



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et la

Recherche Scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTMENT DE GENIE

MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science Technologie

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème :

**Commande vectorielle de la machine à induction
avec observateur de flux**

Présenté par :

Chagra Hatem

Drihem Riad

Hamidi Yacine

Douib Said Ammar

Supervisé par :

Djokhrab Ala Eddine

2022-2023

REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Nous sommes très reconnaissants à Monsieur Djokhrab ala eddine nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de génie mécanique de la spécialité Électro mécanique qui ont contribué à notre formation.

Un remerciement spécial aux étudiants de la 2ème année Master de la spécialité Électro mécanique .

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin , à la réalisation de ce travail .



Dédicace

Nous dédions cet humble travail à :

- ☐ ***Chers parents***
- ☐ ***Nos sœurs et frères***
- ☐ ***Toutes nos familles***
- ☐ ***Tous nos amis***
- ☐ ***Tous les professeurs qui nous ont aidés de près ou
de loin***

Introduction Générale :	1
-------------------------	---

CHAPITER I

I.1 Introduction :	3
I.2 Description de la machine asynchrone :	3
I.3. Modélisation de la machine asynchrone triphasée :	4
I.3.1 Hypothèses simplificatrices :	4
I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone triphasée :	5
a. Equations électriques :	6
b. Equations magnétiques :	6
c. Equations mécaniques :	7
I.4 Transformation de PARK :	7
I.4.1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :	9
a. Équations électriques :	9
b. Equations magnétiques :	9
c. Équations mécaniques :	10
I.5 Choix du référentiel biphasé :	10
I.5.1 Référentiel lié au stator (α, β) :	10
I.5.2 Référentiel lié au champ tournant (d, q) :	11
I.5.3 Référentiel lié au rotor (x, y) :	12
I.6 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone :	13
I.7 Montage de simulation :	15
I.8 Résultats de simulation et interprétation :	16
I.8.1 Interprétation à vide :	17
I.8.2 Interprétation en charge :	17
I.9 Conclusion :	17

CHAPITRE II

II.1 Introduction :	18
II.2 La commande par orientation du flux :	18
II.2.1 Description :	18
II.2.2 Principe de la commande :	18
II.2.3 Orientation de flux rotorique :	19
a. Le flux rotorique devient :	19
b. Le couple devient :	20
c. La pulsation de glissement devient :	20
II.3 découplage entrée - sortie :	22
II.3.1 découplage par compensation :	22
II.4 structure de commande vectorielle a flux rotorique oriente :	25
II.4.1 commande vectorielle directe :	25
II.4.2 Bloc de dé fluxage :	26
II.5 Régulation :	27
II.5.1 Description :	27
II.5.2 régulateur du courant (I_{sd}) :	27
II.5.3 Régulateur du flux	28
II.5.4 régulateur de courant I_{sq} :	29
II.5.5 Régulation de la vitesse Ω :	30
II.6 Résultats de simulation	32
II.6.1 Interprétation des résultats de simulation avec variation de la vitesse	36
II.6.2 Interprétation des résultats de simulations avec l'inversion de vitesse	36
II.6.3 Interprétation des résultats de simulation avec variation de la charge	36
II.6.4 Interprétation des résultats de simulation avec variation de la résistance rotorique	36
II.7 Conclusion :	37

CHAPITRE III

III.1 Introduction :	38
III.2 Présentation des observateurs :	39
III.2.1 Description :	39
III.2.2 principe général sur les observateurs :	39
III.2.3 Classification des observateurs :	40
III.3 observateur de flux proposé :	41
III.3.1 Modèle en tension :	41
III.3.2 Modèle en courant :	42
III.4 Résultats de simulation de la MAS avec association de l'observateur :	43
III.5 Interprétation des résultats de simulation :	48
III.6 Étude comparative :	48
III.6.1 Simulation avec la variation de la charge :	48
III.6.2 Simulation avec l'inversion de sens de rotation :	48
III.6.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique :	49
III.7 Conclusion :	52
Conclusion Générale	53
Annexe	54

NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS	Machine asynchrone
FOC	Field oriented control.
S, R	Indices correspondants au stator et au rotor.
A, B, C	Indices correspondants au trois phases A, B, C.
θ_{obs}	Angle d'observation de la matrice de PARK
θ	Angle électrique rotorique.
θ_S	Angle électrique statorique.
θ_r	Angle électrique de glissement.
V	Tension.
I	Courant.
φ	Flux.
R_S ,	Résistance statorique
R_R	Résistance rotorique
l_S	Inductance propre statorique
, l_R	Inductance propre rotorique.
L_S, L_R	Inductance cyclique statorique et rotorique par phase.
m_S, m_R	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator et rotor.
m_{SR}	Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor
M	Inductance mutuelle cyclique.
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
J	Moment d'inertie de la partie tournante.
f	Coefficient de frottement visqueux.
Ω	Vitesse mécanique.
w	Pulsation rotorique.
w_S	Pulsation statorique.
w_r	Pulsation de glissement.
P	Nombre de paires de pôles.
T_S, T_R	Constante de temps statorique et rotorique.

NOTATIONS ET SYMBOLES

σ	Coefficient de dispersion de blondel.
$(\alpha \beta)$	Axes correspondant au référentiel lie au stator.
$(d \ q)$	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.
$(U \ v)$	Axes du système biphasé.
G	Gain de l'observateur.
S	Opérateur dérivé de LAPLACE.
[p]	Matrice de PARK.
[C]	Matrice de CLARK.
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statorique.
$[L_{RR}]$	Matrice des inductances rotorique.
$[L_{sR}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor.
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte.
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée.
ζ	Coefficient d'amortissement.
ω_n	pulsation du système.
φ_{ref}	Flux de référence.
Ω_{ref}	Vitesse de référence.
[A]	matrice d'évolution d'état du système.
[B]	matrice de système de commande.
[U]	matrice de commande.
Kp, Ki	coefficients de proportionnalité et d'intégration.

Liste de figure

CHAPITRE I

Fig. (I.1) : Constitution d'un moteur asynchrone.	2
Fig. (I.2) : Rotor d'un moteur asynchrone.....	3
Fig. (I.3) : Stator d'un moteur asynchrone.	3
Fig. (I.4) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	3
Fig. (I.5) : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	7
Fig. (I.6) : Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (α β)	9
Fig. (I.7) : Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q).	10
Fig. (I.8) : Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (x y)	11
Fig. (I.9) : schéma –bloc de simulation.....	14
Fig. (I.10) : démarrage a vidé avec perturbation $C_r=25$ N.m à $t=0.8$ s	15

CHAPITRE II

Fig. (II.1) : orientation du flux rotorique.....	18
Fig. (II.2) : bloc de découplage par orientation du flux rotorique.	19
Fig. (II.3) : structure de la commande par orientation du flux rotorique.	20
Fig. (II.4) : bloc de découplage.....	22
Fig. (II.5) : commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie	23
Fig. (II.6) : résultat de simulation pour le découplage flux rotorique et le couple	23
Fig. (II.7) : schéma bloc de la commande vectorielle directe	25
Fig. (II.8) : schéma bloc pour le régulateur du courant (I_{sd}).	26
Fig. (II.9) : schéma bloc pour la régulation du flux.....	27
Fig. (II.10) : schéma bloc pour le régulateur du courant (I_{sq})	28
Fig. (II.11) : Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse de rotation Ω	29
Fig. (II.12) : Résultats de simulation avec variation de la charge	31
Fig. (II.13) : Résultats de simulation avec inversion de vitesse	32
Fig. (II.14) : Résultats de simulation avec variation de la charge	33
Fig. (II.15) : Résultats de simulation avec variation de la résistance rotorique	34

Liste de figure

CHAPITRE III

Fig. (III.1) : typologie de l'observateur.....	38
Fig. (III.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	39
Fig. (III.3) : observateur de flux rotorique.	41
Fig. (III.4) : schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone et l'observateur en boucle fermée.....	42
Fig. (III.5) : Simulation avec la variation de la vitesse	43
Fig. (III.6) : Simulation avec l'inversion de vitesse.....	44
Fig. (III.7) : Simulation avec la variation de la charge	45
Fig. (III.8) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique	46
Fig. (III.9) : Simulation avec la variation de la charge à $t = 2s$	48
Fig. (III.10) : Simulations avec l'inversion de sens de rotation à $t = 3s$ avec $C_r = 25 \text{ N.m}$ à $t = 1s$	49
Fig. (III.11) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique avec $C_r = 10 \text{ N.m}$	50



INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie .traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

Le développement des convertisseurs et l'avancée rapides des semi-conducteurs ont permis durant ces trios derniers décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques.

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que la robotique et le véhicule. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc..... Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : coût de fabrication basse, robustesse et fiabilité. Contrairement aux deux moteurs cités plus hauts, les enroulements du moteur asynchrones sont court-circuités, et donc ne nécessitent pas d'alimentation externe.

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose a la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire a sa simplicité structurelle, ce qui conduit a une très grande difficulté de sa commande. Le problème de complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle est la commande vectorielle. Dans les années 70, la commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du startor.

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux .son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir a des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux .ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une MAS associée à un observateur de flux rotorique.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande. en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.
- Le troisième chapitre est consacré à la méthode de reconstruction d'état en utilisant l'observateur de flux « iprove gopinath modele » , et pour montrer l'efficacité et la robustesse de cet technique de reconstruction de flux, une étude comparative des résultats obtenus par les deux techniques (estimateur et l'observateur) à travers des simulations numériques sera exposée en troisième chapitre.

On terminera par conclusion générale et des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

CHAPITRE I :
MODÉLISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction :

En général, les machines réelles sont identifiées par leurs enroulements et leurs géométries propres qui sont souvent trop complexes pour être analysées en tenant compte de leurs configurations exactes. Par conséquent, il est nécessaire de développer un modèle pour chaque type de machine, qui doit imiter au mieux son comportement réel. La modélisation d'une machine électrique est une étape essentielle pour élaborer des lois de commande efficaces. Les progrès de l'informatique et des logiciels de génie permettent de réaliser des modèles performants et d'optimiser les machines électriques.

Ainsi, pour observer et analyser les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une machine asynchrone et prévoir les contrôles nécessaires pour pallier les effets indésirables, tels que les variations de vitesse ou de charge, il est indispensable de développer un modèle mathématique dynamique. Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois étapes sont nécessaires : choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation linéaire de Park d'une machine asynchrone, suivie d'une validation par simulation numérique du modèle choisi dont les paramètres sont fournis en annexe.

I.2 Description de la machine asynchrone :

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction sont des convertisseurs électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [01].

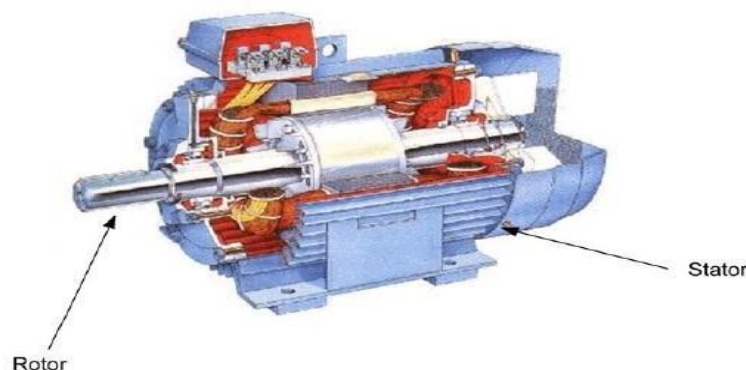


Fig (I.1) Constitution d'un moteur asynchrone.



Fig. (I.2) Rotor.



Fig. (I.3) Stator.

I.3. Modélisation de la machine asynchrone triphasée :

La structure principale de la machine asynchrone dans le repère (ABC) est présentée par la figure (I.4). Les trois axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $2\pi/3$, ainsi les axes rotoriques.

Un angle θ repère le déphasage entre les axes rotoriques par rapport aux axes statoriques.

Avec :

A, B, C : trois enroulements du stator.

a, b, c : trois enroulements rotoriques.

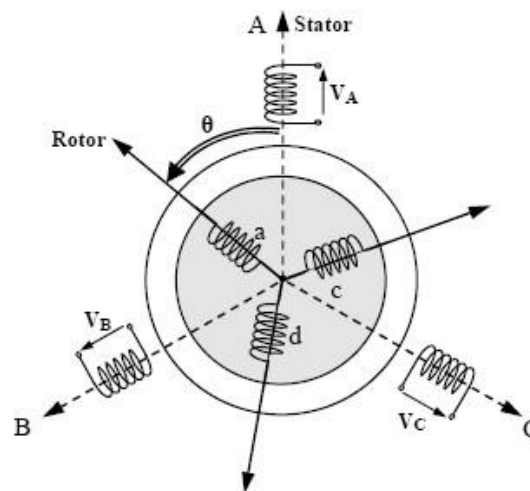


Fig. (I.4) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.1 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [02] :

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

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

- ✚ L'additivité du flux.
- ✚ La constance des inductances propres.
- ✚ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques rotoriques

I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone triphasée :

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit : μ

a. Equations électriques :

La loi de Faraday permet d'écrire les équations électriques de tension des trois phases statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions statoriques.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Les courants statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Les flux totaux à travers les enroulements statoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I.1) et (I.2) se présentent naturellement sous forme matricielle

✚ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

✚ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

b. Equations magnétiques :

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

✚ Pour le stator :

$$[\varphi_{s(abc)}] = [L_s][i_{s(abc)}] + [M_{sr}][i_{r(abc)}] \quad (\text{I.5})$$

✚ Pour le rotor :

$$[\varphi_{r(abc)}] = [L_r][i_{r(abc)}] + [M_{sr}]^T[i_{s(abc)}] \quad (\text{I.6})$$

Où :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_o \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

θ : Angle définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

c. Equations mécaniques :

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.9)$$

Avec :

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

f : Coefficient du frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

Ω : Vitesse rotorique.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (ABC) .

Elles peuvent être implantées dans un ordinateur, par contre, vu la complexité de ces équations non linéaires et multi variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

I.4 Transformation de PARK :

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier est gardé fixe par rapport au stator, et est communément appelé $(\alpha\beta)$, le second est lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s et est appelé (dq) , et le dernier gardé fixe par rapport au rotor est appelé (XY) . La modélisation en $(\alpha\beta)$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en (dq) voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [03].

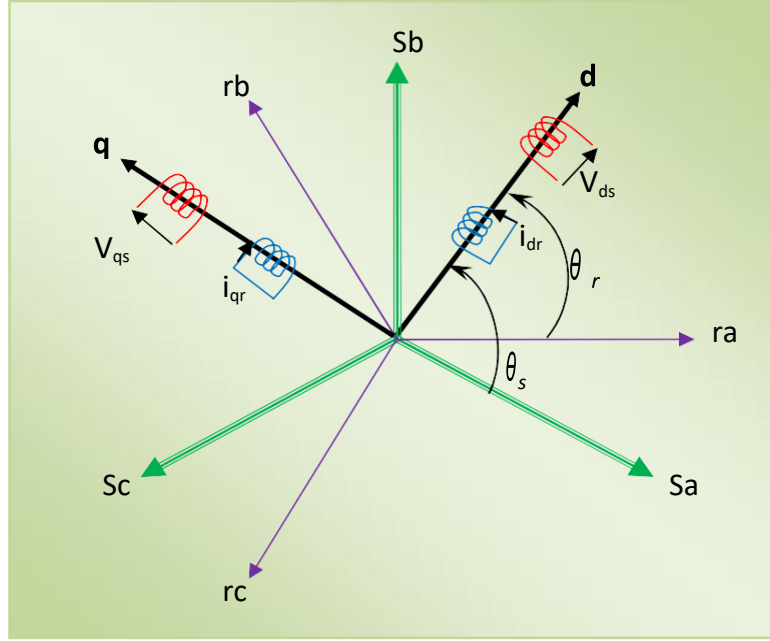


Fig. (I.5) Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphase.

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[X_d \ X_q \ X_o]^t = [P(\theta)][X_a \ X_b \ X_c]^t \quad (\text{I.9})$$

La transformation inverse est :

$$[X_a \ X_b \ X_c]^t = [P(\theta)] [X_d \ X_q \ X_o]^t \quad (\text{I.10})$$

Talque :

X : peut-être une tension, un courant ou un flux.

θ : Angle entre l'axe a et l'axe d.

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

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

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

I.4.1 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

a. Équations électriques :

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $w_p = \frac{d\theta_p}{dt}$, les équations (I.1) et (I.2) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

b. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \quad L_r = l_r - M_r \quad M = \frac{3}{2} M_0$$

Où :

L_s : Inductance cyclique propre statorique.

L_r : Inductance cyclique propre rotorique.

M : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

c. Équations mécaniques :

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \\ C_e = (3/2) \cdot p \cdot (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \\ \omega_r = p \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (I.17)$$

I.5 Choix du référentiel biphasé :

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour choisir un système d'axe de référence et cela dépend généralement des objectifs de l'application. Le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator $\theta_{\text{obs}} = 0$.
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant $\theta_{\text{obs}} = \theta_s$.
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor $\theta_{\text{obs}} = \theta$.

Avec :

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant

I.5.1 Référentiel lié au stator (α, β) :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (I.18)$$

Et on remplaçant l'indice « u » par « α » et « v » par « β », on obtient

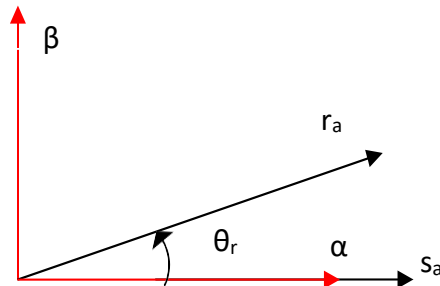


Fig. (I.6) Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (α, β).

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + w_r \cdot \varphi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} + w_r \cdot \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.19)$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.5.2 Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

$$\omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (I.20)$$

On remplaçant l'indice « u » par « d » et « v » par « q »

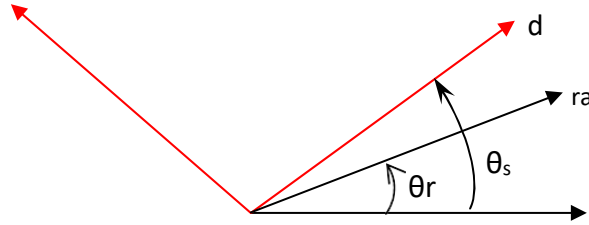


Fig. (I.7) Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q).

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - w_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + w_s \cdot \varphi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (w_s - w) \cdot \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (w_s - w) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (I.22)$$

En reportant de l'équation (I.22) les grandeurs : φ_{sd} , φ_{sq} et I_{rd} , I_{rq} Dans le système

(I-21), le modèle de la machine asynchrone devient :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s I_{sd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{M}{L_R T_R} \varphi_R \\ V_{sq} = \sigma L_s I_{sq} - \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \frac{M}{L_R} \omega \varphi_{Rd} \\ 0 = \frac{1}{T_R} \varphi_{Rq} - \frac{M}{T_R} i_{sd} + \frac{d\varphi_{Rd}}{dt} - \omega_R \varphi_{Rq} \\ 0 = \frac{1}{T_R} \varphi_{Rd} - \frac{M}{T_R} i_{sq} + \frac{d\varphi_{Rq}}{dt} - \omega_R \varphi_{Rd} \end{cases} \quad (I.23)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs continues en régime permanent et il sera alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs φ_{Rq} .

I.5.3 Référentiel lié au rotor (x, y) :

$$\text{Il se traduit par la condition : } \omega_c = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (I.24)$$

On remplaçant l'indice « u » par « x » et « v » par « y ».

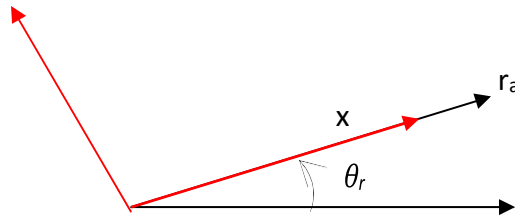


Fig. (I.8) Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (x, y).

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (x, y) lié au rotor prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d}{dt} \varphi_{sx} - \omega_r \varphi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d}{dt} \varphi_{sy} - \omega_r \varphi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r I_{rx} + \frac{d}{dt} \varphi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = R_r I_{ry} + \frac{d}{dt} \varphi_{ry} \end{cases} \quad (I.25)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.6 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone :

Plusieurs façons existent pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état. Cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Pour cette étude, on considère une machine commandée en tension, le modèle de la machine doit présenter comme entrées les composantes de la tension statorique sur les axes α et β . On choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs facilement mesurables permettant l'observation du flux rotorique. La vitesse mécanique et le flux rotorique sont des grandeurs à commander, Tenant compte de ce choix, le système (I.23) après arrangement prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{S\alpha}}{dt} = \left[\frac{1}{T_S\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_R\sigma} \right] \cdot I_{S\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_R \cdot \sigma} \cdot \varphi_{R\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \omega \cdot \varphi_{R\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_S} \cdot V_{S\alpha} \\ \frac{dI_{S\beta}}{dt} = \left[\frac{1}{T_S\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_R\sigma} \right] \cdot I_{S\beta} - \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \varphi_{R\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_R \cdot \sigma} \varphi_{R\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_S} \cdot V_{S\beta} \\ \frac{d\varphi_{S\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_R} I_{S\alpha} - \frac{1}{T_R} \varphi_{R\alpha} - \omega \cdot \varphi_{R\beta} \\ \frac{d\varphi_{S\beta}}{dt} = \frac{M}{T_R} I_{S\beta} + \omega \cdot \varphi_{R\alpha} - \frac{1}{T_R} \varphi_{R\beta} \end{cases} \quad (I.26)$$

Avec :

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad : \text{Constante de temps rotorique}$$

$$T_S = \frac{L_S}{R_S} \quad : \text{Constante de temps}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S \cdot L_R} \quad : \text{Coefficient de dispersion de Blondel}$$

Nous définissons à partir de (I.26) une représentation d'état (I.27) avec les courants statorique et le flux rotorique comme composante du vecteur d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.27)$$

Avec :

$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \varphi_{R\alpha} \ \varphi_{R\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$: Vecteur de commande.

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

$[B]$: Matrice de système de commande.

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_R} + \frac{1}{T_S \sigma}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{M \sigma T_R}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M \sigma}\right) \omega \\ 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_R} + \frac{1}{T_S \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma}\right) \omega & \left(\frac{1-\sigma}{M \sigma T_R}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_R} & \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce modèle décrit bien le comportement de la machine. Cependant il met en évidence des non linéarités et un fort taux de couplage entre les variables d'état D'où la complexité de la commande pour obtenir de grandes performances de la machine.

I.7 Montage de simulation :

La Figure (I.9) a été créée à l'aide d'un programme de simulation en Simulink sous MATLAB pour démontrer les caractéristiques de la machine asynchrone.

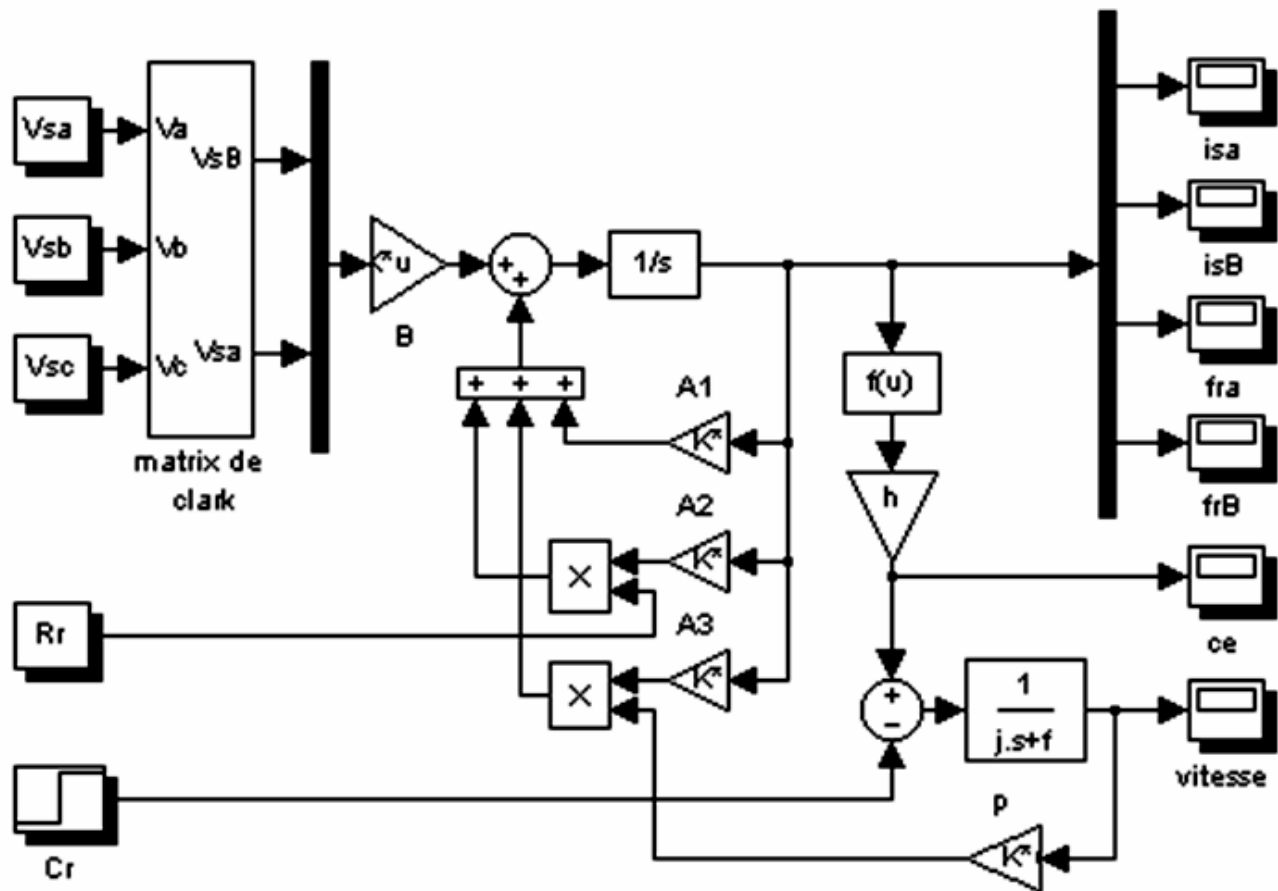


Fig. (I.9) : schéma –bloc de simulation.

I.8 Résultats de simulation et interprétation :

Après avoir alimenté le moteur directement à partir du réseau 220/380V, 50HZ, nous avons appliqué un couple résistant de 25 N.m à $t = 0.8$ sec. Les résultats de cette simulation sont illustrés dans la Figure (I.10).

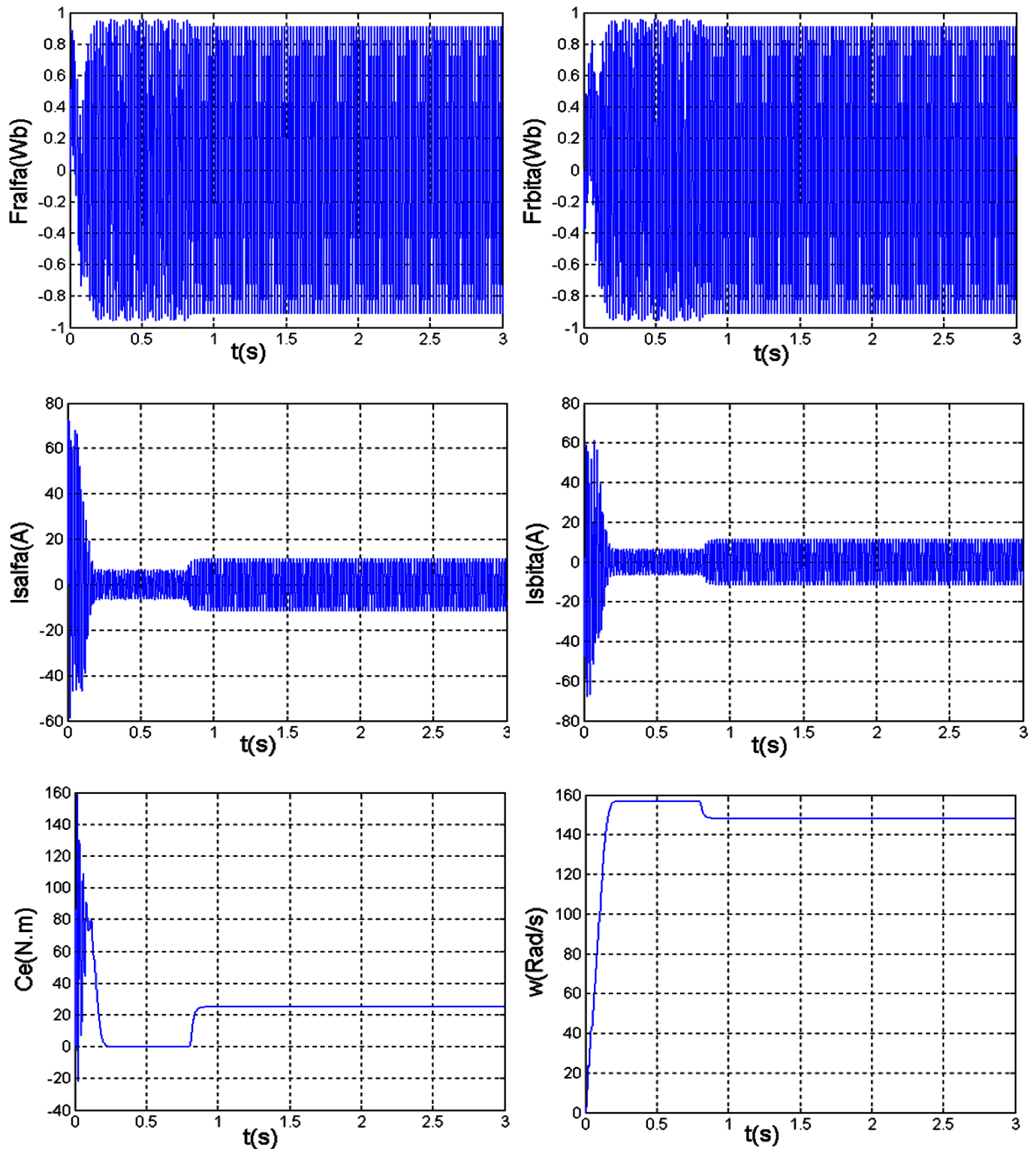


Fig. (I.10) démarrage a vidé avec perturbation $C_r=25$ N.m à $t = 0.8$ s

I.8.1 Interprétation à vide :

Les courants statoriques du moteur présentent des oscillations autour de zéro avec une amplitude maximale de 70 A jusqu'à 20 millisecondes, après quoi l'amplitude de ces oscillations diminue jusqu'à 10 A. La courbe du couple moteur présente une pulsation très importante au début du démarrage, mais après 20 millisecondes, le couple tend vers zéro. La courbe de la vitesse de rotation présente des oscillations initiales avec une croissance presque linéaire, mais après environ 0,3 seconde, la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. Au début, le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude, mais ils disparaissent après quelques alternances, obtenant ainsi une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

I.8.2 Interprétation en charge :

Avec $t \in [0.8s \ 3s]$: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 25 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.8s$). Nous constatons que :

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

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Les courants statorique évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.9 Conclusion :

Au cours de ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en prenant en compte des hypothèses simplificatrices. La représentation du modèle sous forme de schéma bloc nous a permis de vérifier la validité de nos résultats et de passer à l'étape suivante. En outre, nous avons mis en évidence le couplage entre les variables internes et externes de la machine, ce qui met en évidence la complexité des lois de contrôle de cette dernière. Les chapitres suivants de ce mémoire se pencheront sur ce sujet.

CHAPITRE II :
COMMANDE
VECTORIELLE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction :

La principale difficulté lors de la commande d'une machine asynchrone réside dans le fort couplage entre le couple et le flux, de telle sorte que toute modification de l'une de ces variables affecte l'autre. En revanche, dans une machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui facilite grandement la commande de cette machine. Pour résoudre le problème de couplage dans une machine asynchrone, la méthode dite du champ orienté est utilisée.

Cette méthode consiste à sélectionner un système d'axes et un type de commande permettant de séparer le couple et le flux, de sorte que les deux composantes du courant statorique (I_{sd} et I_{sq}) soient utilisées comme variables d'entrée pour contrôler respectivement le flux et le couple électromagnétique d'une machine à courant continu.

Dans ce chapitre, nous introduirons le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone basée sur l'orientation de flux rotorique par la méthode directe.

II.2 La commande par orientation du flux :

II.2.1 Description :

L'examen de l'expression du couple pour un moteur à induction montre qu'il résulte de la différence du produit du flux rotorique et des deux composantes de référence (U , V) du courant statorique (Equation I-9).

Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines à courant continu. Cependant on remarque la complexité d'un contrôle du couple [04].

II.2.2 Principe de la commande :

Le repère de travail de la commande est le repère lié au champ tournant tel que l'axe "d" du repère diphasé coïncide avec le sens de flux souhaité, qu'il soit rotor, stator ou entrefer. Les différents flux de la machine peuvent ainsi être orientés comme suit.

- flux rotor : $\varphi_{Rd} = \varphi_R$ et $\varphi_{Rq} = 0$
- flux stator : $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$
- flux d'entre fer : $\varphi_{md} = \varphi_{mR}$ et $\varphi_{mq} = 0$

II.2.3 Orientation de flux rotorique :

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu [05].

Dans tout ce qui suit, le sens du flux rotorique est la méthode qui sera conservée.

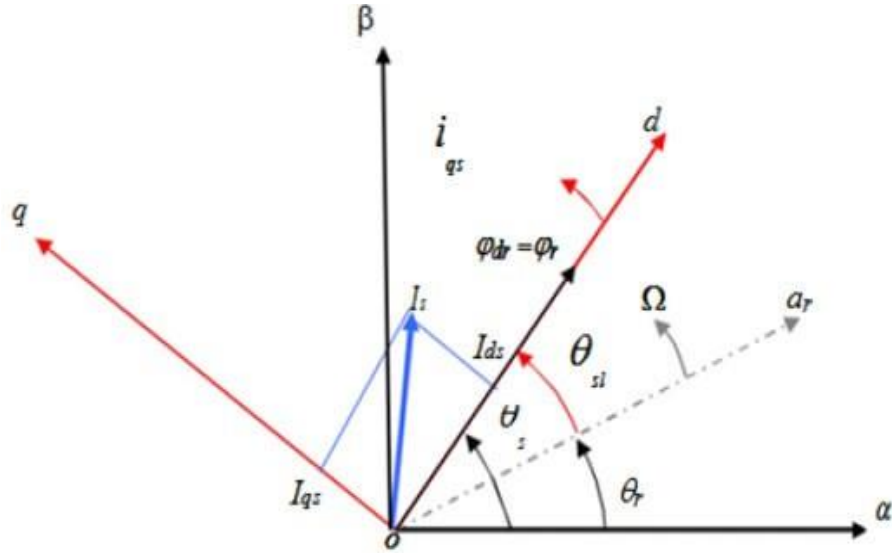


Fig. (II.1) : orientation du flux rotorique.

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \varphi_{Rd} = \varphi_R \\ \varphi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

a. Le flux rotorique devient :

A partir de $\varphi_{Rd} = \varphi_R = L_R \cdot I_{Rd} + M \cdot I_{sd}$

Et $V_{Rd} = 0 = R_R \cdot I_{Rd} + \frac{d\varphi_R}{dt}$

On obtient : $\varphi_R = -T_R \frac{d\varphi_R}{dt} + M I_{sd}$

Après l'application de Transformation de Laplace on trouve :

$$\varphi_R = \frac{M}{1+T_R \cdot s} I_{sd} \quad (\text{II. 02})$$

L'équation (II-2) signifie que le modèle de la MAS est dans le repère synchrone a flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante du courant directe I_{sd} moyennement d'un premier ordre avec la constante de temps T_R

b. Le couple devient :

$$C_e = p \frac{3M}{2L_R} \varphi_R I_{sd} \quad (\text{II.3})$$

Évidemment en posant $K = \frac{3M}{2L_R} p$, l'équation (II.3) devient : $C_e = K \varphi_R I_{sq}$ qui est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si $\varphi_R = \text{cet}$, alors le C_e devient directement contrôlable linéairement par I_{sq}

c. La pulsation de glissement devient :

A partir de : $V_{Rq} = 0 = R_R \cdot I_{Rq} + w_r \cdot \varphi_{Rd}$

Et

$$\varphi_{Rq} = 0 = L_R \cdot I_{Rq} + M \cdot I_{sq}$$

On obtient : $w_r = \frac{M}{\varphi_R \cdot T_R} I_{sq}$ (II.4)

L'équation (II.4) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements w_r devient proportionnelle a la composante I_{sq} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (II.3).

• D'après les équations (II.2) et (II.3), nous pouvons contrôler indépendamment le flux φ_R et le couple C_e en agissant respectivement sur les composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique.

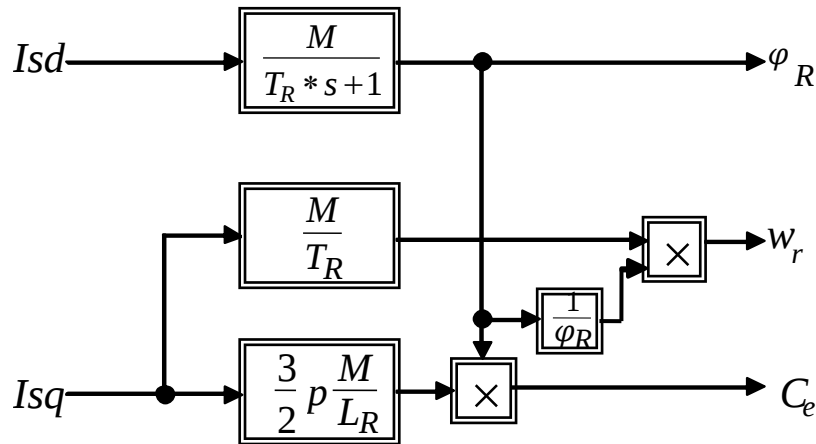


Fig. (II.2) : bloc de découplage par orientation du flux rotorique.

L'arrangement des équations (I.28) et (I.19), en tenant compte de $\varphi_{Rd} = \varphi_R$ et $\varphi_{Rq} = 0$, on obtient les équations correspondant au modèle de commande de la machine alimentée en tension par orientation du flux rotorique suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_S \frac{dI_{Sd}}{dt} + I_{Sd} = \frac{V_{Sd}}{R_S} + \sigma \cdot T_S \cdot w_S \cdot I_{Sq} c - \frac{T_S(1-\sigma)}{M} \frac{d\varphi_R}{dt} \\ \sigma T_S \frac{dI_{Sq}}{dt} + I_{Sq} = \frac{V_{Sq}}{R_S} - w_S \left[\sigma \cdot T_S \cdot I_{Sd} + \frac{T_S(1-\sigma)}{M} \varphi_R \right] \\ T_R \frac{d\varphi_R}{dt} + \varphi_R = M \cdot I_{Sd} \\ w_R = \frac{M}{T_R} \frac{I_{Sq}}{\varphi_R} \\ C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_R} \varphi_R \cdot I_{Sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (\text{II. 5})$$

Le schéma bloc de cette structure de commande est représenté par le montage de la figure (II.4).

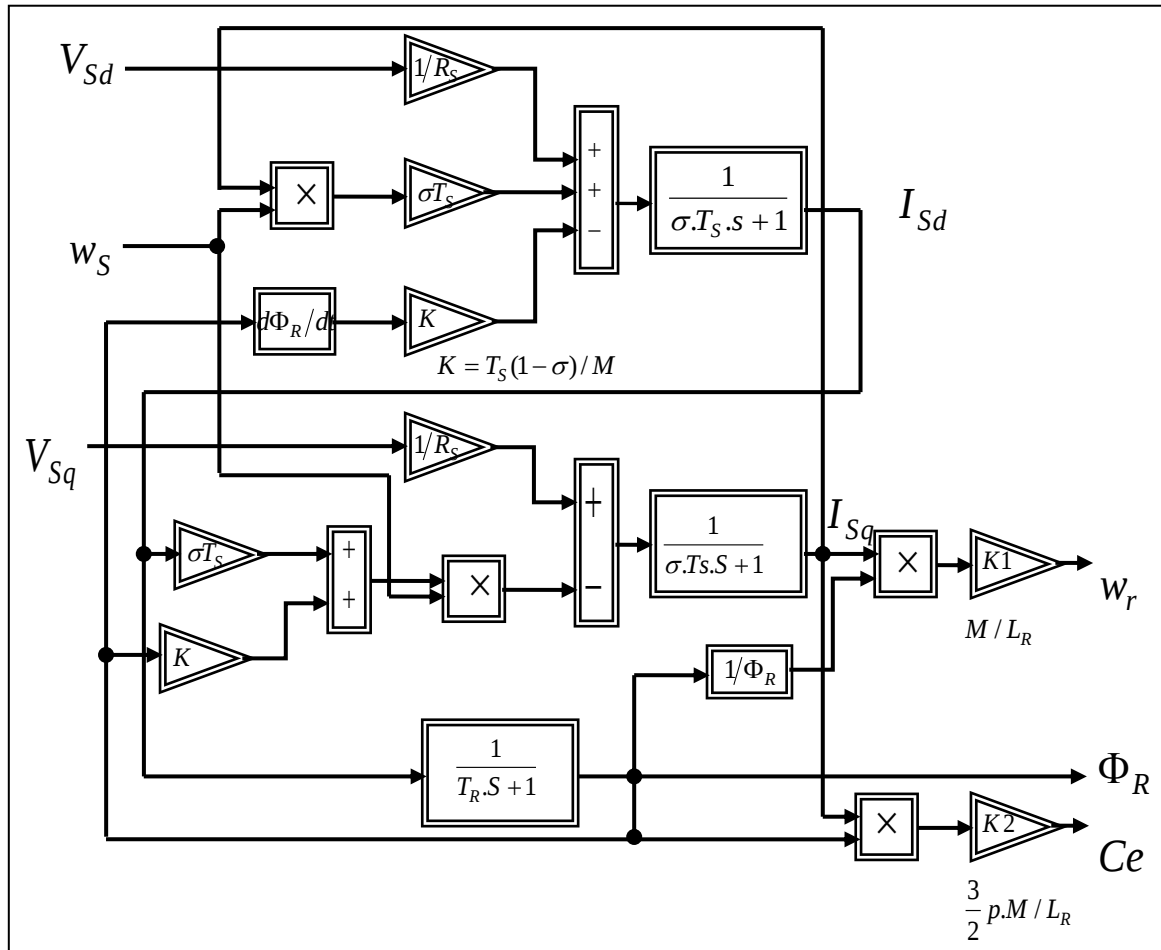


Fig. (II.3) : structure de la commande par orientation du flux rotorique.

II.3 découplage entrée - sortie :

A Partir du système des équations (II .5) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sd} - w_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} - \frac{M}{L_R^2} R_R \cdot \varphi_R \\ V_{sq} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sq} - w_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} - \frac{M}{L_R^2} R_R \cdot \varphi_R \end{cases} \quad (II.6)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient :

L'équation (II.6) montre que la tension V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} .

donc sur le flux et le couple (couplage entre les actions sur les axes **d** et **q**).

Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre V_{sd} et V_{sq} qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par la composant I_{sq} et le flux rotorique par le composant I_{sd}).

Différentes techniques existants : découplage utilisent un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentant ce dernier type.

II.3.1 découplage par compensation :

Cela revient à définir deux nouvelle variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} tel que V_{sd1} n'agisse que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} . Nous présentons V_{sd1} et V_{sq1} comme suit :

A partir de système des équations (II.6) on pose

$$V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \quad \text{Et} \quad V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq}$$

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = w_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} + \frac{M}{L_R^2} R_R \cdot \varphi_R \\ f_{emq} = -w_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sd} - \frac{M}{L_R} w_s \cdot \varphi_R + \frac{M^2}{L_R \cdot T_R} I_{sq} \end{cases} \quad (II.7)$$

$$\text{Et} \quad \begin{cases} V_{sd1} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad (II.8)$$

Le système (II.8) peut être représenté sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} \frac{L_R \cdot T_R}{R_S \cdot L_R \cdot T_R + M^2 + \sigma \cdot L_S \cdot L_R \cdot T_R \cdot S} & 0 \\ 0 & \frac{L_R \cdot T_R}{R_S \cdot L_R \cdot T_R + M^2 + \sigma \cdot L_S \cdot L_R \cdot T_R \cdot S} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} pour réaliser un découplage entier entre les axes d, q.

f_{emd} Et f_{emq} : des f.e.m des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

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

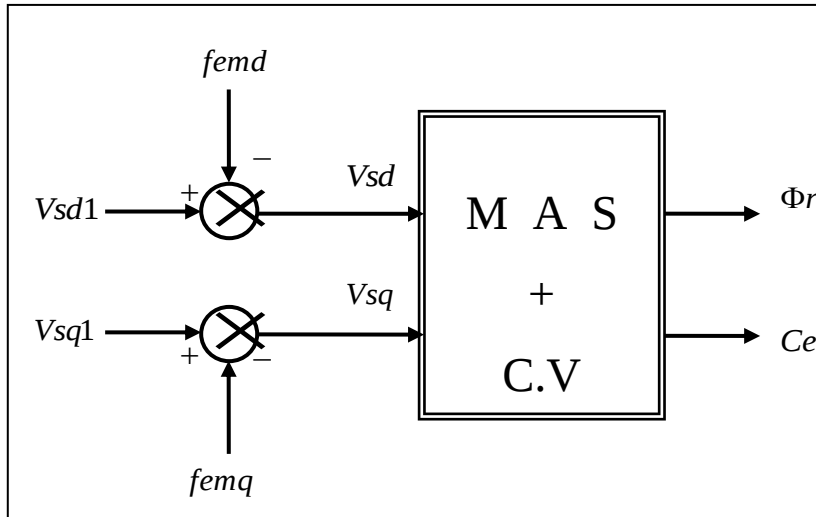


Fig. (II.4) : bloc de découplage.

La figure (II.6) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique avec un découplage entrée sortie.

La pulsation statorique de rotation du flux rotorique ω_s est calculée en additionnant la pulsation rotorique ω et la pulsation de glissement ω_r .

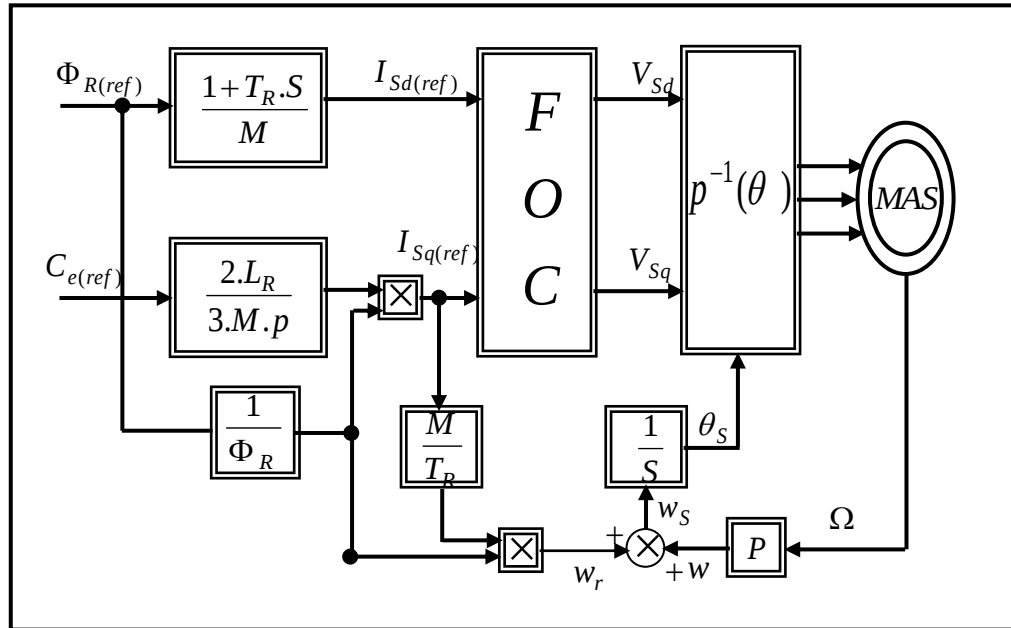


fig (II.5) commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie.

Dans le but de vérifier le découplage entre le flux et le couple résultant de cette commande, nous avons simulé le schéma bloc de commande (fig (II-6)). Les résultats ont été obtenus avec un couple de référence instantané de 0,8 N.m pendant la période [0s, 5s] et de -0,8 N.m pendant la période [5s, 10s], ainsi qu'un flux rotorique de référence égal à 1wb.

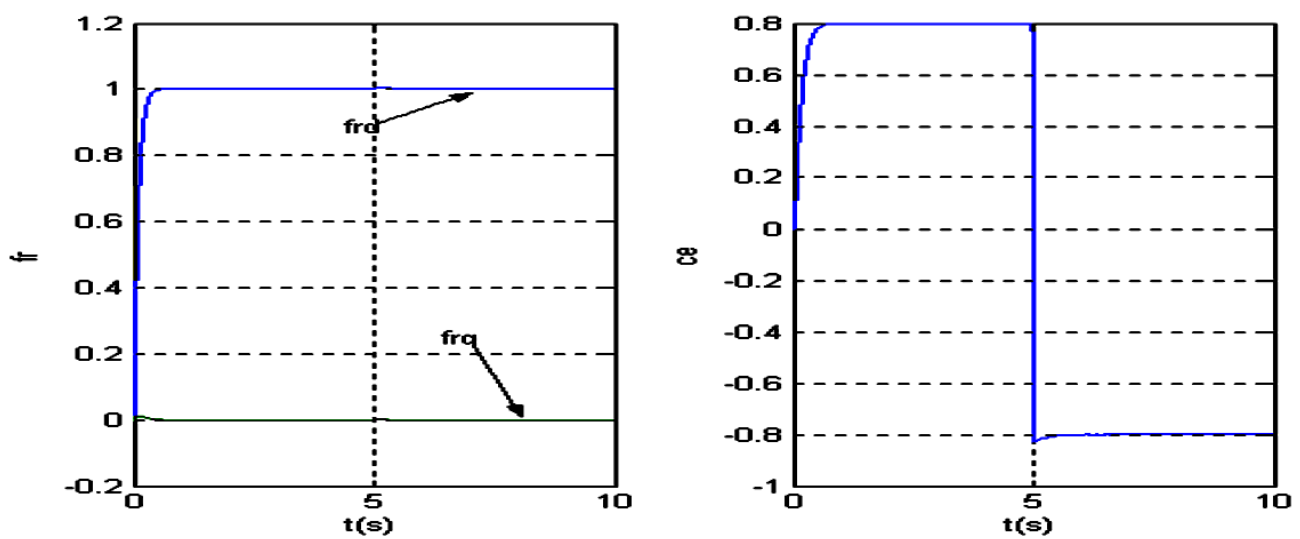


Fig. (II.6) résultat de simulation pour le découplage flux rotorique et le couple.

Il est observé que le couple électromagnétique suit précisément la référence imposée. Le flux rotorique est pratiquement égal à sa composante directe et sa composante en quadrature est nulle. Cela démontre le découplage entre le couple et le flux.

II.4 structure de commande vectorielle a flux rotorique oriente :

Tous les travaux de recherche sur la lutte antivectionnelle utilisent deux approches principales :

La première "méthode directe" a été mise au point par F.BLASCHKE, et la seconde a été appelée "méthode indirecte" introduite par K.HASS.

Méthode directe : Cette approche nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase, et ceci doit être vérifié quel que soit le transitoire effectué. La mesure directe permet de connaître avec précision la position du fluide. Ce mode de régulation garantit le bon découplage entre flux et couple quel que soit le point de fonctionnement. Les principaux inconvénients de cette méthode sont une mesure de débit peu fiable et des coûts de production élevés (Capteur + filtre)

Méthode indirecte : Dans cette méthode, le flux du rotor n'est pas régulé, donc aucun capteur de flux n'est requis.

Si l'amplitude du flux réel du rotor n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour les changements de coordonnées. Ceci s'ajoute à la présence du capteur de position du rotor en plus du capteur de position, cette commande indirecte est plus simple que la commande directe, mais les performances qui en résultent sont moindres. Le principal inconvénient de cette approche est qu'elle est sensible aux changements des paramètres du moteur dus à la saturation magnétique et aux changements de température, en particulier la constante de temps du rotor.

Cette thèse applique la commande vectorielle directe aux moteurs asynchrones.

II.4.1 commande vectorielle directe :

Afin de déterminer la position et la norme du flux magnétique (contrôlé par réaction) des capteurs à effet Hall placés sur les dents du stator doivent être utilisés (cela nécessite des moteurs spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas supporter des conditions difficiles telles que les vibrations et les vibrations trop chaud, et leur fréquence varie avec la vitesse, ce qui nécessite des filtres accordables.

Afin de pouvoir utiliser des machines standards, le capteur de débit doit être remplacé par un estimateur de débit.

Le montage représenté sur la figure (II.8) illustre le principe de la commande vectorielle directe d'un moteur asynchrone alimenté en tension.

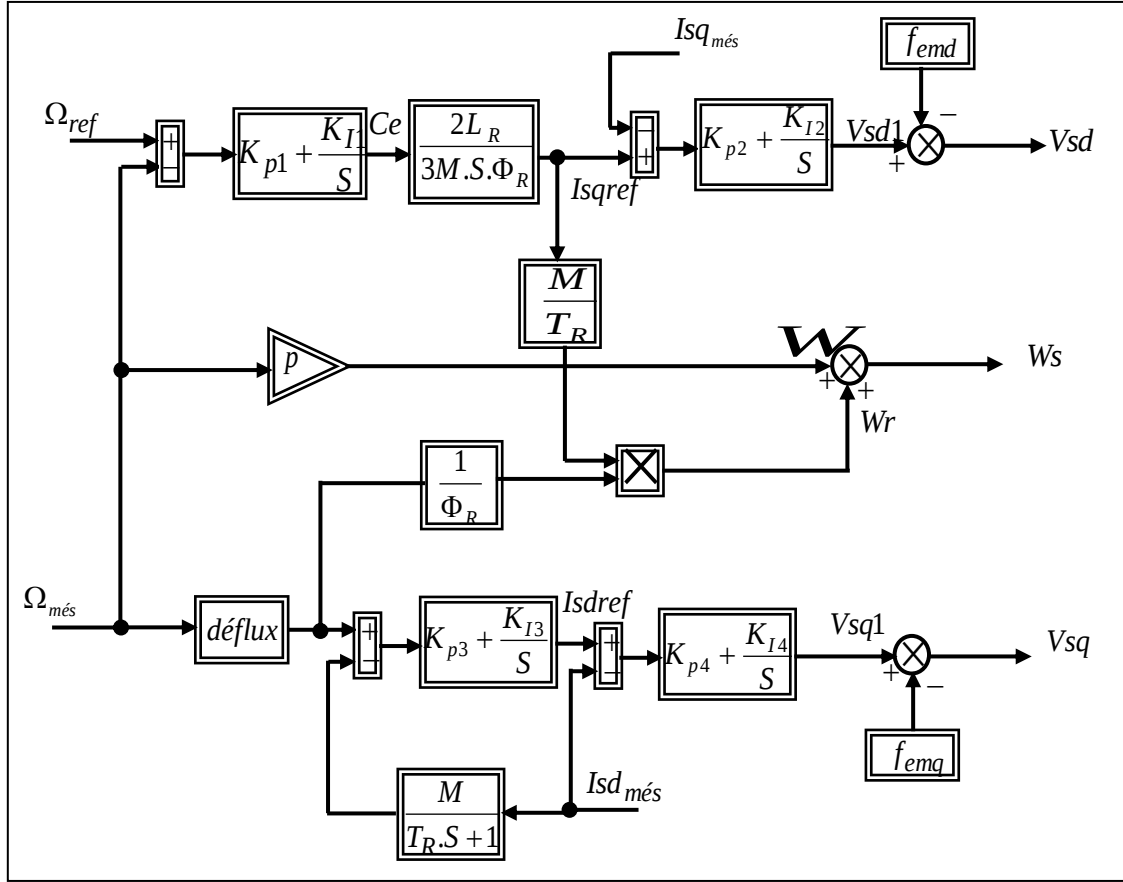


Fig. (II.7) schéma bloc de la commande vectorielle directe.

II.4.2 Bloc de dé fluxage :

Le fonctionnement à toutes les vitesses caractérisant le fonctionnement d'un moteur asynchrone est assuré par un bloc de démagnétisation défini par la fonction non linéaire suivante :

En sous vitesse :

$$\varphi_R = \varphi_{Rnom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega| \leq \Omega_{nom} \quad (II.10)$$

En sur vitesse :

$$\varphi_R = \frac{\Omega_{nom} \cdot \varphi_{Rnom}}{[\Omega]} \quad \text{Pour} \quad |\Omega| > \Omega_{nom} \quad (II.11)$$

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

φ_{Rnom} : Flux rotorique nominale.

II.5 Régulation :

II.5.1 Description :

La commande vectorielle est une technique de régulation avancée utilisée dans les machines asynchrones pour contrôler précisément la vitesse et le couple. Elle permet de décomposer la tension et le courant d'alimentation en deux composantes indépendantes : la composante de flux et la composante de couple. En ajustant ces deux composantes, la commande vectorielle permet de réguler la vitesse et le couple de la machine de manière très précise et rapide.

Dans le cas de notre étude nous représentons le réglage classique avec de régulateur **PI** qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

II.5.2 régulateur du courant (I_{sd}) :

A partir de la matrice de transfert M (II-9) on peut écrire la fonction de transfert qui relie I_{sd1} et V_{sd1} par :

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{K_e}{1 + \sigma.L_S.K_e.S} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$K_e = \frac{L_R.T_R}{R_S L_R.T_R + M^2}$$

La figure (II.8) montre le schéma fonctionnel de la régulation de courant à l'aide du régulateur PI.

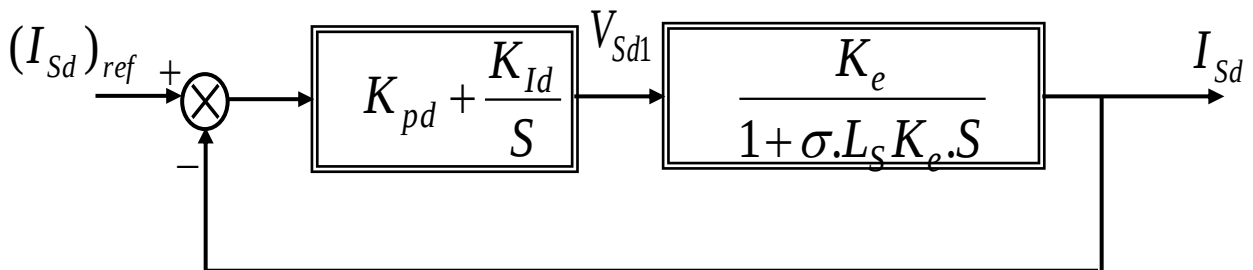


Fig. (II.8) schéma bloc pour le régulateur du courant (I_{sd}).

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$FTBO_d = K_{Id} \frac{\left(\frac{K_{pd}}{K_{Id}}\right).s + 1}{s} \cdot \frac{K_e}{1 + \sigma.L_S.K_e.s} \quad (II.13)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\left(\frac{K_{pd}}{K_{Id}} = \sigma.L_S.K_e \right)$.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{Id}.K_e} s} \quad (II.14)$$

Alors nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\tau_d = \frac{1}{K_{Id}.K_e}$$

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

$$3\tau_d = 2 \text{ ms}$$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{Id} = \frac{1}{\tau_d K_e} \\ K_{pd} = K_I . \sigma . L_S . K_e \end{cases} \quad (II.15)$$

II.5.3 Régulateur du flux

Le schéma bloc pour la régulation du flux est donné par la figure (II.9) :

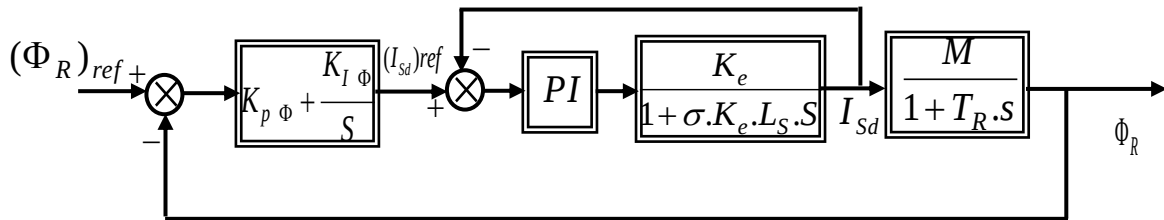


Fig. (II.9) schéma bloc pour la régulation du flux.

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

$$FTBO_{\varphi} = K_{I\varphi} \frac{\left(\frac{K_{p\varphi}}{K_{I\varphi}}\right)S+1}{S} \cdot \frac{M}{1+T_R S} \quad (II.16)$$

Après la compensation des pôles par la condition $T_R = \frac{K_{p\varphi}}{K_{I\varphi}}$ nous Obtenons la $FTBF_{\varphi}$ comme suit :

$$FTBF_{\varphi} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{I\varphi}} S} \quad (II.17)$$

Avec : $\tau_{\varphi} = \frac{1}{K_{I\varphi} M}$

Avec les temps de réponse : $t_{rep\varphi} = 15 \cdot t_{rep d}$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{I\varphi} = \frac{1}{\tau_{\varphi} M} \\ K_{p\varphi} = K_{I\varphi} T_R \end{cases} \quad (II.18)$$

II.5.4 régulateur de courant I_{sq} :

A partir de la matrice de transfert M (II.9) on peut écrire la fonction de transfert qui relie I_{sd1} et V_{sq1} par :

$$\frac{I_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{K_e}{1 + \sigma \cdot L_S K_e \cdot S} \quad (II.19)$$

Avec : $K_e = \frac{L_R \cdot T_R}{R_S L_R \cdot T_R + M^2}$

Le schéma bloc pour la régulation du courant avec un régulateur PI est donné par la figure (II.10).

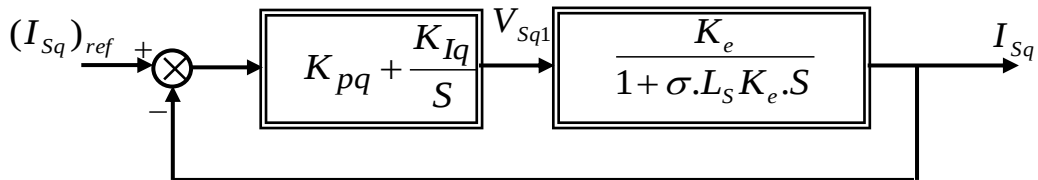


Fig. (II.10) schéma bloc pour le régulateur du courant (I_{sq}).

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\frac{K_{pq}}{K_{Iq}} = \sigma.L_S.K_e.$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{Iq}.K_e} s} \quad (II.20)$$

Alors nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\tau_q = \frac{1}{K_I.K_{eq}}$$

Pour un temps de réponse t_{rep} (5 %) , nous obtenons la condition suivante : $3\tau_q = 3\text{ ms.}$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{Iq} = \frac{1}{\tau_q K_e} \\ K_{pq} = K_{Iq}.\sigma.L_S.K_e \end{cases} \quad (II.21)$$

II.5.5 Régulation de la vitesse Ω :

A partir des équations mécaniques du moteur, on construit la fonction La prochaine transmission liant la vitesse au couple

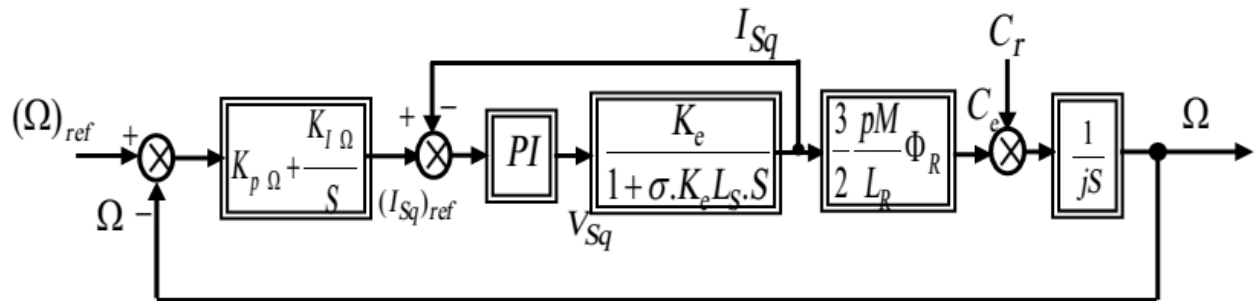


Fig. (II.11) Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse de rotation Ω .

On a :

On considère que le courant I_{sq} est parfaitement régulé et $Cr=0$, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{\frac{K_{I\Omega}(\tau'.s+1)}{J.s^2}}{1 + K_I \frac{\tau'.s+1}{J.s^2}} \quad (II.22)$$

Avec :

$$\tau' = \frac{K_{p\Omega}}{K_{I\Omega}}$$

Encore :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\frac{K_I}{J}(\tau'.s+1)}{s^2 + \frac{K.\tau'}{J}s + \frac{K}{J}} \quad (II.23)$$

On compare l'équation caractéristique de la fonction de transfert (II-23) avec la forme standard du second ordre, on trouve que

$$\frac{K_{I\Omega}}{J} = w_n^2$$

$$\text{Et} \quad \frac{K_{p\Omega}}{J} = 2\zeta w_n$$

Avec : ζ : coefficient d'amortissement , w_n : pulsation du système .

Pour un coefficient d'amortissement ζ et d'une pulsation w_n donnée, on obtient :

$$\begin{cases} K_{I\Omega} = w_n^2.J \\ K_{p\Omega} = 2\zeta.w_n.J \end{cases} \quad (II.24)$$

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau'.s}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse Ω

II.6 Résultats de simulation

Dans le but de présenter les résultats obtenus par la simulation de la commande vectorielle directe en tension, nous avons simulé le système dans divers scénarios de fonctionnement. Ces scénarios incluait des variations de charge, de vitesse ainsi que des variations de paramètres, notamment la résistance rotorique.

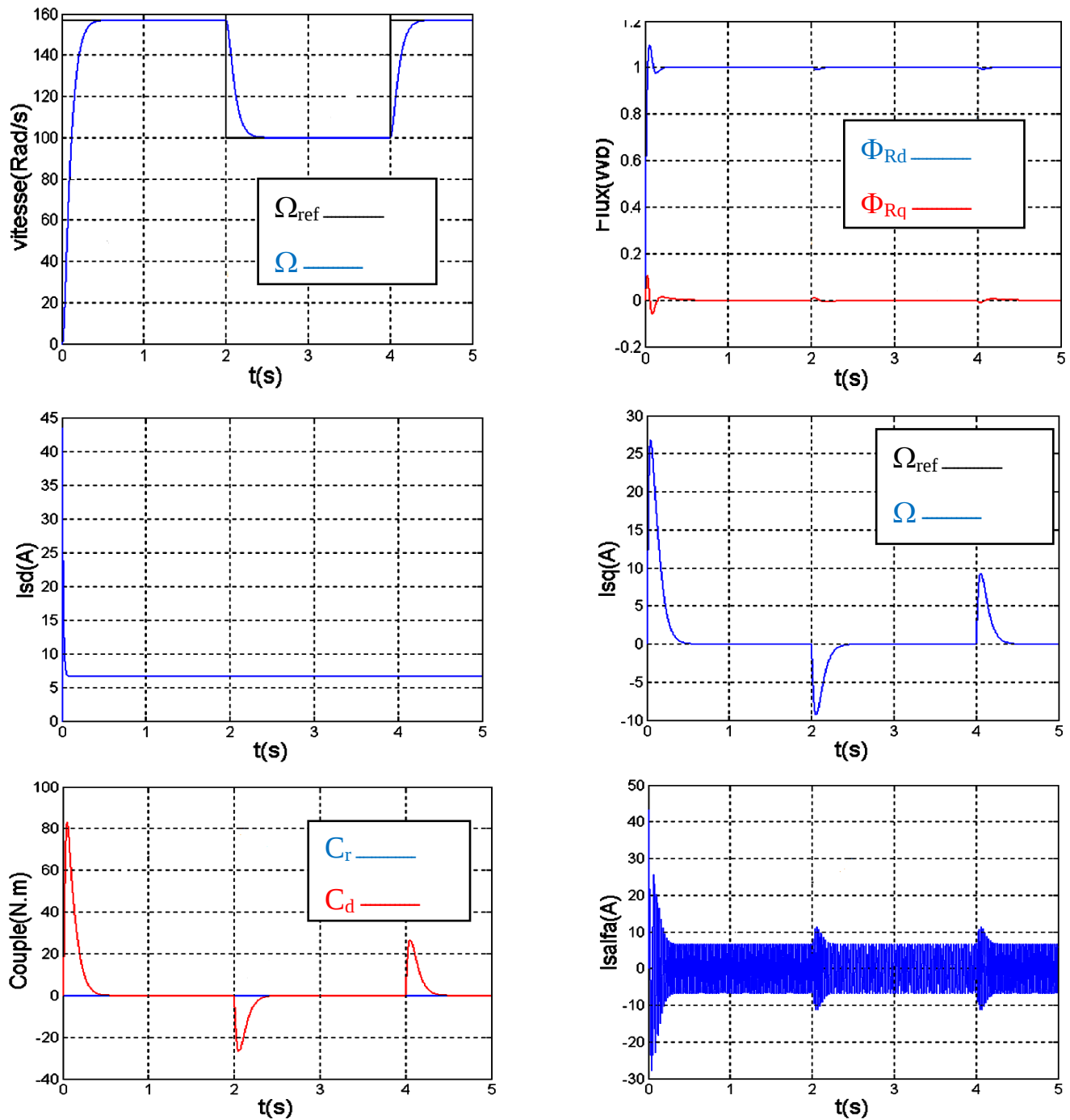


Figure (II.12) Résultats de simulation avec variation de la charge.

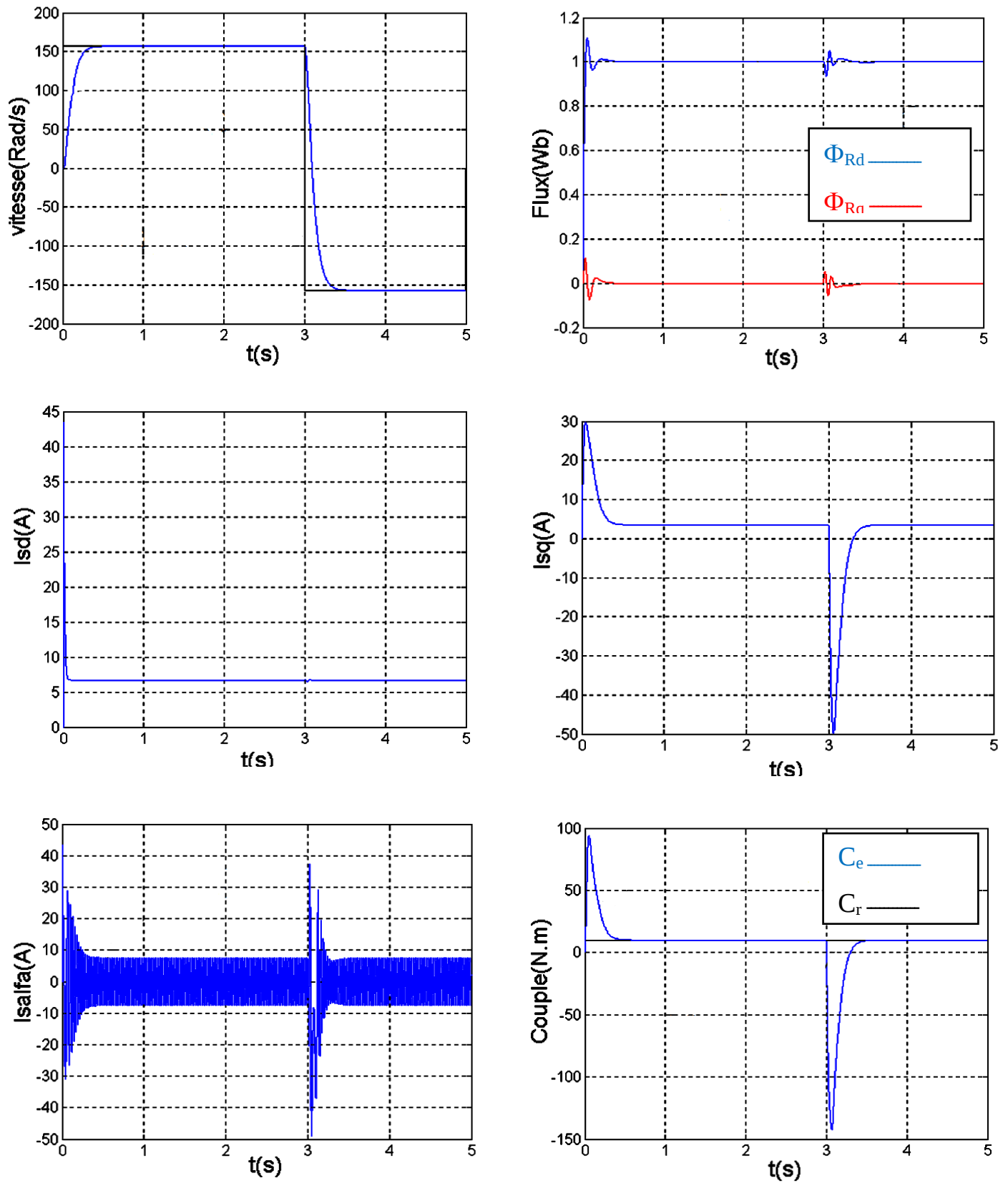


Fig. (II.13) Résultats de simulation avec inversion de vitesse.

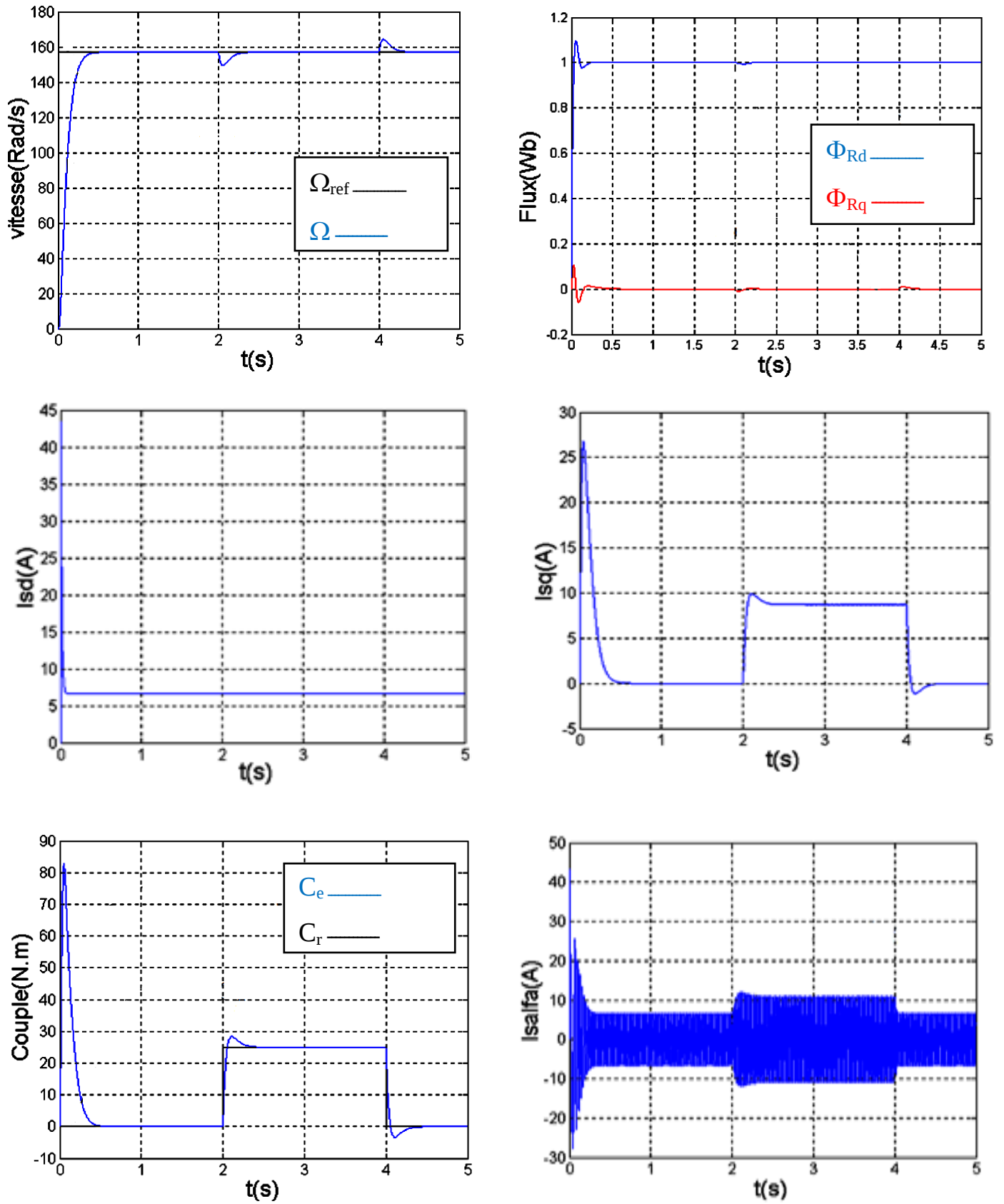


Figure (II.14) Résultats de simulation avec variation de la charge.

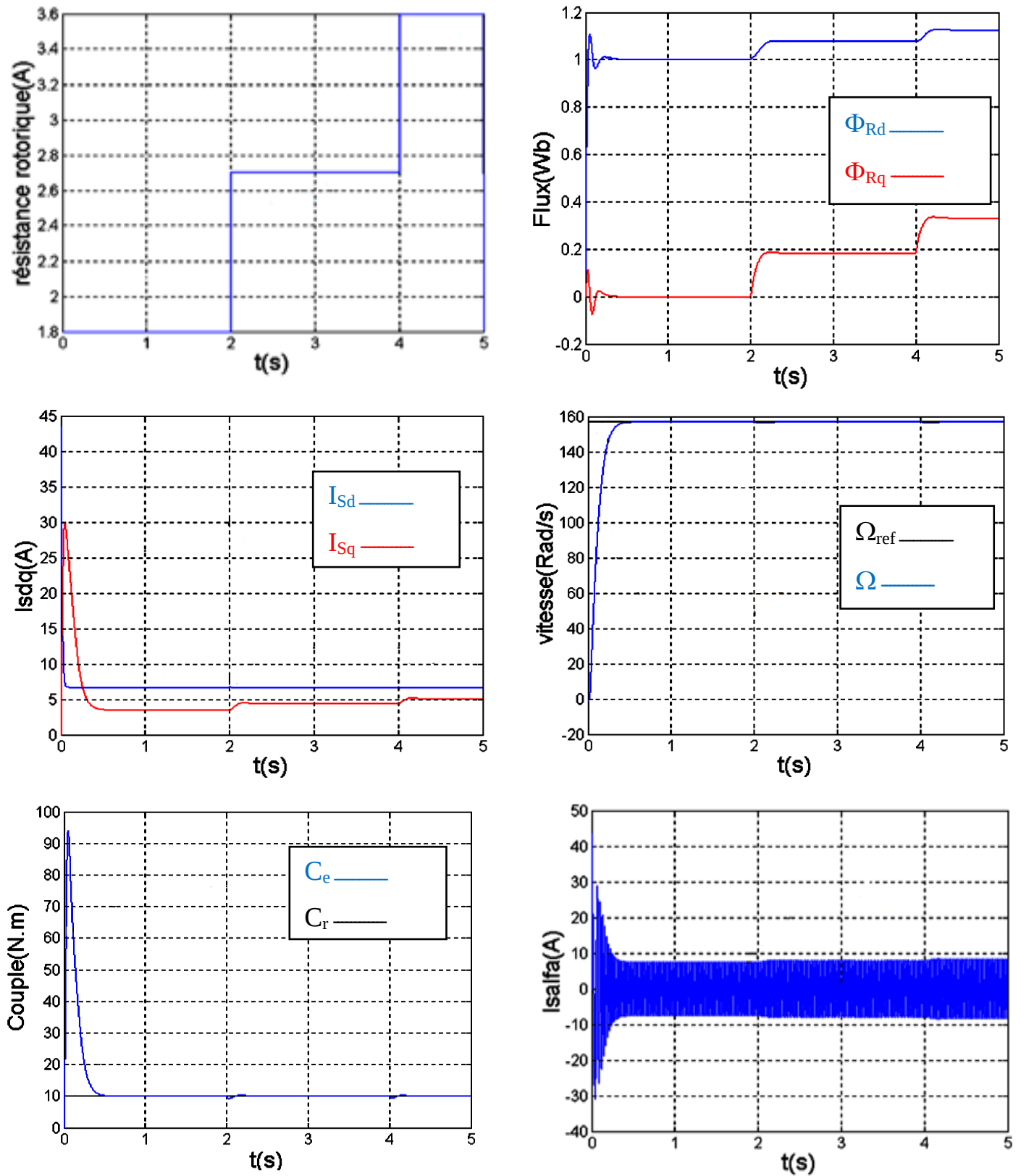


Fig. (II.15) Résultats de simulation avec variation de la résistance rotorique

(Test de robustesse).

II.6.1 Interprétation des résultats de simulation avec variation de la vitesse

Les résultats de la simulation pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref}=157, 100, 157$ rad/s) illustrés dans la figure (II.12, II.14) indiquent que cette variation engendre une modification de la fréquence statorique, ce qui affecte les courants, les flux et le couple électromagnétique.

On observe une réponse positive du système à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, ce qui reflète une régulation robuste.

Bien que le couple subisse un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, il retrouve rapidement sa valeur sans erreur.

En outre, on note une légère variation en module des composantes directes des flux rotoriques, à savoir φ_{rd} (autour de 1 wb) et φ_{rq} (autour de 0 wb), mais le découplage est toujours présent, ce qui confirme la robustesse de la régulation du point de vue du contrôle de vitesse.

II.6.2 Interprétation des résultats de simulations avec l'inversion de vitesse

En effectuant un test d'inversion du sens de rotation de la vitesse (passant de 157 rad/s à -157 rad/s) sous charge, les résultats ont montré que la réponse en vitesse suivait parfaitement la consigne, avec un temps de réponse identique et une erreur nulle.

Quant au couple, il a suivi la valeur de charge imposée, avec quelques pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est resté intact pendant ce test.

II.6.3 Interprétation des résultats de simulation avec variation de la charge

Les résultats de la simulation indiquent que la variation de la charge (figure II.12, II.14) affecte la vitesse, le couple, les flux et les courants, ce qui permet au système d'être bien commandé.

La courbe des flux révèle également un découplage parfait entre le couple électromagnétique (C_e) et le flux rotorique (ϕ_R), avec le couple électromagnétique présentant une allure similaire à celle du courant à un coefficient près, ce qui prouve que le découplage est bien réalisé ($\phi_{Rq} = 0$).

De plus, il est remarqué que le couple électromagnétique suit la consigne et que le courant de phase statorique suit précisément la variation de la charge.

II.6.4 Interprétation des résultats de simulation avec variation de la résistance rotorique (Test de robustesse)

La figure (II.15) présente des résultats lors de la variation de la résistance rotorique de 50% et 100% dû à l'échauffement de la machine. On suppose que le moteur garde la valeur nominale de la résistance rotorique jusqu'à l'instant $t = 2s$. Or on aura une augmentation de 50% de ce paramètre jusqu'à l'instant $t = 4s$. A ce moment sa valeur sera augmentée de 100%.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 2s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($RR = 1.8 \Omega$) aucunes variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux. A $t = 2s$, la résistance devient $1.5RR$.

A partir de cet instant, on remarque la divergence des courbes des flux ainsi le découplage est touché par cette variation, et ceci montre que la commande vectorielle est sensible à la variation du paramètre de la résistance rotorique.

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons introduit les concepts de base de la commande vectorielle, en nous concentrant plus particulièrement sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette méthode de commande permet un découplage nécessaire entre la commande du flux et celle du couple.

Nous avons commencé par expliquer comment calculer les différents régulateurs, puis nous avons effectué des tests de robustesse pour mesurer l'impact de la variation de vitesse, de la charge et de la résistance rotorique.

Les résultats ont montré que la commande vectorielle est sensible aux variations de paramètres, en particulier la résistance rotorique.

CHAPITRE III :
COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE
AVEC UN OBSERVATEUR DE
FLUX

III.1 Introduction :

La commande vectorielle directe offre une mesure directe du flux, ce qui permet de connaître précisément la position et la norme du flux. Ce mode de contrôle assure un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Cependant, il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement les coûts de fabrication et rend son utilisation plus fragile.

Dans la plupart des cas, un capteur de flux n'est pas disponible, et on utilise donc un estimateur de flux. Cet estimateur dépend des paramètres de la machine, en particulier de la résistance rotorique qui varie fortement avec la température. Une erreur sur ce paramètre se traduit par une mauvaise orientation de l'axe (d, q), ce qui entraîne une erreur sur la phase et l'amplitude du vecteur du flux rotorique (φ_R). Cette structure est donc peu robuste face aux variations des paramètres, ce qui nécessite une adaptation paramétrique de la résistance rotorique pour éviter une dégradation de la commande vectorielle.

Pour améliorer la robustesse de cette commande, on peut faire appel à des observateurs d'état dont les estimations sont peu sensibles aux variations des paramètres. Dans ce chapitre, nous présentons les observateurs d'état avec l'application de l'observateur du flux rotorique associé à la commande vectorielle directe.

Les résultats obtenus dans les chapitres précédents et dans ce chapitre, grâce à des simulations numériques du moteur asynchrone, nous permettent également de comparer l'estimateur et l'observateur du flux rotorique dans la commande vectorielle directe d'une machine asynchrone. L'interprétation des résultats vise à démontrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de reconstruction du flux rotorique. Les structures sont donc simulées en mode de variation de vitesse avec différentes perturbations sur le couple et la résistance rotorique.

Il convient de noter que cette comparaison est réalisée pour une vitesse de consigne identique (157 rad/s), un couple de charge statique identique (25 N.m) et un flux rotorique identique (1 Wb).

III.2 Présentation des observateurs :

III.2.1 Description :

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées.

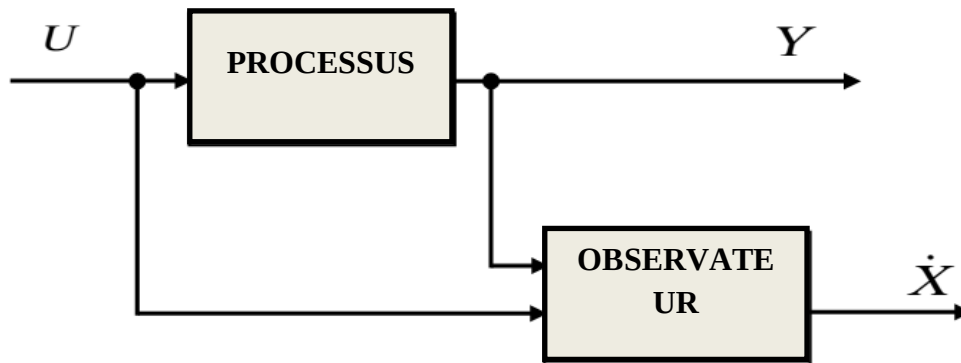


Fig. (III.1) typologie de l'observateur.

L'observateur se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction.

III.2.2 principe général sur les observateurs :

La structure d'un observateur d'état est indiquée sur la figure (III.2). Elle est basée sur un modèle du système, appelé l'estimateur ou prédicateur, fonctionnant en boucle ouverte.

La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle. L'observateur fonctionne donc en boucle fermée. Le gain de la boucle de retour est représenté par une matrice de gains, notée G . 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.

Le vecteur de sortie Y est comparé au vecteur équivalent, donné par l'observateur, pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation (e). Celle-ci est multipliée par une matrice de gains (G) et envoyée à ($\hat{X}$) l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gains (G), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

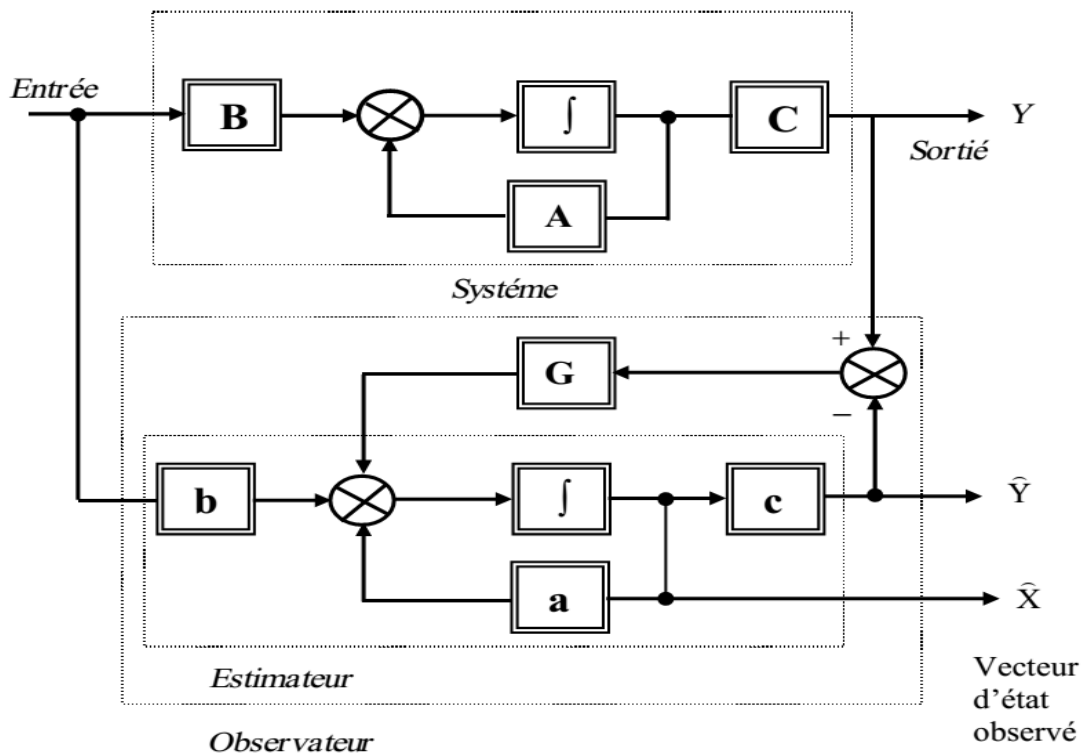


Fig. (III.2) Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

Alors ce gain 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.

III.2.3 Classification des observateurs :

Nous dénombrons des observateurs déterministes et stochastiques, nous allons brièvement présenter les différentes catégories des observateurs tout en citant les observateurs les plus utilisés.

- ✚ **Les observateurs déterministes :** Ce observateur qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de lanberger dans le cas de modèle linéaires ou l'observateur par modes glissants
- ✚ **Les observateurs stochastiques :** Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. Nous pouvons citer l'observateur grand gain et le filtre de Kalman étendu.

III.3 observateur de flux proposé :

Pour réaliser une commande vectorielle performante relativement insensible à la variation paramétrique, on utilise un observateur de flux rotorique « improve Gopinath modèle », Cet observateur a été présenté par P-L-JANSEN et R- D- LORENZ en 1994.

L'observateur « improve Gopinath modèle » basé sur la résolution s parée des équations du rotor et du stator, décrites dans le référentiel du stator ($\alpha \beta$).deux estimateurs du flux rotorique peuvent être utilisés, le premier « modèle en courant »il est obtenu par la résolution des équations du rotor et en utilisant les courants mesures des stators [8].

De la même manière les équations du stator peuvent être arrangées pour obtenir le second estimateur « modèle en tension »et en utilisant les valeurs mesurées des tensions et des courants statoriques.

III.3.1 Modèle en tension :

En peut représenter les équations électriques sous forme complexe comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_S = R_S \cdot \bar{I}_S + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \bar{V}_R = R_R \cdot \bar{I}_R + \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} - j\omega \bar{\varphi}_R \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_S = L_S \cdot \bar{I}_S + M \cdot \bar{I}_R \\ \bar{\varphi}_R = L_R \cdot \bar{I}_R + M \cdot \bar{I}_S \end{cases} \quad (III.2)$$

Où les grandeurs sur lignées représentent les quantités complexes, avec :

$$\begin{cases} I_S = I_{S\alpha} + jI_{S\beta} \\ \bar{I}_R = I_{R\alpha} + jI_{R\beta} \\ \bar{\varphi}_S = \varphi_{S\alpha} + j\varphi_{S\beta} \\ \bar{\varphi}_R = \varphi_{R\alpha} + j\varphi_{R\beta} \\ \bar{V}_S = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \\ \bar{V}_R = V_{R\alpha} + jV_{R\beta} \end{cases} \quad (III.3)$$

A Partir du système d'équations (III-1) et (III-2) en trouve :

$$\left\{ \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} = \frac{L_R}{M} \left(\bar{V}_S - R_S \cdot \bar{I}_S - \sigma \cdot L_S \frac{d\bar{I}_S}{dt} \right) \right\} \quad (III.4)$$

III.3.2 Modèle en courant :

A partir de l'équation d'état ($\dot{X} = AX + BU$) on trouve Le modèle en courant comme suit :

$$\left\{ \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} = -\frac{1}{T_R} \bar{\varphi}_R + \frac{M}{T_R} I_S + j\omega \bar{\varphi}_R \right\} \quad (\text{III.5})$$

L'équation (III.5) présente un estimateur simple mais cause des erreurs en haute vitesse, l'estimateur donné par (III.4) présente une intégration en boucle ouverte et imprécision en basse vitesse [9].

Une solution hybride étant réalisé par la combinaison de ces deux estimateurs. L'observateur du flux est illustré par la figure (III.3).

L'erreur ξ entre les deux estimateurs du flux rotorique est calculée à partir de la relation (III-5) et la relation (III.6) suivante :

$$\left\{ \bar{\varphi}_R = \frac{L_R}{M} (\bar{\varphi}_S - \sigma \cdot L_S \bar{I}_S) \right\} \quad (\text{III.6})$$

L'erreur ξ est appliquée au correcteur PI, dont la sortie $V\xi$ obtenu est utilisée dans l'estimateur de flux statorique, ce dernier est estimé par :

$$\left\{ \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} = \bar{v}_S - R_R \bar{I}_S + \bar{v}_\varepsilon \right\} \quad (\text{III.7})$$

La bonde passante du contrôleur produit une transition lisse entre le modèle en courant et le modèle en tension [8].

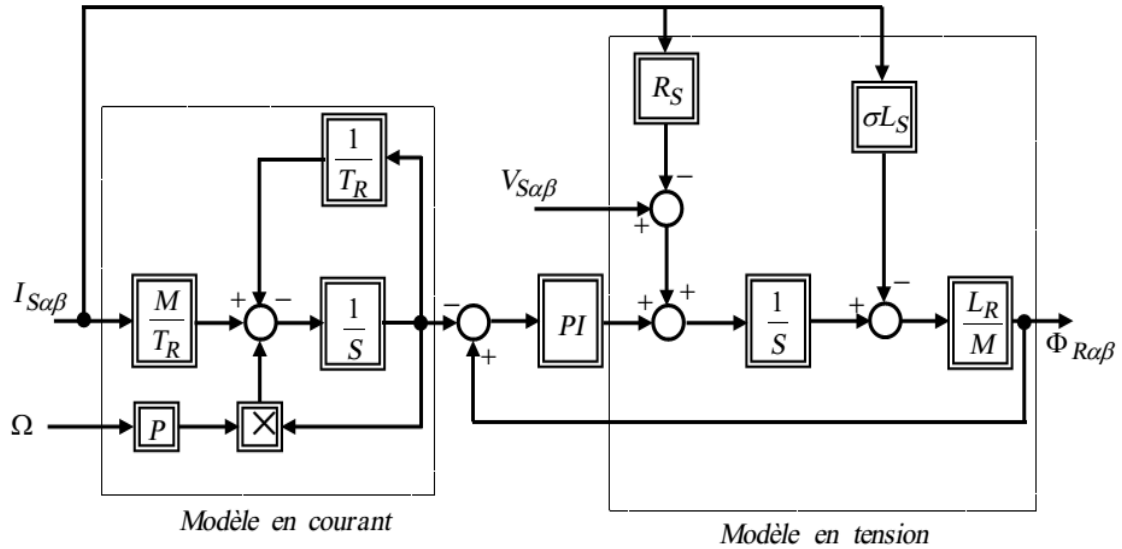


Fig. (III.3) observateur de flux rotorique.

III.4 Résultats de simulation de la MAS avec association de l'observateur :

Les résultats de simulation suivante sont été obtenu pour $K_i=5.10^{-3}$, $K_p=10^{-8}$.

La figure (III-4) représente le schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone et l'observateur en boucle fermé :

Les tests qu'on a effectué pour valider notre observateur sont :

- Simulation avec variation de la vitesse.
- Simulation avec l'inversion de vitesse.
- Simulation avec variation de la charge.
- Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III-5), (III- 6), (III-7) et (III-8).

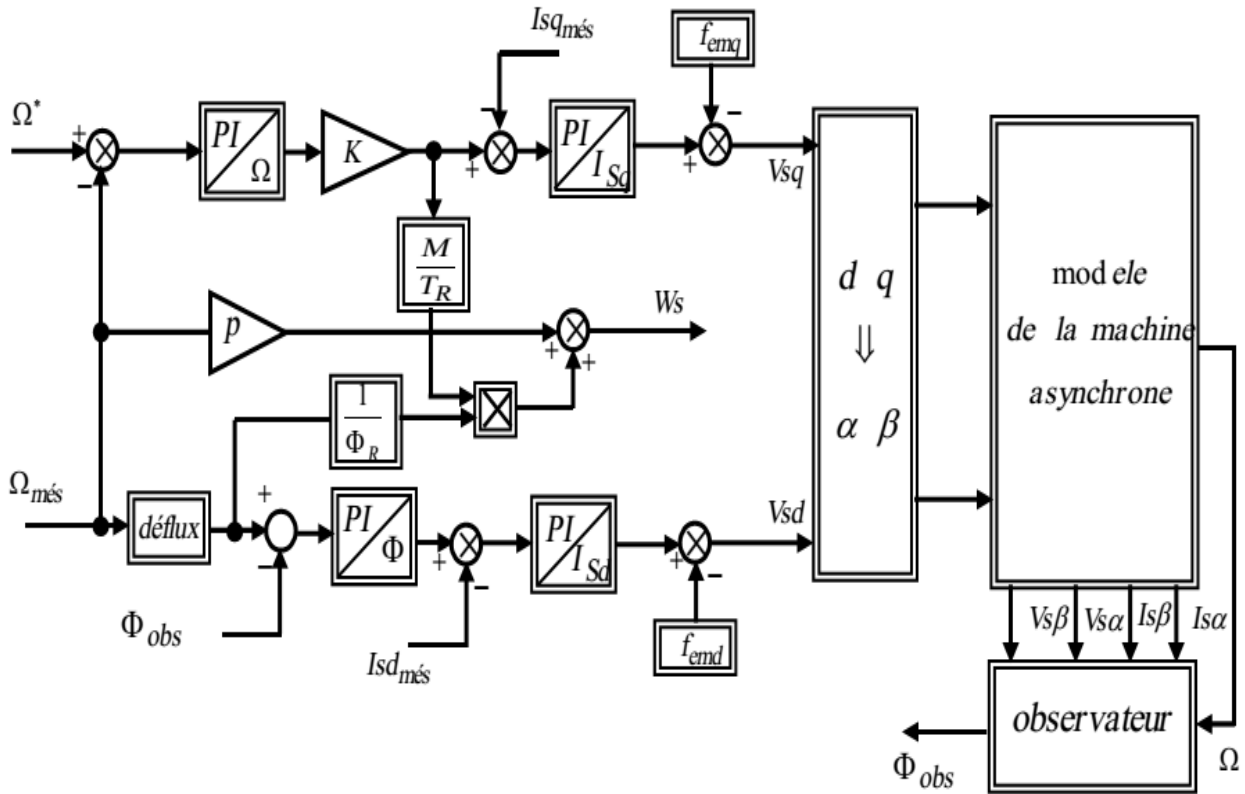
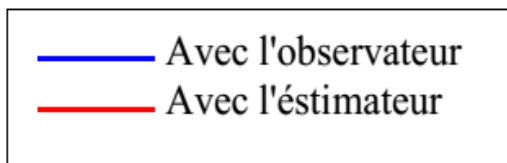


Fig. (III.4) schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone et l'observateur en boucle fermée.



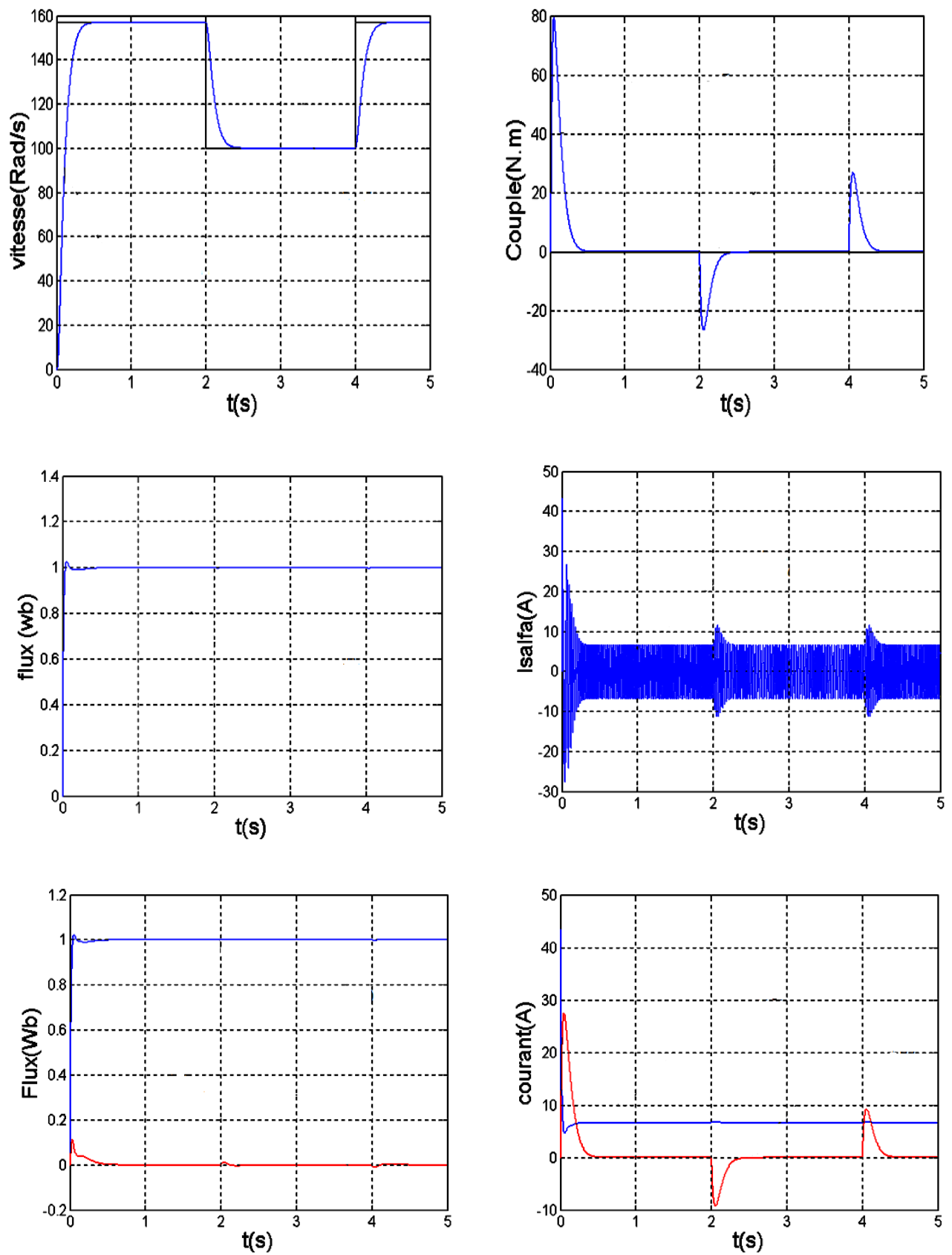


Fig. (III.5) Simulation avec la variation de la vitesse.

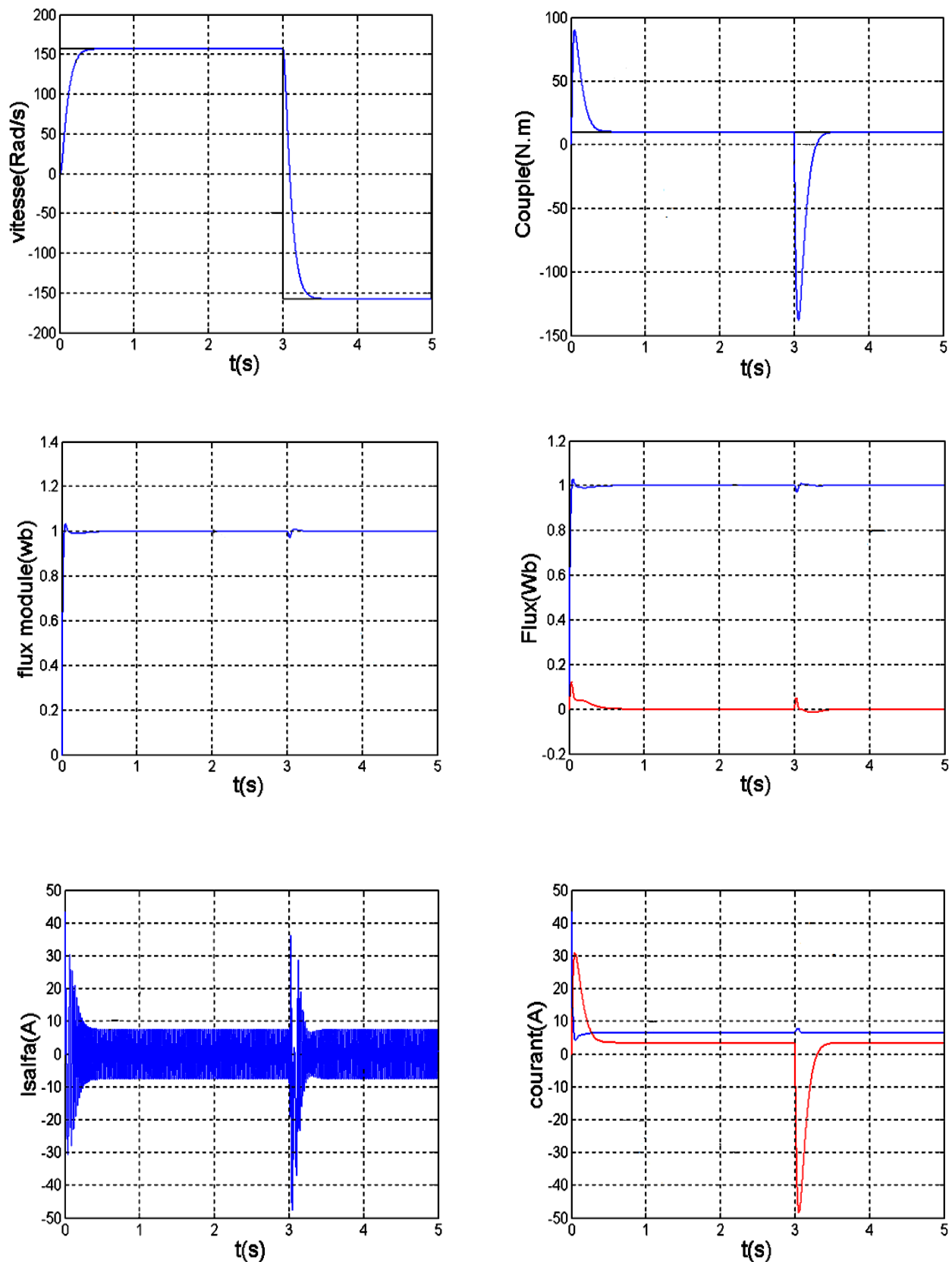


Fig. (III.6) Simulation avec l'inversion de vitesse.

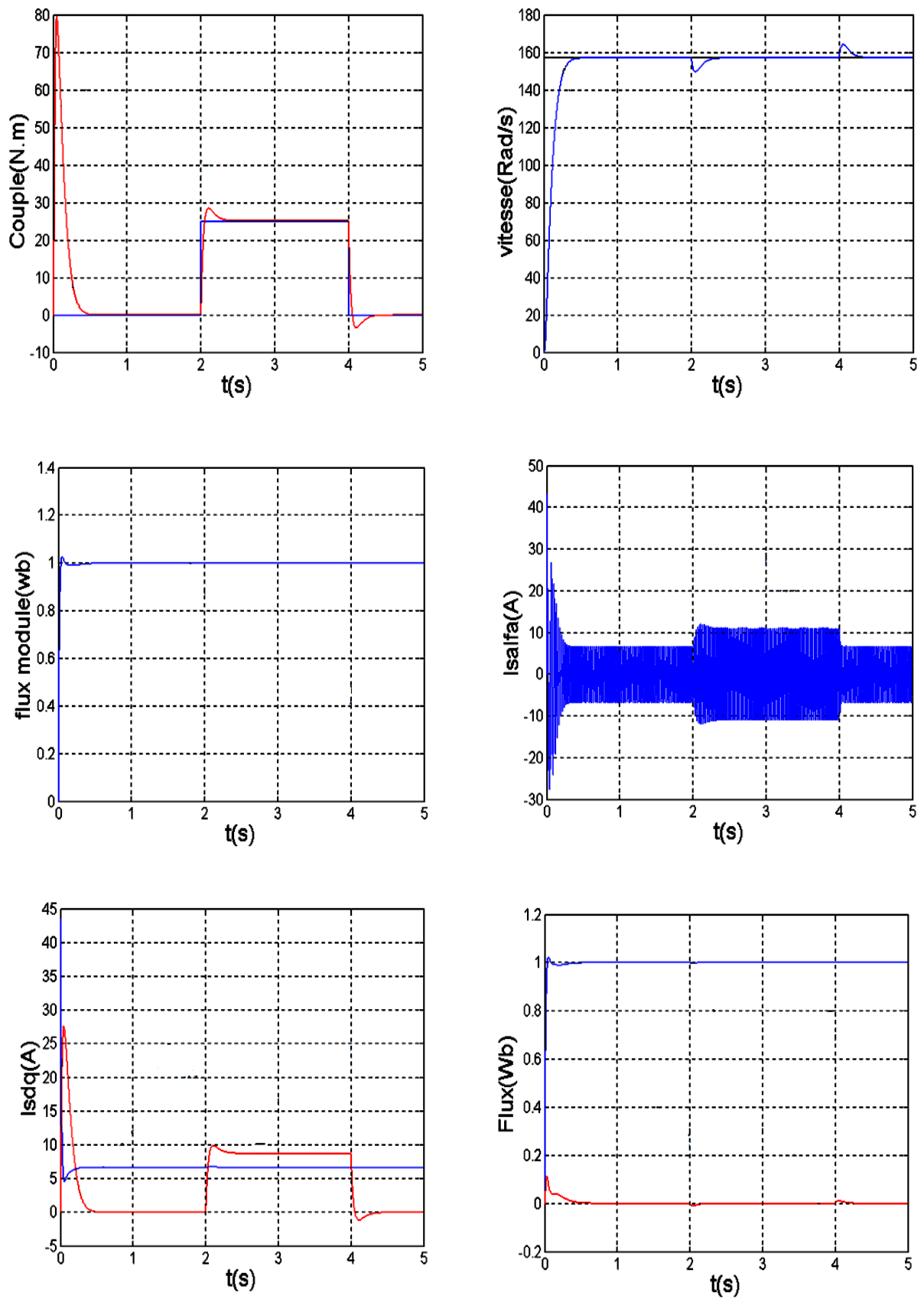


Fig. (III.7) Simulation avec la variation de la charge.

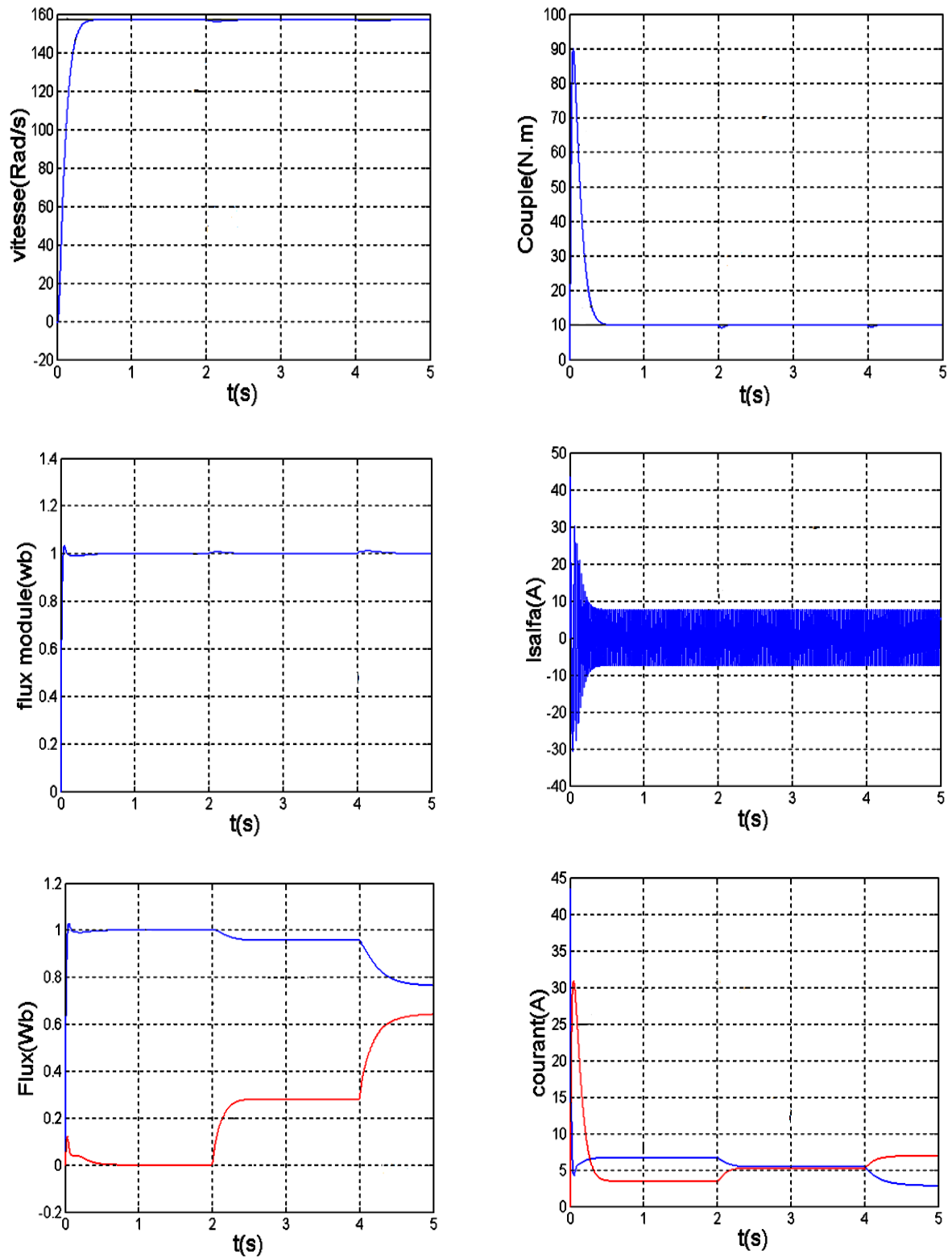


Fig. (III.8) Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

III.5 Interprétation des résultats de simulation :

Les résultants de simulation avec la variation de la vitesse, l'inversion de vitesse et la variation de charge montre que :

- ✚ La vitesse suit parfaitement sa consigne.
- ✚ Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge et présent des pics au moment de la variation de vitesse.
- ✚ La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique φ_R .

Dans le teste de robustesse nous avons augmenté la résistance au premier lieu à 50% dans l'intervalle [2, 4] s, puis à 100 % dans l'intervalle [4, 5] s, dans ces cas on constate que les résultats de simulation montre l'insensibilité de la commande avec l'association de l'observateur MAS au variation de résistance rotorique.

On note cependant que le système perd l'orientation du flux rotorique.

III.6 Étude comparative :

III.6.1 Simulation avec la variation de la charge :

Ce test est représenté par la figure (III.9) où on applique un couple résistant de (25N.m) entre $t_1=2s$ et $t_2= 4s$.

- ✚ On constate également que la vitesse suit sa nouvelle référence avec des perturbations dans les deux types de reconstruction de flux rotorique.
- ✚ on remarque également que le couple électromagnétique en charge suit parfaitement sa référence dans les deux techniques mais dans le cas de l'observateur le pic de régime transitoire soit inférieur à celui présenté dans le cas de l'estimateur
- ✚ Les deux courbes de flux prennent la valeur 1 et restent toujours constantes quel que soit les variations appliquées mais dans le cas de l'observateur le temps de réponse est très court et le dépassement est faible amplitude.

Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire.

III.6.2 Simulation avec l'inversion de sens de rotation :

Les résultats montrent que la vitesse suit parfaitement la consigne avec le même temps de réponse dans les deux techniques.

Les deux courbes de flux prennent la valeur 1 avec un temps de réponse plus court dans l'intervalle de l'inversion du sens de rotation (ce la est dans le cas de l'observateur).

Ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité de la commande avec l'association de l'observateur.

Le courant statorique présente des oscillations à l'instant de l'inversion du sens de rotation avec une amplitude inférieure dans le cas de l'observateur.

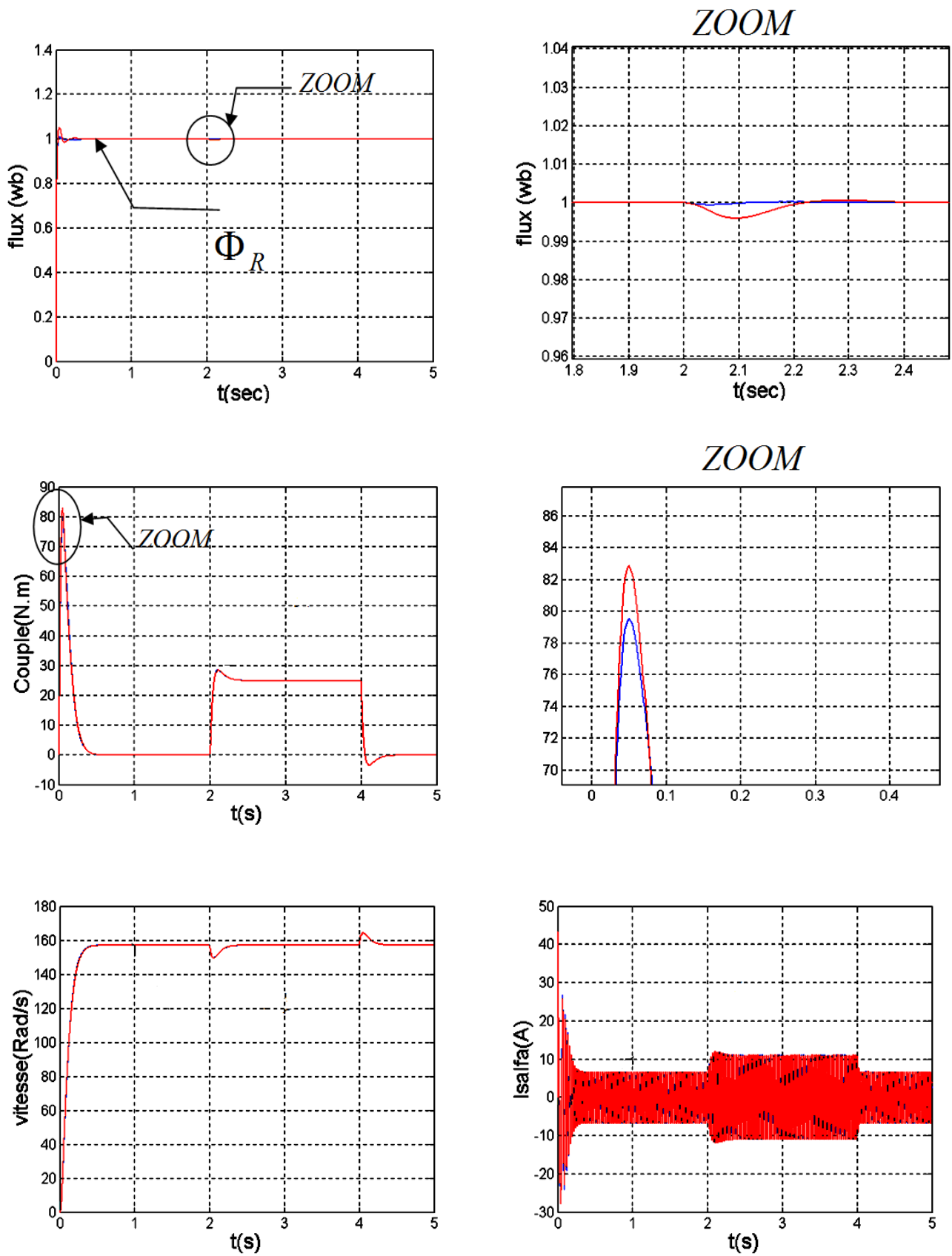
III.6.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique :

La résistance rotorique R_R sera augmentée de 50% à l'instant $t=2s$ et à l'instant $t=3s$ sera augmentée de 100%.

Les résultats sont présentés sur la figure (III.11).

- ✚ La vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références.
- ✚ Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 2s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($R_R = 1.8 \Omega$) aucunes variation sur les courbes des flux dans les deux cas (le découplage est parfaitement réalisé), A $t = 2s$, la résistance devient $1.5R_R$.

A partir de cet instant, on constate la divergence des courbes de flux ainsi le découplage est touché par cette variation dans le cas de l'estimateur mais dans le cas de l'observateur le découplage réalisé.

Fig. (III.9) Simulation avec la variation de la charge à $t = 2$ s.

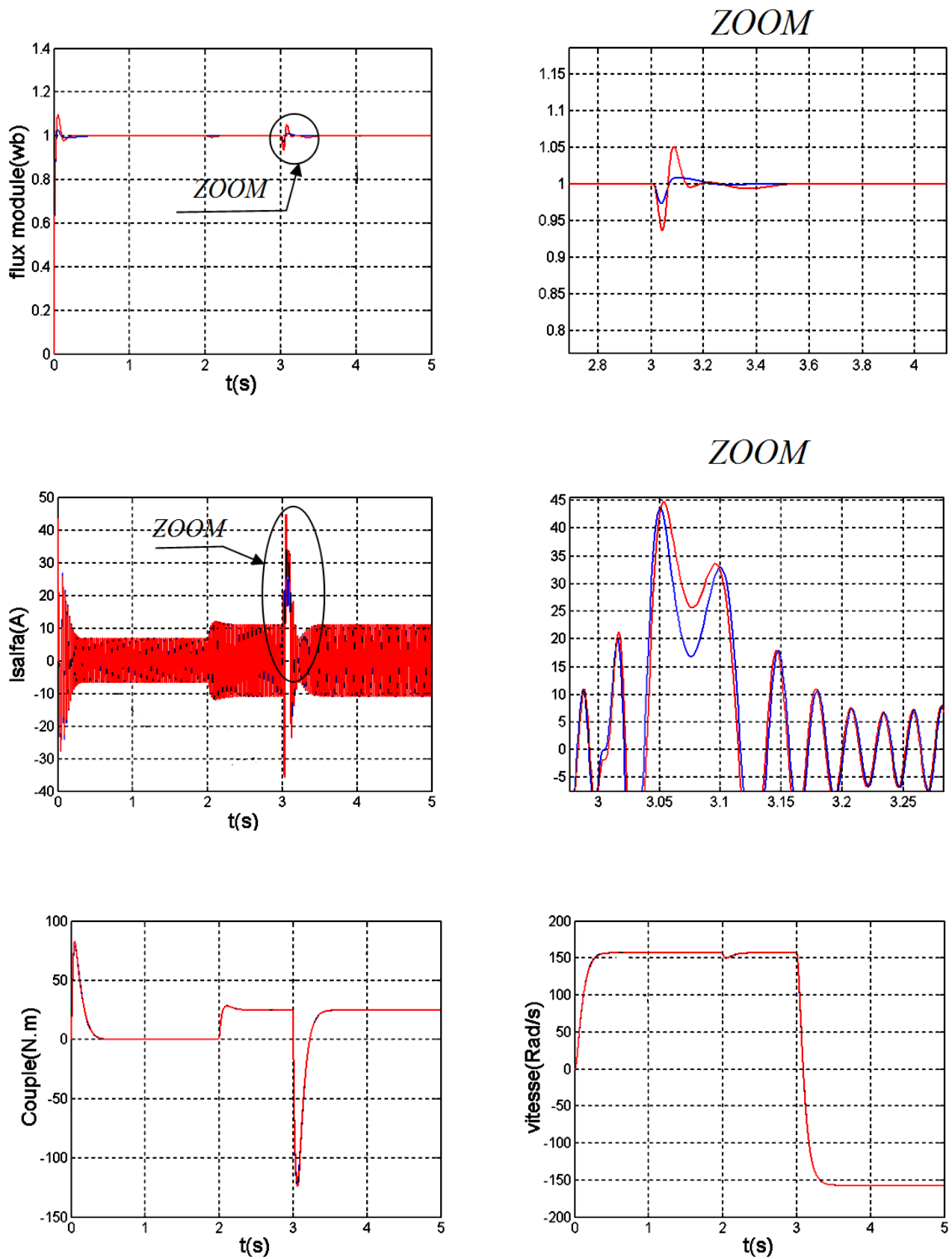


Fig. (III.10) Simulations avec l'inversion de sens de rotation à $t = 3$ s
avec $C_r = 25$ N.m à $t = 1$ s.

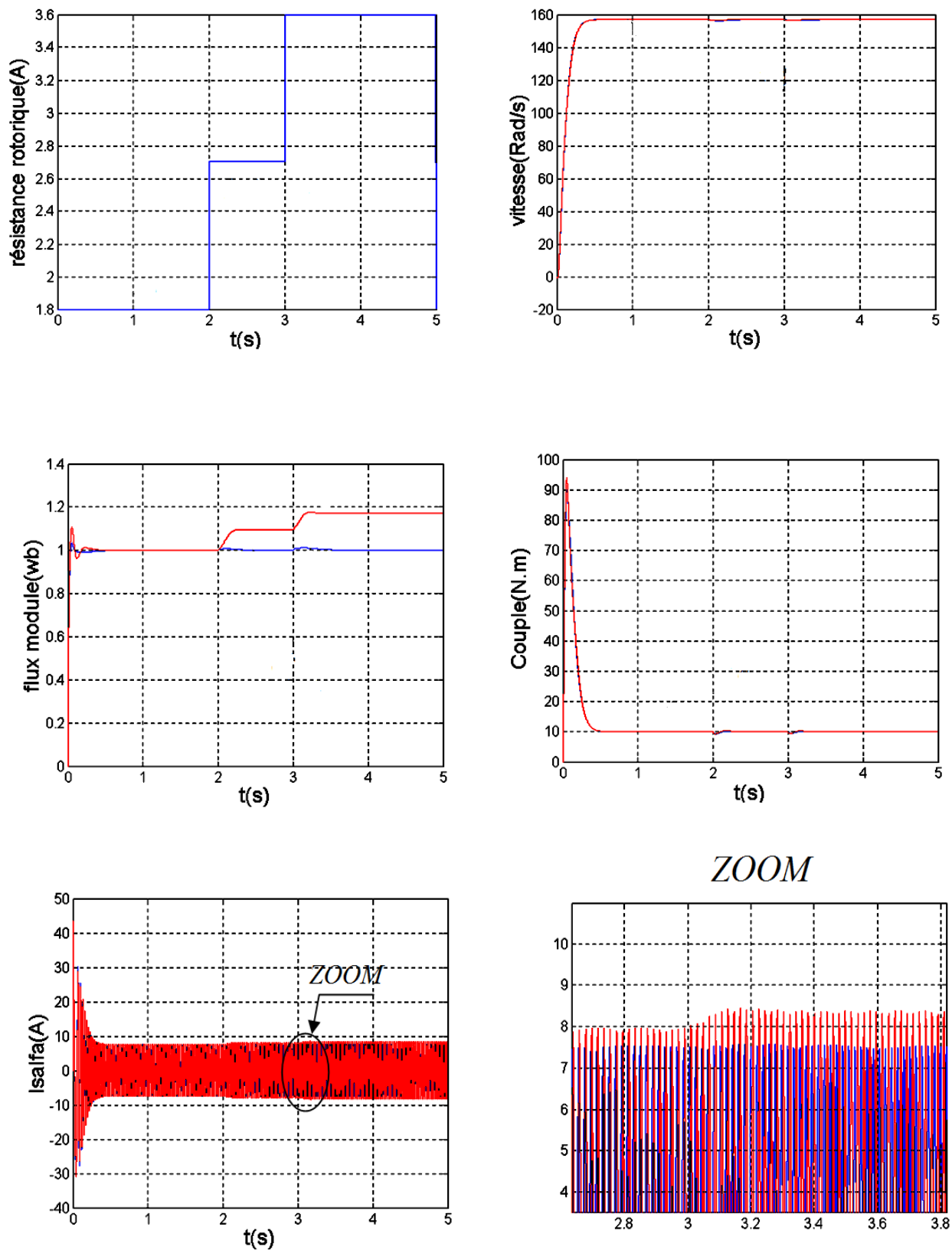


Fig. (III.11) Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique
Avec $C_r = 10$ N.m.

III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté une introduction sur les observateurs d'état et introduit l'observateur proposé "modèle amélioré de Gopinath" pour la reconstruction du flux rotorique.

En effet, les résultats obtenus avec l'utilisation de ce modèle amélioré de Gopinath ont démontré de bonnes performances et une robustesse tant en régime dynamique qu'en régime permanent.

En fin de chapitre, nous avons effectué une étude comparative des résultats obtenus par les deux techniques, à savoir l'estimateur et l'observateur, pour la reconstruction du flux.

Les résultats de simulation ont montré que l'utilisation de l'observateur est essentielle dans la commande vectorielle des machines asynchrones. Le régime transitoire est court et l'erreur d'estimation tend vers zéro en régime permanent, confirmant ainsi la validité des tests effectués sur l'observateur.

En conclusion, nous pouvons affirmer que l'utilisation de l'observateur apporte une amélioration à la structure en boucle fermée. Cependant, il est important de noter que ce la nécessite la connaissance de la vitesse de rotation du rotor de la machine.



CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté propose la synthèse d'une commande vectorielle directe conventionnelle du moteur asynchrone triphasé (moteur à induction) commandé en tension. basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. Le but de ce travail est de réaliser une commande vectorielle plus performante et moins sensible aux variations paramétrique en utilisant une technique de reconstruction du flux rotorique.

Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone pour montrer que ce modèle est compliqué, comprend des non linéarités et un fort taux de couplage. afin de réduire cette complexité on a utilisé la transformation de PARK. A cet effet nous avons traité le cas de la commande en tension.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle, méthode répandue dans les publications internationales qui l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Nous avons présenté la méthode directe dans le cas de l'orientation du flux rotorique avec un simple estimateur de flux.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté théoriquement les observateurs d'états et on a proposé l'observateur "improve gopinath modele", cet observateur basé sur la résolution séparée des équations du stator et du rotor. Les résultats des simulations de la commande vectorielle directe avec l'observateur de flux proposé montrent que l'utilisation de ce dernier est importante dans la commande : le régime transitoire est court, l'erreur d'estimation tend vers zéro dans le régime permanent et le découplage est vérifié malgré que l'orientation du flux rotorique est perdue. une étude comparative dans le quatrième chapitre permet de montrer que la commande avec l'association de l'observateur donne des résultats plus performants.

Cependant des améliorations à notre travail peut être apportées dans le futur, on suggère pour cela l'utilisation d'autre observateur plus performant tel que le filtre de Kalman.



Annexe

A- PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

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

Puissance nominale	4KW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	15A
Nombre de pole	4
Cos φ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

Paramètres électriques :

Résistance statorique	1.2 Ω
Rrésistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique du stator	0.1554 H
Inductance cyclique du rotor	0.1568 H
Inductance mutuelle	0.15 H

Paramètres mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.07 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.00 SI

B-TRANSFORMATION DE CLARK ET PARK

B-1 Transformation de Park

La matrice de passage P^{-1} et son inverse P sont données par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & 1 \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

B-2 Transformation de Clark

La matrice de passage C^{-1} et son inverse C sont données par :

$$C = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad C^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

B-3 Passage $(\alpha, \beta) - (d, q)$:

Le passage aux repère (d, q) à (α, β) s'effectue alors tout simplement au moyen de la matrice de rotation $[R]$ de sorte que : $[X]_{dq} = [R][X]_{\alpha\beta}$

Avec: $[R] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix}$

Et Le passage aux repère (α, β) à (d, q) est donnée par : $[X]_{\alpha\beta} = [R]^{-1} \cdot [X]_{dq}$

Avec: $[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix}$

C- RECONSTRUCTION DU FLUX ROTORIQUE

La reconstruction de flux rotorique se fait par trois moyenne, mesure directe, estimation ou observation :

C-1 Mesure directe

L'importance capitale pour la commande directe est de donner des informations précises sur l'amplitude et la phase du fondamentale du flux rotorique ceci peut se faire par deux moyens :

-Mesure du flux dans l'entrefer :

La détermination directe de l'amplitude et de la phase du flux rotorique est possible par la mesure des deux composantes du flux magnétisant $\Phi_{m\alpha}$, $\Phi_{m\beta}$ à l'aide des deux capteurs à effet HALL, placés orthogonalement l'un par rapport à l'autre à la périphérie de l'enroulement statorique (coté entre fer).

L'équation (A-1) donne les relations entre le flux magnétique captés et l'amplitude puis la phase du flux rotorique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{R\alpha} = \frac{L_R}{M} \Phi_{m\alpha} - \sigma \cdot L_R \cdot I_{S\alpha} \\ \Phi_{R\beta} = \frac{L_R}{M} \Phi_{m\beta} - \sigma \cdot L_R \cdot I_{S\beta} \\ \|\Phi_R\| = \sqrt{(\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2)} \\ \theta_S = \arctan\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \end{array} \right. \quad (A-1)$$

-Mesure directe des courants rotorique :

Cette méthode de mesure consiste à installer deux capteurs de courant à effet HALL sur le rotor pour capter l'image des courants rotorique, ces capteurs sont espacés de 90 degré, Le flux rotorique est donc calculé à partir des courants statoriques et rotoriques à l'aide des relations suivantes :

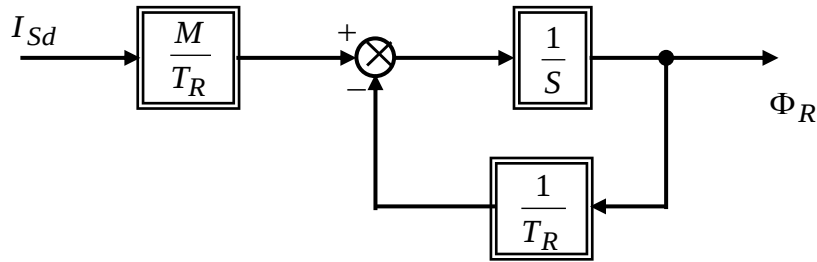
$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{R\alpha} = M \cdot I_{S\alpha} + L_R \cdot I_{R\alpha} \\ \Phi_{R\beta} = M \cdot I_{R\beta} + L_R \cdot I_{R\beta} \\ \|\Phi_R\| = \sqrt{(\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2)} \\ \theta_S = \arctan\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \end{array} \right. \quad (A-2)$$

C - 2 Estimation du flux rotorique :

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique une autre technique favorisée par développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tensions) et d'un modèle de la machine.

L'estimateur de flux rotorique est représenté par l'équation suivante :

$$\Phi_R = -T_R \frac{d\Phi_R}{dt} + M.I_{Sd} \quad (A-3)$$



Fig(A-1) : Estimateur du flux rotorique

Cet estimateur nécessite l'utilisation de capteur de courant.

Les principaux avantages de cet estimateur sont :

- Sa très grande simplicité de réalisation qui demande un faible temps de calcul.
- Sa dépendance paramétrique par rapport a un seul paramètre T_R
- il ne nécessite pas la connaissance de la vitesse ou de la position du rotor.

Cette structure d'estimation présente aussi certains inconvénients dont les principaux sont :

-Influence de la sensibilité de la résistance rotorique :

on observe assez couramment une sous estimation de la résistance rotorique . En effet, en supposant que le rotor s'échauffe régulièrement en cours de fonctionnement, la résistance rotorique de la machine augmente et s'écarte progressivement de valeur estimée. Par contre, le cas où l'erreur d'identification implique une surestimation de la résistance rotorique est plus rarement observée en cours du fonctionnement, mais peut être la conséquence d'un défaut dans l'estimation de la résistance.

-Effets des bruits et erreurs de mesures :

La présence d'une composante continue (offset), même de très faible valeur dans le courant due essentiellement aux erreurs de mesures inhérentes au capteur de courant, provoque des déviations du flux pour toutes les fréquences de fonctionnement. Cette déviation est plus importante s'il y a une erreur en plus dans la résistance rotorique.

Ces problèmes de robustesse et de mise en œuvre sont à l'origine du développement de méthode d'estimation d'états (observateur).

BIBLIOGRAPHIE

[01] : Frank Morand "technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machine asynchrones "thèse de doctorat, école doctorale : électronique, électrotechnique, automatique de Lyon 2005.

[02] : R. Abdessemed, M. Kadjoudj, «Modélisation des machines électriques », Pressede l'université de Batna. 1997.

[03] : G.Grellet, G.Clerc " Actionneurs Electriques, principe, modèles, commande. " collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.

[04] : J-Pierre, J-Paul Hautier, J-Faucher, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone,". Electrotechnique, France, Octobre1995.

[05] : chaiche kamel, ben halis mohamed," Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone". Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed BOUDIAF M'SILA JUIN 2003.

[8] : Eric. Carter, Alberto Bellini, Dustin Murdock, and Robert D.lorenz.

"Comparative evaluation of flux observers in a high performance Drives testbed" University of Parma, Parco area delle scienze, 181/A, Italy.

[9]: H.T.Nam,K.J.Lee.J.W.choimH.G.Kim "analysis of flux observers using parameter sensivity" KyungbuK national university.1370 sanKyuK-dong,BuK-Gu,Taegu 702-701,south Korea.

Résumé : Le travail, sur la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension . cette dernière est un procédé relativement difficile à commander puisque son modèle comporte des non-linearités et un fort taux de couplage et est sujet à des fortes variations paramétriques fonction de son état magnétique et thermique. La commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique sur l'axe d a été exploitée pour améliorer les performances en boucle fermée en utilisant un simple estimateur de flux rotorique .néanmoins, les variations paramétriques participent à leurs dégradation. et en remplaçant l'estimateur par un observateur de flux rotorique. Pour Une étude comparative entre la commande en utilisant une fois un estimateur et une autre fois un observateur de flux montre que les résultats avec un observateur de flux sont mieux atteints.

Mots Clefs : machine à induction, commande vectorielle, régulation, estimateur de flux, observateur de flux.

المخلص : يتمحور العمل على التحكم المباشر بالأمر الاتجاهي للماكينة الحثية المتغيرة السرعة المغذاة بالجهد. هذا الأمر صعب نسبياً للتحكم فيه لأن نمودجه يحتوي على عدم الخطية ومعدل ارتباط عالٍ ومعرض لتغيرات قوية في المعلمات تعتمد على الحالة المغناطيسية والحرارية الخاصة به. تم استغلال التحكم المباشر بالأمر الاتجاهي لتوجيه تدفق الروتور على المحور d لتحسين الأداء في حلقة الربط المغلقة باستخدام مقدر بسيط لتدفق الروتور. ومع ذلك، تساهم التغيرات في المعلمات في تدهور أدائهم. وباستبدال المقدر بمراقب لتدفق الروتور. يوضح الدراسة المقارنة بين التحكم باستخدام مقدر مرة واحدة ومرة أخرى باستخدام مراقب لتدفق أن النتائج مع مراقب التدفق تتحقق بشكل أفضل.

الكلمات المفتاحية : محرك التيار المستمر، آلة الحث، التحكم الاتجاهي، التنظيم، مقدر التدفق، مراقب التدفق.

Summary : The work is focused on the direct vector control of the voltage-fed asynchronous machine. The latter is a relatively challenging process to control due to its nonlinearities, high coupling rate, and susceptibility to significant parametric variations depending on its magnetic and thermal state. Direct vector control through rotor flux orientation on axis d has been utilized to improve closed-loop performance using a simple rotor flux estimator. However, the parametric variations contribute to their degradation. By replacing the estimator with a rotor flux observer, a comparative study between using an estimator and using a flux observer demonstrates that better results are achieved with a flux observer.

Keywords: induction machine, vector control, regulation, flux estimator, flux observer.