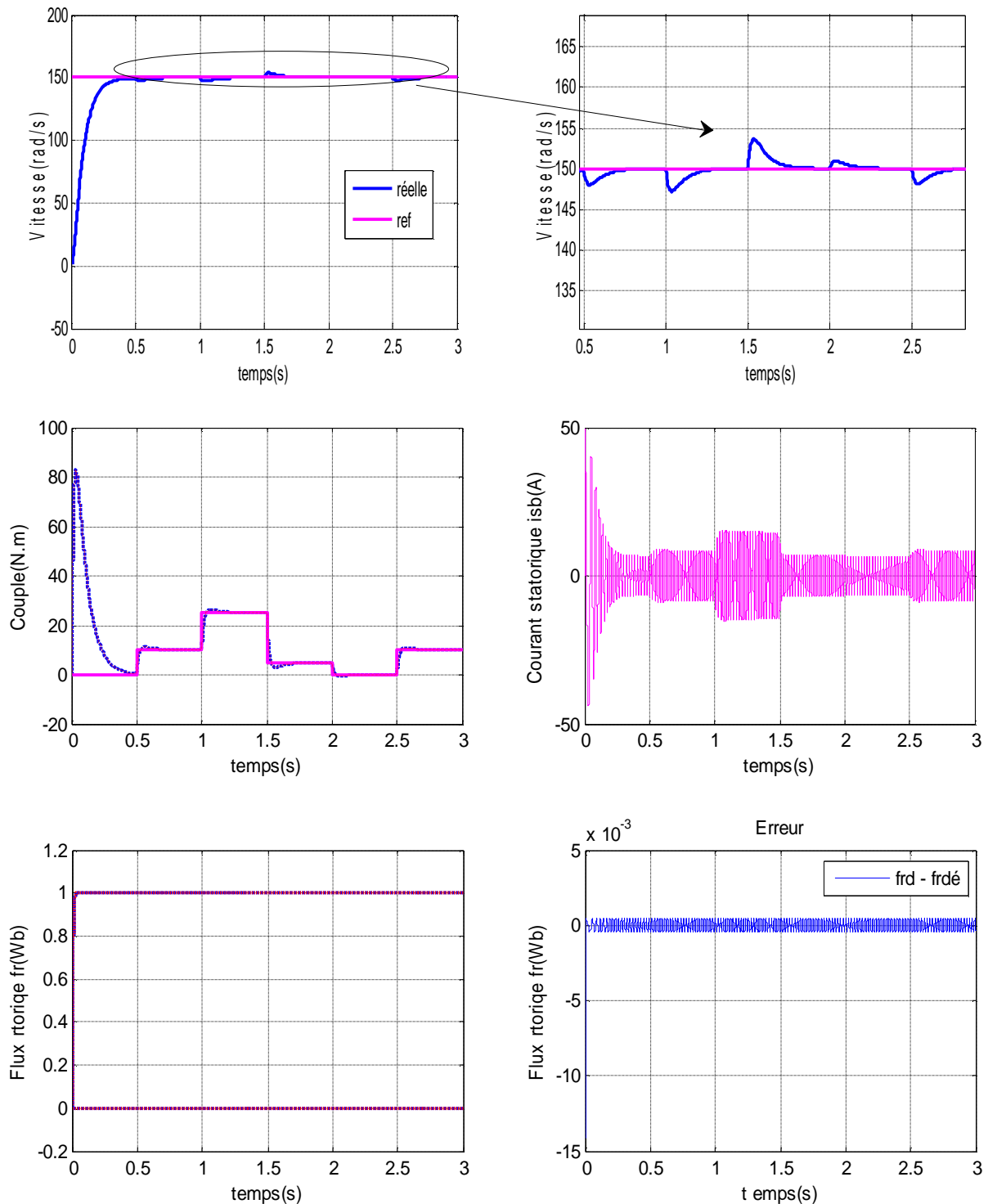


Figure III.11 : Test pour une variation de la charge à vitesse nominale et résistances nominales.

- **Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse**

Dans ce test, la machine fonctionne avec une vitesse nominale, et à l'instant $t = 1s$, on fait tourner la machine à une faible vitesse de 20 (rad/s), enfin à l'instant $t = 2s$, la machine reprend sa vitesse nominale. Les résultats obtenus sont regroupés dans la figure (III.12)

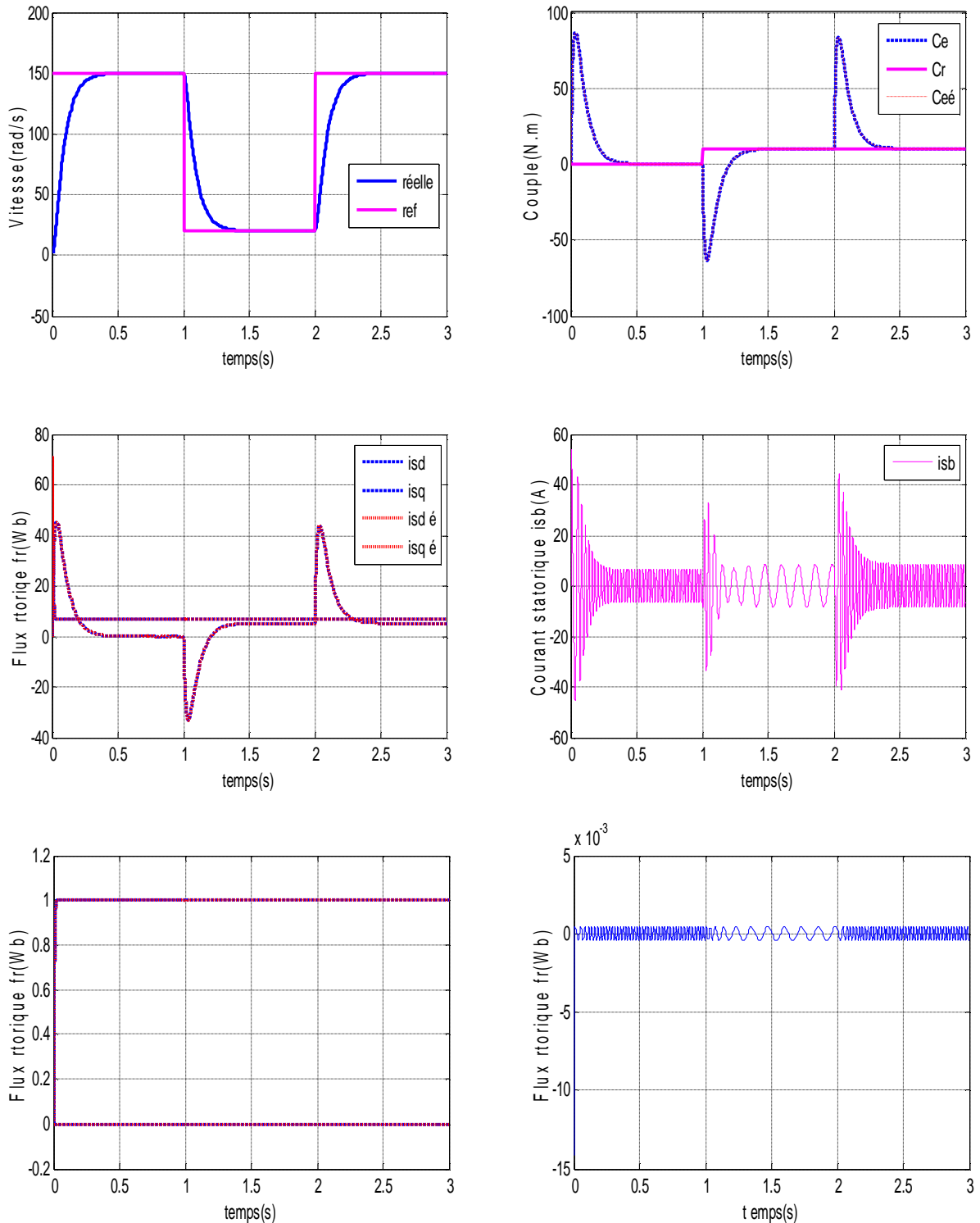


Figure III.12 : Test de l'observateur pour une suite de variation de vitesse.

Les résultats obtenus montrent que :

Le flux converge vers la valeur désirée (1 Wb pour φ_{rd} et zéro pour φ_{rq}), et il ne présente aucune perturbation lors du changement de la vitesse.

Le couple et le courant i_{sd} subit des pics lors du passage d'un régime d'entraînement à un autre.

III.10. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette structure de commande, consiste à déterminer le flux rotorique par une estimation directe à partir de la composante directe du courant statorique, ce qui peut s'exprimer comme une commande découplée. Nous pouvons dire que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront d'autant plus meilleures que lors d'un réglage précis des différents régulateurs.

On a fait la conception d'un observateur de flux rotorique par mode glissant afin d'améliorer les performances de la vectorielle avec un simple estimateur de flux rotorique. Afin de juger l'efficacité de l'observateur proposé, différents tests ont été effectués. D'après les résultats de simulation obtenus nous pouvons également conclure que l'observateur présente une bonne précision avec de bonnes performances ce qui est traduit sa robustesse.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la commande vectorielle sans capteur mécanique. L'observateur de vitesse proposé sera synthétisé par deux méthodes: par la méthode de Luenberger et par la technique MRAS.

Chapitre IV

Commande vectorielle directe sans capteur mécanique

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* [17],[15].

La reconstitution de la vitesse et du flux est réalisée par des observateurs qui sont construits, généralement, à partir du modèle de la machine [15].

Ce chapitre fera l'objet d'une synthèse des observateurs de flux et de vitesse par deux méthodes différentes, la première est basée sur la technique de Luenberger adaptatif et la deuxième par la méthode MRAS. Les observateurs synthétisés sont introduit dans la CVD afin d'éliminer le capteur de vitesse et améliorer les performances de la CV.

IV.2. Synthèse de l'observateur de Luenberger

Dans cette section, la vitesse de rotation de la MAS n'est pas mesurée elle est considérée comme un paramètre inconnu dans le système d'équation de l'observateur basé sur le modèle de la machine. On utilise l'observateur de Luenberger afin d'observer le flux et la vitesse rotorique.

Dans notre application de CVD de la MAS, nous pouvons poser les considérations suivantes: [8] :

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

- Vitesse rotorique : à observer,

Le modèle de la machine donné par (II. 25) peut être exprimé par :

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

Avec :

$$X = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta}]^T \quad U = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T \quad Y = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta}]^T$$

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

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \quad a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma M} \quad a_4 = \frac{M}{T_r} \quad a_5 = -\frac{1}{T_r},$$

La structure d'observateur de Luenberger est illustrée par la Figure (IV.1)

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [1].

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Tel que :

$$\varepsilon = y - \hat{y} = CX - C\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

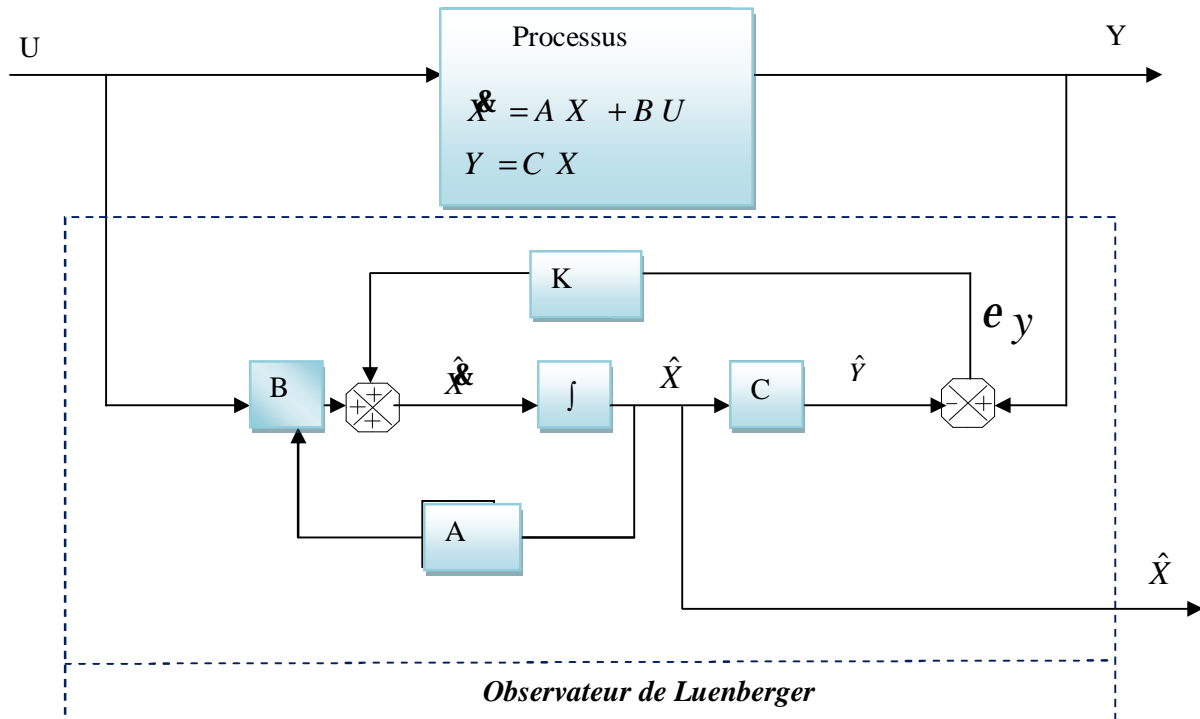


Figure IV.1:Schéma bloc d'observateur de luenberger.

IV.2.1. Détermination de la matrice de Gain K

En remplaçant l'équation (IV.2) dans (IV.3) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X} + B U + K y \\ \hat{Y} = C \hat{X} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Avec :

$$A_0 = A - K C \quad (IV.5)$$

A_0 : détermine la dynamique de l'observateur, elle est en fonction de la matrice de gain K.

Le choix de repère (α, β) , lié au stator permet d'avoir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité d'observateur.

La matrice $A(\omega)$ est une fonction de la vitesse. Elle est constituée de quatre sous matrices antisymétriques. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice $A_0(\omega)$

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

La détermination de la matrice K utilise la procédure conventionnelle de placement de pôles. On procède par l'imposition des pôles de l'observateur et par conséquent de sa dynamique. On détermine les coefficients de K en comparant l'équation caractéristique de l'observateur $\det(pI - \hat{A} + \hat{K}C) = 0$ avec celle que l'on souhaite imposer. En développant les différentes matrices A, K et C alors les gains K_1, K_2, K_3, K_4 [10] Sont donnée par :

$$\begin{cases} K_1 = (k - 1)(a_1 + a_5) \\ K_2 = (k - 1)\Omega \\ K_3 = \left(\frac{1-k^2}{a_3}\right)\left(\frac{a_3}{T_r} - a_1\right) + \left(\frac{k-1}{a_3}\right)\left(\frac{1}{T_r} - a_1\right) \\ K_4 = -\left(\frac{k-1}{a_3}\right)\Omega \end{cases} \quad (IV.7)$$

Les pôles de l'observateur sont choisis afin d'accélérer sa convergence par rapport à la dynamique du système en boucle ouverte. En générale, les pôles sont 5 à 6 fois plus rapides, mais ils doivent rester lents par rapport aux bruits de mesure, ce qui fait que l'on choisit la constante k usuellement petit [19].

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

$$\hat{X} = [\hat{I}_{s\alpha} \ \hat{I}_{s\beta} \ \hat{\varphi}_{r\alpha} \ \hat{\varphi}_{r\beta}]^T \quad (IV.8)$$

$$\begin{cases} \hat{I}_{s\alpha} = -a_1\hat{I}_{s\alpha} + a_2\hat{\varphi}_{r\alpha} + a_3\omega\hat{\varphi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right)V_{s\alpha} + K_1(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - K_2(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \hat{I}_{s\beta} = -a_1\hat{I}_{s\beta} + a_2\hat{\varphi}_{r\beta} - a_3\omega\hat{\varphi}_{r\alpha} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right)V_{s\alpha} + K_2(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - K_1(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} = a_4\hat{I}_{s\alpha} + a_5\hat{\varphi}_{r\alpha} - \omega\hat{\varphi}_{r\beta} + K_3(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - K_4(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \hat{\varphi}_{r\beta} = a_4\hat{I}_{s\alpha} + \omega\hat{\varphi}_{r\alpha} + a_5\hat{\varphi}_{r\alpha} + K_4(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + K_3(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \end{cases} \quad (IV.9)$$

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

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

IV.2.2. Observateur de vitesse par la technique de Luenberger

Supposons maintenant que la vitesse Ω est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer [19].

L'observateur peut s'écrire :

$$\hat{X} = A(\hat{\omega})\hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (IV.11)$$

Avec :

$$[A(\hat{\omega})] = \begin{bmatrix} a_1 & \mathbf{0} & a_2 & a_3\hat{\omega} \\ \mathbf{0} & a_1 & -a_3\hat{\omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -\hat{\omega} \\ 0 & a_4 & \hat{\omega} & -a_5 \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

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

$$\dot{\varepsilon} = (A - KC)\varepsilon + (\Delta A)\hat{X} \quad (IV.13)$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & a_3\Delta\omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -a_3\Delta\omega & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\Delta\omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \Delta\omega & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

Où

$$\Delta\Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (IV.15)$$

$$\varepsilon = X - \hat{X} = [\varepsilon_{Is\alpha} \ \varepsilon_{Is\beta} \ \varepsilon_{\varphi r\alpha} \ \varepsilon_{\varphi r\beta}]^T \quad (IV.16)$$

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

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \frac{(\Delta\Omega)^2}{\lambda} \quad (IV.17)$$

Sa dérivée par rapport au temps

$$\frac{dV}{dt} = \left\{ \frac{d(\varepsilon^T)}{dt} \right\} \varepsilon + \varepsilon^T \left\{ \frac{d\varepsilon}{dt} \right\} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\Omega)^2 \quad (IV.18)$$

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T \{ (A - KC)^T + (A - KC) \} \varepsilon - 2a_3\Delta\Omega (\varepsilon_{Is\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_{Is\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (IV.19)$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation(IV.19) .On obtient [19] :

$$\hat{\Omega} = \lambda \cdot a_3 \int_0^t (\varepsilon_{Is\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_{Is\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha}) \quad (IV.20)$$

Où λ est une constante positive.

Soit $\hat{\varphi}_r$ la valeur estimée de φ_r et $\hat{\omega}$ la valeur estimée ω

Dans le référentiel du stator (α, β)

a- pour le stator

$$V_s = R_s I_s + \sigma L_s \frac{dI_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{IV.22})$$

b- pour le rotor

$$\mathbf{0} = \left(-\frac{1}{T_r} + J\omega \right) \varphi_r + \frac{M}{T_r} I_s + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{IV.23})$$

Le modèle de référence (tension) est comme suit

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_s - R_s I_s - \sigma L_s \frac{dI_s}{dt}) \quad (\text{IV.24})$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(-\frac{1}{T_r} + J\omega \right) \varphi_r + \frac{M}{T_r} I_s \quad (\text{IV.25})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux estimé et donné par l'équation:

$$\frac{d\hat{\varphi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + J\hat{\omega} \right) \hat{\varphi}_r + \frac{M}{T_r} I_s \quad (\text{IV.26})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\varepsilon = \varphi_r - \hat{\varphi}_r \quad (\text{IV.27})$$

Alors l'erreur dynamique est donnée par :

$$\dot{\varepsilon} = \left(-\frac{1}{T_r} + J\omega \right) \varepsilon + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\varphi}_r \quad (\text{IV.28})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Alors on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

L'erreur sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (\text{IV.30})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (\text{IV.31})$$

Il vient : $\dot{\varepsilon} = A\varepsilon + W$ (IV.32)

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation sur les mesures, on analyse la tendance de l'énergie de l'erreur d'observation par le théorème de *Lyapunov*.

Celui-ci certifie qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement Stable $x = \mathbf{0}$ s'il existe une fonction de *Lyapunov* $V(x)$ vérifiant les conditions ci-dessus [10].

- Définit positive.
- La dérivée par rapport au temps définit négative.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^t \varepsilon + \left(\frac{\Delta\omega}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{IV.33})$$

Avec λ Constant positive et $\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^t\right) \varepsilon + \varepsilon^t \left(\frac{d}{dt} \varepsilon\right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{IV.34})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^t (A^t + A) + W^t \varepsilon + \varepsilon^t W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV.35})$$

Avec :

$$W^t \varepsilon + \varepsilon^t W = 2\varepsilon^t W \quad (\text{IV.36})$$

Alor :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^t (A^t + A) + 2\varepsilon^t W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV.37})$$

Où

$$\varepsilon^t W = [\varepsilon_\alpha \ \varepsilon_\beta] \Delta\omega \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.38})$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (IV.37) doit être définie négative.

Or le premier terme de (IV.37) est négatif.

$$(A^t + A) = -\frac{2}{T_r} I < \mathbf{0} \quad \forall \omega \quad (\text{IV.39})$$

Alors le deuxième terme de (IV.37) doit être nul

$$2\varepsilon^t W - 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \mathbf{0} \quad (\text{IV.40})$$

$$2\varepsilon^t W = 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \mathbf{0} \quad (\text{IV.41})$$

On aboutit à :

$$[\varepsilon_\alpha \ \varepsilon_\beta] \begin{bmatrix} -\hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV.42})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = (\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) \quad (\text{IV.43})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{IV.44})$$

La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset) pour l'amélioration de la réponse d'estimation un filtre passe bas à été proposé par des nombreux auteurs [10].

Alors (IV.44) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) + K_i \int_0^t (\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{IV.45})$$

Avec : K_p et K_i des constantes positive.

Le schéma bloc correspondant à la technique MRAS est représenté par la figure (IV.3).

Avec les connaissances complètes des paramètres de la machine, 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 ainsi la vitesse du modèle réglable.

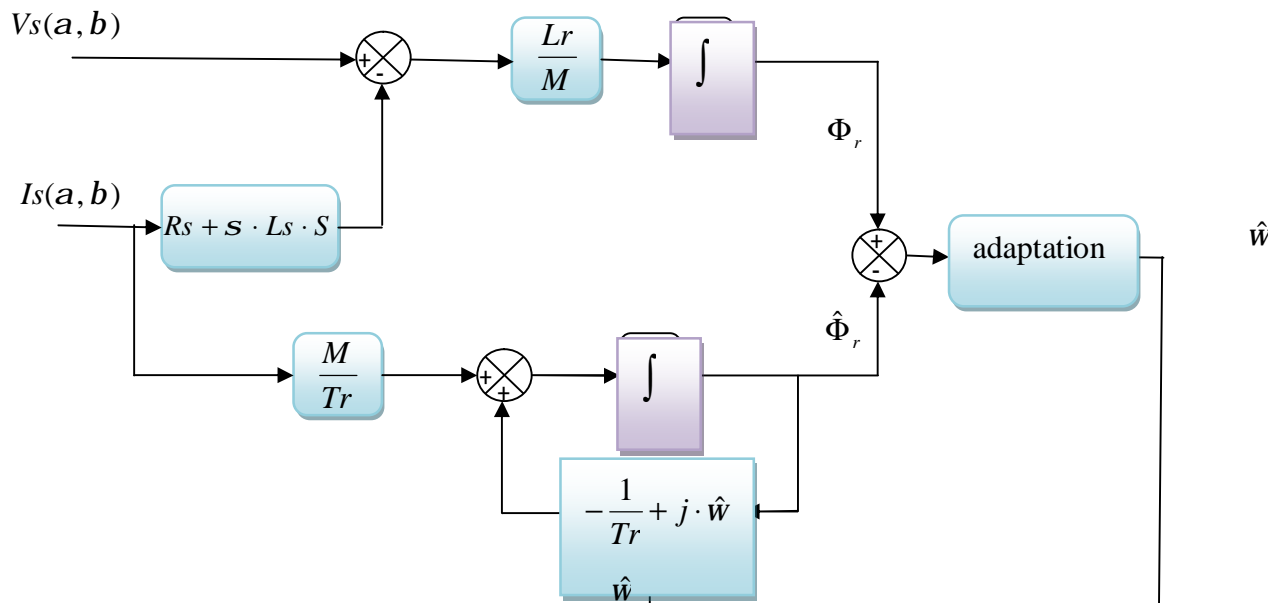


Figure IV.3 : Schéma de technique MRAS.

IV.4. Résultats de simulation et interprétation

Les simulations présentées dans cette partie sont réalisées afin de tester la robustesse la CV sans capteur mécanique basée sur un Observateur de Luenberger et Observateur MRAS.

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

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation de la vitesse.
- variation de résistance rotorique

IV .4.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

Les figures (IV.4, 5) 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 qu'au régime permanent qu'au régime transitoires.

L'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de l'introduction de la charge est acceptable. Ces résultats montrent que Luenberger et la MRAS sont implantés avec succès dans un control vectoriel direct sans capteur mécanique avec variation de la charge.

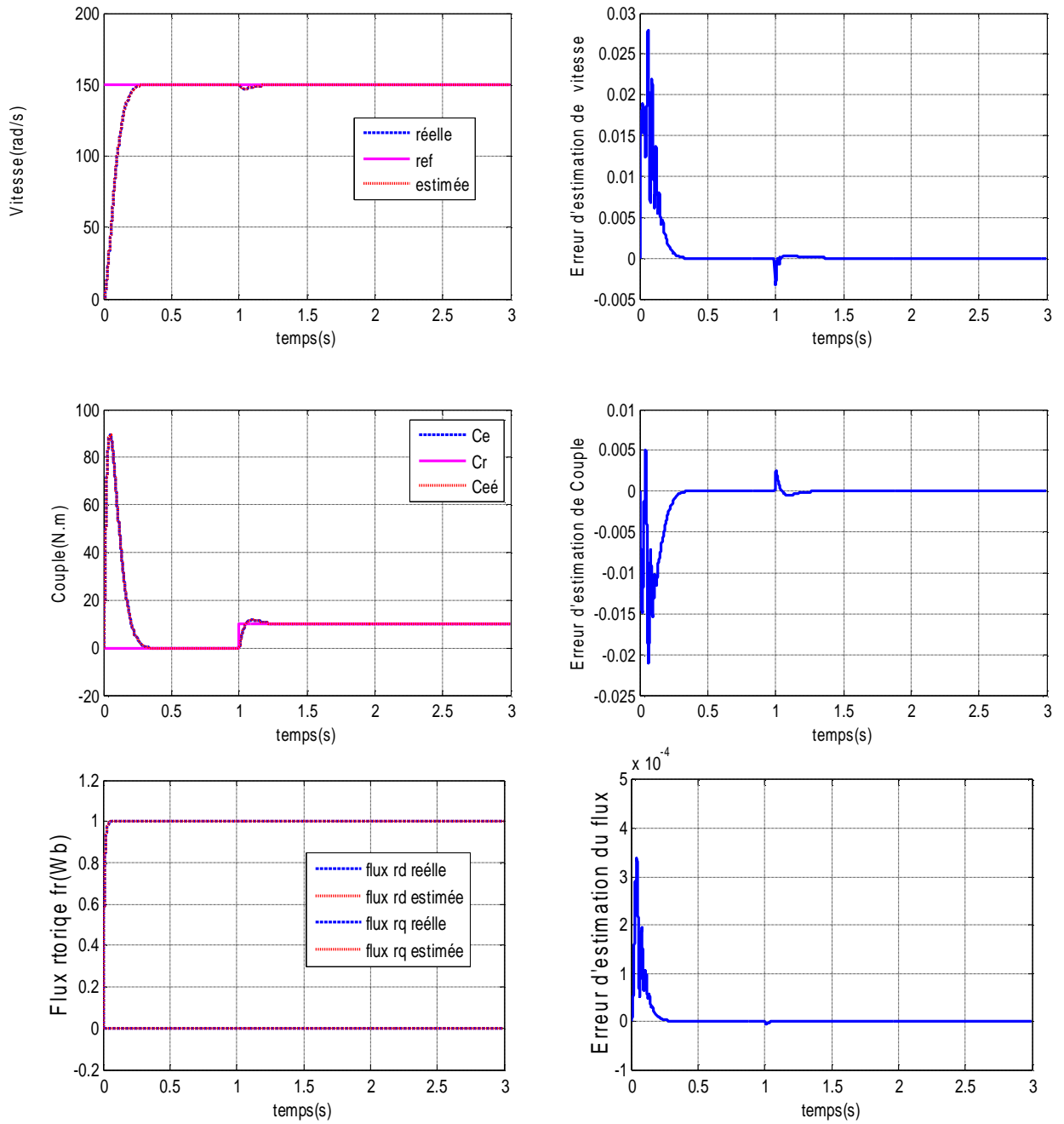


Figure IV.4 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de $C_r = 10 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$ "Luenberger".

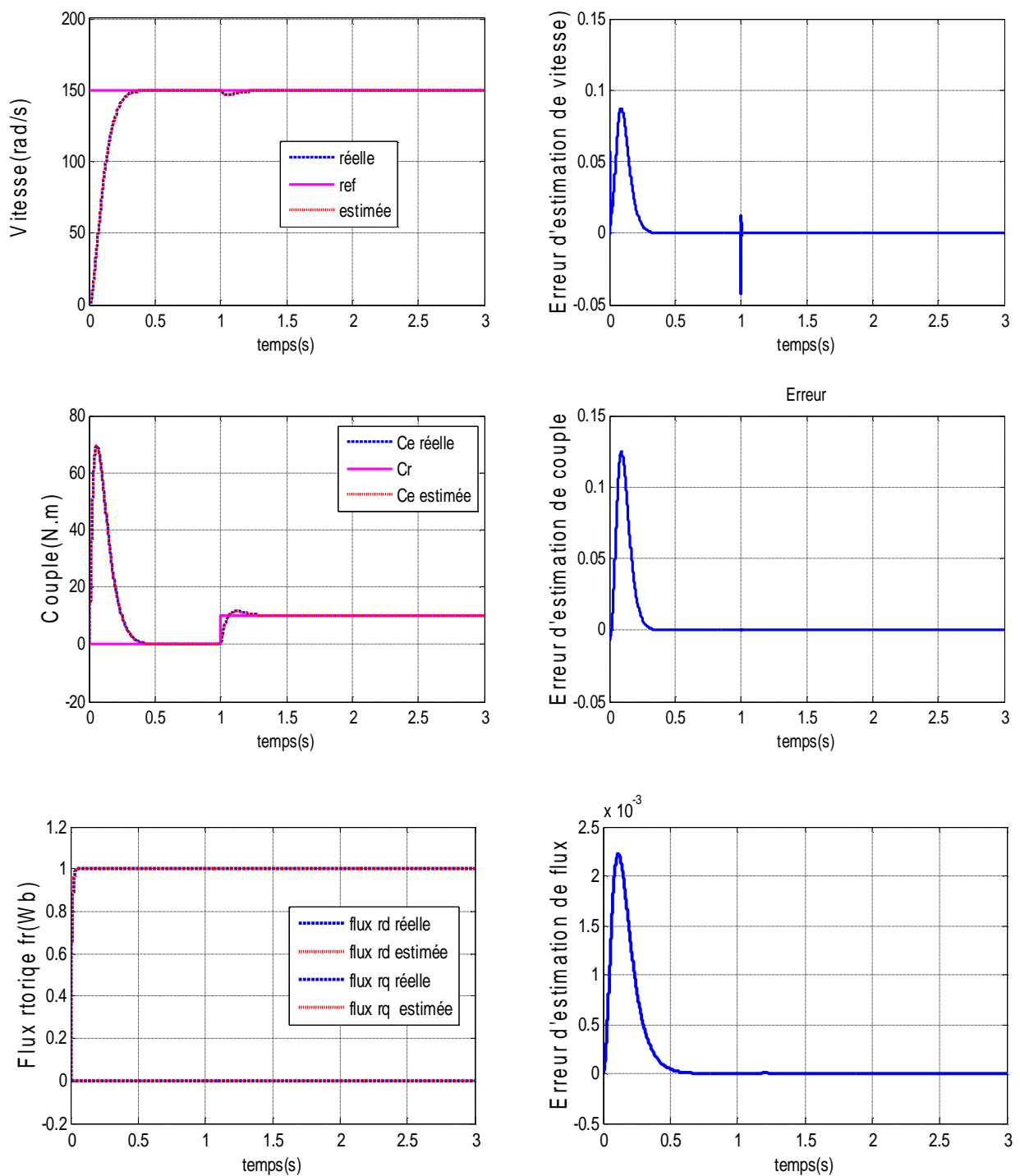


Figure IV.5 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de $C_r = 10 \text{ Nm}$ à l'instant $t=1 \text{ sec}$ "MRAS".

IV.4.2. 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 rad/s pendant une durée de temps $t=2\text{s}$, puis, on inverse le sens de rotation

du moteur à -150 rd / s . Les résultats de simulation sont donnés sur les figures (IV.6, 7). 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.

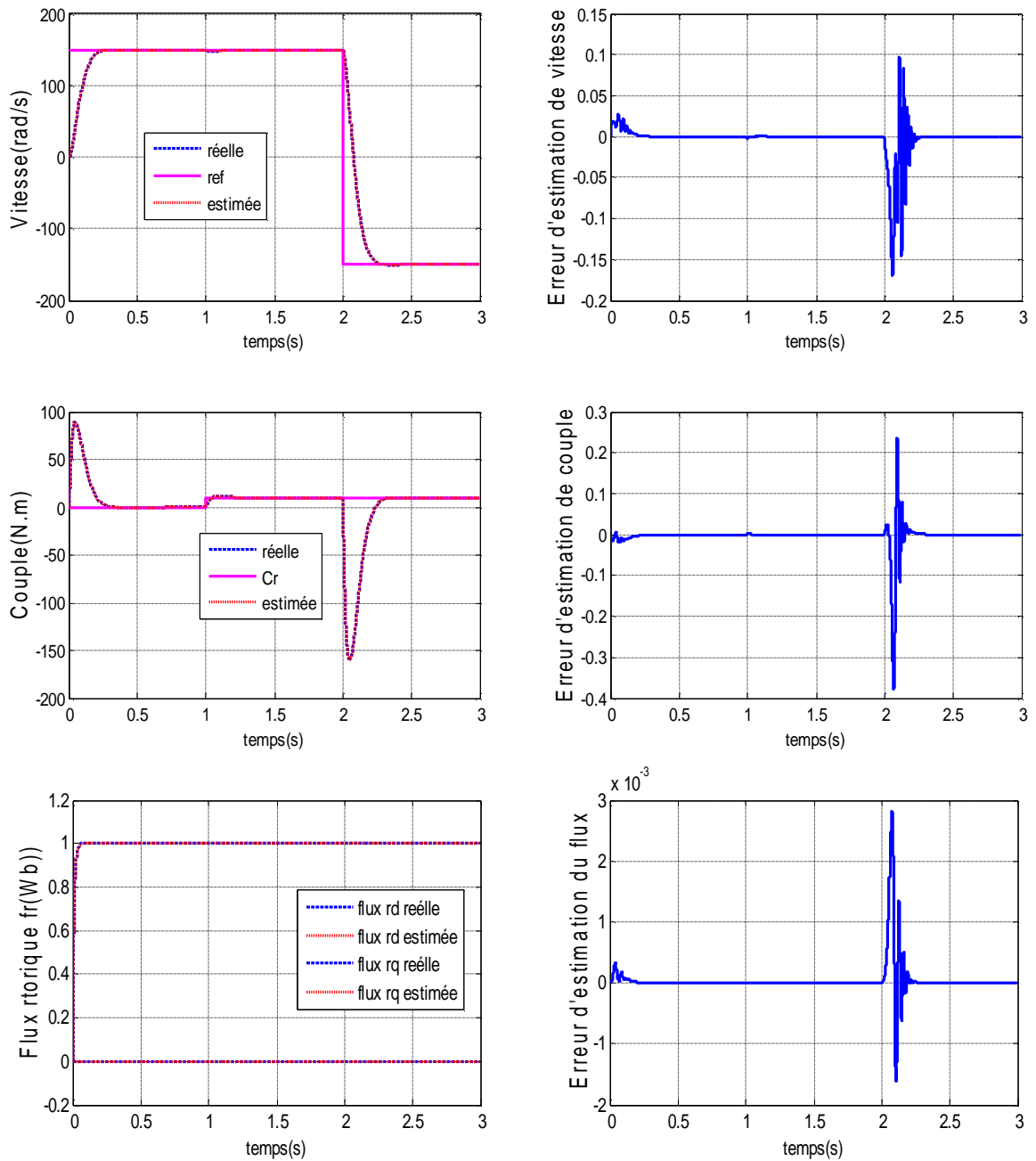


Figure IV.6 : Réponses lors d'inversion de sens de rotation - observateur adaptatif.

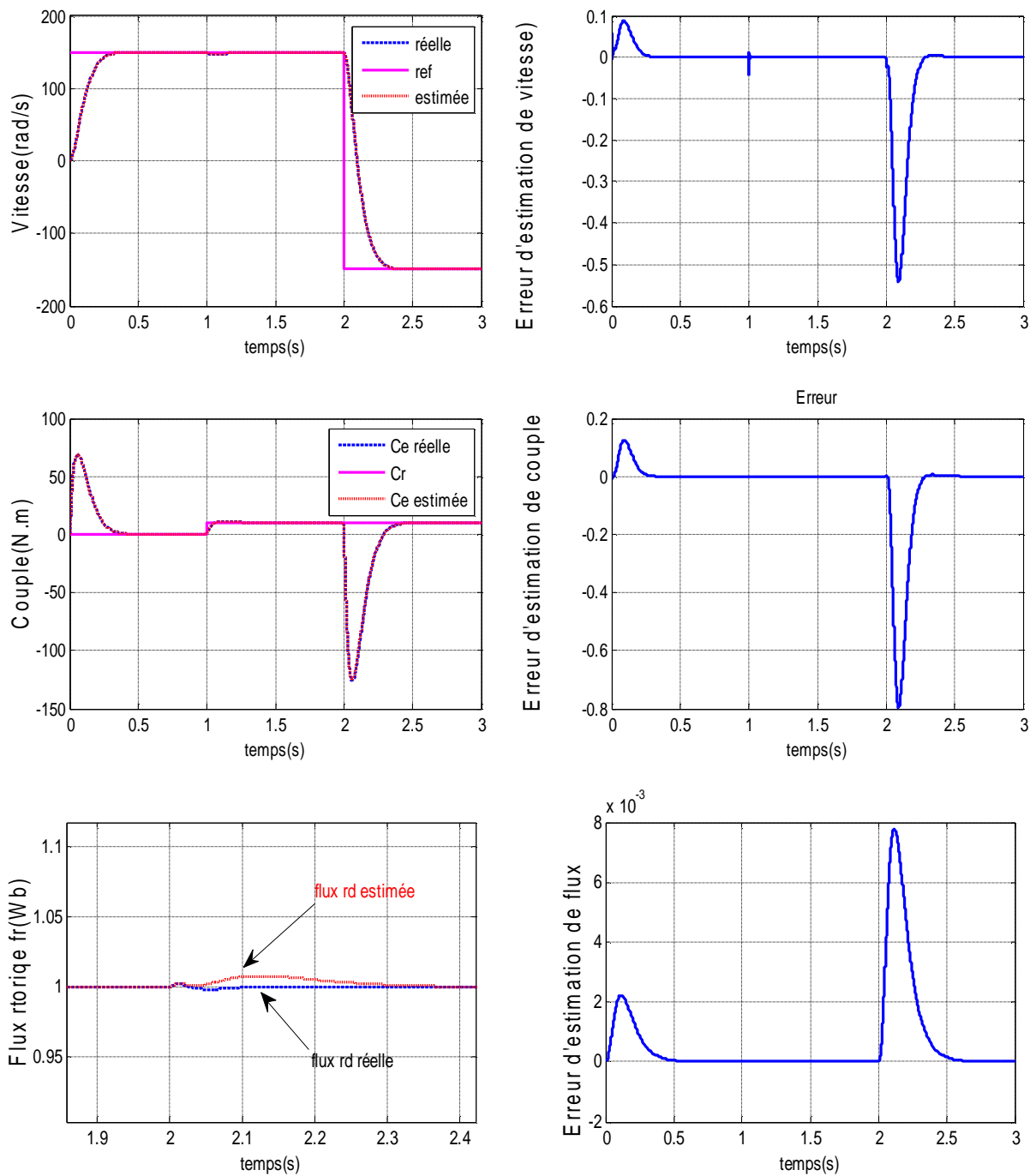


Figure IV.7 : Réponses lors d'inversion de sens de rotation - observateur MRAS.

IV.4.3. Variation paramétrique

Cette fois on applique une variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1$ s et $t = 2$ s pour une vitesse nominal 150 (rad/s). Les figures (IV.8,9) présente les résultats obtenus.

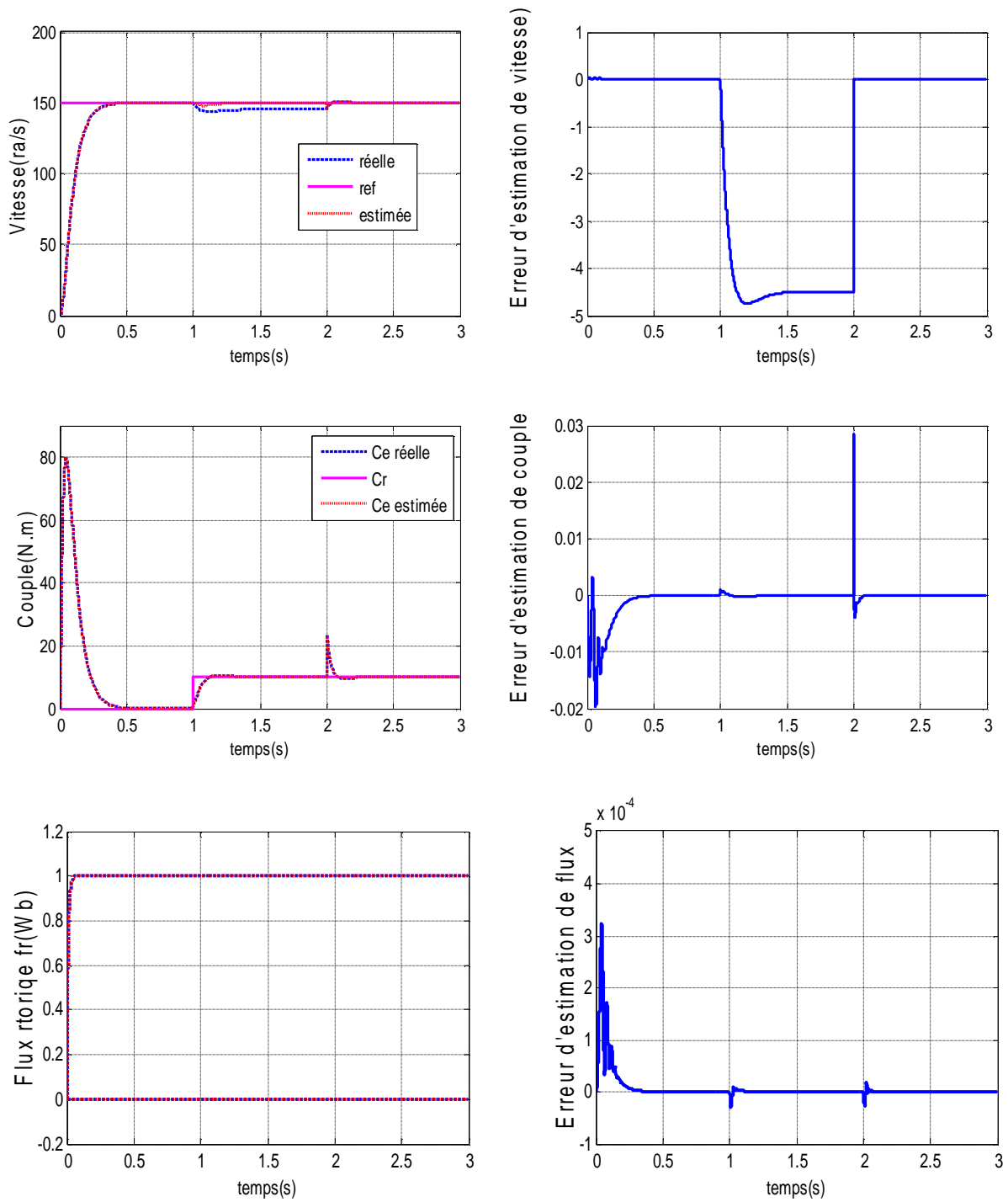


Figure IV.8 : Réponses lors de la variation de R_r (observateur adaptatif)

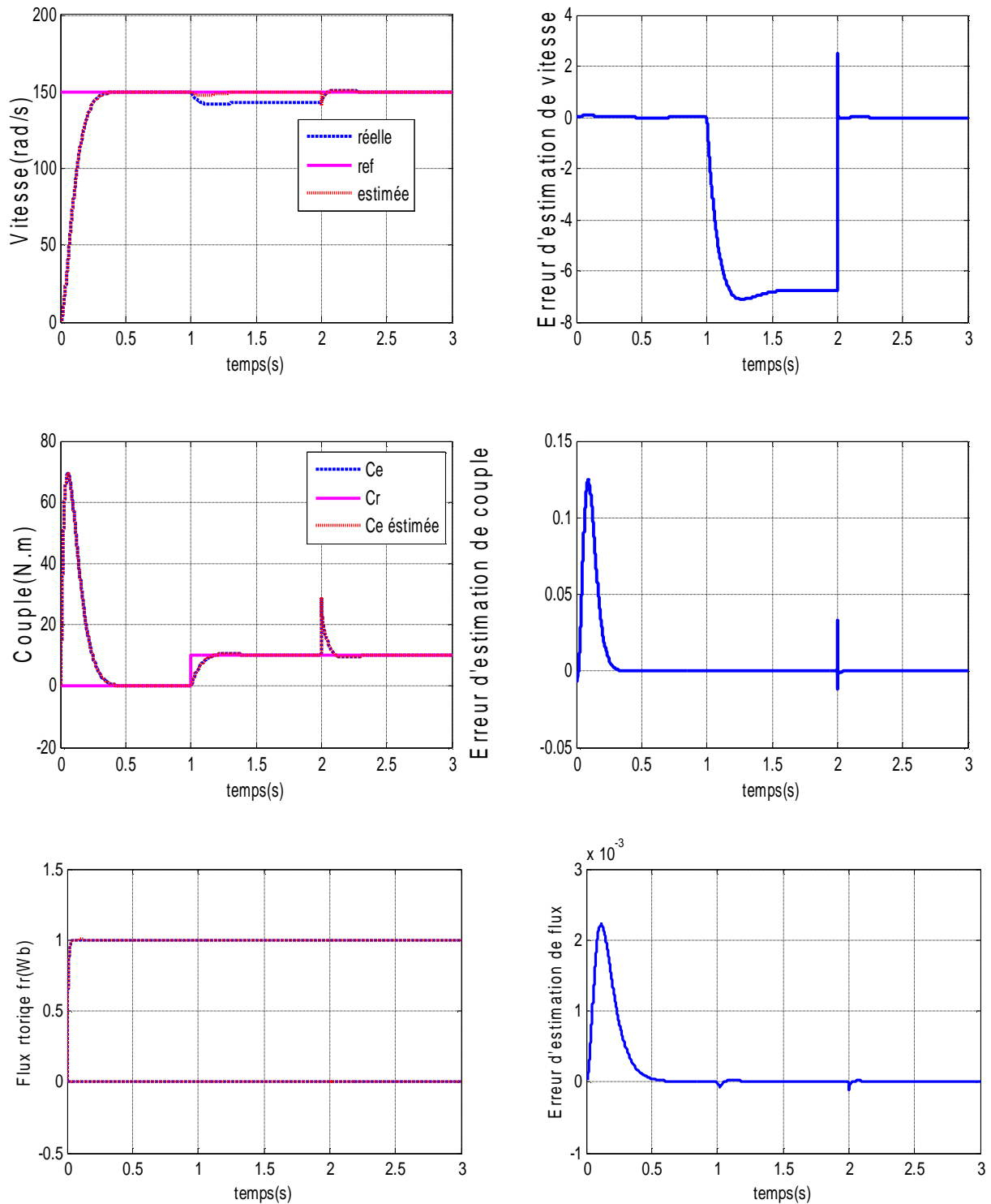


Figure IV.9 : Réponses lors de la variation de R_r (MRAS)

Les résultats de simulations montrent que les deux observateurs "MRAS et Luenberger ne sont pas robustes en présence d'une variation de 100% de la résistance rotorique. On remarque que la vitesse présente une erreur statique de 5rad/s à 8 rad/s ce qui confirme la sensibilité des deux méthodes vers les variations paramétriques.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques de la commande vectorielle directe sans capteurs de vitesse d'un moteur à induction en utilisant l'observateur de Luenberger adaptatif et l'observateur MRAS (Model Référence Adaptative System).

Les résultats de simulations obtenues avec l'observation du flux et de la vitesse sont satisfaisants et présentent de bonnes performances avec la variation de la charge ainsi que pour la variation de vitesse.

La robustesse de MRAS et Luenberger vis-à-vis la variation des paramètres électriques du moteur à été illustrée d'une manière claire. L'observateur MRAS ainsi que celui de Luenberger ne présentent pas une très bonne robustesse vis-à-vis des variations de la résistance rotorique.

Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire peut être scindé en quatre parties essentielles, la première partie évoque une étude théorique sur les observateurs, tels que l'observateur par mode glissant, MRAS et observateur de Luenberger. Les observateurs étudiés seront implantés dans la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Dans la seconde partie du travail, nous avons présenté la modélisation par la transformation de PARK, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de PARK. Le modèle de la machine est lié au choix des sorties du modèle et du référentiel de travail.

Dans le troisième chapitre nous avons appliqué le principe de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique à la MAS avec un observateur par mode glissant. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront notamment présentés. Dans le quatrième chapitre, nous avons montré que l'utilisation de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Pour palier les difficultés lors de l'utilisation du capteur de vitesse tels que le coût et la fragilité nous avons utilisé des observateurs en se basant sur les équations du modèle électrique du moteur et les mesures des tensions et des courants statoriques. Dans ce contexte, l'application de l'observateur de Luenberger adaptatif et celui de MRAS pour observer le flux rotorique et la vitesse mécanique a été réalisée dans le but d'effectuer une commande vectorielle performante sans capteurs.

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

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- L'étude de la CVD basée sur un observateur du flux avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation et des résistances rotorique.
- L'estimation de la vitesse avec application des régulateurs par mode glissant ou d'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques afin d'obtenir des améliorations notables

Annexe

Les Paramètres de la machine asynchrone

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écurueil standard, ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Puissance nominale	4KW
Tension nominale	220/380V
Nombre de pole	2
Cosφ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

Paramètres électriques

Résistance statorique	1.2 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique du stator	0.1554 H
Inductance cyclique du rotor	0.1564 H
Inductance mutuelle	0.15 H

Paramètres mécaniques

Moment d'inertie du rotor	0.07 Kg.m ²
Coefficient du frottement visqueux	0.01 SI

Bibliographie

- [1] :B. Bachir & M. Abderrahmane «**commande sans capteur devitesse d'un machine a induction**» l'université de M'sila département d'électrotechnique, 2006/2007
- [2] : C. Christophe «**Surveillance de système non linéaires application aux machine électrique** » Thèse de Doctorat de l'université des sciences et technologie de Lille, 2001.
- [3] :K. Kamel «**Commande par logique floue et mode glissant d'une machine synchrone**» Mémoire d'ingénieur (Univ. Sétif), 2006.
- [4] : S. Chaouch « **Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse** » Thèse de doctorat (Univ. Batna), Décembre 2005.
- [5] : G.S.Guillermo «**Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de Flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement** »Thèse de Doctorat (Univ. Paris) ,1998.
- [6] : N.S. Boukhalfa «**Synthèse d'observateurs non linéaires application au diagnostic de défauts** » Mémoire de Magister (Univ. Tizi-Ouzou).
- [7] : D. Fragkoulis «**Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs application sur un système non linéaire** » Thèse Doctorat (Univ. Toulouse), Discipline ou spécialité automatique, 13 novembre 2008.
- [8] : B. Ibtissam & S. Nour el houda «**conception d'un observateur par mode glissant d'une machine a induction** », Mémoire d'ingénieur (Univ. M'sila), 2006/2007.
- [9] : H. Hamza Toufik «**Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone**» Mémoire Master (Univ. M'sila), 2011/2012.
- [10] :F. Amor «**Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique**»Mémoire de Magister (Univ. Batna), 2009.
- [11] : C. Moqrane & H. Adil «**commande d'une machine à induction par la méthode h_∞** » Mémoire d'ingénieur (Univ. M'sila) ,2006/2007.
- [12] : S. Damkht «**commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG de holtz**» Mémoire de Magister (Univ .Batna) ,2004.
- [13] : H. Mekki & S. Zeghlache «**commande vectorielle de la machine asynchrone par Orientation de flux statorique sans capteur de vitesse** » Mémoire d'ingénieur (Univ. M'sila), 2006.
- [14] : Chibani Chadli, Saci Faycal «**commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle**» Mémoire ingénieur d'état en électrotechnique (E.N.P) ,2005.
- [15] : B. Riad «**Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur à induction** »Mémoire de Magister (Univ. Biskra), 2006.

Bibliographie

- [16] : A .Salem «**Diagnostic de défauts à base d'observateurs : Application à la Machine Asynchrone** » Master Académique en Automatique (Univ. Tizi-Ouzou), 2012.
- [17] :T. Souad «**Commande Vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone utilisant le filtre de kalman étendu (ekf)**» Mémoire Master (Univ. M'sila), 2012.
- [18] : T. Hanane «**Robustesse de commande vectorielle de structure minimale d'une machine**» Mémoire de magistère (Univ .Batna) 2006.
- [19] :A. Meroufel «**Contrôle de la machine asynchrone, Commande scalaire, Commande vectorielle, Commande directe du couple** » Sciences de l'Ingénieur (Univ. Sidi Bel-Abbès) 2009.
- [20] :B. Ibtissem «**etude de differentes commandes non lineaires de la machine asynchrone avec observation de flux et de vitesse** » Mémoire de Magister (Univ .Batna), 2010.
- [21] :D. Abdennour «**Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire** » Mémoire de Magister (Univ .Batna),
- [22] :B. Yassine «**Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone**» Mémoire de Magister ((Univ .Batna), 2006 .2005.
- [23] :B. Smail «**Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO Particle Swarm Optimization** » Mémoire de Magister (batna) 2009.
- [24] :F Dehoum & D Lakhdar , C El hachemi «**Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone double alimentation «GADA» pour l'utilisation de l'énergie éolienne**», Thèse de d'ingénieur, (Univ. M'sila), 2011.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : Electromécanique

Proposé et dirigé par :

Dr. H. BENDERRADJI

Présenté par :

Ladjini Salim

Thème :

**"Conception des observateurs de flux et de vitesse pour une
commande vectorielle performante
de la machine asynchrone "**

Résumé:

De nos jours, la résolution de nombreux problèmes liés à la commande, surveillance et diagnostic des machines électriques exige l'utilisation de capteurs physiques parfois coûteux, fragiles, encombrants, et nécessitent une maintenance spécifique.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la conception des observateurs pour la commande vectorielle de la machine asynchrone utilisant des observateurs de flux rotorique et de vitesse mécanique basés sur la théorie des modes glissants, sur la méthode de Luenberger et sur la technique du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS).

Mots clés:

Machine Asynchrone, Observateur mode glissant, Observateur de Luenberger, Commande vectorielle, système adaptatif avec modèle de référence (MRAS).

*******2012/2013*******