



N° d'ordre :
N° de série :



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

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

Faculté de Sciences et de La Technologies Filière : Electromécanique

Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

En : Electromécanique
Spécialité : Electromécanique

Thème

**Commande non linéaire adaptative avec
observateurs d'état d'une MAS alimentée en courant**

Devant le Jury composé de :

Dr. MILOUDI Khaled

Président

Dr. LABIADH Chouaib

Examineur

Dr. MOHREM Abdelkrim

Examineur

Dr. DJOKHRAB Ala Edinne

Encadreur

Présenté par :

BELAI Mohammed

CHERIGUI Aymen

HAMIDA Djalel

HOMMADI Youcef

2021-2022

Dédicace

A Toute Nos Familles

Aucun langage ne saurait exprimer mon respect et ma considération pour votre soutien et encouragements. Nous vous dédions ce travail en reconnaissance de l'amour que vous nous offrez quotidiennement et votre bonté exceptionnelle. Que Dieu le Tout Puissant vous garde et vous procure santé et bonheur.

Remercîment

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à notre encadreur de mémoire, Monsieur Djokhrab Ala Eddine nous le remercions de nous avoir encadré, orienté, aidé et conseillé.

Nous adressons notre sincères remerciements à tous les professeurs, intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont guidé mes réflexions et ont accepté de me rencontrer et de répondre à mes questions durant mes recherches.

Nous remercions nos très chers parents, qui ont toujours été là pour moi. Et tous nos familles et amis.

À tous ces intervenants, nous présentons nos remerciements, nos respects et notre gratitude.

s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du stator
d, q	Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant
α, β	Axe correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants statoriques dans le référentiel (α, β)
$i_{d s}, i_{q s}$	Courants statoriques dans le référentiel (d, q)
i_s	Vecteur courant statorique
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Tensions statoriques dans le référentiel (α, β)
$v_{d r}, v_{q r}$	Tensions statoriques dans le référentiel (d, q)
v_s	Vecteur tension statorique
$\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$	Flux rotoriques dans le référentiel (α, β)
$\phi_{d r}, \phi_{q r}$	Flux rotoriques dans le référentiel (d, q)
ϕ_r	Vecteur flux rotoriques
ω_s	Vitesse synchrone
ω_r	Vitesse électrique du rotor
ω_{gl}	Vitesse de glissement
Ω	Vitesse mécanique du rotor
P	Nombre de paire de pôle
c_{em}	Couple électromagnétique
c_r	Couple de charge
j	Moment d'inertie de la partie tournante
L_m	Inductance mutuelle cyclique
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
r_s, r_r	Résistances du stator et du rotor
T_r	Constante de temps rotorique
θ_r	Inverse de la Constante de temps rotorique
*	Indication du grandeur de référence
^	Indication des grandeur de estimées
~	Indication des erreurs d'estimées

Sommaire

Dédicace

Remerciment

Listes des symboles

Sommaire

Introduction I

Chapitre I Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1. INTRODUCTION	3
I.2. MODELE GENERALE DE LA MACHINE	3
I.3. TRANSFORMATION DE PARK	7
I.4. CHOIX DE REFERENTIEL.....	10
I.5. REPRESENTATION D'ETAT DU SYSTEME	11
I.6. MODEL REDUIT	13
I.7. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE	13
I.8. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	14
I.9. INTERPRETATIONS DES RESULTATS DE SIMULATION	15
I.10. MODELISATION DE L'ONDULEUR	16
I.11. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ASSOCIE A L'ONDULEUR A HYSTERESIS	21
I.12. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ASSOCIE A L'ONDULEUR A HYSTERESIS.....	22
I.13. INTERPRETATIONS DES RESULTATS DE SIMULATION	24
I.14. CONCLUSION	24

Chapitre II Commande Non Linéaire de la Machine Asynchrone

II.1. INTRODUCTION	26
II.2. SYSTEMES MONO-ENTREE MONO-SORIE (SISO).....	26
II.3. SYSTEME MULTI-ENTREE MULTI-SORTIE (MIMO)	35
II.4. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE	41
II.5. CONCLUSION.....	51

Chapitre III Commande non Linéaire Adaptive

III.1. INTRODUCTION	53
III.2. PRINCIPE D'UN ESTIMATEUR	54
III.3. PRINCIPE DES OBSERVATEURS	54
III.4. APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	56
III.5. OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET	57
III.6. OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT DE FLUX	63
III.7. OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT DE LUNBERGER	68
III.8. CONCLUSION	72

Chapitre IV Commande non Linéaire Adaptive

IV.1. INTRODUCTION	74
IV.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTAIVE	74
IV.3. ADAPTATION PAR LA METHODE DU MODELE DE REFERENCE (MRAC)	75
IV.4. COMMANDE ADAPTTIVE PAR LA METHODE DU GRADIENT	83
IV.5. COMMANDE ADAPTATIVE COMPOSEE (COMPOSITE ADAPTATION).....	93
IV.6. CONCLUSION	100
CONCLUSION GENERALE	103
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	106
RESUME	108
SUMMARY	108

Liste des figures

Fig.(I.1) Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.	8
Fig.(I.2) Démarrage en pleine tension suivi d'une perturbation $C_r=10N.m \text{ à } t=0.5s$	15
Fig. (I.3) Schéma de l'onduleur de tension.....	17
Fig. (I.4) Schéma d'un bras de l'onduleur.	17
Fig. (I.5) Schéma équivalent de l'onduleur.....	18
Fig.(I.6) Schéma de comparateur à hystérésis.....	20
Fig.(I.7) Comparaison des courants de références avec les courants réels.....	21
Fig. (I.8) Stratégie delta : l'allure de courant statorique et la fonction logique F1.	21
Fig. (I.9) Evolution des paramètres de la machine asynchrone associée à un onduleur hystérésis ...	22
Fig. (I.10) Evolution des paramètres de la machine asynchrone associée à un onduleur hystérésis,	23
Fig. (II.1) Linéarisation exacte par retour d'état. Forme canonique de Brunovsky.	32
Fig. (II.2) Boucles de réglage et de linéarisation.	33
Fig. (II.3) Linéarisation partielle et dynamique interne.	34
Fig. (II.4) Evolution de l'état du système dans l'espace de la dynamique des zéros pour le	36
Fig. (II.5) Linéarisation exacte (systèmes MIMO) : a. Boucles de Linéarisation et de réglage.b. Forme canonique de Brynowsky.	40
Fig. (II.6) Systèmes MIMO. Linéarisation partielle et dynamique interne.....	42
Fig. (II.7) Commande non linéaire appliquée sur la MAS.....	46
Fig. (II.8) Commande non linéaire en courant de la MAS.	47
Fig. (II.9.a) Commande non linéaire en courant avec inversion du sens de rotation à $t=4s$	49
Fig. (II.9.b) Commande non linéaire en courant avec inversion de sens du rotation à $t=4s$	50
Fig. (II.10.a) Commande non linéaire en courant avec application.....	51
Fig. (II.10.b) Commande non linéaire en courant, avec application d'une charge de $10 N.m$ pour $t \in [2,3]$	4
Fig. (III.1) Principe d'un estimateur.	56
Fig. (III.2) Structure d'un observateur.....	57
Fig. (III.3) Schéma de la commande non linéaire avec observateur de flux et de courant.....	61
Fig. (III.4) Observateur de flux et de courant.	62
Fig. (III.5.a) Commande non linéaire avec observation de flux et de courant.....	63
Fig. (III.5.b) Commande non linéaire avec observation de flux et de courant.....	64
Fig. (III.6) Schéma de la commande non linéaire avec observateur de flux.....	68
Fig. (III.8.a) Commande non linéaire avec observateur d'ordre réduit.	69
Fig. (III.8.b) Commande non linéaire avec observateur d'ordre réduit de flux	70

Fig. (III.10.a) Commande non linéaire avec observateur de Luenberger de flux.....	74
Fig. (III.10.b) Commande non linéaire avec observateur de Luenberger de flux.....	75
Fig. (IV.1) Commande adaptative par modèle de référence.....	78
Fig. (IV.2) Adaptation de par la méthode de MRAC avec observateur non adapté.....	83
Fig. (IV.3.a) Commande non linéaire avec adaptation de par la méthode de MRAC et observateur non adapté.	84
Fig. (IV.3.b) Commande non linéaire avec adaptation de par la méthode de MRAC et observateur non adapté.....	85
Fig. (IV.4) Adaptation de par la méthode de MRAC avec observateur adapté.	86
Fig. (IV.5.a) Commande non linéaire avec adaptation de par la méthode de MRAC et observateur adapté.	87
Fig. (IV.5.b) Commande non linéaire avec adaptation de par la méthode de MRAC et observateur adapté.	88
Fig. (IV.6) Schéma bloc de l'algorithme d'adaptation par la méthode du gradient.....	91
Fig. (IV.7) Adaptation de par la méthode du gradient avec observateur non adapté.....	93
Fig. (IV.8.a) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode du gradient et observateur non adapté.....	94
Fig. (IV.8.b) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode du gradient et observateur non adapté	95
Fig. (IV.9) Adaptation de par la méthode du gradient avec observateur adapté.	96
Fig. (IV.10.a) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode du gradient et observateur adapté.	97
Fig. (IV.10.b) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode du gradient et observateur adapté.	98
Fig. (IV.11) Adaptation composée de	99
Fig. (IV.12) Adaptation de par la méthode d'adaptation composée avec observateur non adapté.	100
Fig. (IV.13.a) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode d'adaptation composée et observateur non adapté.....	101
Fig. (IV.13.b) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode d'adaptation composée et observateur non adapté.....	102
Fig. (IV.14) Adaptation de par la méthode d'adaptation composée et observateur adapté.	103
Fig. (IV.15.a) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode d'adaptation composée et observateur adapté.	104
Fig. (IV.15.b) Commande linéarisante avec adaptation de par la méthode d'adaptation composée et observateur adapté.	105

Introduction

Générale

L'objectif principal du contrôle de tout actionneur électrique est d'obtenir un couple maximal par courant électrique et flux magnétique, et de contrôler le couple indépendamment du flux qu'il crée pendant une longue période, et pour cela le moteur le plus approprié pour cette idée était le moteur à courant continu. Pour ce type de machine, pour obtenir de bonnes et hautes performances dynamiques, il suffit de maintenir le débit à son niveau nominal et d'ajuster le courant pour obtenir le couple requis [1].

De ce fait, le moteur à courant continu a un coût de maintenance très élevé et n'est donc pas adapté aux environnements hostiles du fait de la ductilité des systèmes de balais assemblés. En tant que solution à ce problème, la machine asynchrone présente des avantages attractifs tels que le faible coût, la durabilité et la simplicité. Mais sa structure dynamique et non linéaire le rend difficile à contrôler. Dans une machine asynchrone, le courant du stator est la source à la fois du courant et du flux magnétique dans le rotor, et ils ne peuvent pas être séparés du rotor comme dans le cas d'une machine à courant continu [2].

La commande non linéaire développée par Isodori a l'avantage de pouvoir contrôler indépendamment le couple et le débit même lorsque le débit est modifié. Par rétroaction non linéaire. Chacun de ces sous-systèmes forme une boucle de régulation indépendante pour une variable particulière (vitesse, couple, débit, flux etc...).

Un autre avantage important de la commande non linéaire est la possibilité de fonctionner dans un cadre de référence fixe. Ainsi, nous n'avons pas besoin de convertir la trame et cela aide à réduire le temps de calcul.

L'application de la commande linéarisant sur la machine asynchrone est l'objet de plusieurs publications [3], [4], [5], [6].

Les applications en commande non linéaire sur le dispositif asynchrone se traduisent par une linéarité micro ou partielle selon le référentiel de travail et le choix de sortie. Dans le cas d'une linéarité partielle, la dynamique interne est liée à la commande dont la stabilité doit être prise en compte.

Dans la commande non linéaire de la machine asynchrone, la connaissance de la valeur du flux rotorique est exigée. L'utilisation d'un capteur de flux encombre l'installation mécanique et présente une fragilité et un manque de précision face à ces problèmes on fait recours à l'utilisation d'observateurs numériques pour l'estimation du flux.

Les méthodes d'estimation simulent en générale les équations du modèle avec introduction des termes correcteurs pour réduire la sensibilité aux variations paramétriques et aux bruits de mesure. Suivant le nombre des états à estimer, on distingue entre les observateurs d'ordre complet et les observateurs d'ordre réduit.

Le principe de l'algorithme de commande non linéaire dépend fortement des paramètres de la machine tels que la constante de temps du rotor. Au cours des travaux, ces paramètres sont sujets à des changements importants dus à plusieurs phénomènes tels que la saturation des matériaux magnétiques et le changement de température. Ces paramètres doivent donc être adaptés.

Plusieurs méthodes d'adaptation sont proposées dans la littérature [7]. Le principe d'adaptation est de comparer deux grandeurs de même nature (flux, tensions, puissances...) calculés de deux manières différentes, et d'utiliser l'erreur de comparaison pour générer la loi d'adaptation. Dans la commande par modèle de référence, la loi d'adaptation est conçue afin de minimiser l'erreur de poursuite entre les sorties du modèle réel et d'un modèle de référence. Dans la méthode du gradient, on fait une prédiction de la sortie, et en conçoit la loi d'adaptation pour minimiser l'erreur entre cette prédiction et la sortie réelle.

L'objectif de notre travail est de deux choses : le premier travail est de séparer la machine asynchrone par retour d'état linéaire, et le second travail est d'améliorer la structure de contrôle par des moniteurs d'état et des algorithmes pour adapter la constante de temps du rotor.

Dans le premier chapitre de notre travail, nous présenterons la modélisation diphasée de la machine asynchrone et de sa phase de puissance ainsi que la simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en courant par la technologie à hystérésis.

Dans le chapitre II, nous rappelons la théorie de la commande non linéaire et nous ferons l'application sur le modèle de la machine asynchrone.

Dans le chapitre III, nous introduirons l'observation des variables d'état, et nous présenterons un observateur d'ordre complet des flux rotoriques et des courants statoriques. Par la suite un observateur d'ordre réduit de flux rotorique avec terme correcteur en tension sera introduit. Une autre variante de l'observateur d'ordre réduit sera étudiée, il s'agit de l'observateur de Luenberger.

Dans le chapitre IV, nous adaptons la constante de temps du rotor de la machine à l'aide d'un modèle de commande adaptative par référence (ARMC) en réduisant l'erreur de poursuite, à l'aide d'une fonction de Lyapunov. Ensuite, nous avons utilisé la méthode du gradient de couleur qui réduit l'erreur de prédiction. Et nous avons traité le contrôle adaptatif composé de ces deux méthodes. Et nous avons appliqué ces trois méthodes à la commande linéaire de la machine asynchrone avec surveillance des conditions.

En fin nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation de la

Machine

Asynchrone

1.1. INTRODUCTION

Certaines hypothèses simplificatrices doivent être prises en compte, le moteur à induction Trois phases sont conçues avec trois équations pour les tensions de stator et trois équations Tensions tournantes et équation mécanique.

L'idée actuelle de modéliser les machines électriques est basée sur la théorie bi-axiale, qui convertit un système triphasé en un système équivalent biphasé, ce qui réduit la complexité du modèle et nous permet d'étudier les états transitoires.

Dans ce chapitre, nous allons déduire un modèle biphasé d'un moteur à induction triphasé à partir des équations générales. Où nous obtenons un modèle à l'échelle qui ignore la dynamique du stator. Puis nous montrons la modélisation de l'étage d'alimentation.

1.2. MODELE GENERALE DE LA MACHINE

1.2.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [8], [9], [10], [11] :

- La parfaite symétrie de la machine ;
- L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et le courant de FOUCAULT sont négligeables) ;
- La répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer supposé constant, des champs magnétiques de chaque bobinage ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température du fonctionnement et on néglige également l'effet de peau ;
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques ;
- La cage est assimilée à un bobinage triphasé en court-circuit de même nombre ;
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires ;

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

- L'additivité de 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 entre leurs axes magnétiques.

1.2.2. Mise en équations du modèle de la machine asynchrone [9], [12], [13], [14]

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

1.2.2.1 Equations électriques

Les équations électriques de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont :

$$\begin{cases} u_{as} = r_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ u_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ u_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\begin{cases} u_{ar} = r_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ u_{br} = r_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ u_{cr} = r_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

En désignant par :

u_{as}, u_{bs}, u_{cs} : les tensions appliquées aux trois phases statoriques ;

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : les courants qui traversent les trois phases statoriques ;

$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}$: les flux totaux à travers ces enroulements ;

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

$$\begin{pmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Où :

$$[u_{abc s}] = [R_s] [i_{abc s}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc s}] \quad (\text{I.4})$$

Pour le rotor

$$\begin{pmatrix} u_{ar} \\ u_{br} \\ u_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Où :

$$[u_{abc r}] = [R_r] [i_{abc r}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc r}] \quad (\text{I.6})$$

1.2.2.2. Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ .

$$\begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} & L_{m1} & L_{m3} & L_{m2} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} & L_{m2} & L_{m1} & L_{m3} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s & L_{m3} & L_{m2} & L_{m1} \\ L_{m1} & L_{m2} & L_{m3} & l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{m3} & L_{m1} & L_{m2} & L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{m2} & L_{m3} & L_{m1} & L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

L_{ms} : L'inductance mutuelle entre phases statoriques ;

L_{mr} : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Avec :

$$L_{m1} = L_{msr} \cos(\theta)$$

$$L_{m2} = L_{msr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{m3} = L_{msr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Où :

L_{msr} : c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice d'inductances est composée de quatre sous matrices :

$$\begin{pmatrix} \phi_{abc s} \\ \phi_{abc r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [L_{msr}] \\ [L_{mrs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{abc s} \\ i_{abc r} \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec :

La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & l_s & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & l_s \end{pmatrix} \quad (\text{I.9})$$

La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{pmatrix} l_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & l_r & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & l_r \end{pmatrix} \quad (\text{I.10})$$

La matrice des inductances mutuelles :

$$[L_{msr}] = [L_{mrs}]^T = L_m \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{I.11})$$

1.2.2.3. Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{I.12})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie :

$$C_{em} = p(i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}) \frac{d}{d\theta} \left((L_m) \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \right) \quad (\text{I.13})$$

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque :

- L'ordre du système est élevé ;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps on introduit la transformation de Park.

1.3. TRANSFORMATION DE PARK

A cause de la complexité et la non linéarité des équations précédentes il est difficile de simuler le système, alors il est indispensable de transformer le système triphasé équilibré (a, b, c) en un système biphasé (d, q) par la transformation de Park. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [10], [13].

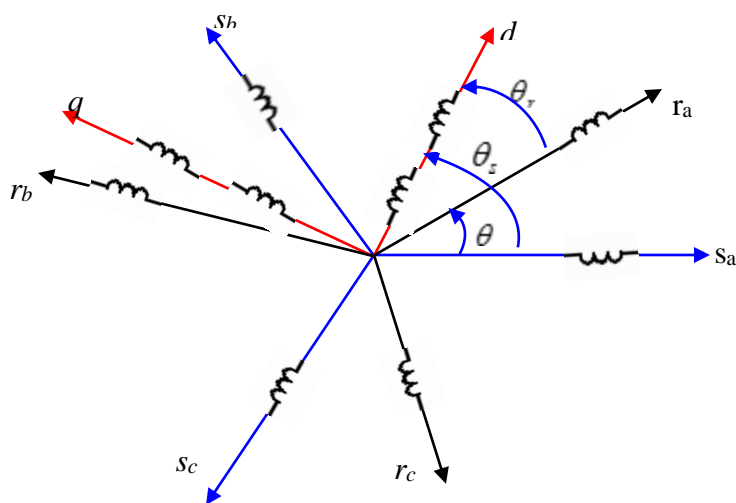


Fig. (I.1) Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

$$\begin{aligned} [d, q] &= A(\theta) [a \ b \ c] \\ [a \ b \ c] &= A^{-1}(\theta) [d, q] \end{aligned}$$

Avec

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$A^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Tel que :

$A(\theta)$: matrice de transformation de Park ;

$A^{-1}(\theta)$: matrice inverse de Park.

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$ pour le stator (angle entre l'axe od et la phase a du stator);

$\theta = \theta_r$ pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase a du rotor);

La composante homopolaire est nulle, pour un système triphasé équilibré.

Dans ces conditions les équations électriques et magnétiques deviennent :

1.3.1. Equations électriques

La transformation de Park des équations électriques donne :

$$\begin{cases} u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{qs} \\ u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \phi_{ds} \\ u_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{qr} = 0 \\ u_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.16}) \quad (\text{I.16})$$

u_{dr} et u_{qr} sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

1.3.2. Equations magnétiques

La transformation de Park des équations magnétiques donne :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que :

$$L_s = l_s - L_{ms} : \text{inductance cyclique statorique ;}$$

$$L_r = l_r - L_{mr} : \text{inductance cyclique rotorique ;}$$

$$L_m : \text{inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.}$$

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions, on trouve :

$$\begin{pmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & r_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_m & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega) L_m \\ (\omega_s - \omega) L_m & L_m \frac{d}{dt} & (\omega_s + \omega) L_m & r_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r ;$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ;$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} ;$$

$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta_r}{dt} = p\Omega$$

Cette équation montre la liaison qui existe entre les vitesses angulaires des axes d, q respectivement dans les repères statoriques et rotoriques, et la vitesse angulaire du rotor " Ω ".

1.3.3. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone

La connaissance du couple électromagnétique C_{em} est essentielle pour la modélisation de la machine. Nous développons sur la base de l'équation de la puissance instantanée $p(t)$, qui s'écrit, pour le stator, dans le repère (d, q) :

$$p(t) = u_{ds} i_{ds} - u_{qs} i_{qs} \quad (\text{I.19})$$

Avec la transformation de Park choisie, la puissance est conservée [10], [15]. Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques sont fournies par (I.16). En introduisant l'énergie électrique dW_{e_s} on obtient :

$$dW_{e_s} = [r_s (i_{d_s}^2 + i_{q_s}^2) dt + (d\phi_{d_s} i_{d_s} + d\phi_{q_s} i_{q_s}) + \underbrace{\omega_s (\phi_{d_s} i_{q_s} - \phi_{q_s} i_{d_s})}_{dW_\delta} dt] \quad (I.20)$$

Le troisième terme de l'équation (I.20) représente l'énergie W_δ transmise au rotor. Du côté du rotor, celle-ci peut être développée à partir des équations rotoriques (I.16) en tenant compte du fait que les enroulements rotoriques sont constamment en court-circuit, sous la forme :

$$0 = dW_{e_r} = [r_r (i_{d_r}^2 + i_{q_r}^2) dt + (d\phi_{d_r} i_{d_r} + d\phi_{q_r} i_{q_r}) + (\omega_s - \omega) (\phi_{d_r} i_{q_r} - \phi_{q_r} i_{d_r}) dt] \quad (I.21)$$

Concédons les équations des flux (I.17), on a

$$\phi_{d_s} i_{q_s} - \phi_{q_s} i_{d_s} = L_m (i_{d_r} i_{q_s} - i_{q_r} i_{d_s}) \quad (I.22)$$

$$\phi_{d_r} i_{q_r} - \phi_{q_r} i_{d_r} = L_m (i_{d_s} i_{q_r} - i_{q_s} i_{d_r}) \quad (I.23)$$

$$\Rightarrow \phi_{d_s} i_{q_s} - \phi_{q_s} i_{d_s} = -(\phi_{d_r} i_{q_r} - \phi_{q_r} i_{d_r}) \quad (I.24)$$

L'énergie dW_δ qui transite à travers l'entrefer est donnée par :

$$\begin{aligned} dW_\delta &= \omega_s (\phi_{d_s} i_{q_s} - \phi_{q_s} i_{d_s}) dt \\ &= [(r_r (i_{d_r}^2 + i_{q_r}^2) dt + (d\phi_{d_r} i_{d_r} + d\phi_{q_r} i_{q_r}) + \omega L_m (i_{q_s} i_{d_r} - i_{d_s} i_{q_r})] \end{aligned} \quad (I.25)$$

Nous pouvons décomposer l'énergie dW_δ en trois termes :

- l'énergie perdue par effet joule au rotor ;
- la variation d'énergie magnétique rotorique ;
- l'énergie dW_{elm} qui produit le couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique s'obtient en divisant dW_{elm} par la vitesse mécanique $\Omega = \frac{\omega}{p}$

$$C_{em} = p L_m (i_{q_s} i_{d_r} - i_{d_s} i_{q_r}) \quad (I.26)$$

Dans le modèle d'état avec courants statoriques et flux rotoriques l'expression du couple sera :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{d_r} i_{q_s} - \phi_{q_r} i_{d_s}) \quad (I.27)$$

I.4. CHOIX DE REFERENTIEL

Le choix du repère d'axe, se fait selon l'objectif de l'application tel que :

- Référentiel lié au stator : $\omega_{coord} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0$;
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{coord} = \frac{d(\theta)}{dt} = \omega$;
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_{coord} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s$.

Avec :

ω_{coord} : vitesse de rotation du système biphasé par rapport au stator fixe.

1.4.1. Référentiel lié au stator

Dans notre cas, nous avons choisi le repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courants alternatif. Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{coord} = 0$$

Et

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r.$$

Les axes (d, q) sont remplacés par les axes (α, β) .

1.5. REPRESENTATION D'ETAT DU SYSTEME

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Le choix du repère et des variables d'état électromagnétiques dépend des objectifs de la commande ou de l'observation. Pour la commande, on choisit le vecteur d'état suivant :

$$x = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \phi_{\alpha r} \quad \phi_{\beta r} \quad \Omega] \quad (I.28)$$

On choisit les courants statoriques comme variables d'états car ils sont mesurables. On choisit les flux rotoriques du fait qu'on veut contrôler le module de ce flux. Dans le repère (α, β) lié au stator, on a la représentation d'état suivante:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \Omega \end{pmatrix} ; \quad u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma x_1 + \frac{K}{T_r} x_3 + p k x_4 x_5 \\ -\gamma x_2 + \frac{K}{T_r} x_4 - p k x_3 x_5 \\ \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{x_3}{T_r} + p x_5 x_4 \\ \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{x_4}{T_r} + p x_5 x_3 \\ \frac{p L_m}{j L_r} (x_3 x_2 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{j} \end{pmatrix}; \quad g(x) = (g_1 \quad g_2) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} \quad ; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{I.30})$$

$$K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad ; \quad \gamma = \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{r_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

Remarque [16]

Le modèle électrique est linéaire dans les état électromagnétiques (flux et courants). La constante de temps mécanique dépend de l'inertie du moteur et de la charge. Elle est en général élevée par rapport aux constantes de temps électrique et magnétique. On peut considérer que la vitesse mécanique varie lentement par rapport aux grandeurs électromagnétiques, ce qui permet de travailler dans un modèle linéaire dans les états :

$$\dot{x} = A(x) + B u$$

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{j} (c_{em} - c_r)$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{pmatrix}; \quad u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix};$$

$$A = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & p\Omega k \\ 0 & -\gamma & -p\Omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & \frac{-1}{T_r} \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.31)$$

Ce modèle utilisé pour le développement d'un observateur de flux (chapitre III).

I.6. MODEL REDUIT

Souvent on néglige la dynamique des courants statoriques. Cette opération permet de simplifier la synthèse de la commande et de réduire le temps de calcul de l'outil numérique [9]. Les grandeurs d'entrées deviennent les deux composantes du courant statorique. Le modèle réduit obtenu dans le référentiel lié au stator est le suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) u$$

$$x = \begin{pmatrix} x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \\ \Omega \end{pmatrix}; \quad u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix}$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{x_3}{T} - px_4x_5 \\ -\frac{x_4}{T} + px_3x_5 \\ -\frac{C_r}{j} \end{pmatrix}; \quad g(x) = (g_1 \quad g_2) = \begin{pmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{-pL_mx_4}{jL_r} & \frac{pL_mx_3}{jL_r} \end{pmatrix} \quad (I.32)$$

I.7. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} u_{\alpha s} = \sqrt{2}u_s \sin(\omega_s t) \\ u_{\beta s} = \sqrt{2}u_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{\gamma s} = \sqrt{2}u_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.33)$$

Avec :

u_s : valeur efficace de tension.

ω_s : pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe C.

1.8. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

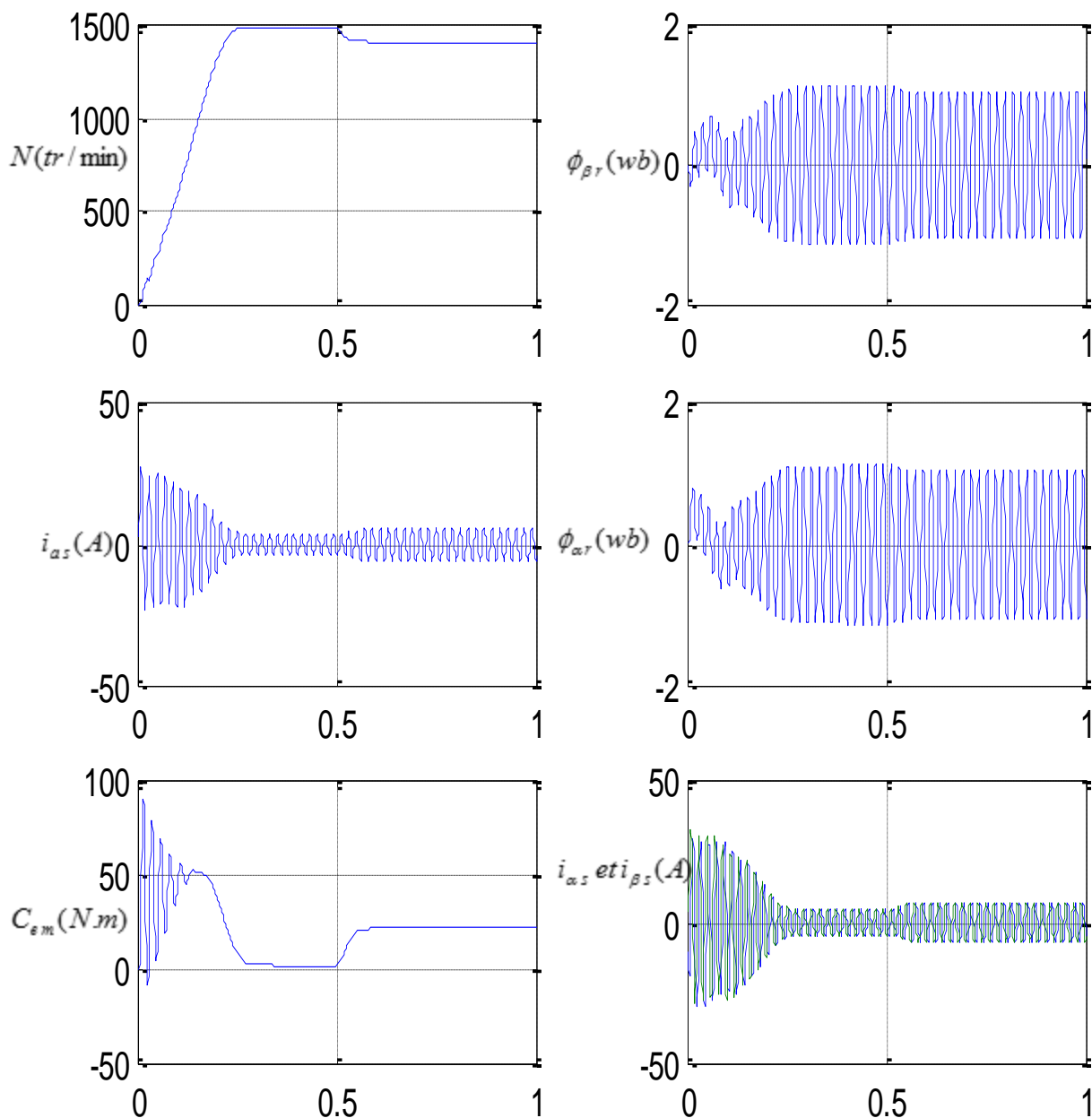


Fig.(I.2) Démarrage en pleine tension suivi d'une perturbation $C_r = 10Nm$ à $t = 0.5s$.

1.9. INTERPRETATIONS DES RESULTATS DE SIMULATION

La figure (I.2) montre l'évolution de la vitesse de rotation (N) en tr/min , du couple électromagnétique (C_{em}), des flux ($\phi_{\alpha_s}, \phi_{\beta_s}$), des courants ($i_{\alpha_s}, i_{\beta_s}$) ainsi que celle du courant d'une phase statorique (i_{a_s}) lors d'un démarrage de la machine, suivi d'une perturbation de charge.

La machine asynchrone est alimentée directement par le réseau standard (220/380V, 50Hz). L'examen des courbes de la figure (I.2) permet de constater que :

A vide :

- Evolution des courants statoriques

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage, le courant statorique (i_{a_s}) présente des dépassements excessifs de phase (faible "f.c.e.m" et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale qui correspond au comportement inductif du moteur avec une amplitude constante.

Les courants statoriques ($i_{\alpha_s}, i_{\beta_s}$) présentent également des dépassements excessifs, qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, en régime permanent.

- Evolution du couple électromagnétique

Pendant le régime transitoire de démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, par contre en régime stationnaire, le couple électromagnétique tend à composer les pertes par frottements.

- Evolution des flux rotoriques

Après le régime transitoire les flux rotoriques ϕ_{α_s} et ϕ_{β_s} prennent des formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de $1Wb$.

- Evolution de la vitesse

- L'allure de la vitesse (N) n'est pas régulièrement croissante mais à tendance à osciller tout en croissant en valeur moyenne ce qui est due à l'inertie des masses tournantes et le coefficient d'amortissement du flux qui sont faibles au cours de ces oscillations ; il se produit la transformation d'énergie électromagnétique.

- On constate que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme ($1500tr/min \cong 157.05rad/s$) au bout de ($0.25s$); avec glissement quasiment nul et une allure d'accroissement presque linéaire.

En charge :

Avec $t \in [0.5 \ 1]$ s: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 10 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.5 \text{ s}$). Nous constatons que :

- La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (10 N.m) appliqué.
- On remarque également que les courants statoriques évoluent avec la charge appliquée. Ils conservent une forme sinusoïdale d'amplitude constante.
- Le courant de phase statorique garde la même forme sinusoïdale avec une amplitude plus importante.
- On constate une chute de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement supplémentaire.
- Les flux rotoriques sont directement affectés ce qui explique le fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.

I.10. MODELISATION DE L'ONDULEUR

Les onduleurs de tensions sont des convertisseurs statiques continus alternatifs permettant de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique.

Le schéma de l'onduleur de tension est représenté par la figure (I.3).

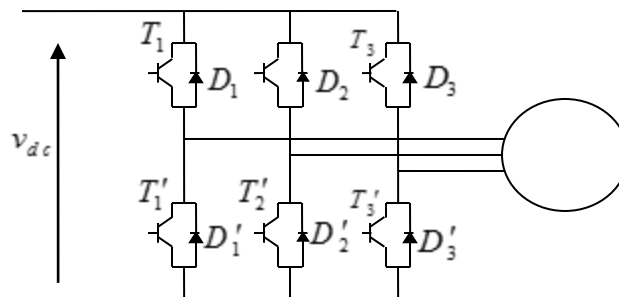


Fig. (I.3) Schéma de l'onduleur de tension.

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.4).

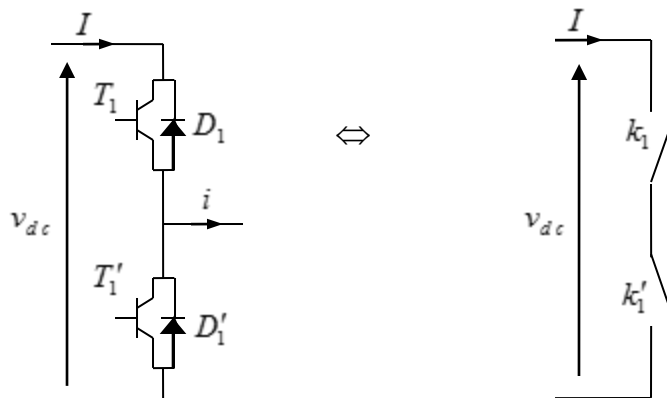


Fig. (I.4) Schéma d'un bras de l'onduleur.

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure (1.5)

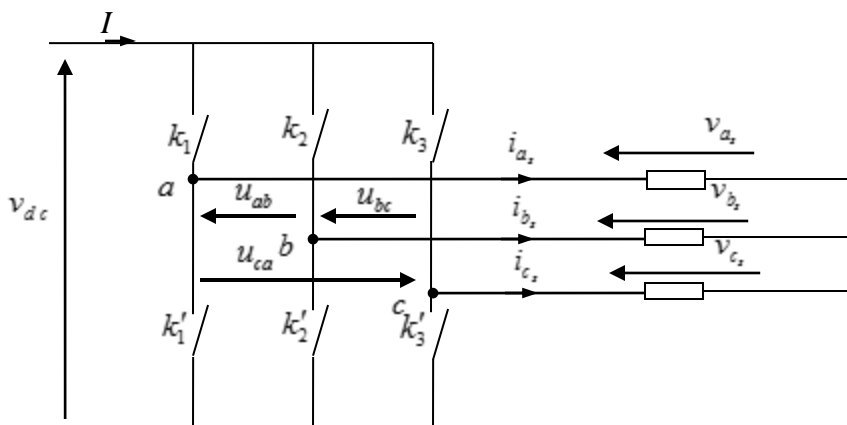


Fig. (1.5) Schéma équivalent de l'onduleur.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé et } k_1' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k_1' \text{ fermé et } k_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé et } k_2' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k_2' \text{ fermé et } k_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé et } k_3' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k_3' \text{ fermé et } k_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$u_{ab} = v_{as} - v_{bs} = v_{dc} (F_1 - F_2) \quad (I.34)$$

$$u_{bc} = v_{bs} - v_{cs} = v_{dc} (F_2 - F_3) \quad (I.35)$$

$$u_{ca} = v_{cs} - v_{as} = v_{dc} (F_3 - F_1) \quad (I.36)$$

Dans l'hypothèse on a les tensions v_{as}, v_{bs}, v_{cs} forment un system de tensions triphasées équilibrées alors :

De (I.34) -(I.36) en trouve

$$v_{as} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (I.37)$$

De (I.34) -(I.35) en trouve

$$v_{bs} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (I.38)$$

De (I.35) -(I.36) en trouve

$$v_{cs} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (I.39)$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (I.40)$$

Avec :

v_{dc} : c'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Pour la génération des signaux logiques $F_1, F_2, et F_3$, il existe plusieurs techniques de commande tels que la stratégie delta.

1.10.1. Stratégie de commande par hystérésis de courant

Dans certaines applications, la préférence est donnée à une commande en courant. Cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant ou moyen d'un régulateur linéaire classique (p,pi) ou à hystérésis [18].

Dans cette partie, on étudie la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion) de type hystérésis appliquée sur l'onduleur de tension triphasé.

Cette méthode consiste à maintenir le courant dans une bande de largeur de $2h$ centrée autour d'un courant de référence.

Un comparateur à hystérésis mesure la différence entre le courant réel et sa référence.

$$\Delta I = i - i_{ref}$$

1- Si $\Delta I \geq h$: la tension est forcée à son niveau minimal pour faire décroître le courant.

2- Si $\Delta I \leq -h$: la tension est forcée à son niveau maximal pour faire accroître le courant.

Détermination des fonctions logiques :

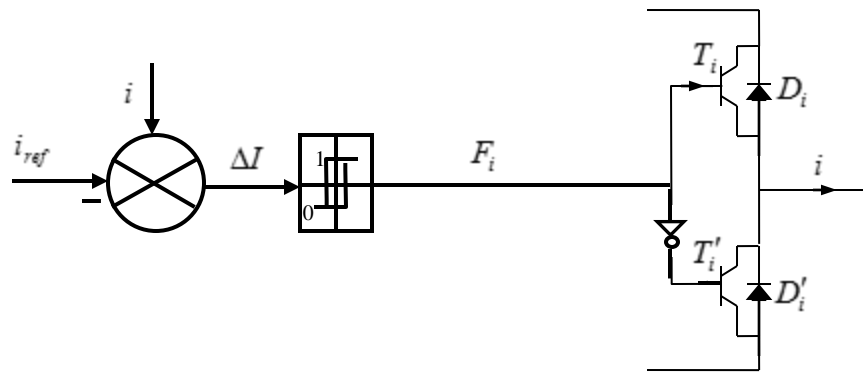


Fig. (I.6) Schéma de comparateur à hystérésis.

Dans chaque bras (i) de l'onduleur les bases des transistors T_i et T'_i sont reliées à un comparateur à hystérésis.

- Si $\Delta I \geq h$, le comparateur à hystérésis sature T'_i qui continue à conduire tant que

$$\Delta I \in]-h, h[$$

- Si $\Delta I \leq -h$, le comparateur à hystérésis bascule et sature T_i d'où la nature itérative de l'opération.

Ainsi, les états des interrupteurs sont commandés tel que les fonctions logiques des bras de l'onduleur seront :

$$\begin{aligned} F_i(k+1) &= 0 & \text{si } \Delta I > h \\ F_i(k+1) &= 1 & \text{si } \Delta I < -h \\ F_i(k+1) &= F_i(k) & \text{si } -h < \Delta I < h \end{aligned}$$

Avec :

h : Bande d'hystérésis.

$F_i(k)$: valeur de la fonction F à l'instant kT_s

$F_i(k+1)$: valeur de la fonction F à l'instant $(k+1)T_s$

T_s : période d'échantillonnage.

Les courants de référence sont :

$$\begin{cases} i_{a_s,ref} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ i_{b_s,ref} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{c_s,ref} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Pour un onduleur triphasé, le schéma de commande est le suivant :

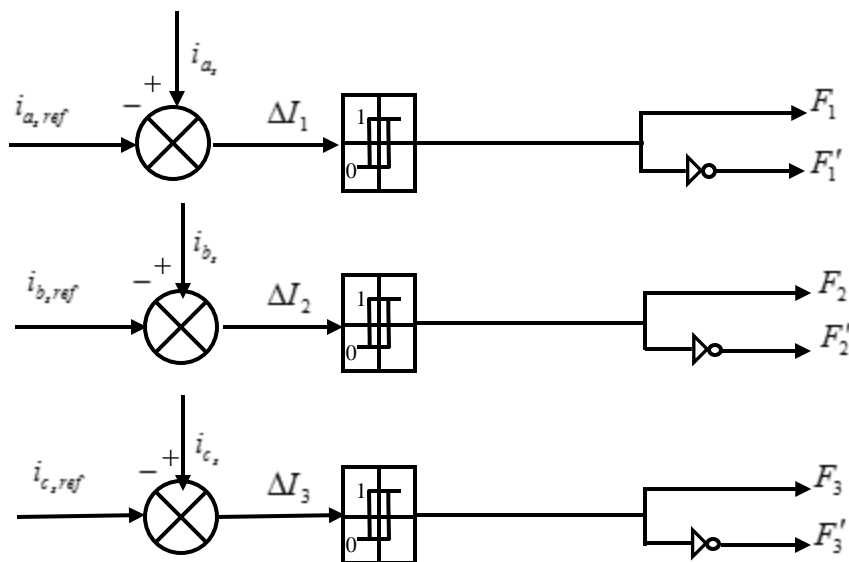


Fig. (I.7) Comparaison des courants de références avec les courants réels.

La figure (I.8) donne l'allure du courant satorique i_{a_s} et de la fonction logique F_1

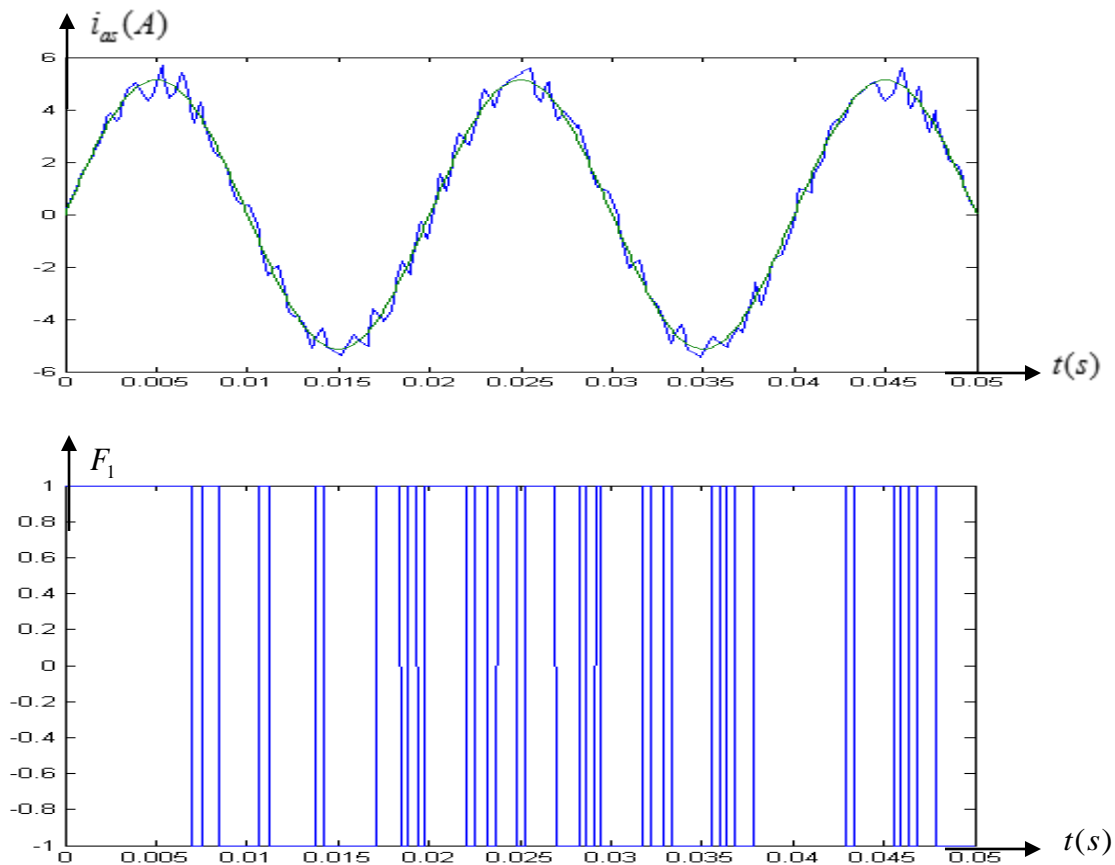


Fig. (I.8) Stratégie delta : l'allure de courant statorique i_{as} et la fonction logique F_1 .

I.11. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ASSOCIE À L'ONDULEUR À HYSTERESIS

Par leurs principes, les machines asynchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable celle-ci est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor.

La simulation de la machine asynchrone associée à l'onduleur deux niveaux commandé par la stratégie à hystérésis de courant donne les résultats montrés sur les figures (I.9) et (I.10).

I.12. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ASSOCIE À L'ONDULEUR À HYSTERESIS

- pour un pas de simulation $h = 0.0001$.

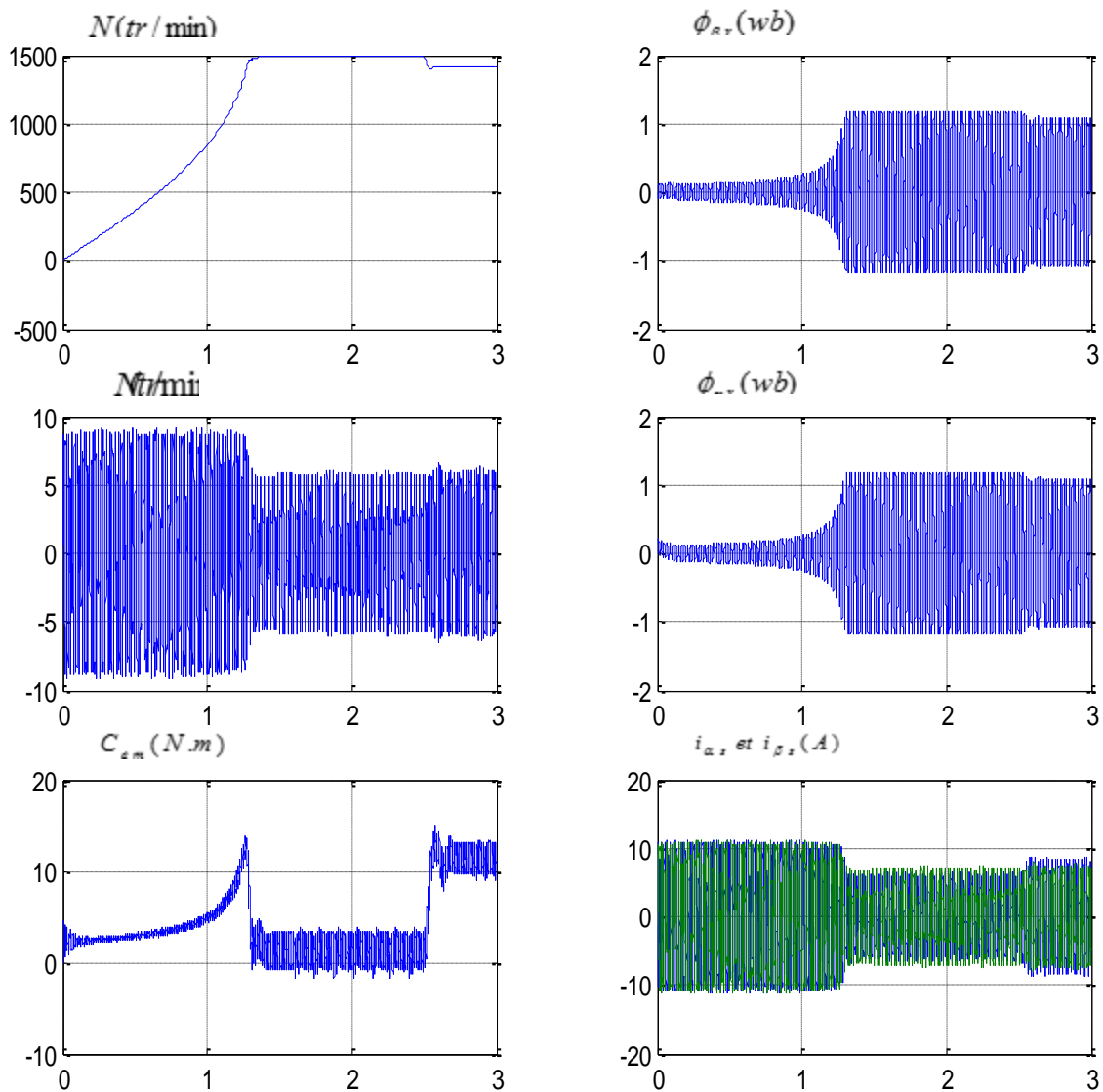


Fig. (I.9) Evolution des paramètres de la machine asynchrone associée à un onduleur hystérésis $h=0.0001$.

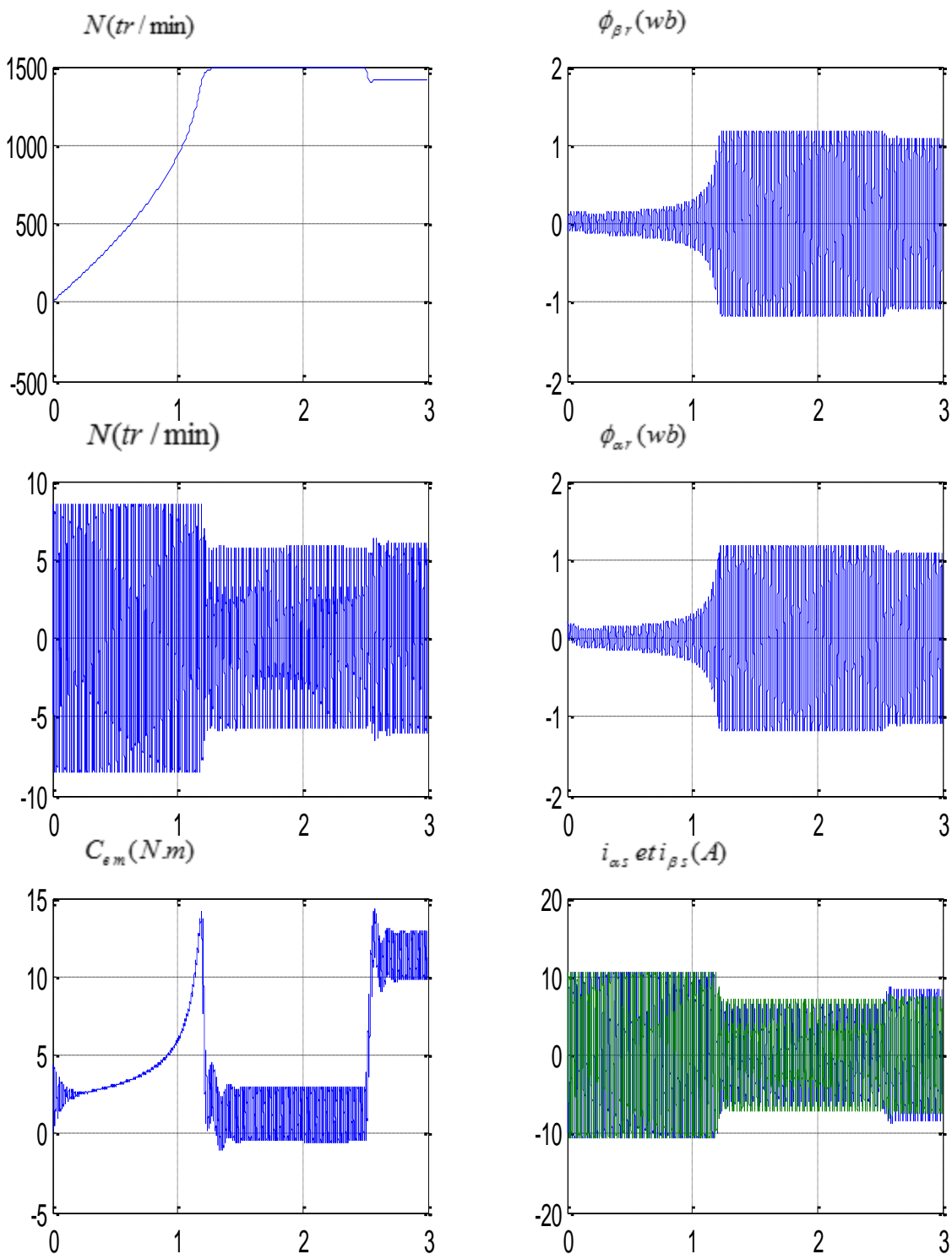


Fig. (I.10) Evolution des paramètres de la machine asynchrone associée à un onduleur hystérésis, $h=0.00001$.

1.13. INTERPRETATIONS DES RESULTATS DE SIMULATION

La Figure (I.9) montre la simulation de l'action dynamique d'une machine asynchrone avec un onduleur à hystérésis de renvoi pendant le démarrage à vide puis l'application du couple ($C_r = 10N.m$) à l'instant $t = 2.5s$.

Le couple électromagnétique atteint une valeur de crête au démarrage afin de vaincre l'inertie du moteur, ensuite il se stabilise à une valeur de ($10N.m$) compensant le couple de charge nominale appliqué à $t = 2.5s$ après une période de $2.5s$ et cela est dû aux faibles courants statoriques imposés par la régulation à hystérésis et par conséquent un démarrage assez lent.

Nous observons une grande ondulation dans le couple électromagnétique et expliquons ces ondulations en grande partie à l'étape de simulation choisie. Avec un pas de calcul plus petit, on aura beaucoup moins de couple, pour cela le temps de simulation et la capacité mémoire doivent être assez importants.

Nous avons remarqué lors de l'application du couple résistant conduit à une diminution de la vitesse en régime permanent.

Le courant de la phase varie dans une fourchette de $h = 0.4A$ de forme sinusoïdale, par conséquent le couple est très ondulé.

1.14. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons introduit la modélisation d'une machine asynchrone dans son état de commande. Le modèle triphasé obtenu par certaines hypothèses simplificatrices est réduit à un modèle biphasé utilisant la transformation de parc. Le choix des variables de cas dépend du but de la commande ou de l'observation. Le modèle d'état que nous avons obtenu est linéaire en états électromagnétiques (flux et courants). Le modèle miniature est obtenu en négligeant la dynamique du stator.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation des largeurs d'impulsions (MLI) basée sur la stratégie de commande en courant.

Dans la simulation de la machine asynchrone, nous avons trouvé un fort couplage entre couple et vitesse d'une part et flux rotorique d'autre part. Nous avons donc besoin d'une relation qui nous permette de reproduire le comportement de ce système non linéaire en conjonction avec le comportement d'un système discret et linéaire que nous verrons dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande Non

Linéaire de la

Machine

Asynchrone

II.1. INTRODUCTION

La linéarité classique basée sur l'arithmétique de Jacobi donne une simplification du comportement d'un système donné autour d'un point de fonctionnement.

Ainsi sur une grande variance autour de ce point de fonctionnement, la commande basée sur cette linéarité perd de ses performances, et le système perd de sa stabilité [5].

La linéarisation par retour d'état est une autre approche qui fait face à ces limitations. Elle transforme le modèle non linéaire en un modèle équivalent linéaire, sur toute la plage de fonctionnement. Cette linéarisation se fait en deux étapes : [4]

- une transformation de coordonnées ;
- un retour d'état non linéaire.

Suivant le choix des sorties du système, la linéarisation est soit exacte soit partielle. Pour la linéarisation partielle, une partie du système est rendue inobservable. La stabilité de cette partie non observable doit être mise en compte.

La rétroaction linéaire du gouvernement est basée sur des concepts théoriques de géométrie différentielle. Nous allons illustrer ces concepts pour les systèmes Single Input and Single Output (SISO) et Multiple Input and Multiple Output (MIMO). Ensuite, nous ferons l'application sur l'appareil asynchrone.

II.2. SYSTEMES MONO-ENTREE MONO-SORIE (SISO)

On considère le système mono-entrée mono-sortie suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{II.1}$$

Avec :

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: vecteur d'état;

u : entrée du système;

y : sortie du système;

$h(x)$: fonction analytique de x ;

f, g : champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

L'objectif de l'application de la transformation linéaire est de trouver la rétroaction non linéaire de la condition ainsi que de contrôler la composante non linéaire

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (\text{II.2})$$

Qui en boucle fermée ramène le système (II.1) à un système linéaire.

Par rapport à une linéarisation autour d'un point de fonctionnement, ceci permet d'obtenir un comportement linéaire du système non linéaire sur toute "la plage de fonctionnement".

Nous pouvons trouver des conditions permettant de vérifier si un système non linéaire permet une linéarisation. Deux cas peuvent se présenter :

Le degré relatif (*i.e.* le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie y pour faire apparaître l'entrée u) est égal à l'ordre n du système, le système peut donc être linéarisé exactement.

Le degré relatif est strictement inférieur à l'ordre du système, on ne peut que partiellement linéariser le système. De point de vue entrée-sortie le comportement est linéaire mais une partie de l'état ("dynamique interne") est rendu inobservable par le retour d'état linéarisant. Il faut donc prouver la stabilité de cette dynamique interne.

On utilise souvent des notions de la géométrie différentielle et de topologie telles que la dérivée de Lie, le crochet de Lie, le difféomorphisme, la distribution, et l'involativité. Toutes ces notions sont présentées dans l'annexe A.

II.2.1. Degré relatif

Le système (II.1) est dit de degré relatif r si :

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= 0 \quad 0 \leq i \leq r-1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

avec $L_f h$: dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteurs f (annexe A):

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{II.4})$$

Afin de déterminer la loi de commande non linéaire nous calculons le degré relatif de la sortie *i.e.* le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître l'entrée u .

La dérivation temporelle de la sortie y donne :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{dh(x)}{dx} \frac{dx}{dt} \\ &= \frac{dh(x)}{dx} (f(x) + g(x)u) \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

$$= L_f h(x) + L_g h(x)u$$

Si $L_g h(x) \neq 0 \forall x \in \mathfrak{R}^n$, on montre aisément que la commande :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + v) \quad (\text{II.6})$$

Conduit au système linéaire représentant un simple intégrateur :

$$\dot{y} = v \quad (\text{II.7})$$

Si $L_g h(x) = 0$, on continue la dérivation pour obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad i = 1, 2, \dots \quad (\text{II.8})$$

avec $L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0$. La méthode consiste donc à déterminer le degré de dérivation r à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande $u (L_g L_f^{i-1} h(x))$ n'est pas nul. r est le degré relatif de h . On montre que pour

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \quad (\text{II.9})$$

La commande

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} (-L_f^r h(x) + v) \quad (\text{II.10})$$

Conduit au système linéaire équivalent à une chaîne de r intégrateurs :

$$y^{(r)} = v \quad (\text{II.11})$$

Si le degré relatif est supérieur à 1, on a : $L_g h(x) = 0$. Donc : $\dot{y} = L_f h(x)$

Et on montre que :

$$\begin{aligned} y^{(i)} &= L_f^i h(x) \quad 0 \leq i \leq r \\ y^{(r)} &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Remarque 1 [19]

Pour un système commandable, on a toujours $r \leq n$. Si l'entrée n'apparaît pas après n dérivations de la sortie, le système est non commandable.

Pour $r = n$, le système admet une linéarisation exacte.

Pour $r < n$, le système admet une linéarisation partielle. L'ordre du sous système linéarisé est égal à r .

Remarque 2. Analogie avec les systèmes linéaires [19]

Le degré relatif r d'un système linéaire :

$$\dot{x} = Ax + bu \quad (II.13)$$

$$y = cx$$

Est caractérisé par :

$$cA^i b = 0 \quad 0 \leq i \leq r-1 \quad (II.14)$$

$$cA^{r-1} b \neq 0$$

L'entier r qui satisfait ces conditions est égale à la différence entre le degré du dénominateur et celui de numérateur de la fonction de transfert du système :

$$H(s) = c(sI - A)^{-1} b \quad (II.15)$$

Remarque 3

Les fonctions $h, L_f h, L_f^2 h, \dots, L_f^{r-1} h$ (dérivées successives de la sortie y) ont une importance particulière ; Elle peuvent être choisies comme base d'un nouveau système de coordonnées. Ce choix apporte une simplification importante au modèle.

II.2.2 Conditions de linéarisation exacte

Le système (II.1) admet une linéarisation exacte par retour d'état si et seulement si [19] :

1- Les vecteurs $\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g\}$ sont linéairement indépendants et la matrice $[g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g]$ est de rang n .

2- La distribution $D = \text{span}\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g\}$ est involutive (annexe A) et de rang constant.

On désigne par $ad_f g$ le crochet de Lie des vecteurs f et g (annexe A) :

$$Ad_f g = \nabla g \cdot f - \nabla f \cdot g \quad (II.16)$$

La première condition reflète la condition de commandabilité ; pour le système linéaire (II.13), la matrice $(g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g)$ devient : $(b, Ab, A^2, \dots, A^{n-1} b)$ qui est la matrice de commandabilité. La deuxième condition correspond à la construction de changement de coordonnées dans lesquelles le système à un comportement linéaire.

Pour l'application des notions de distribution et d'involutivité voir l'Annexe A. L'involutivité 'une distribution $\bar{H} = [h_1, \dots, h_n]$ peut être testée en vérifiant si :

$$\text{rang}\{h_1, \dots, h_n\} = \text{rang}\{h_1, \dots, h_n, [h_i, h_j]\} \quad \text{pour } i, j = 1 \dots n \quad (II.17)$$

II.2.3. Linéarisation exacte par retour d'état

Si les conditions de linéarisation exacte sont vérifiées, il existe au moins une sortie $y=h(x)$, n'ayant pas forcément un sens physique, pour laquelle le degré relatif r est égale à n , et le système admet une linéarisation exacte. Cette linéarisation se fait en deux étapes ; la mise du système sous la forme normale, et le retour d'état linéarisant.

II.2.3.1. Forme normale

Pour mettre le système sous sa forme normale, on applique la transformation des coordonnées (difféomorphisme) ϕ suivante

$$\begin{aligned} z_1 &= \phi_1(x) = h(x) \\ z_2 &= \phi_2(x) = L_f h(x) \\ z_n &= \phi_n(x) = L_f^{n-1} h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Dans les nouvelles coordonnées (z_1, z_2, \dots, z_n) , le système (II.1) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ \dot{z}_n &= b(z) + a(z)u \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$\begin{aligned} a(z) &= L_g L_f^{n-1} h(x) \\ b(z) &= L_f^n h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

II.2.3.2. Retour d'état linéarisant

La loi de commande :

$$u = \frac{1}{a(z)} (v - b(z)) \quad (\text{II.21})$$

transforme le système dont une partie est sous la forme canonique de Brunovski et dont l'autre est rendue non-observable si $r < n$.

Avec v : nouvelle entrée pour laquelle le système est linéaire.

Par identification avec (II.2), on trouve :

$$\begin{aligned} \alpha(z) &= \frac{1}{a(z)} \\ \beta(z) &= \frac{-b(z)}{a(z)} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

On choisit α et β pour que la dernière équation de (II.19) devienne $\dot{z}_n = v$.

Le système (II.19) s'écrit alors :

(II.23)

$$\dot{z} = Az + bv$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}; \quad b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \tag{II.24}$$

L'équation (II.24) représente un intégrateur d'ordre n (figure (II.1))

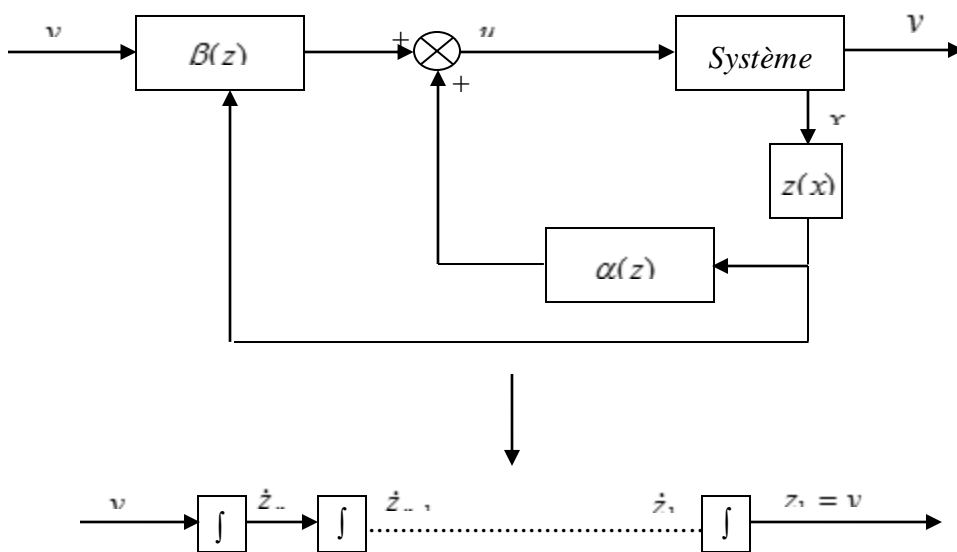


Fig. (II.1) Linéarisation exacte par retour d'état. Forme canonique de Brunovsky.

L'entrée v est obtenue en appliquant un réglage linéaire (retour d'état, régulateur classique.etc) (figure (II.2)).

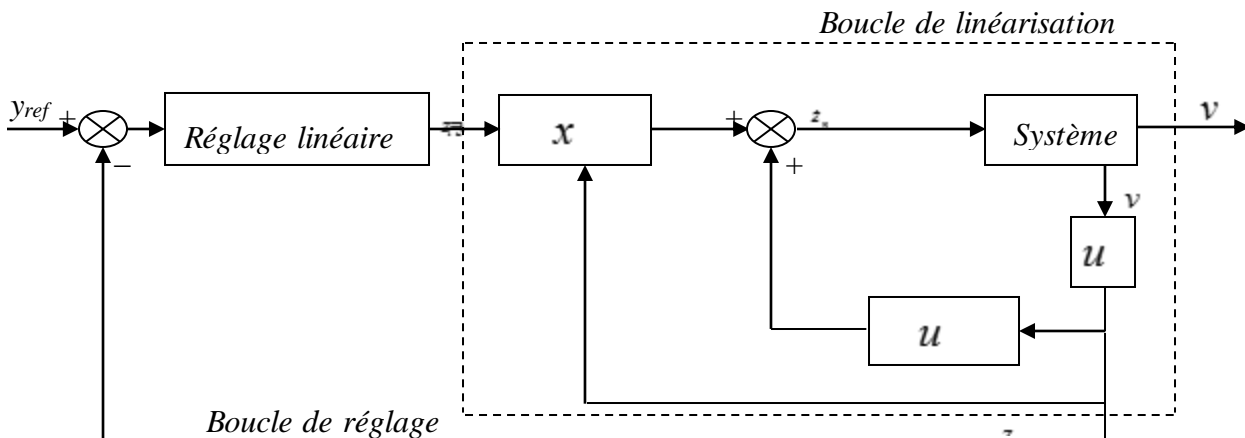


Fig. (II.2) Boucles de réglage et de linéarisation.

II.2.4. Linéarisation partielle par retour d'état

Si le degré relatif r de la sortie $h(x)$ est strictement inférieur au degré n du système, certaines dynamiques sont rendues inobservables par la retour d'état linéarisant, ce qui correspond à une linéarisation partielle du système : $r < n$.

II.2.4.1. Forme normale

Les fonctions $h, L_f h, L_f^2 h, \dots, L_f^{r-1} h$ donnent les r premiers composants du difféomorphisme ϕ .

Les $(n - r)$ composantes restantes sont choisies de sorte que:

$$L_g \phi_i(x) = 0 \quad r + 1 \leq i \leq n \quad (\text{II.25})$$

Pour que leurs dérivées soient indépendantes de l'entrée u [19].

Dans le nouveau système de coordonnées, le système (II.1) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= b(z) + a(z)u \\ \dot{z}_{r+1} &= q_{r+1}(z) \\ &\vdots \\ \dot{z}_n &= q_n(z) \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

Avec

$$\begin{aligned} a(z) &= L_g L_f^{r-1} h(\phi^{-1}(z)) \\ b(z) &= L_f^r h(\phi^{-1}(z)) \\ q_i(z) &= L_f \phi_i \quad r + 1 \leq i \leq n \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

II.2.4.2. Retour d'état linéarisant

Le retour d'état :

$$u = \frac{1}{a(z)}(v - b(z)) \quad (\text{II.28})$$

Transforme le système (II.26) en une partie linéaire sous forme canonique de Brunowsky (Équation (II.29)) et une partie non observable (équation (II.30)) :

$$\dot{\zeta} = A\zeta + bv \quad (\text{II.29})$$

$$\dot{\eta} = q(\zeta, \eta) \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \zeta &= (\zeta_1 \dots \dots \zeta_r)^T = (z_1 \dots \dots z_r)^T \\ \eta &= (\eta_1 \dots \dots \eta_{n-r})^T = (z_{r+1} \dots \dots z_n)^T \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

$$A(r,r) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \dots \end{pmatrix}; \quad b(r) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (II.32)$$

L'entrée v est obtenue par un réglage linéaire figure (II.3) :

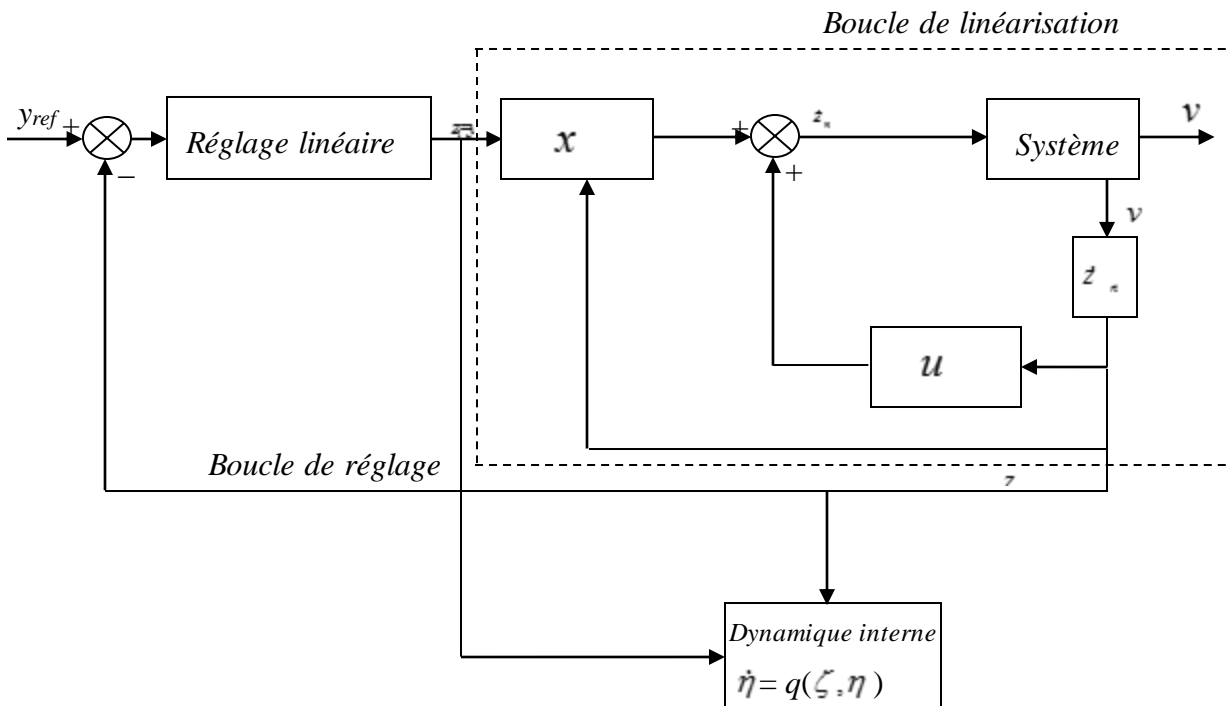


Fig. (II.3) Linéarisation partielle et dynamique interne.

II.2.4.3. Dynamique interne

La dynamique de la partie non observable (II.30) est appelée la dynamique interne. La stabilité de cette dynamique est exigée pour la conception de la commande. Pour un système linéaire la dynamique interne est stable si les zéros de la fonction de transfert se situent dans le demi-plan gauche du domaine complexe (système à phase minimale). Par analogie, on introduit la notion de la dynamique des zéros pour étudier la stabilité de la dynamique interne d'un système non linéaire.

II.2.4.4. Dynamique des zéros

La dynamique des zéros est la dynamique interne lorsque l'entrée du système est choisie de manière à porter la sortie à zéro à l'instant $t=t_0$, et l'y maintient [19]. Si la sortie y est maintenue nulle, ces dérivées doivent être nulles aussi. En imposant cette condition au système (II.29) (II.30), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= 0 \\ \dot{\eta} &= q(0, \eta) \\ \eta(0) &= \eta_0 \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

Et l'entrée u est égale à :

$$u(x) = \frac{L_f^r h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)} \quad (\text{II.34})$$

La dynamique des zéros décrit l'évolution de l'état du système dans la surface de dimension $(n-r)$ défini par la condition $\zeta = 0$. La figure (II.4) donne l'illustration de la dynamique des zéros pour un système d'ordre $n=3$ et de degré relatif $r=1$.

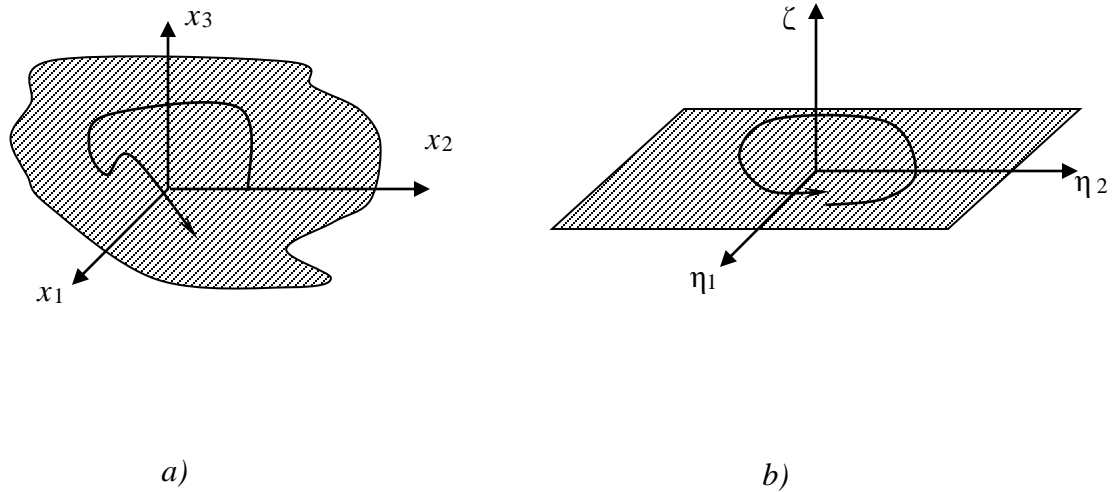


Fig. (II.4) Evolution de l'état du système dans l'espace de la dynamique des zéros pour le Cas $n=3$, $r=1$.
 a- dans les coordonnées originales.
 b- dans les coordonnées normales.

II.3. SYSTEME MULTI-ENTREE MULTI-SORTIE (MIMO)

On considère le système carré (nombre d'entrées st de sorties égales) :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \tag{II.35}$$

$$y_j = h_j(x) \quad 0 \leq j \leq m$$

Avec

$x = (x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n)^T$: vecteur d'état.

f, g_1, g_2, \dots, g_m : champs de vecteurs.

h_1, h_2, \dots, h_m : des fonctions analytiques au voisinage Ω d'un point x_1 de \mathcal{R}^n (voir Annexe A) .

II.3.1. Degré relatif vectoriel

Le système (II.35) a le degré relatif vectoriel (r_1, r_2, \dots, r_m) si :

$$1. L_{g_i} L_f^k h_j(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq m, k < r_i - 1 \tag{II.36}$$

2. La matrice de découplage :

$$D(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2 & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2 & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & L_{g_2} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{pmatrix} \tag{II.37}$$

Est non singulière.

Le systeme devient ensuite :

$$\begin{pmatrix} y_1^{r_1} \\ \dots \\ y_m^{r_m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m \end{pmatrix} + D(x) \begin{pmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_m \end{pmatrix} \tag{II.38}$$

Si $D(x)$ est non singulière, le retour d'état statique qui linéarise le systeme est donné par:

$$\begin{aligned}
 z_i^1 &= \phi_i^1(x) = h_i(x) \\
 z_i^2 &= \phi_i^2(x) = L_f h_i(x) \\
 &\dots\dots\dots \\
 z_i^{r_i} &= \phi_i^{r_i}(x) = L_f^{r_i-1} h_i(x) \quad 1 \leq i \leq m
 \end{aligned}
 \tag{II.42}$$

Dans ces coordonnées, le système (II.35) s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\
 \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\
 \dot{z}_i^{r_i} &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z) u_j \quad 1 \leq i \leq m
 \end{aligned}
 \tag{II.43}$$

Avec

$$\begin{aligned}
 b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\
 d_{ij}(z) &= L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(z)) \quad 1 \leq i, j \leq m
 \end{aligned}
 \tag{II.44}$$

Les éléments d_{ij} de l'équation (II.44) sont identiques aux éléments de la matrice de découplage $D(x)$ donnée par (II.37).

II.3.3.2. Retour d'état linéarisant

On applique le retour d'état suivant sur le système (II.43)

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ \dots \\ u_m \end{pmatrix} = D^{-1}(z) \begin{pmatrix} v_1 - b_1 \\ v_2 - b_2 \\ \dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots \\ v_m - b_m \end{pmatrix}
 \tag{II.45}$$

On obtient :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\
 \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\
 \dot{z}_i^{r_i} &= v_i \quad 1 \leq i \leq m
 \end{aligned}
 \tag{II.46}$$

Le système (II.46) représente n intégrateurs indépendants en parallèle figure (II.5). Les entrées v_i ($1 \leq i \leq m$) sont obtenues par un réglage linéaire.

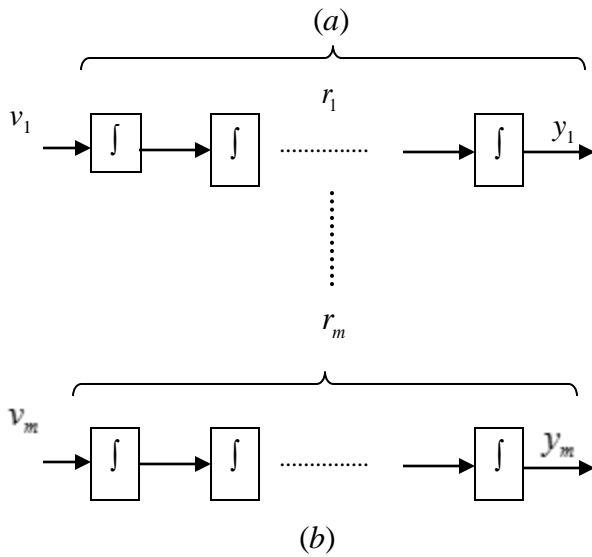
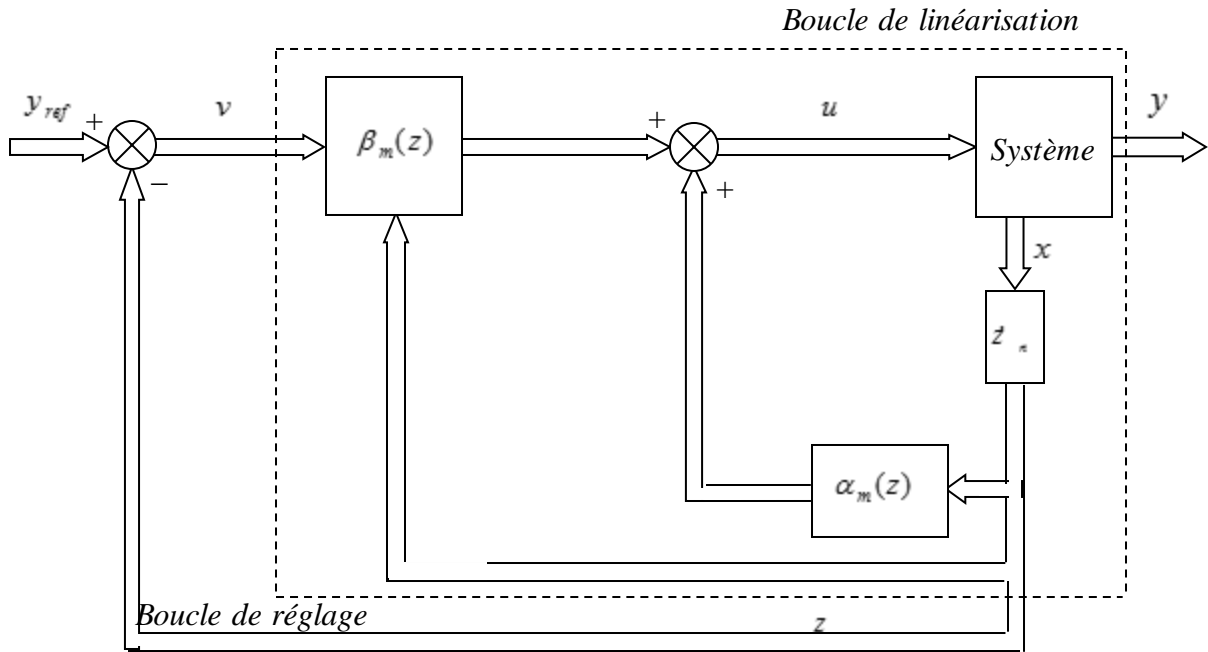


Fig. (II.5) Linéarisation exacte (systèmes MIMO) : a. Boucles de Linéarisation et de réglage. b. Forme canonique de Brynowsky.

II.3.4. Linéarisation partielle par retour d'état

La linéarisation partielle correspond à la condition :

$$\sum_{i=1}^m r_i < n \tag{II.47}$$

II.3.4.1 Forme normale

On doit ajouter $(n - r)$ fonctions $\phi_j(x)$ aux fonctions (II.42) pour compléter le difféomorphisme. Le système (II.35) s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \end{aligned} \tag{II.48}$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\ \dot{z}_i^{r_i} &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z)u_j \quad 1 \leq i \leq m \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_k &= q_k(\eta, \zeta) + p_k(\eta, \zeta)u \quad r+1 \leq k \leq n \\ &\text{Avec} \end{aligned} \tag{II.49}$$

$$\begin{aligned} b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\ d_{ij}(z) &= L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(z)) \quad 1 \leq i, j \leq m \\ q_k(\eta, \zeta) &= L_f \phi_k(x) \\ p_k(\eta, \zeta) &= L_g \phi_k(x) \end{aligned} \tag{II.50}$$

Les éléments d_{ij} correspondent aux éléments de la matrice de découplage $D(x)$ (équation (II.37)).

II.3.4.2. Retour d'état linéarisant

L'application du retour d'état :

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ \dots \\ u_m \end{pmatrix} = D^{-1}(z) \begin{pmatrix} v_1 - b_1 \\ v_2 - b_2 \\ \dots \\ \dots \\ v_m - b_m \end{pmatrix} \tag{II.51}$$

Met le système (II.48) sous la forme canonique de Brunowsky (II.52) avec la dynamique interne (II.53) (figure (II.6)) :

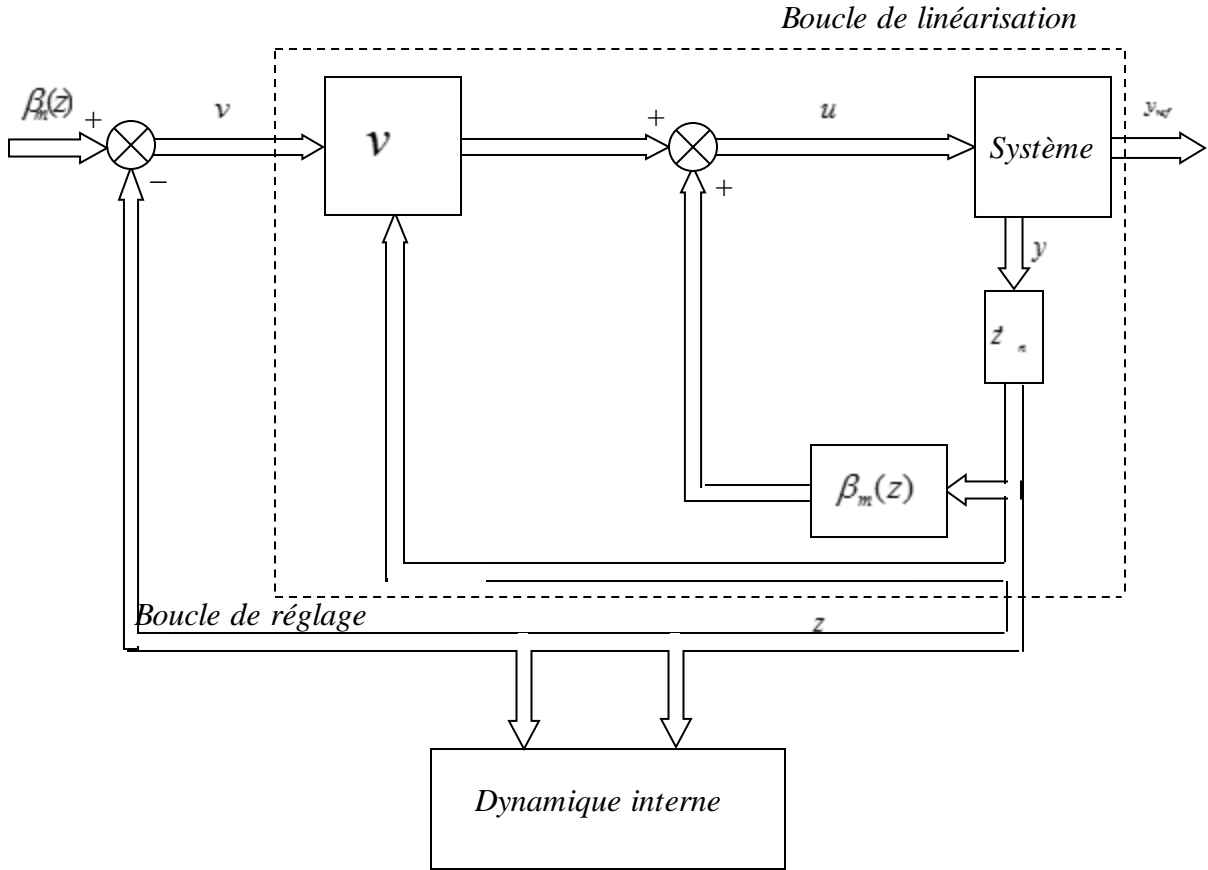


Fig. (II.6) Systèmes MIMO. Linéarisation partielle et dynamique interne.

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\
 \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\
 &\dots\dots\dots \\
 \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\
 \dot{z}_i^{r_i} &= v \quad 1 \leq i \leq m
 \end{aligned}
 \tag{II.52}$$

$$\dot{z}_k(k) = q_k(\phi^{-1}(z)) + p_k(\phi^{-1}(z)) [D^{-1}(\phi^{-1}(z))(v-b)] \quad r+1 \leq k \leq n
 \tag{II.53}$$

II.3.4.3. Dynamique interne et dynamique des zéros

La dynamique interne est représentée par l'équation (II.53). La dynamique des zéros est la dynamique interne lorsque les entrées sont choisies de façon à maintenir les sorties à zéro.

$$y_i(t) = h_i(t) = 0 \quad \forall t \leq t_0 \quad 1 \leq i \leq m
 \tag{II.54}$$

L'application de (II.54) sur (II.52) donne :

$$\dot{z}_i^1 = \dot{z}_i^2 = \dots\dots\dots = \dot{z}_i^{r_i} = 0 \quad 1 \leq i \leq m$$

$$\dot{z}_k = p_k(z) + q_k(z)D^{-1}(-b) \quad r+1 \leq k \leq m, \quad r+1 \leq j \leq n \quad (\text{II.55})$$

$$z_k(0) = z_0 \quad (\text{conditions initiales})$$

II.4. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

Nous avons présenté la méthode de linéarisation entrée-sortie pour une classe de systèmes non linéaires. Elle permet de ramener le comportement d'un système non linéaire au comportement d'un système linéaire et découplé. Dans la section suivante nous allons appliquer ces techniques au modèle du moteur asynchrone. La commande non linéaire est calculée à partir du modèle réduit (I.32) de la machine asynchrone.

II.4.1. Commande en courant

Pour une commande en courant de la machine asynchrone, le modèle réduit correspondant dans le repère lié au stator est obtenu en considérant les composantes de courants $(i_{\alpha s}, i_{\beta s})$ comme grandeurs de commande et les variables $(\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}, \Omega)$ comme variables d'état.

II.4.1.1. Condition de linéarisation exacte

Dans le repère fixe (α, β) le modèle réduit de la machine asynchrone est donné par l'équation (I. 32) on montre que ce modèle ne vérifie pas les conditions de linéarisation exacte.

$$G_0 = \text{span}\{g_1, g_2\}$$

$$ad_{g_1} g_2 = [g_1 g_2] = \left(0 \quad 0 \quad 2 \quad \frac{L_m}{T_r}\right)^T$$

$g_1, g_2, \text{ et } [g_1 g_2]$ Sont linéairement indépendants, et on a :

$$\text{rang}\{g_1, g_2, [g_1 g_2]\} = 3$$

Donc G_0 n'est pas involutive, et le système n'admet pas une linéarisation exacte.

Le choix des sorties est lié aux objectifs de la commande. On désire commander la vitesse et assurer le contrôle du flux rotorique

On choisit comme sorties :

$$\begin{aligned} y_1 = h_1(x) &= \phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2 = x_3^2 + x_4^2 \\ y_2 = h_2(x) &= \Omega = x_5 \end{aligned} \quad (\text{II.56})$$

II.4.1.2. Degré relatif

On calcule le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs de commande.

Sortie y_1 :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x)u_1 + L_{g_2} h_1(x)u_2$$

Avec

$$\begin{aligned} L_f h_1(x) &= -\frac{2}{T_r}(x_3^2 + x_4^2) \\ L_{g_1} h_1(x) &= 2\frac{L_m}{T_r}x_3 \\ L_{g_2} h_1(x) &= 2\frac{L_m}{T_r}x_4 \end{aligned} \tag{II.57}$$

Donc le degré relatif associé à la sortie y_1 est : $r_1=1$.

Sortie y_2 :

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x)u_1 + L_{g_2} h_2(x)u_2$$

Avec

$$\begin{aligned} L_f h_2(x) &= -\frac{c_r}{j} \\ L_{g_1} h_2(x) &= -\frac{pL_m}{jL_r}x_4 \\ L_{g_2} h_2(x) &= \frac{pL_m}{jL_r}x_3 \end{aligned} \tag{II.58}$$

Le degré relatif associé à la sortie y_2 est : $r_2=1$

On a $r_1+r_2=2$ et $n-(r_1+r_2)=1$

n étant l'ordre de notre système.

Alors l'ordre de la dynamique interne associée à cette linéarisation est égal à 1.

II.4.1.3. Boucle de linéarisation

Dans le but de mettre le modèle réduit régi par le système d'équations (I.32) sous une forme normalisée, deux étapes sont nécessaires :

- Un changement de coordonnées,
- Un retour d'état non linéaire.

On se propose donc d'effectuer le changement de coordonnée suivant :

$$\begin{aligned}
z_1 &= \phi_1(x) = h_1(x) = x_3^2 + x_4^2 \\
z_2 &= \phi_2(x) = h_2(x) = x_5 \\
z_3 &= \phi_3(x) = \arctg\left(\frac{x_4}{x_3}\right)
\end{aligned} \tag{II.59}$$

z_3 représente la dynamique interne ce variable peut être choisi arbitrairement, nous avons suivi l'approche de (Marino et Valigi 1991) pour z_3 qui représente l'angle du flux rotorique.

Dans ce système de coordonnées, le modèle d'état s'écrit :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x)u_1 + L_{g_2} h_1(x)u_2 \\
\dot{z}_2 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x)u_1 + L_{g_2} h_2(x)u_2 \\
\dot{z}_3 &= pz_2 + \frac{L_m}{T_r} \left(\frac{x_3}{x_3^2 + x_4^2} u_1 - \frac{x_4}{x_3^2 + x_4^2} u_2 \right)
\end{aligned} \tag{II.60}$$

Le retour d'état linéarisant est donné par :

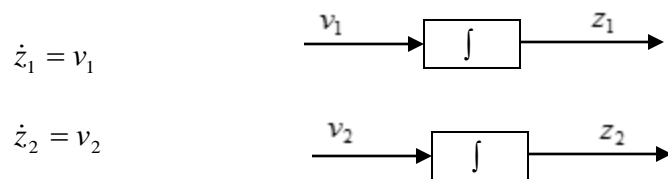
$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} L_{g_1} h_1(x) & L_{g_2} h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) & L_{g_2} h_2(x) \end{pmatrix}}_{D(x)}^{-1} \begin{pmatrix} v_1 - L_f h_1(x) \\ v_2 - L_f h_2(x) \end{pmatrix} \tag{II.61}$$

Pour que ce retour d'état existe, faut que $D(x)$ soit non singulière :

$$\begin{aligned}
\det(D(x)) &= L_{g_1} L_f h_1(x) L_{g_2} L_f h_2(x) - L_{g_1} L_f h_2(x) L_{g_2} L_f h_1(x) \\
&= 2p \frac{L_m^2}{jL_r T_r} (x_3^2 + x_4^2) \\
&= 2p \frac{L_m^2}{jL_r T_r} \phi_r^2
\end{aligned}$$

si ϕ_r^2 est non nul la matrice $D(x)$ est inversible, nous avons donc une singularité uniquement au démarrage de la machine. Au démarrage, on doit imposer $x_3(0)$ et $x_4(0)$ non nulles pour éviter cette singularité.

L'application de (II.60) sur le système (II.59) donne deux intégrateurs d'ordre 1 :



$$\dot{z}_3 = pz_2 + \frac{L_m}{T_r} \left(\frac{\cos(z_3)}{\sqrt{z_1}} u_2 - \frac{\sin(z_3)}{\sqrt{z_1}} u_2 \right) \quad (\text{II.62})$$

z_3 Représente l'angle du flux rotorique dans la machine. Physiquement, l'angle est compris entre 0 et 2π . La dynamique est une dynamique linéaire de premier ordre.

La figure (II.7) représente l'application de la commande non linéaire sur la machine asynchrone contrôlée en courant.

Le $\det(D(x))$ est toujours non nul à cause du flux rémanent dans la machine. La matrice $D(x)$ est donc non singulière.

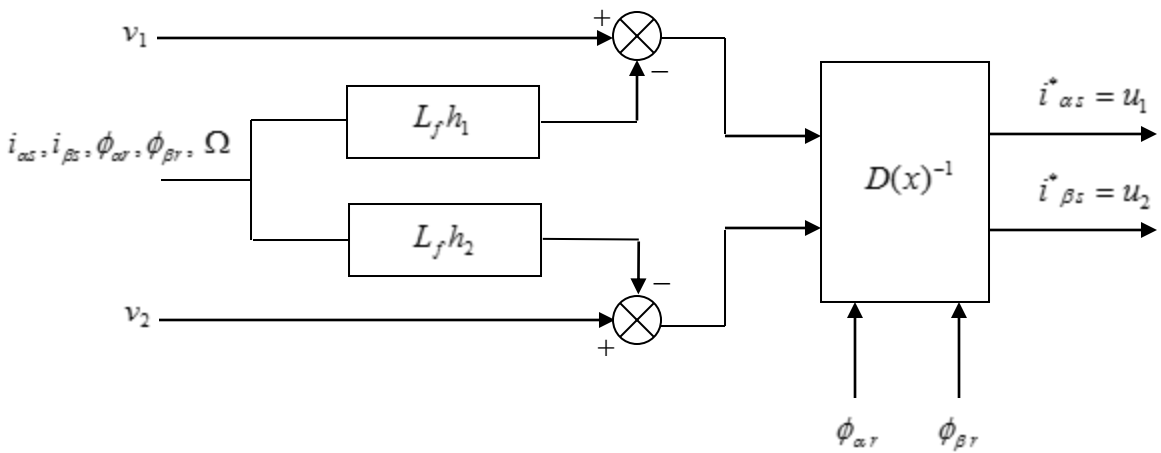


Fig. (II.7) Commande non linéaire appliquée sur la MAS.

II.4.1.4. Boucle de réglage

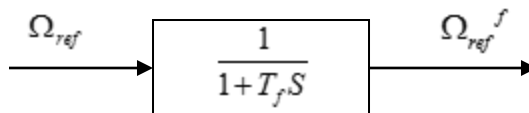
En ce qui concerne les nouvelles variables de commande u_1 et u_2 générées, elle sont obtenues en faisant un retour d'état pour réguler respectivement les deux variables flux et vitesse. Afin de poursuivre des trajectoires de référence de flux ϕ_{ref}^2 et de vitesse Ω_{ref}^f . L'une des techniques de réglage usuelles fréquemment utilisée est la technique de réglage par placement de pôles régit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} v_1 &= k_{a_1} (\phi_{ref}^2 - z_1) + k_{a_2} \int (\phi_{ref}^2 - z_1) dt + \dot{\phi}_{ref}^2 \\ v_2 &= k_{b_1} (\Omega_{ref}^f - z_2) + k_{b_2} \int (\Omega_{ref}^f - z_2) dt + \dot{\Omega}_{ref}^f \end{aligned} \quad (\text{II.63})$$

Les coefficients $k_{a_1}, k_{a_2}, k_{b_1}, k_{b_2}$ sont choisis de sorte que les polynômes $k_{a_2} + k_{a_1}s + s^2$ et $k_{b_2} + k_{b_1}s + s^2$ soient des polynômes d'Hurwitz (racines à parties réelles négatives), alors ces coefficients peuvent être choisis par exemple par la méthode de placement de pôles.

Le filtre de référence de la vitesse :

Le filtre de la référence de la vitesse peut être représenté comme suit :



Avec :

Ω_{ref}^f : Version filtrée de la vitesse de référence ;

S : opérateur de Laplace ;

T_f : constante de temps du filtre.

$$\frac{\Omega_{ref}^f}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{1 + T_f S}$$

Ce filtre de premier ordre est introduit pour éviter les dépassements.

L'application de cette technique de commande est représentée par la figure (II.8).

L'onduleur est commandé par stratégie delta de courant.

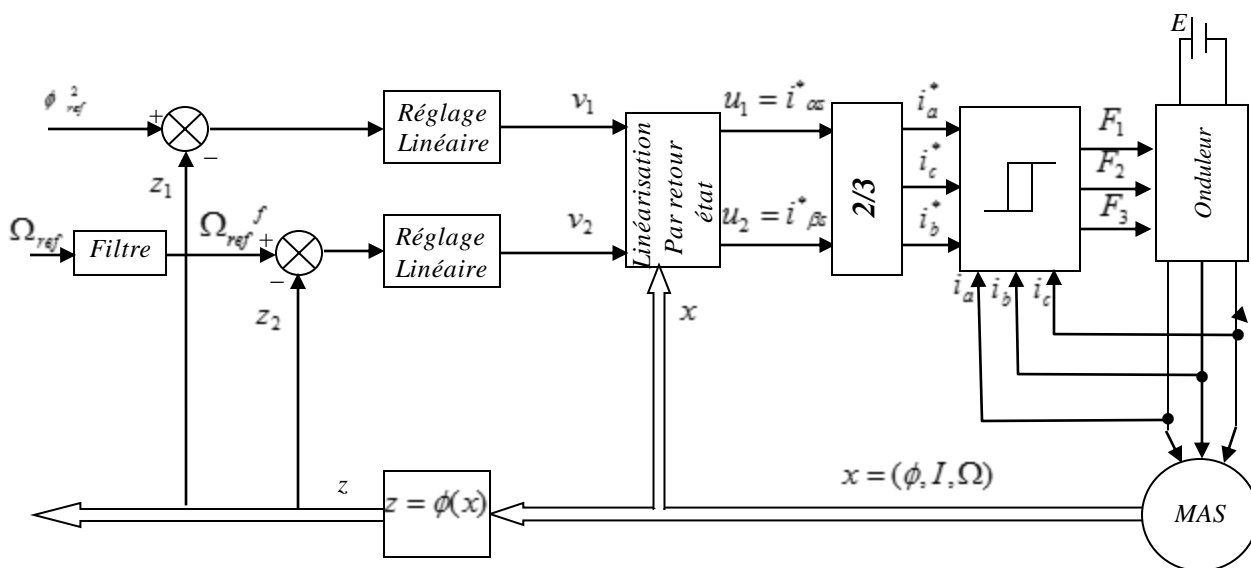


Fig. (II.8) Commande non linéaire en courant de la MAS.

II.4.1.5. Simulation numérique

La simulation du système sera effectuée comme suit :

En premier lieu aucune charge n'est appliquée sur le rotor de la machine $C_r = 0$, et on inverse le sens de rotation de la machine à partir de $t=4s$.

Ensuite on applique un couple de charge de $10N.m$ entre les instants $t = 2s$ et $t = 3s$ avec une vitesse constante $N=1000$ *tr/min* .

On choisit le flux rotorique de référence nominale $\phi_{rf} = 1Wb$.

Les paramètres de réglage :

Réglage du flux :

$$k_{a_1} = 250, k_{a_2} = 20,$$

Réglage de la vitesse :

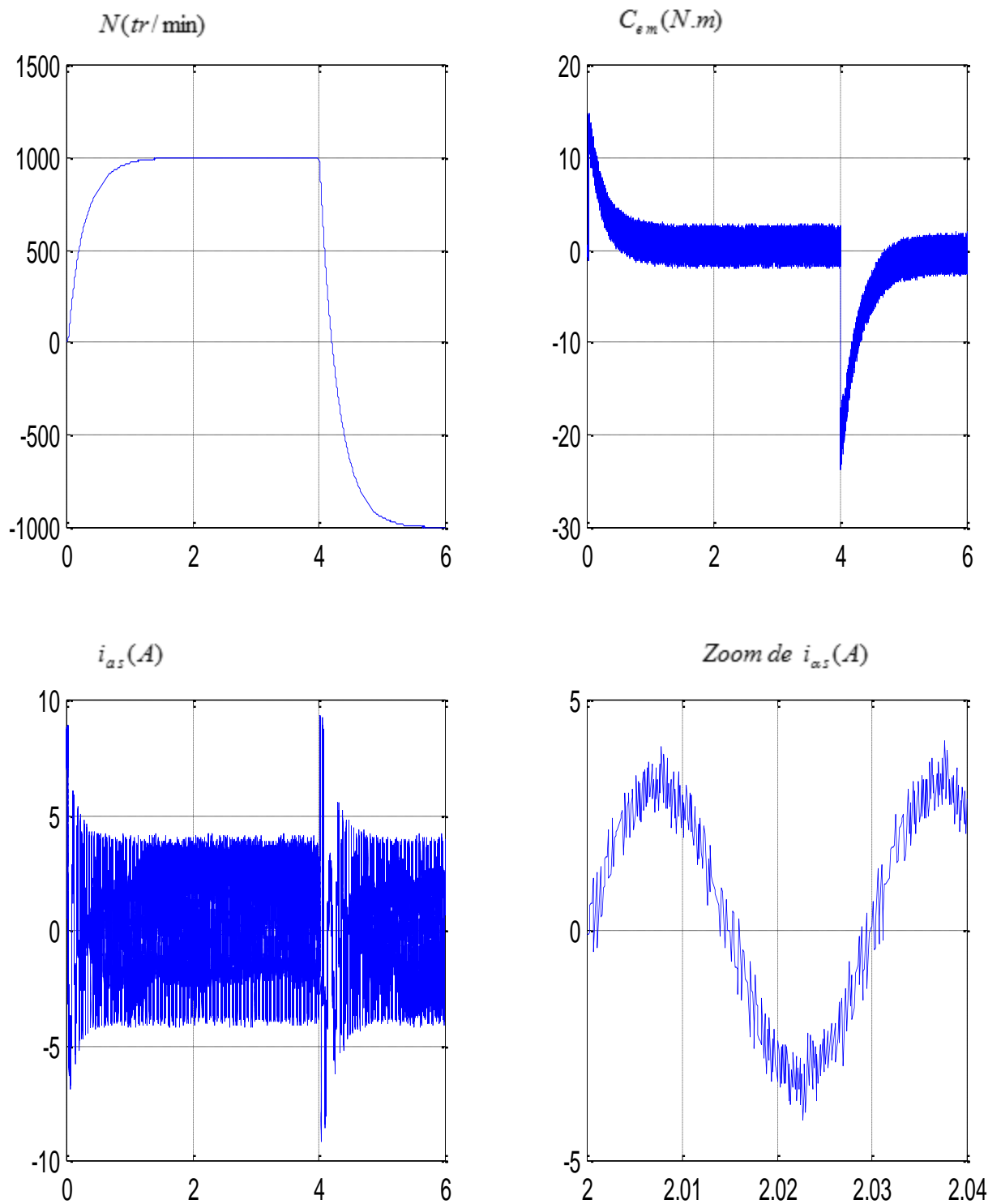
$$k_{b_1} = 10, k_{b_2} = 100,$$

Constante de temps du filtre :

$$T_f = 0.28$$

Les résultats de la simulation nous ont montré la dynamique du réglage de la vitesse et du rejet de la turbulence. Où la variation du couple de charge n'affecte pas le débit en régime permanent ; La séparation du flux et du couple est assurée.

II.4.1.6. Résultats de simulation de la commande non linéaire en courant

Fig. (II.9.a) Commande non linéaire en courant avec inversion du sens de rotation à $t=4s$.

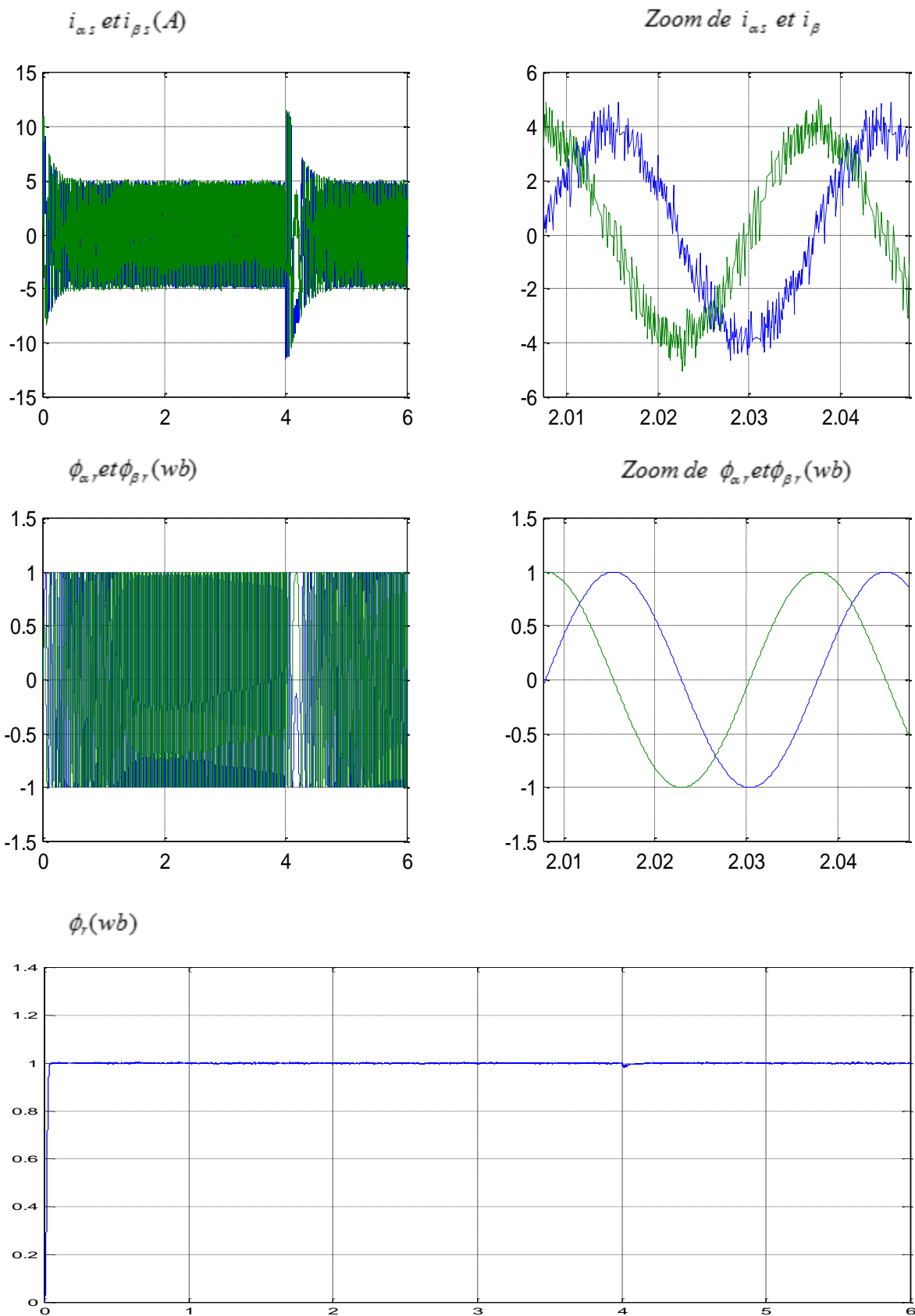


Fig. (II.9.b) Commande non linéaire en courant avec inversion de sens de la rotation à $t=4s$.

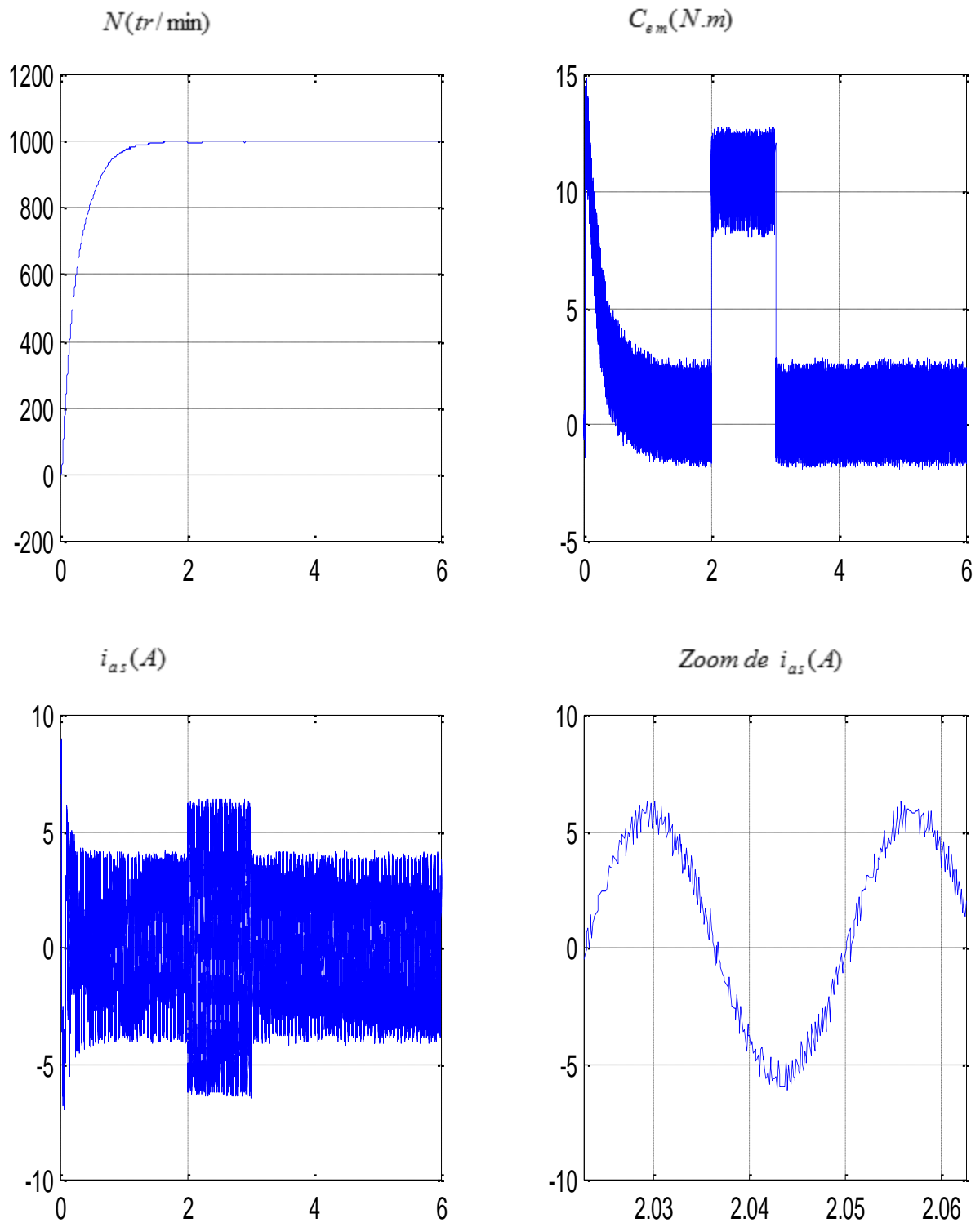


Fig. (II.10.a) Commande non linéaire en courant avec application d'une charge de 10 $N.m$ pour $t \in [2, 3]$.

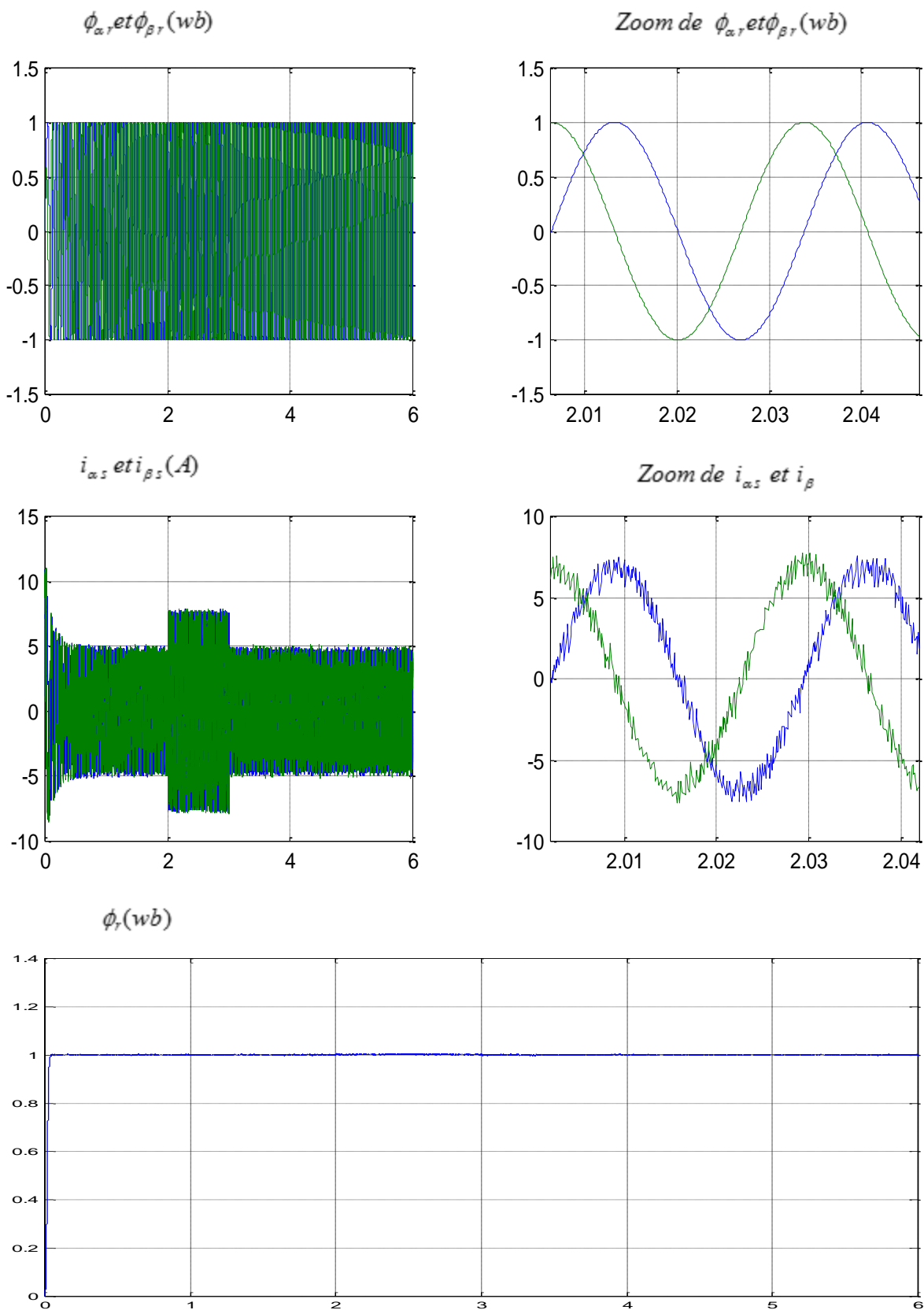


Fig. (II.10.b) Commande non linéaire en courant, avec application d'une charge de 10 N.m pour $t \in [2,3]$.

II.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous introduisons la théorie de la linéarité par retour d'état et son application à la machine. Où l'on a vu que le modèle réduit de la machine asynchrone dans le référentiel associé au stator avec vitesse et débit en sortie admet une linéarité partielle avec une dynamique interne associée à l'ordre de 1. Les résultats de simulation obtenus ont montré que la commande non linéaire permet séparer la régulation de la vitesse et du débit. Dans cette commande nous supposons que les débits rotoriques sont mesurables, et la mise en œuvre de ce type de commande nécessite une estimation du débit rotorique non mesurable, et nous allons simuler la commande non linéaire et noter le cas dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande non Linéaire avec Observation de l'Etat

III.1. INTRODUCTION

Dans la commande linéarisante nous avons supposé que le flux rotorique est mesurable par un capteur à effet hall placé au niveau de l'entrefer, et la vitesse est mesurable par un capteur mécanique couplé sur l'arbre du moteur. Ces capteurs présentent de nombreux inconvénients dont le coût, la fragilité en milieux sévères, l'encombrement de l'installation mécanique et la manque de précision.

Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance de remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telles que le flux et la vitesse [4].

Les méthodes d'observation utilisent les équations du modèle avec introduction des termes correcteurs pour réduire la sensibilité aux bruits de mesure et aux variations paramétriques.

Suivant le nombre d'états à observer, on distingue entre les observateurs d'ordre réduit et les observateurs d'ordre complet. Pour les observateurs d'ordre réduit on observe seulement une partie du vecteur d'état. Pour les observateurs d'ordre complet on observe tout le vecteur d'état [5].

Dans ce chapitre nous allons simuler un observateur d'ordre complet qui observe les composantes du flux rotorique et celles du courant statorique. Après en simule un observateur d'ordre réduit du flux rotorique avec un terme correcteur en tension. Par la suite nous estimerons le flux rotorique à l'aide d'un observateur d'ordre réduit de Luenberger.

III.2. PRINCIPE D'UN ESTIMATEUR

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe du retour d'état (commande optimale, découplage, placement des pôles, ...). Comme dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système sont les variables d'entrée et de sortie, il est nécessaire, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande.

Un reconstituteur d'état ou estimateur est un système (figure (III.1)) ayant comme entrées les entrées et les sorties du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus [20].

Sous l'hypothèse de linéarité du modèle du processus, la structure de base de l'estimateur est toujours la même, mais sa réalisation dépendra du contexte choisi : continu ou discret, déterministe ou stochastique [20].

Dans le cas où ce modèle est un modèle déterministe, le reconstituteur d'état sera appelé observateur, ce qui sera l'objet de ce chapitre. Dans le cas des systèmes bruités, ou interviennent des phénomènes aléatoires, nous parlerons alors de filtre.

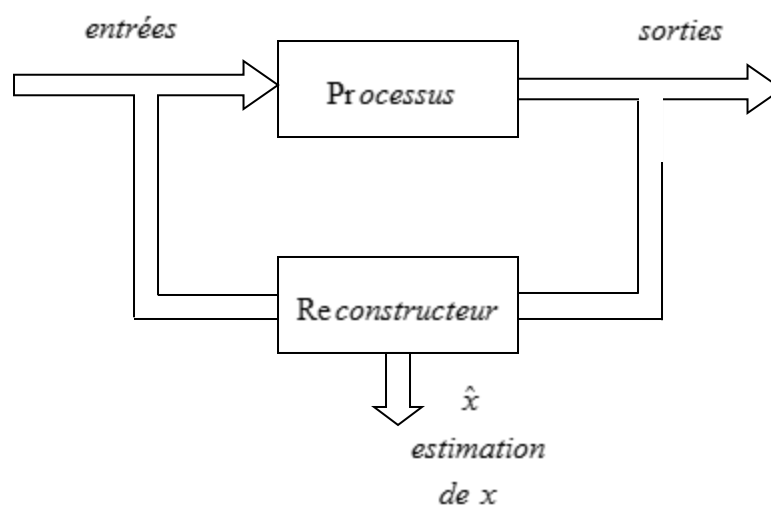


Fig. (III.1) Principe d'un estimateur.

III.3. PRINCIPE DES OBSERVATEURS

Soit un système décrit par l'équation d'état :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t), \end{aligned} \tag{III.1}$$

ou $u(t)$, $y(t)$ et $x(t)$ sont des vecteurs de dimension m, l et n représentent respectivement la commande, la sortie (mesurée) et l'état du système. Les matrices A, B, C et D sont des matrices constantes de dimensions convenables.

Comme l'état n'est pas en général accessible, l'objectif d'un observateur consiste à estimer cet état par une variable que nous noterons $\hat{x}(t)$.

Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément $\hat{x}(t)$ et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, c'est-à-dire $u(t)$ et $y(t)$. La structure d'un observateur est de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)); \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) + Du(t). \end{aligned} \tag{III.2}$$

ou apparaît clairement le terme correctif en fonction de l'erreur de reconstruction de la sortie $y(t) - \hat{y}(t)$, et le gain de correction L appelé gain de l'observateur est à déterminer.

Cette structure peut être écrite sous la forme :

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - LC)\hat{x}(t) + (B - LD)u(t) + Ly(t). \tag{III.3}$$

Cette équation peut être représentée par la figure (III.2) :

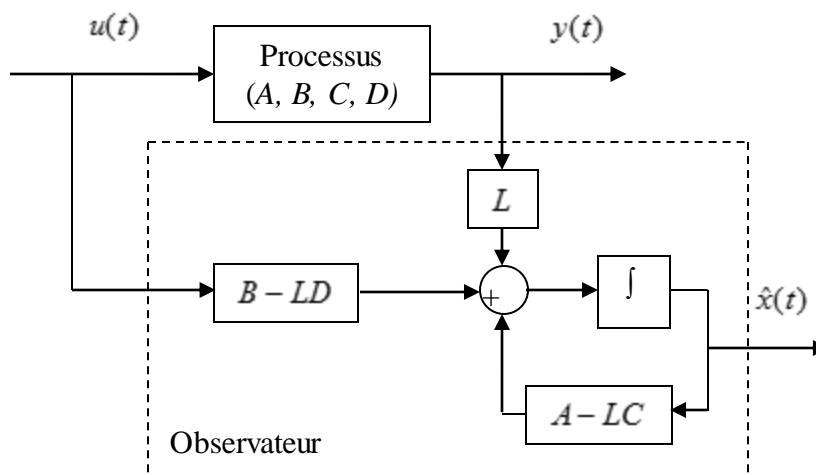


Fig. (III.2) Structure d'un observateur.

Si on considère l'erreur d'estimation :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t), \tag{III.4}$$

On obtient :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = (A - LC)\tilde{x}(t), \quad (\text{III.5})$$

ce qui conduit à l'évolution de l'erreur d'estimation à partir de la condition initiale $\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0)$, qui est non nulle de façon générale parce que l'état est a priori inaccessible :

$$\tilde{x}(t) = \exp[(A - LC)t]\tilde{x}(0). \quad (\text{III.7})$$

Pour que l'observateur soit utilisable il est nécessaire que cette erreur tende vers 0 lorsque t augmente. Lorsque cette propriété est satisfaite l'observateur est dit asymptotique, mais il est évident que c'est une propriété nécessaire au fonctionnement correct d'un observateur. En conséquence il faudra choisir L telle que les valeurs propres de la matrice $A - LC$ soient toutes à partie réelle strictement négative.

Théorème *Les valeurs propres de $A - LC$ peuvent être fixées arbitrairement si et seulement si la paire (A, C) est observable vérifiant donc la condition :*

$$\text{rang} \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{(n-1)} \end{pmatrix} = n.$$

Dans ce cas 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 dans le cas d'une observation en boucle ouverte ou que celle désirée en boucle fermée. 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 reconstructeur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en haute fréquence.

III.4. APPLICATION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

La commande linéarisante suppose que l'état est accessible. Or d'une manière générale pour les applications industrielles, on ne dispose pas de la mesure du flux rotorique. Afin d'observer le flux rotorique, diverses approches peuvent être employées :

Observateur d'ordre complet estimant toutes les grandeurs électriques ;

Observateur d'ordre réduit estimant uniquement les composantes du flux rotorique.

III.5. OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET

Les équations électriques de la machine peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= A(\Omega)\bar{x} + Bu \\ y &= C\bar{x} \end{aligned} \quad (III.8)$$

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & p\Omega k \\ 0 & -\gamma & -p\Omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & \frac{-1}{T_r} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{pmatrix}$$

L'observateur avec l'équation d'erreur devient

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A(\Omega)\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \\ \bar{e} &= \bar{x} - \hat{x} \\ \dot{\bar{e}} &= \underbrace{(A(\Omega) - LC)}_{\bar{A}(\Omega)}\bar{e} \end{aligned} \quad (III.9)$$

On peut placer les pôles de $\bar{A}(\Omega)$ avec un choix spécifique de L qui dépend en général de la vitesse mécanique. En supposant que la vitesse Ω est constante, il est suffisant pour assurer la stabilité, de placer les valeurs propres de $\bar{A}(\Omega)$ strictement dans le demi plan gauche. Afin d'avoir de bonnes performances en rejet de perturbations, les valeurs propres de $\bar{A}(\Omega)$ doivent être plus rapides que les valeurs propres du moteur. Par

contre la sensibilité par rapports aux variations paramétriques augmente avec un choix de valeurs propres trop rapides.

Dans le cas où la vitesse Ω varie dans le temps, une analyse par une méthode de type Lyapunov permet d'étudier la stabilité. Avec P, Q des matrices définies positives et des valeurs propres à partie réelle négative de $\bar{A}(\Omega)$, on peut trouver une fonction de Lyapunov [5] telle que:

$$\begin{aligned} V &= \bar{e}^T P \bar{e} \\ \dot{V} &= \bar{e}^T (\bar{A}^T(\Omega)P + P\bar{A}(\Omega))\bar{e} \\ &= -\bar{e}^T Q \bar{e} \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Le problème est de trouver une matrice P indépendante de Ω . Pour quelques cas spécifiques, une solution simple peut être trouvée: Avec le vecteur d'état $x = [\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]$ et un gain $L=0$ on peut montrer que l'erreur d'observation décroît exponentiellement [5].

Néanmoins le choix du gain L nul implique la décroissance de l'erreur avec la dynamique propre du moteur donc un mauvais rejet de perturbations. Le choix du gain dépend généralement de la vitesse mécanique.

Dans [5] avec des variables d'état $x = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T$ les valeurs propres de $\bar{A}(\Omega)$ peuvent être placées à $(-\frac{1}{T_r} \pm p\Omega)p_1$ et $(-\frac{1}{T_r} \pm p\Omega)p_2$ ($p_1, p_2 > 0$ choisis arbitrairement) si le gain d'observation suivant est utilisé :

$$L = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 p \Omega \\ k_2 p \Omega & k_1 \\ k_3 & -k_4 p \Omega \\ k_4 p \Omega & k_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$$k_1 = \gamma - \frac{k_2}{T_r}$$

$$k_2 = 1 - (p_1 + p_2)$$

$$k_3 = -\frac{M}{T_r} - \frac{k_4}{T_r}$$

$$k_4 = \frac{1}{K} (1 - (p_1 + p_2) + p_1 p_2)$$

Les équations de l'observateur peuvent être explicitées de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{i}}_{\alpha s} &= -\gamma \hat{i}_{\alpha s} + k\theta_r \hat{\phi}_{\alpha r} + p\Omega k \hat{\phi}_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{\alpha s} + k_1(i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) - k_2 p\Omega(i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}) \\
 \dot{\hat{i}}_{\beta s} &= -\gamma \hat{i}_{\beta s} + k\theta_r \hat{\phi}_{\beta r} + p\Omega k \hat{\phi}_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{\beta s} + k_2 p\Omega(i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) + k_1(i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}) \\
 \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r \hat{i}_{\alpha s} + k_3(i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) - k_4 p\Omega(i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}) \\
 \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\beta r} + p\Omega \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r \hat{i}_{\beta s} + k_4 p\Omega(i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) + k_3(i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s})
 \end{aligned}
 \tag{III.12}$$

Avec

- $\theta_r = \frac{1}{T_r}$: la constante de temps rotorique ;
- $\hat{i}_{\alpha s}, \hat{i}_{\beta s}$: Estimation des composantes de courant ;
- $\hat{\phi}_{\alpha r}, \hat{\phi}_{\beta r}$: Estimation des composantes de flux ;
- $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: Mesures des composantes de courant ;

Le schéma de la commande avec observation de flux et de courant est donné à la figure (III.3).

III.5.1 Simulation numérique

On a choisi les gains : $p_1 = 3, p_2 = 4$, et la période d'échantillonnage $T_{obs} = 0.0001$.

La figure (III.4) montre la convergence de flux et de courant estimés vers les valeurs réelles. Les erreurs d'observation tendent vers zéro.

La simulation de la commande non linéaire avec observation de flux et de courant donne les résultats des figures (III.5.a) et (III.5.b). Ces résultats sont similaires à ceux obtenus par mesure directe des courants et des flux.

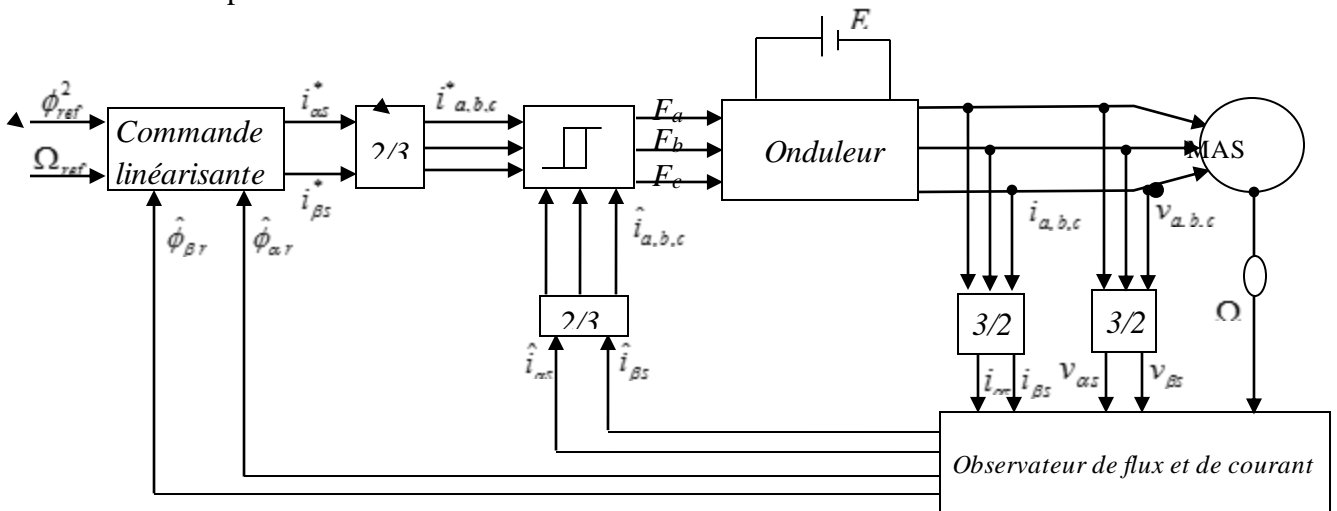


Fig. (III.3) Schéma de la commande non linéaire avec observateur de flux et de courant.

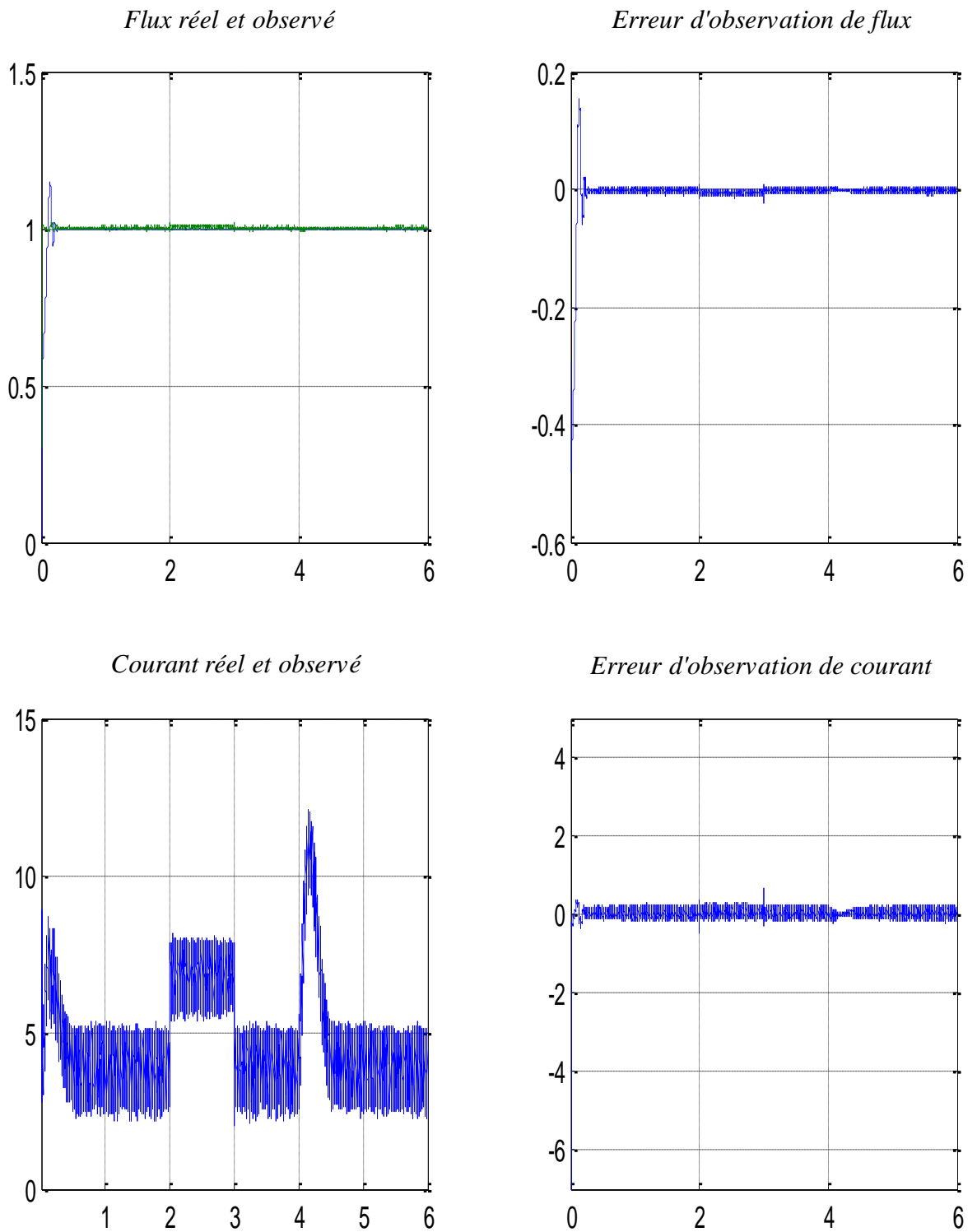


Fig. (III.4) Observateur de flux et de courant.

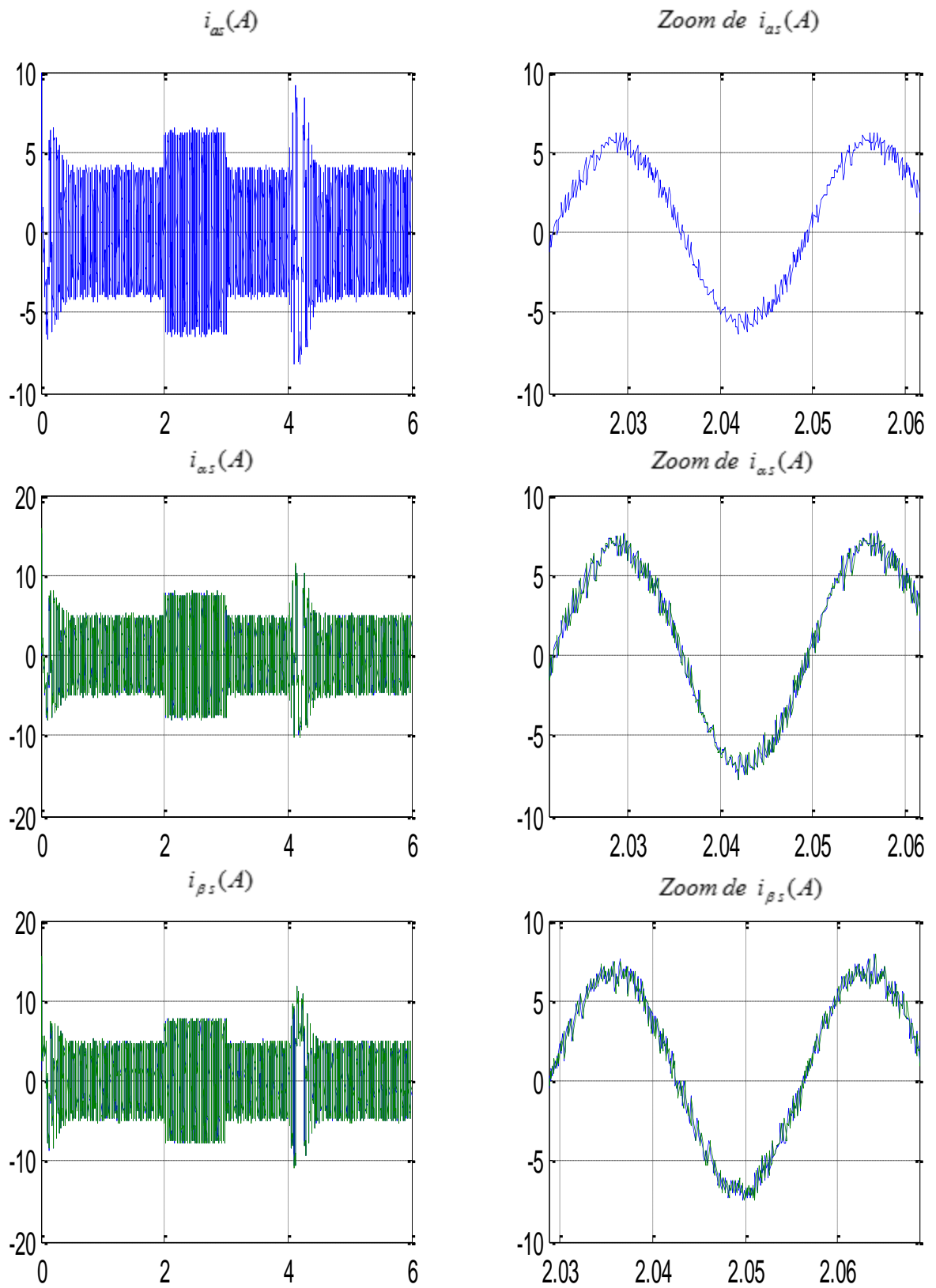


Fig. (III.5.a) Commande non linéaire avec observation de flux et de courant.

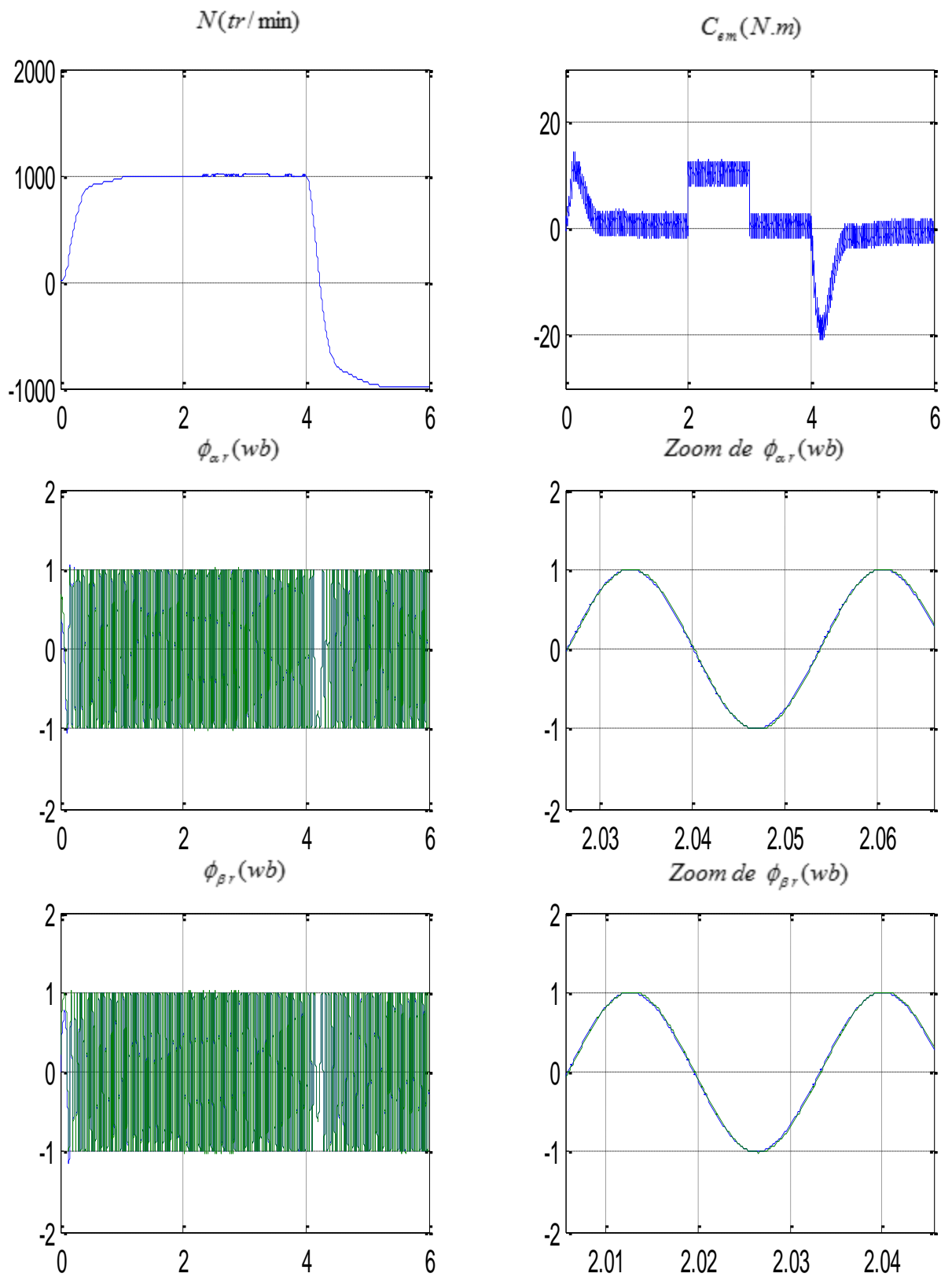


Fig. (III.5.b) Commande non linéaire avec observation de flux et de courant.

III.6. OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT DE FLUX [4]

III.6.1. Modèle de l'observateur

Pour observer le flux rotorique, on simule les deux équations du rotor. Pour améliorer la convergence et réduire la sensibilité aux variations des paramètres et bruits de mesure, on ajoute un terme correcteur en tension :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r i_{\alpha s} + k(\hat{v}_{\alpha s} - v_{\alpha s}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\beta r} + p\Omega \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r i_{\beta s} + k(\hat{v}_{\beta s} - v_{\beta s})\end{aligned}\quad (\text{III.13})$$

Avec

$\hat{\phi}_{\alpha r}, \hat{\phi}_{\beta r}$: valeurs estimées du flux ;

$v_{\alpha s}, v_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: composantes mesurées de tension et de courant ;

$\hat{v}_{\alpha s}, \hat{v}_{\beta s}$: composantes de tension calculées à partir des équations du stator :

$$\begin{aligned}\hat{v}_{\alpha s} &= \frac{L_m}{L_r} \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} + \sigma L_s \dot{i}_{\alpha s} + r_s i_{\alpha s} \\ \hat{v}_{\beta s} &= \frac{L_m}{L_r} \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} + \sigma L_s \dot{i}_{\beta s} + r_s i_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{III.14})$$

Dans les expressions de $\hat{v}_{\alpha s}$ et $\hat{v}_{\beta s}$ apparaît des dérivées des courants $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$. Pour éviter la dérivation numérique de ces grandeurs mesurées, on remplace $\hat{v}_{\alpha s}$ et $\hat{v}_{\beta s}$ par leurs valeurs dans les équations de l'observateur :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r i_{\alpha s} + k\left(\frac{L_m}{L_r} \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} + \sigma L_s \dot{i}_{\alpha s} + r_s i_{\alpha s} - v_{\alpha s}\right) \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\beta r} - p\Omega \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r i_{\beta s} + k\left(\frac{L_m}{L_r} \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} + \sigma L_s \dot{i}_{\beta s} + r_s i_{\beta s} - v_{\beta s}\right)\end{aligned}\quad (\text{III.15})$$

On regroupe tous les termes contenant des dérivées d'un seul côté :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} - k \frac{L_m}{L_r} \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} - k \sigma L_s \dot{i}_{\alpha s} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r i_{\alpha s} + k r_s i_{\alpha s} - k v_{\alpha s} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} - k \frac{L_m}{L_r} \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} - k \sigma L_s \dot{i}_{\beta s} &= -\theta_r \hat{\phi}_{\beta r} - p\Omega \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r i_{\beta s} + k r_s i_{\beta s} - k v_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{III.16})$$

et on définit les deux variables :

$$\begin{aligned}z_1 &= \hat{\phi}_{\alpha r} \left(1 - \frac{k L_m}{L_r}\right) - k \sigma L_s i_{\alpha s} \\ z_2 &= \hat{\phi}_{\beta r} \left(1 - \frac{k L_m}{L_r}\right) - k \sigma L_s i_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{III.17})$$

Les équations de l'observateur (III.16) deviennent :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= -\theta_r \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r i_{\alpha s} + k r_s i_{\alpha s} - k v_{\alpha s} \\ \dot{z}_2 &= -\theta_r \hat{\phi}_{\beta r} - p\Omega \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r i_{\beta s} + k r_s i_{\beta s} - k v_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{III.18})$$

Avec (à partir de (III.17)) :

$$\begin{aligned}\hat{\phi}_{\alpha r} &= \frac{1}{1 - k \frac{L_m}{L_r}} (z_1 + k \sigma L_s i_{\alpha s}) \\ \hat{\phi}_{\beta r} &= \frac{1}{1 - k \frac{L_m}{L_r}} (z_2 + k \sigma L_s i_{\beta s})\end{aligned}\quad (\text{III.19})$$

On remplace ces expressions de $\hat{\phi}_{\alpha r}$ et $\hat{\phi}_{\beta r}$ dans (III.18) pour obtenir deux équations d'état pour les variables z_1 et z_2 contenant seulement les composantes $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$, $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ et non pas ses dérivées :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= \frac{1}{1 - k \frac{L_m}{L_r}} [-\theta_r (z_1 + k \sigma L_s i_{\alpha s}) - p\Omega (z_2 + k \sigma L_s i_{\beta s})] + L_m \theta_r i_{\alpha s} + k (r_s i_{\alpha s} - v_{\alpha s}) \\ \dot{z}_2 &= \frac{1}{1 - k \frac{L_m}{L_r}} [-\theta_r (z_2 + k \sigma L_s i_{\beta s}) - p\Omega (z_1 + k \sigma L_s i_{\alpha s})] + L_m \theta_r i_{\beta s} + k (r_s i_{\beta s} - v_{\beta s})\end{aligned}\quad (\text{III.20})$$

III.6.2. Etude de la stabilité de l'observateur

Les équations d'erreur de cet observateur sont obtenues en faisant la différence entre les grandeurs réelles (à partir du modèle) et les grandeurs estimées (équation (III.15)) :

$$\begin{aligned}\dot{e}_\alpha &= \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} - \dot{\phi}_{\alpha r} \\ &= -\theta_r e_\alpha - p\Omega e_\beta + k \frac{L_m}{L_r} \dot{e}_\alpha \\ \dot{e}_\beta &= \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} - \dot{\phi}_{\beta r} \\ &= -\theta_r e_\beta - p\Omega e_\alpha + k \frac{L_m}{L_r} \dot{e}_\beta\end{aligned}\quad (\text{III.21})$$

Avec

$$\begin{aligned}e_\alpha &= \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\alpha r} \\ e_\beta &= \hat{\phi}_{\beta r} - \phi_{\beta r}\end{aligned}\quad (\text{III.22})$$

On réarrange les équations (III.21) :

$$\dot{e}_\alpha = \frac{1}{1 - k \frac{L_m}{L_r}} (-\theta e_\alpha - p\Omega e_\beta) \tag{III.23}$$

$$\dot{e}_\beta = \frac{1}{1 - k \frac{L_m}{L_r}} (-\theta e_\beta - p\Omega e_\alpha)$$

Pour étudier la stabilité de l'observateur, on considère une fonction de Lyapounov qui représente l'erreur d'observation :

$$V = e_\alpha^2 + e_\beta^2 \tag{III.24}$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= 2\dot{e}_\alpha e_\alpha + 2\dot{e}_\beta e_\beta \\ &= \frac{-2\theta_r}{1 - k \frac{L_m}{L_r} (e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \end{aligned} \tag{III.25}$$

On constate que l'amplitude d'erreur diminue avec une constante de temps $\frac{1 - k \frac{L_m}{L_r}}{2\theta_r}$

Pour assurer la stabilité de l'observateur ($\dot{V} \leq 0$), Le gain k doit vérifier la condition :

$$k < \frac{L_r}{L_m}$$

Le schéma de la commande avec observation de flux est donné à la figure (III.6) :

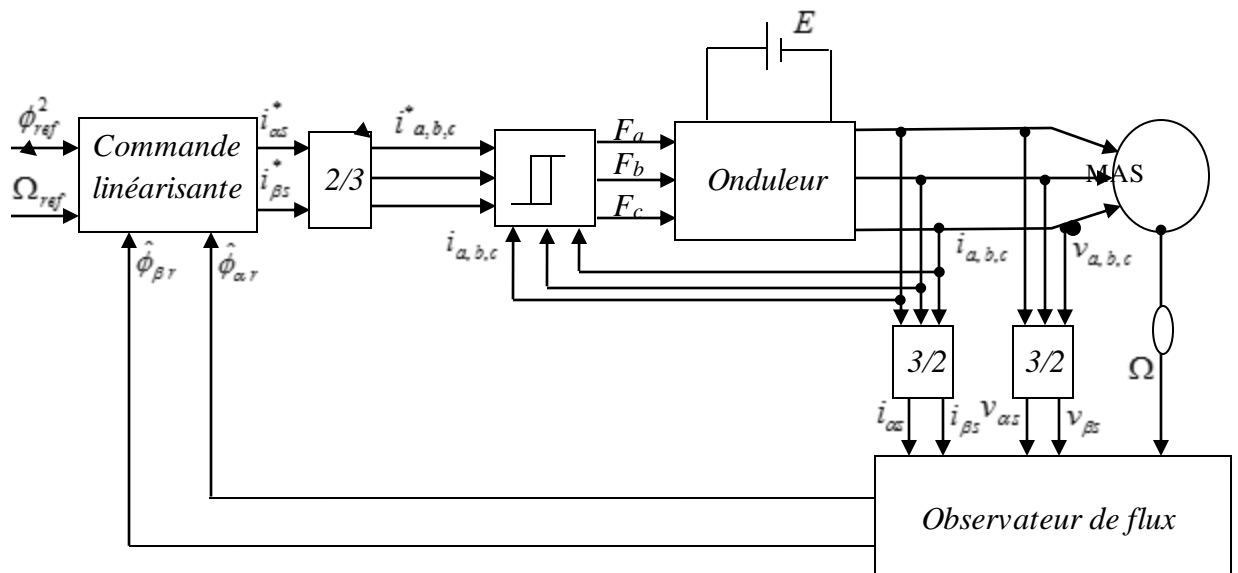


Fig. (III.6) Schéma de la commande non linéaire avec observateur de flux.

III.6.3 Simulation numérique

Nous avons choisi le gain d'adaptation : $k = 0.5$, et la période d'échantillonnage $T_{obs} = 0.0001$.

La figure (III.7) donne la norme observée et réelle du flux rotorique et l'erreur d'observation. Du flux qui tend vers zéro.

Les figures (III.8.a) et (III.8.b) donnent la simulation de la commande non linéaire dotée d'un observateur d'ordre réduit de flux.

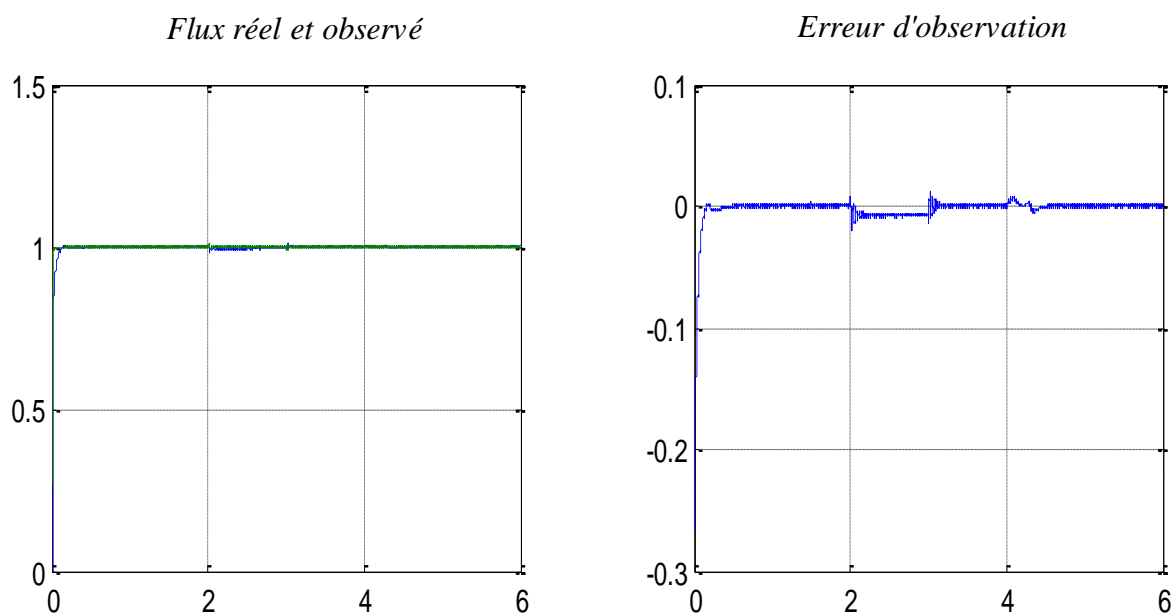


Fig. (III.7) Observateur d'ordre réduit de flux rotorique.

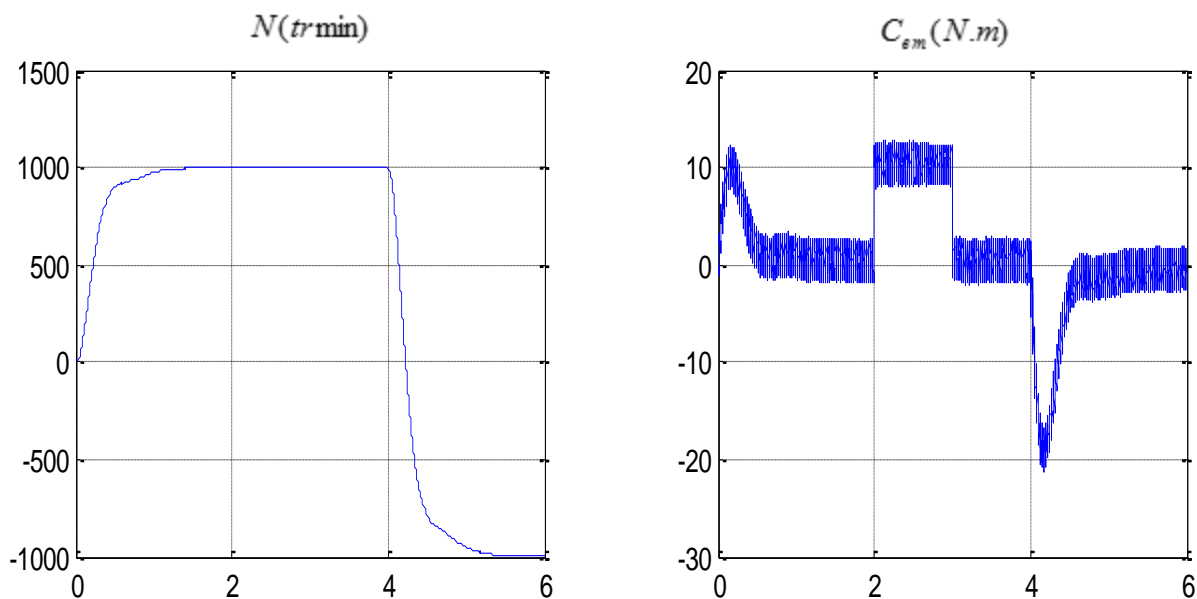


Fig. (III.8.a) Commande non linéaire avec observateur d'ordre réduit.

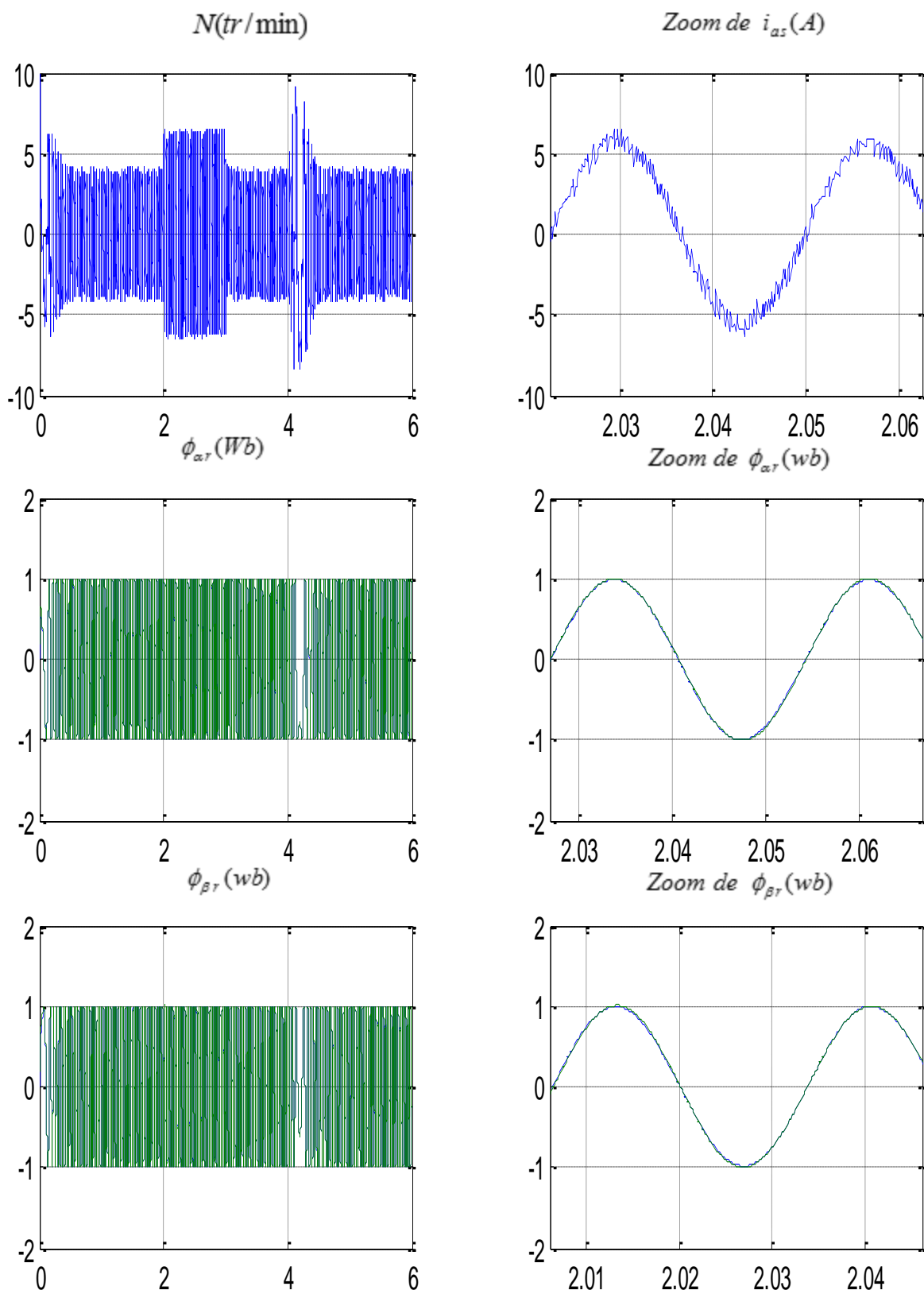


Fig. (III.8.b) Commande non linéaire avec observateur d'ordre réduit de flux.

III.7. OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT DE LUNBERGER [4]

On applique la théorie de l'observateur de Luenberger pour l'estimation des composantes de flux rotorique. Le modèle de la machine est linéaire dans les états électromagnétiques. Les deux composantes de courant statorique sont mesurables. On les considère comme sorties du modèle :

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

$$u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{pmatrix} \quad (III.26)$$

$$A = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & p\Omega k \\ 0 & -\gamma & -p\Omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & \frac{-1}{T_r} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Pour l'observation des états $x_3 = \phi_{\alpha r}$ et $x_4 = \phi_{\beta r}$ on utilise l'observateur de Luenberger suivant :

$$\dot{\hat{z}} = F \hat{z} + K y + H u \quad (III.27)$$

Les dimensions des vecteurs et matrices apparues dans cette relation sont :

$$z(2,1), F(2,2), K(2,2), H(2,2).$$

Le vecteur z est lié au vecteur d'état initial x par la matrice de transformation $T(2,4)$:

$$z = T x \quad (III.28)$$

Pour déterminer les relations entre les matrices du système A, B et C et les matrices de l'observateur F, K et H , on calcule l'équation d'erreur ($e = \hat{z} - T x$) :

$$\begin{aligned}
\dot{e} &= \dot{\hat{z}} - T \dot{x} \\
&= F \hat{z} + K y + H u - T A x - T B u \\
&= F \hat{z} + K C x + H u - T A x - T B u \\
&= F(e + T x) + K C x + H u - T A x - T B u \\
&= F e + (F T - T A + K C) x + (H - T B) u
\end{aligned} \tag{III.29}$$

Pour donner à l'équation d'erreur la forme :

$$\dot{e} = F e \tag{III.30}$$

On doit vérifier la relation :

$$\begin{aligned}
T A - F T &= K C \\
H &= T B
\end{aligned} \tag{III.31}$$

La dynamique de l'erreur (III.30) est régie par les valeurs propres de la matrice d'état de l'observateur F . On impose à cette matrice la forme suivante :

$$F = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2) \tag{III.32}$$

Pour que la dynamique de l'erreur soit stable, λ_1 et λ_2 doivent être négatifs.

Avec ce choix de F , les équations explicites de l'observateur s'écrivent :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= \lambda_1 z_1 + k_{11} y_1 + k_{12} y_2 + h_{11} u_1 + h_{12} u_2 \\
\dot{z}_2 &= \lambda_2 z_2 + k_{21} y_1 + k_{22} y_2 + h_{21} u_1 + h_{22} u_2
\end{aligned} \tag{III.33}$$

On impose à la matrice de transformation T la forme suivante :

$$T = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} & 1 & 0 \\ t_{21} & t_{22} & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{III.34}$$

Les éléments de la matrice T , K et H sont obtenus à partir des équations (III.31) :

$$\begin{aligned}
t_{11} &= \frac{\theta_r^2 + \lambda_1 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{12} &= \frac{-\lambda_1 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\
t_{21} &= \frac{\lambda_2 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{22} &= \frac{\theta_r^2 + \lambda_2 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\
k_{11} &= -(\gamma + \lambda_1) t_{11} + L_m \theta_r & k_{12} &= -(\gamma + \lambda_1) t_{12} \\
k_{21} &= -(\gamma + \lambda_2) t_{21} & k_{22} &= -(\gamma + \lambda_2) t_{22} + L_m \theta_r \\
h_{11} &= \frac{t_{11}}{\sigma L_s} & h_{12} &= \frac{t_{12}}{\sigma L_s} \\
h_{21} &= \frac{t_{21}}{\sigma L_s} & h_{22} &= \frac{t_{22}}{\sigma L_s}
\end{aligned} \tag{III.35}$$

Les états originaux x_3 et x_4 sont obtenus en réarrangeant l'équation $\hat{z} = T \hat{x}$ avec T ayant la forme (III.34) :

$$x_3 = z_1 - t_{11}x_1 - t_{12}x_2 \tag{III.36}$$

$$x_4 = z_2 - t_{21}x_1 - t_{22}x_2$$

III.7.1. Simulation numérique

On prend $\lambda_1 = -0.01$, $\lambda_2 = -0.01$, la période d'échantillonnage $T_{obs} = 0.001$.

La figure (III.9) donne le flux réel et le flux observé et l'erreur entre eux qui converge

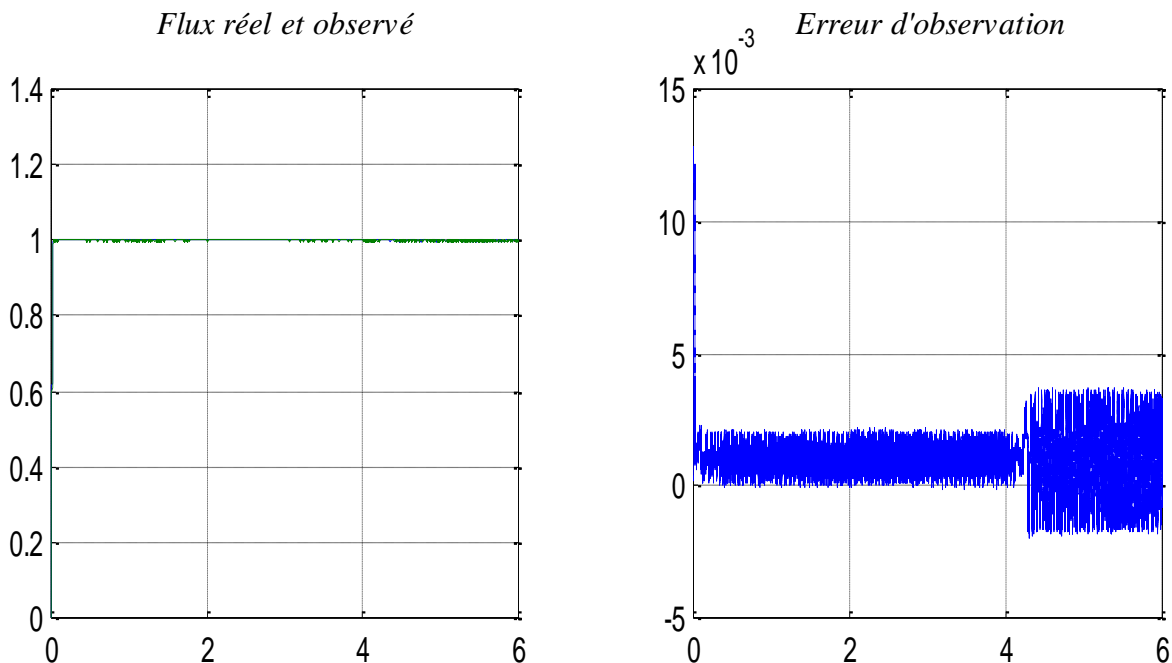


Fig. (III.9) Observateur d'ordre réduit de Luenberger.

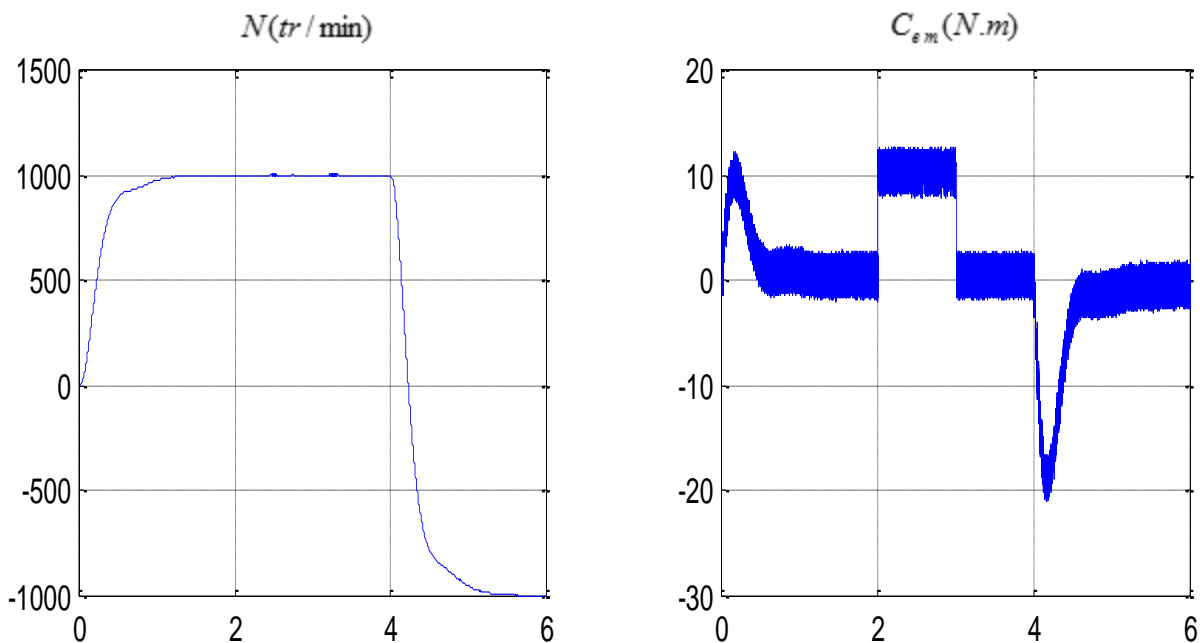


Fig. (III.10.a) Commande non linéaire avec observateur de Luenberger de flux.

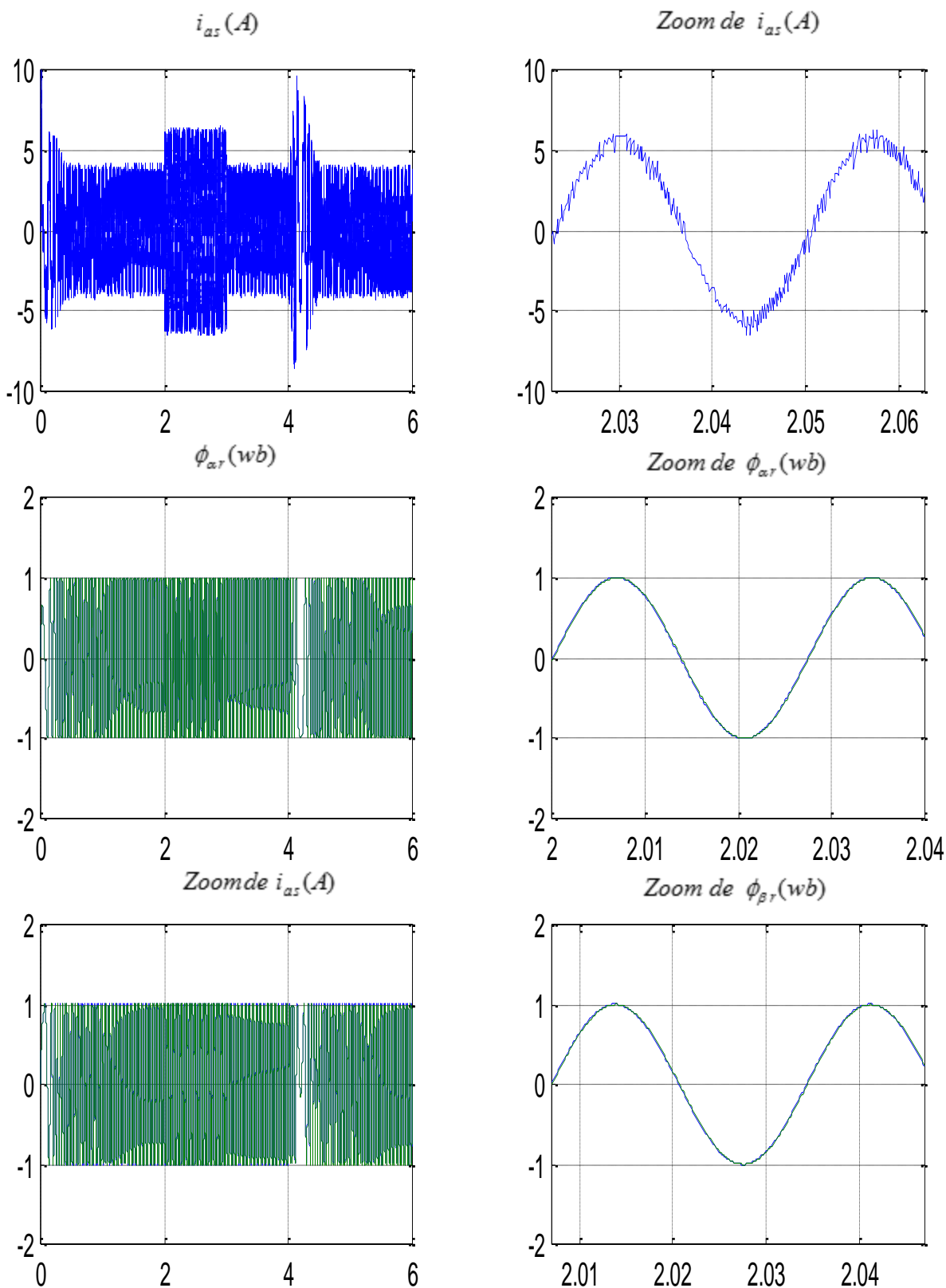


Fig. (III.10.b) Commande non linéaire avec observateur de Luenberger de flux.

III.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons introduit les observateurs d'état dans la loi de commande non linéaire de la machine asynchrone. Notre avantage de cette méthode est de pouvoir effectuer une synthèse tout en démontrant une stabilité dans des instances spécifiques de notre choix, d'autre part, d'améliorer le suivi des transitoires.

Nous avons élaboré des lois de censure non linéaires avec le contrôleur de l'État qui tiennent compte du groupe de contrôle et de surveillance.

Le moniteur d'arrangement complet estime tous les états électromagnétiques (flux et courant) de l'appareil. Ce moniteur est moins sensible au bruit de mesure du courant. Le moniteur de flux de rotor d'ordre inférieur utilise des équations de rotor avec des termes de correction de tension d'entrée. Ce terme correctif permet d'imposer à l'observateur la dynamique souhaitée à condition de tenir compte des limites de stabilité.

L'observateur de flux et de courant fait un compromis entre la mesure et l'estimation du courant statorique.

Chapitre IV

Commande Non

Linéaire

Adaptative

IV.1. INTRODUCTION

L'algorithme de la commande non linéaire développé dans le chapitre II dépend fortement des paramètres du modèle de la machine. Une mauvaise connaissance de ces paramètres affecte l'exactitude de la linéarisation. Dans le cas du moteur, spécialement la résistance rotorique peut varier jusqu'à 50% de sa valeur nominale à cause de l'échauffement de la machine. C'est pourquoi dans ce chapitre nous développons la loi de commande adaptative incluant l'estimation de paramètres inconnus et variables dans le temps. Nous avons jugé nécessaire d'adapter ces paramètres.

Des algorithmes d'adaptation de la constante de temps du rotor de la machine sont fabriqués à partir du modèle réduit. Nous avons utilisé la méthode du modèle de référence, puis la méthode du gradient utilisée pour réduire l'erreur de prédiction. Nous avons introduit une combinaison de ces deux méthodes. Nous avons appliqué ces méthodes au contrôle linéaire d'une machine asynchrone avec un moniteur d'état.

IV.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE

Un système de commande adaptative par modèle de référence est composé de quatre parties principales (figure (IV.1)) :

Le modèle réel du système à commander ;

Le modèle de référence qui sert à donner la réponse idéale du système réel.

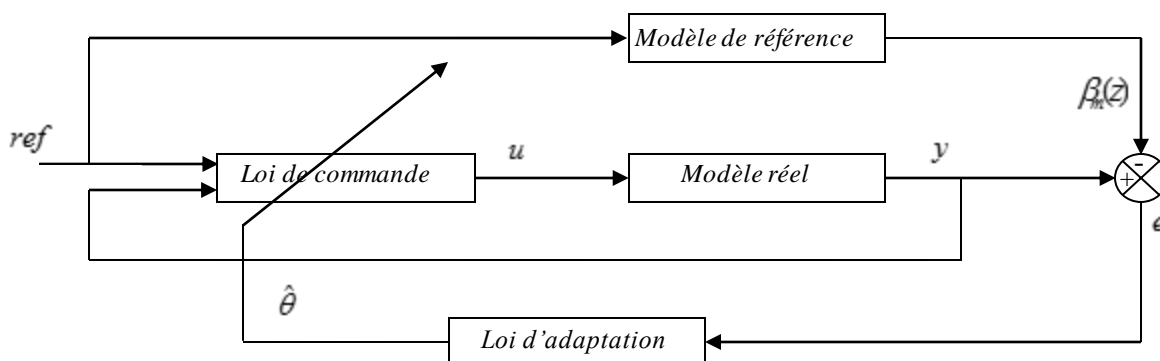


Fig. (IV.1) Commande adaptative par modèle de référence.

- L'algorithme d'adaptation des paramètres calculé à la base de l'erreur entre les sorties du modèle réel et du modèle de référence.
- La loi de commande contenant des paramètres ajustables.

Suivant le choix de la loi d'adaptation, on distingue plusieurs approches de la commande par modèle de référence [20]. Dans l'approche de Lyapunov, on calcule la

dynamique de l'erreur de poursuite, et on choisit une loi d'adaptation qui assure la stabilité asymptotique de cette dynamique. Pour ce faire, on propose une fonction de Lyapunov pour l'équation d'erreur, et on calcule l'algorithme d'adaptation qui rend négative la dérivée par rapport au temps de cette fonction.

IV.3. ADAPTATION PAR LA METHODE DU MODELE DE REFERENCE (MRAC)

IV.3.1. Paramétrisation linéaire du modèle

Pour faire l'adaptation de la constante de temps rotorique, on considère le module du flux rotorique dans le repère (α, β) comme sortie du modèle :

$$x = \phi_r^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (IV.1)$$

La dérivée par rapport au temps de cette grandeur donne :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= 2x_3\dot{x}_3 + 2x_4\dot{x}_4 \\ &= \frac{1}{T_r}(-2(x_3^2 + x_4^2) + 2L_m(u_1x_3 + u_2x_4)) \end{aligned} \quad (IV.2)$$

Avec :

$$\begin{aligned} u_1 &= i_{\alpha s} \\ u_2 &= i_{\beta s} \end{aligned}$$

Cette équation est non linéaire par rapport à T_r . On fait reparamétrisation :

$\theta_r = 1/T_r$ pour obtenir :

$$\dot{x} = \theta_r(-2(x_3^2 + x_4^2) + 2L_m(u_1x_3 + u_2x_4)) \quad (IV.3)$$

L'équation (IV.3) est linéaire par rapport à θ_r , ce qui revient à l'adaptation de T_r .

IV.3.2 Loi de commande en présence d'incertitudes paramétriques

On considère qu'il y a une incertitude sur le paramètre θ_r , et on note:

$$\theta_r = \hat{\theta}_r + \tilde{\theta}_r \quad (IV.4)$$

Avec

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_r &: \text{estimation de } \theta_r; \\ \tilde{\theta}_r &: \text{incertitude sur le paramètre } \theta_r. \end{aligned}$$

On remplace θ_r par $\hat{\theta}_r + \tilde{\theta}_r$ dans (IV.3):

$$\dot{x} = \hat{\theta}_r(-2(x_3^2 + x_4^2) + 2L_m(u_1x_3 + u_2x_4)) + w\tilde{\theta}_r \quad (IV.5)$$

Avec

$$w = -2(x_3^2 + x_4^2) + 2L_m(u_1x_3 + u_2x_4) \quad (IV.6)$$

Les estimations des commandes u_1 et u_2 sont obtenues en remplaçant θ_r par $\hat{\theta}_r$ dans (II.60):

$$\begin{pmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{u}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2L_m x_3 \hat{\theta}_r & 2L_m x_4 \hat{\theta}_r \\ -\frac{pL_m}{jL_r} x_4 & \frac{pL_m}{jL_r} x_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} v_1 + 2\hat{\theta}_r x \\ v_2 + \frac{c_r}{j} \end{pmatrix} \quad (IV.7)$$

On remplace u_1 et u_2 par leurs estimations \hat{u}_1 et \hat{u}_2 dans (IV.3):

$$\dot{x} = v_1 + w\tilde{\theta}_r \quad (IV.8)$$

A cause de la présence d'incertitude paramétrique sur θ_r (le deuxième terme de droite de (IV.8)) la linéarisation n'est pas exacte.

IV.3.3. Modèle de référence

Le modèle de référence donne la réponse désirée du système. Comme la sortie de notre système est la norme du flux rotorique, on considère que la sortie du modèle de référence est la norme du flux rotorique de référence :

$$x_{ref} = \phi_{ref}^2 \quad (II.9)$$

IV.3.4. Dynamique de l'erreur de poursuite

La dynamique de l'erreur de poursuite est l'équation différentielle donnant l'erreur entre la sortie du modèle de référence et celle du modèle réel. L'entrée v_1 du système est donnée par :

$$v_1 = k(\phi_{ref}^2 - x) + \dot{\phi}_{ref}^2 \quad (IV.10)$$

On remplace dans (IV.8) et on note :

$$e = x - \phi_{ref}^2 \quad (IV.11)$$

On obtient :

$$\dot{e} = -ke + w\tilde{\theta}_r \quad (IV.12)$$

L'équation (IV.12) représente la dynamique de l'erreur de poursuite. La terme $-k e$ représente l'erreur entre la sortie réelle et la sortie du modèle de référence, et le terme $w\tilde{\theta}_r$ est dû à la présence d'incertitude sur θ_r .

IV.3.5. Calcul de la loi d'adaptation

La loi d'adaptation doit garantir la stabilité et la convergence vers zéro de la dynamique de l'erreur. On donne une fonction de Lyapunov pour la dynamique (IV.12), et en choisit la loi d'adaptation de sorte que la dérivée par rapport au temps de cette fonction soit négative.

La fonction de Lyapunov représente la somme des formes quadratiques des écarts de réglage et d'adaptation :

$$V = \frac{1}{2}e^2 + \frac{\Gamma}{2}\tilde{\theta}_r^2 \quad (\text{IV.13})$$

avec Γ : constante positive.

On calcul la dérivée par rapport au temps de cette fonction :

$$\dot{V} = -ke^2 + \theta_r(we + \Gamma\dot{\tilde{\theta}}_r) \quad (\text{IV.14})$$

On conçoit l'algorithme d'adaptation de manière à annuler le deuxième terme de droite de (IV.14) :

$$\dot{\tilde{\theta}}_r = -\Gamma^{-1}we \quad (\text{IV.15})$$

Avec ce choix, on a :

$$\dot{V} = -ke^2 \leq 0 \quad (\text{IV.16})$$

Donc la dynamique de l'erreur est globalement stable. L'erreur de poursuite e et l'incertitude paramétrique $\tilde{\theta}_r$ sont bornées.

Pour montrer que l'erreur e tend vers zéro, on utilise le lemme de Barbalat. On doit montrer la continuité uniforme de \dot{V} . On calcule \ddot{V} :

$$\begin{aligned} \ddot{V} &= -2ke\dot{e} \\ &= 2k^2e^2 - 2kwe\dot{\tilde{\theta}}_r \end{aligned} \quad (\text{IV.17})$$

e et $\dot{\tilde{\theta}}_r$ étant bornées, donc \ddot{V} est bornée. Ainsi, \dot{V} est uniformément continue. D'après le théorème de Barbalat (Annexe B), \dot{V} tend donc vers zéro, et à partir de l'équation (IV.16) on déduit que l'erreur de poursuite e tend vers zéro.

IV.3.6. Simulation numérique

On simule la commande linéarisante appliquée sur la machine asynchrone, avec adaptation du paramètre θ_r . Les composantes du flux rotorique sont observées à l'aide d'un observateur d'ordre réduit.

Les paramètres de simulation sont :

- Le gain d'adaptation $\Gamma^{-1}=385$.
- La période d'échantillonnage de l'observateur $T_{obs}=0.0001$
- La période d'échantillonnage de la commande adaptative $T_{adap}=0.0002$
- Le gain de correction pour l'observateur $k=0.5$ sans adaptation de θ_r dans l'algorithme de l'observateur, et $k=1000000$ dans le cas d'un observateur avec adaptation θ_r .

L'estimation initiale de θ_r est prise zéro. Les figures suivantes montrent la convergence de $\hat{\theta}_r$ vers la valeur réelle ($\theta_r = 13.88$), et la convergence de l'erreur de poursuite vers

zéro. La simulation de la commande linéarisante avec adaptation de θ_r et observation des composantes de flux rotorique montre une bonne poursuite des références de vitesse et de flux.

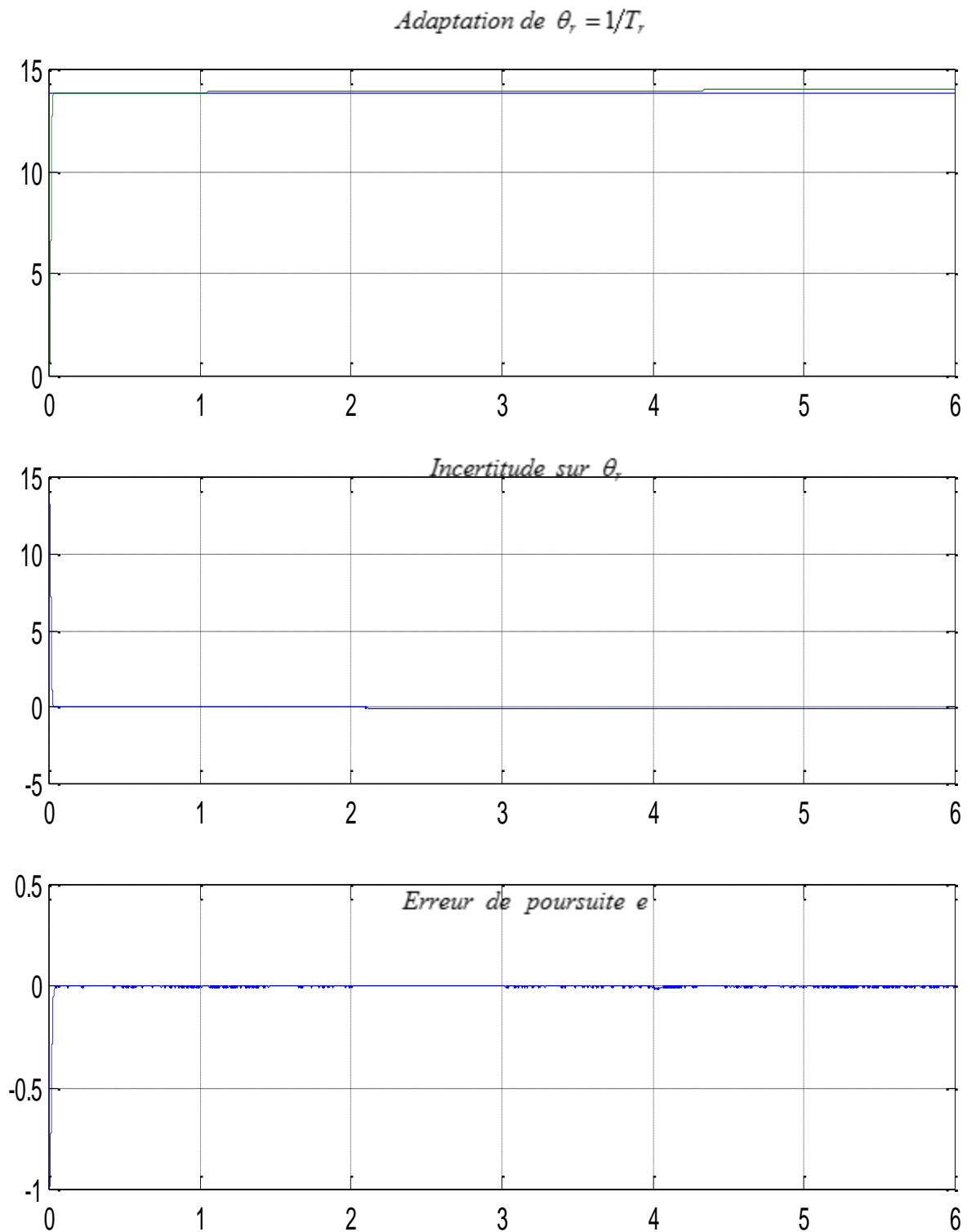


Fig. (IV.2) Adaptation de T_r par la méthode de MRAC avec observateur non adapté.

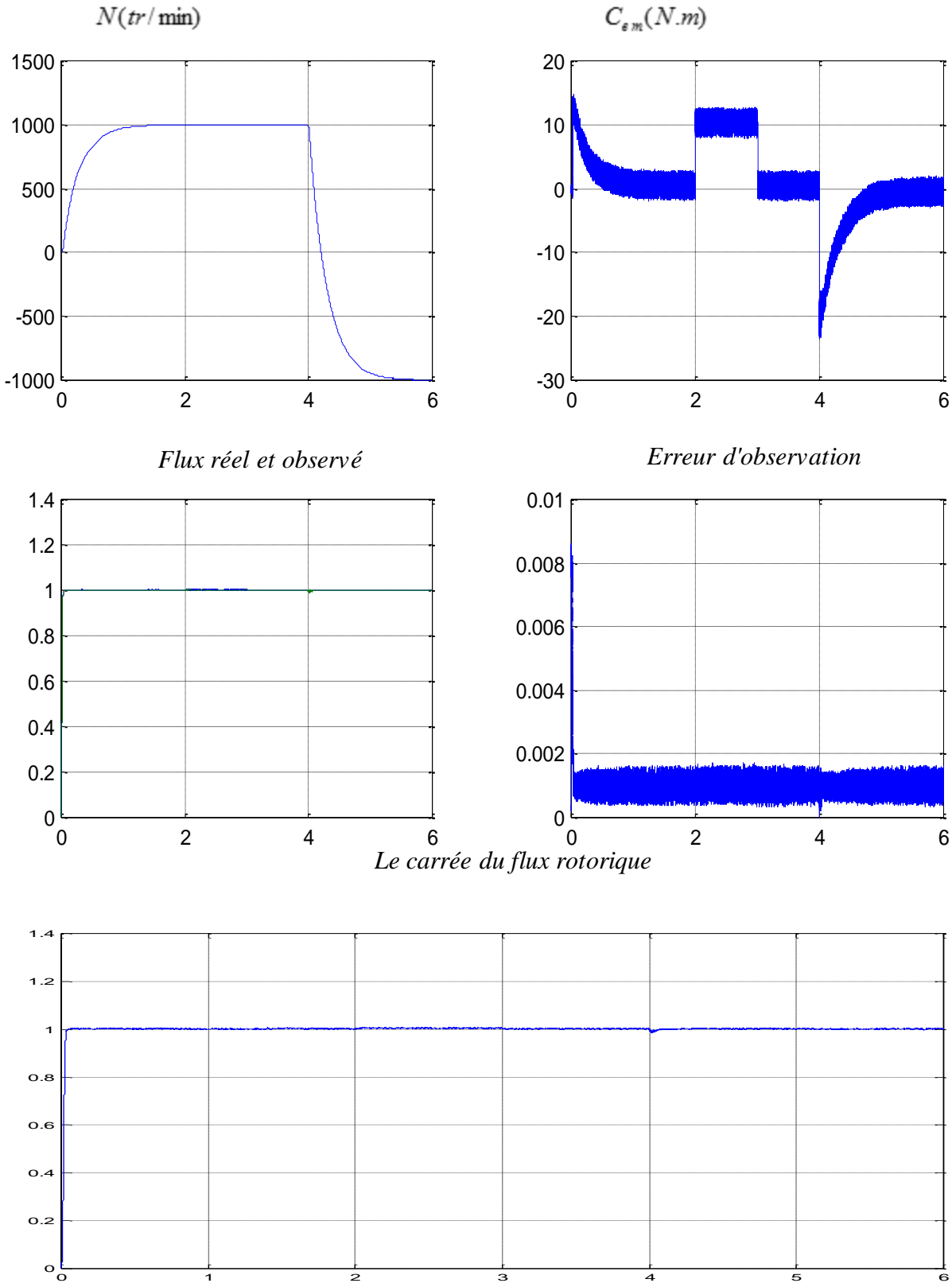


Fig. (IV.3.a) Commande non linéaire avec adaptation de θ_r par la méthode de MRAC et observateur non adapté.

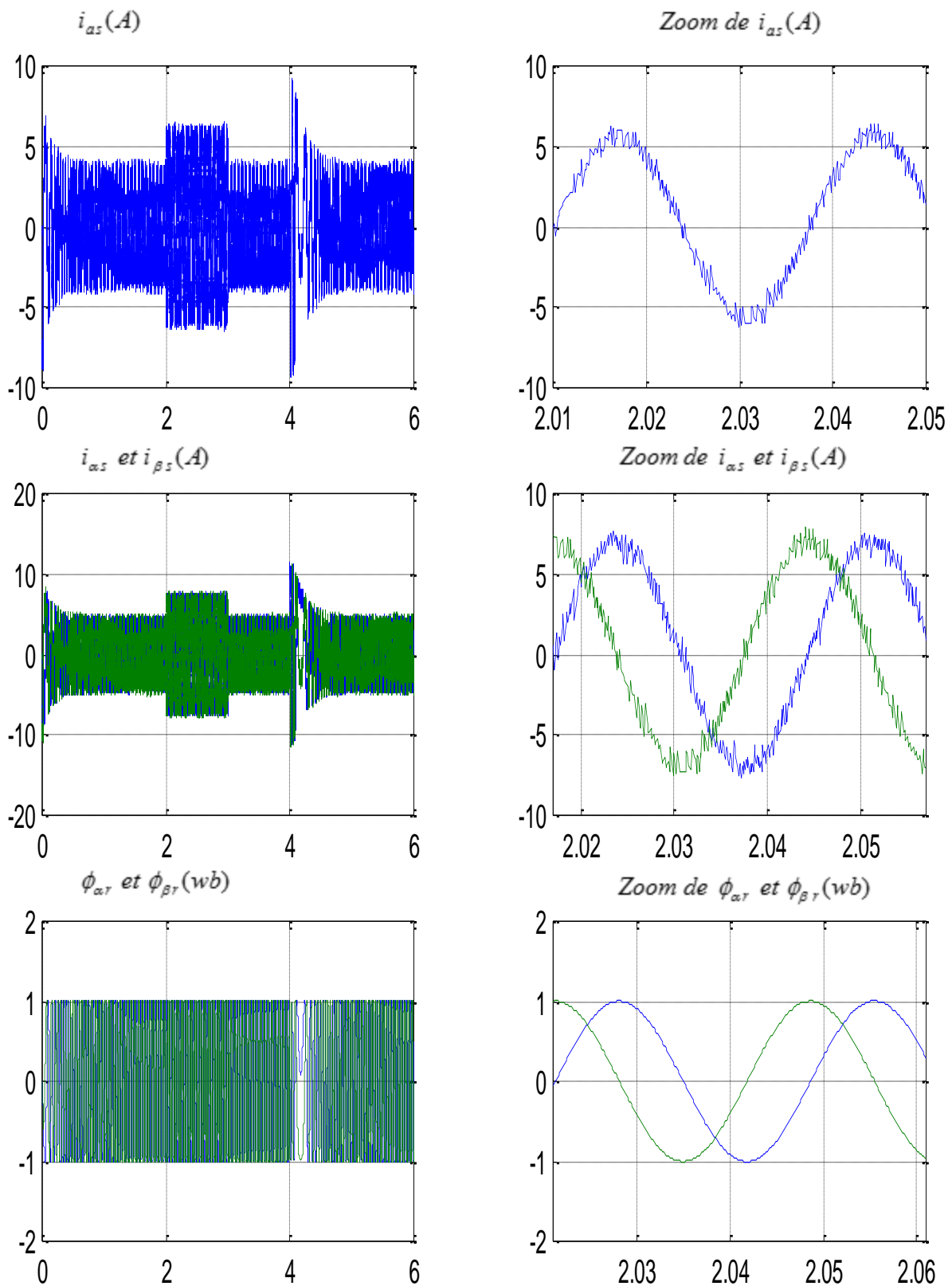


Fig. (IV.3.b) Commande non linéaire avec adaptation de θ_r par la méthode de MRAC et observateur non adapté.

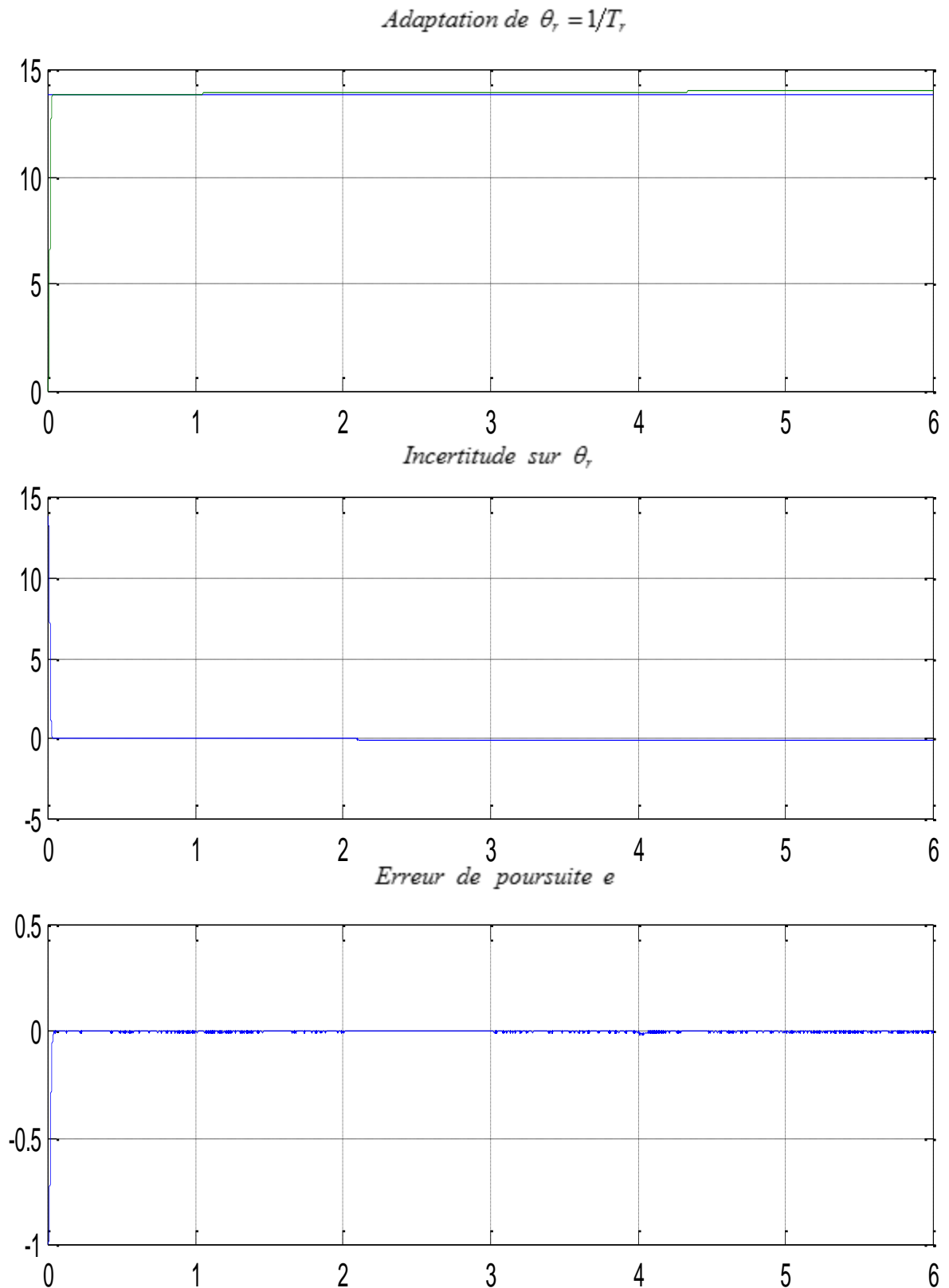


Fig. (IV.4) Adaptation de T_r par la méthode de MRAC avec observateur adapté.

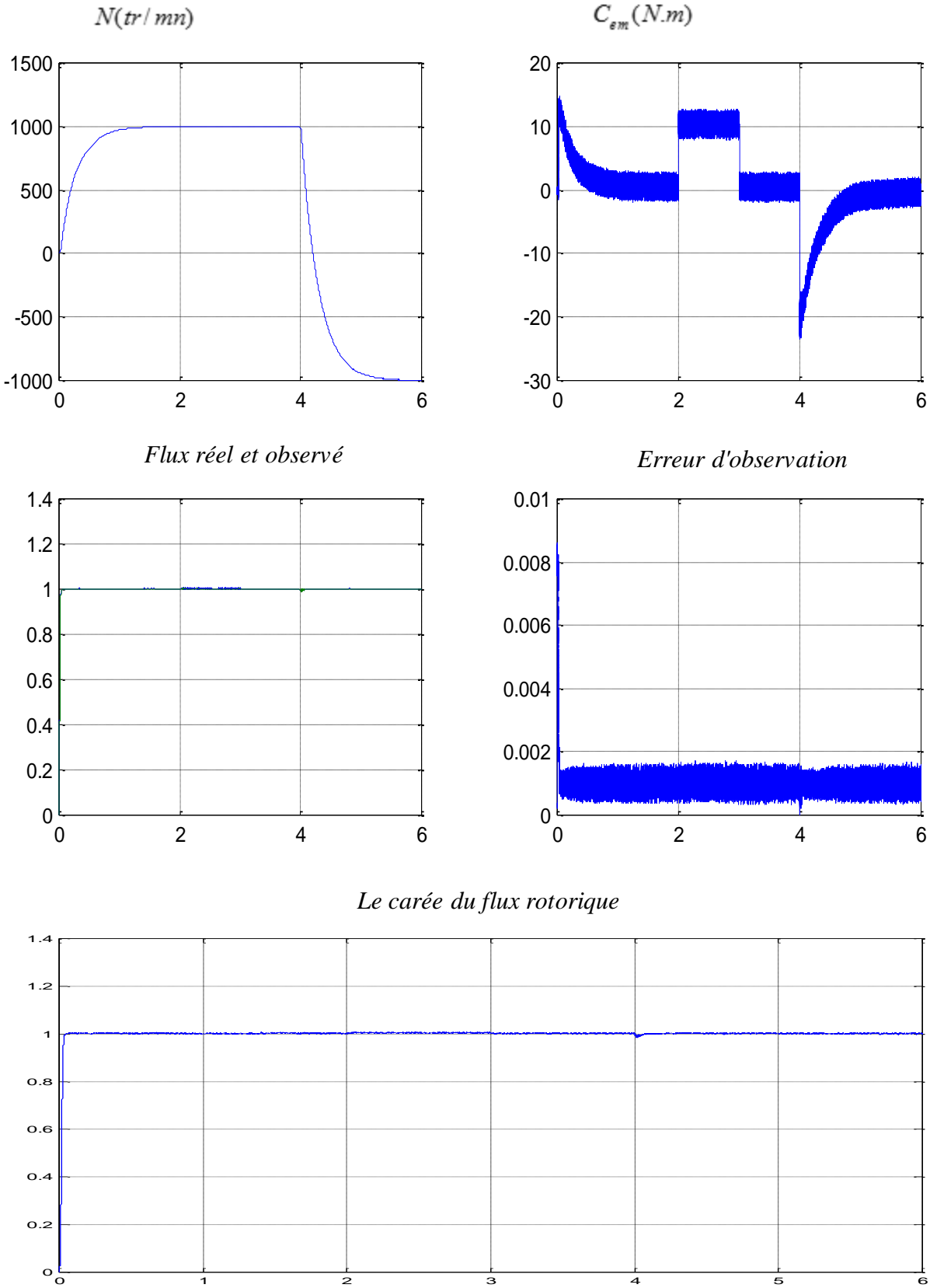


Fig. (IV.5.a) Commande non linéaire avec adaptation de θ , par la méthode de MRAC et observateur adapté.

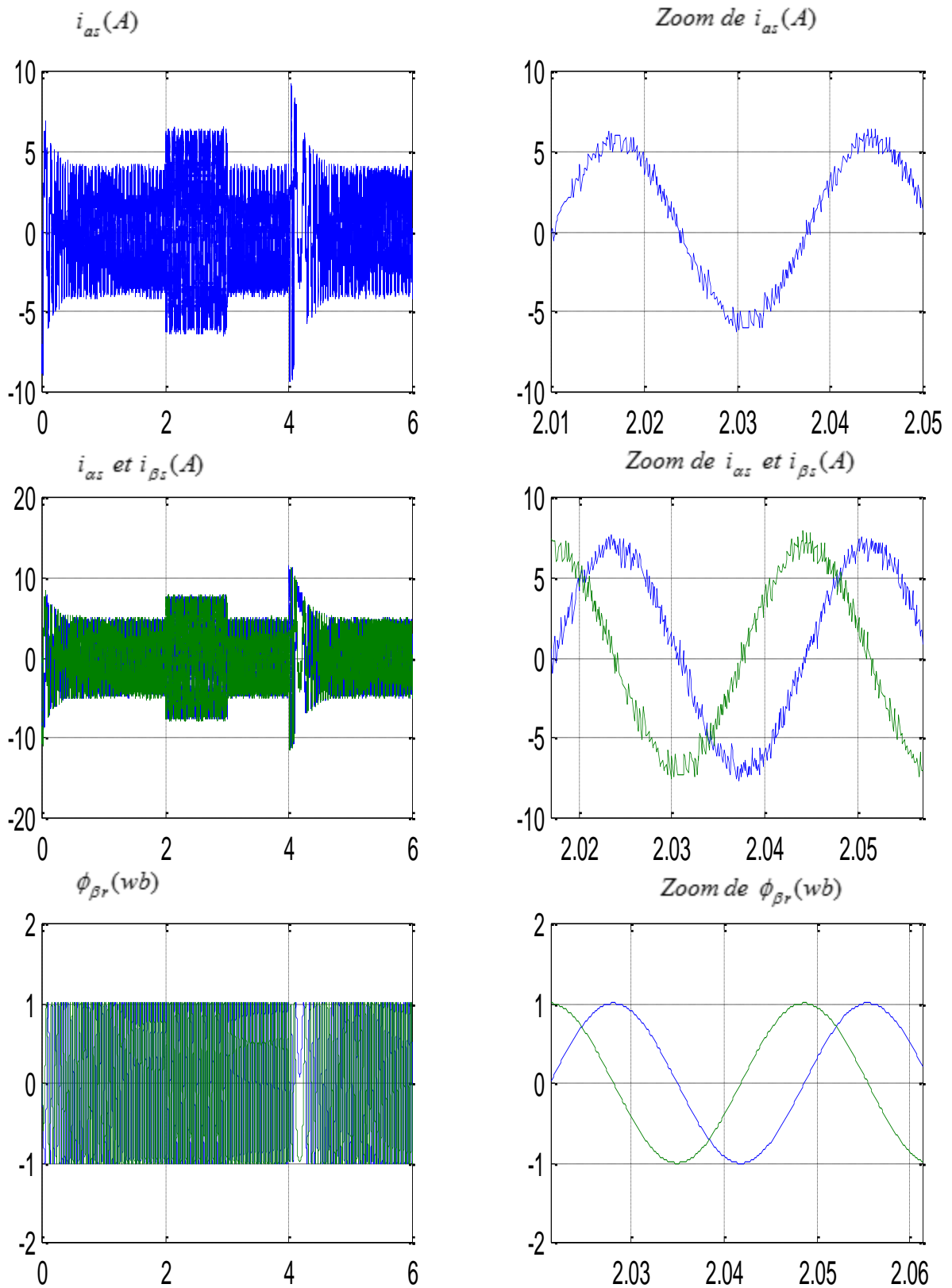


Fig. (IV.5.b) Commande non linéaire avec adaptation de θ_r par la méthode de MRAC et observateur adapté.

Dans la commande adaptative par la méthode du gradient, on ajuste les paramètres de la loi de commande afin de réduire l'erreur de prédiction, c.à.d. l'écart entre la sortie réelle du modèle et la sortie calculée à partir des paramètres estimés [4].

IV.4.1 Paramétrisation linéaire du modèle

La conception de la loi d'adaptation nécessite la paramétrisation linéaire du modèle :

$$z = w\theta_r \quad (\text{IV.18})$$

Avec

z : Vecteur des sorties choisies du modèle;

θ_r : Vecteur des paramètres à ajuster ;

w : Matrice composée des signaux mesurables.

La sortie de notre système et le carré du flux rotorique. $x = \phi_r^2 = x_3^2 + x_4^2$, et le paramètre à adapter est $\theta_r = 1/T_r$. La dérivée de la sortie x est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \theta_r (-2(x_3^2 + x_4^2) + 2L_m(u_1x_3 + u_2x_4)) \\ &= \theta_r w \end{aligned} \quad (\text{IV.19})$$

Avec :

$$u_1 = i_{\alpha s}$$

$$u_2 = i_{\beta s}$$

Et

$$w = -2(x_3^2 + x_4^2) + 2L_m(u_1x_3 + u_2x_4) \quad (\text{IV.20})$$

Le signal \dot{x} n'est pas mesurable, et la dérivation du signal x n'est pas fiable à cause des bruits de mesure, on ne peut pas résoudre (IV.19) par rapport à θ_r . Pour surmonter la difficulté, on fait recours au filtrage des deux côtés de (IV.19) [4]

$$\frac{\dot{x}}{s + \lambda} = \theta_r \frac{w}{s + \lambda} \quad (\text{IV.21})$$

Avec

s : Opérateur de laplace.

λ : Constante positive.

On note par x_f et w_f les versions filtrées de x et w :

$$x_f = \frac{x}{s + \lambda}; \quad w_f = \frac{w}{s + \lambda} \quad (\text{IV.22})$$

L'équation (IV.19) peut s'écrire :

$$x = \lambda x_f + \theta_r w_f \quad (\text{IV.23})$$

Notant $y = x - \lambda x_f$, on obtient une équation de la forme (IV.18) convenable pour l'application de la méthode de gradient:

$$y = \theta_r w_f \quad (\text{IV.24})$$

IV.4.2. Erreur de prédiction

Dans l'équation (IV.24) si on remplace θ_r par $\hat{\theta}_r$, on obtient une prédiction de la sortie y :

$$\hat{y}(t) = \hat{\theta}_r w_f(t) \quad (\text{IV.25})$$

La différence entre la sortie réelle $y(t)$ et la sortie prédictee $\hat{y}(t)$ définit l'erreur de prédiction $e_{pr}(t)$

$$e_{pr} = \hat{y}(t) - y(t) \quad (\text{IV.26})$$

L'erreur de prédiction $e_{pr}(t)$ est liée à l'erreur d'estimation $\tilde{\theta}_r$ par :

$$e_{pr} = w_f \hat{\theta}_r - w_f \theta_r = -w_f \tilde{\theta}_r \quad (\text{IV.27})$$

IV.4.3. Algorithme d'adaptation

L'idée d'adaptation par la méthode du gradient est d'ajuster le paramètre θ_r dans le sens décroissant du gradient du carré de l'erreur de prédiction par rapport à ce paramètre :

$$\dot{\hat{\theta}}_r = -\frac{p_0}{2} \frac{\partial e_{pr}^2}{\partial \hat{\theta}_r} = -p_0 w_f e_{pr} \quad (\text{IV.28})$$

avec $p_0 > 0$: Gain d'adaptation.

Une version normalisée plus utilisée de la loi d'adaptation (IV.28) est donnée par [4] :

$$\dot{\hat{\theta}}_r = -p_0 \frac{w_f e_{pr}}{1 + w_f^2} \quad (\text{IV.29})$$

Le schéma de l'algorithme d'adaptation (IV.29) est donné par la figure (IV.6).

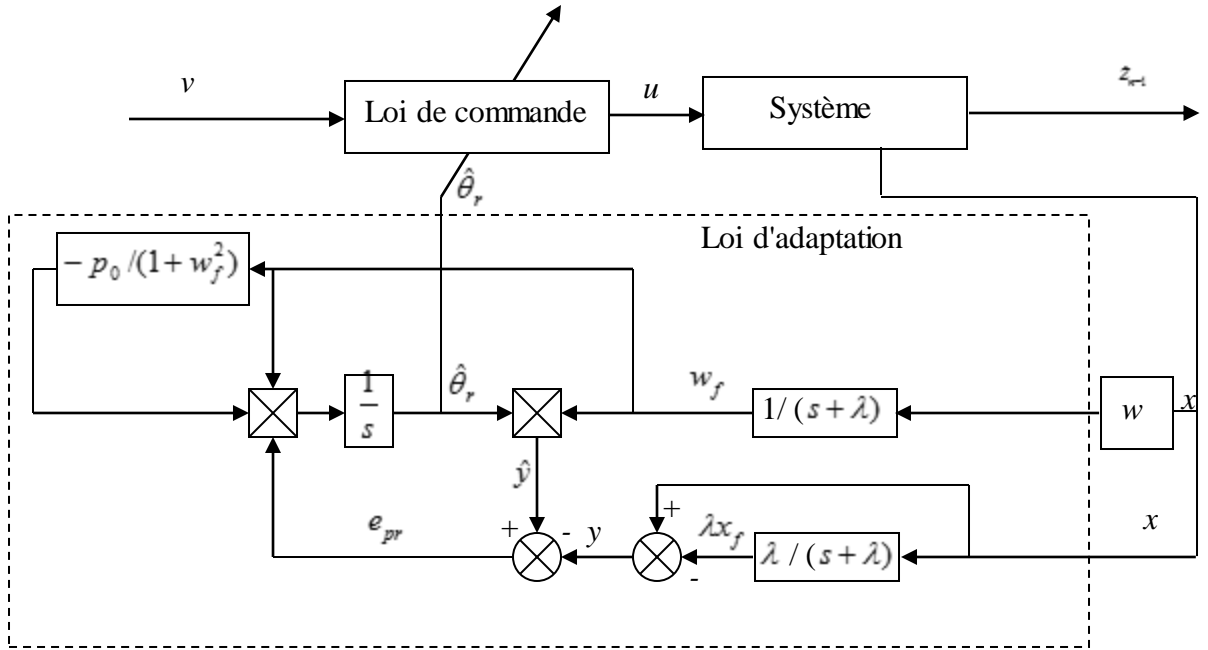


Fig. (IV.6) Schéma bloc de l'algorithme d'adaptation par la méthode du gradient.

IV.4.4. Preuve théorique de la stabilité

On montre la stabilité de l'algorithme d'adaptation par la méthode du gradient à l'aide d'une fonction de Lyapunov. En combinant les équations (IV.27) et (IV.28), et on notant que :

$$\dot{\tilde{\theta}}_r = (\dot{\hat{\theta}}_r - \dot{\tilde{\theta}}_r) = -\dot{\tilde{\theta}}_r \tag{IV.30}$$

On obtint :

$$\dot{\tilde{\theta}}_r = -p_0 w_f^2 \tilde{\theta}_r \tag{IV.31}$$

On considère la fonction de Lyapunov :

$$V = \tilde{\theta}_r^2 \tag{IV.32}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = 2\tilde{\theta}_r \dot{\tilde{\theta}}_r = -2p_0 w_f^2 \tilde{\theta}_r^2 = -p_0 e_{pr}^2 \leq 0 \tag{IV.33}$$

Ce qui implique que l'algorithme d'adaptation par la méthode du gradient est stable.

On montre que l'erreur de prédiction e_{pr} tend vers zéro par le lemme de barbalat. On a :

$$\ddot{V} = 4p_0 w_f^4 \tilde{\theta}_r^2 \tag{IV.34}$$

\ddot{V} est bornée donc \dot{V} tend vers zéro. A partir de l'équation (IV.33) on déduit que e_{pr} tend aussi vers zéro.

IV.4.5. Simulation numérique

Les paramètres utilisés dans la simulation sont :

- Le gain d'adaptation $p_0=500$.
- La période d'échantillonnage de l'observateur $T_{obs} = 0.0001$
- La période d'échantillonnage de la commande adaptative $T_{adap} = 0.0002$
- Le gain de correction de l'observateur adapté $k = 0.5$, et pour l'observateur non adapté $k = 1000000$.

La valeur initiale du paramètre $\hat{\theta}_r$ est prise zéro. Les figures suivantes montrent la convergence de $\hat{\theta}_r$ vers la valeur réelle, et l'application de la commande linéarisante avec observation des composantes de flux rotoriques et adaptation de θ_r . L'erreur de prédiction e_{pr} tend vers zéro.

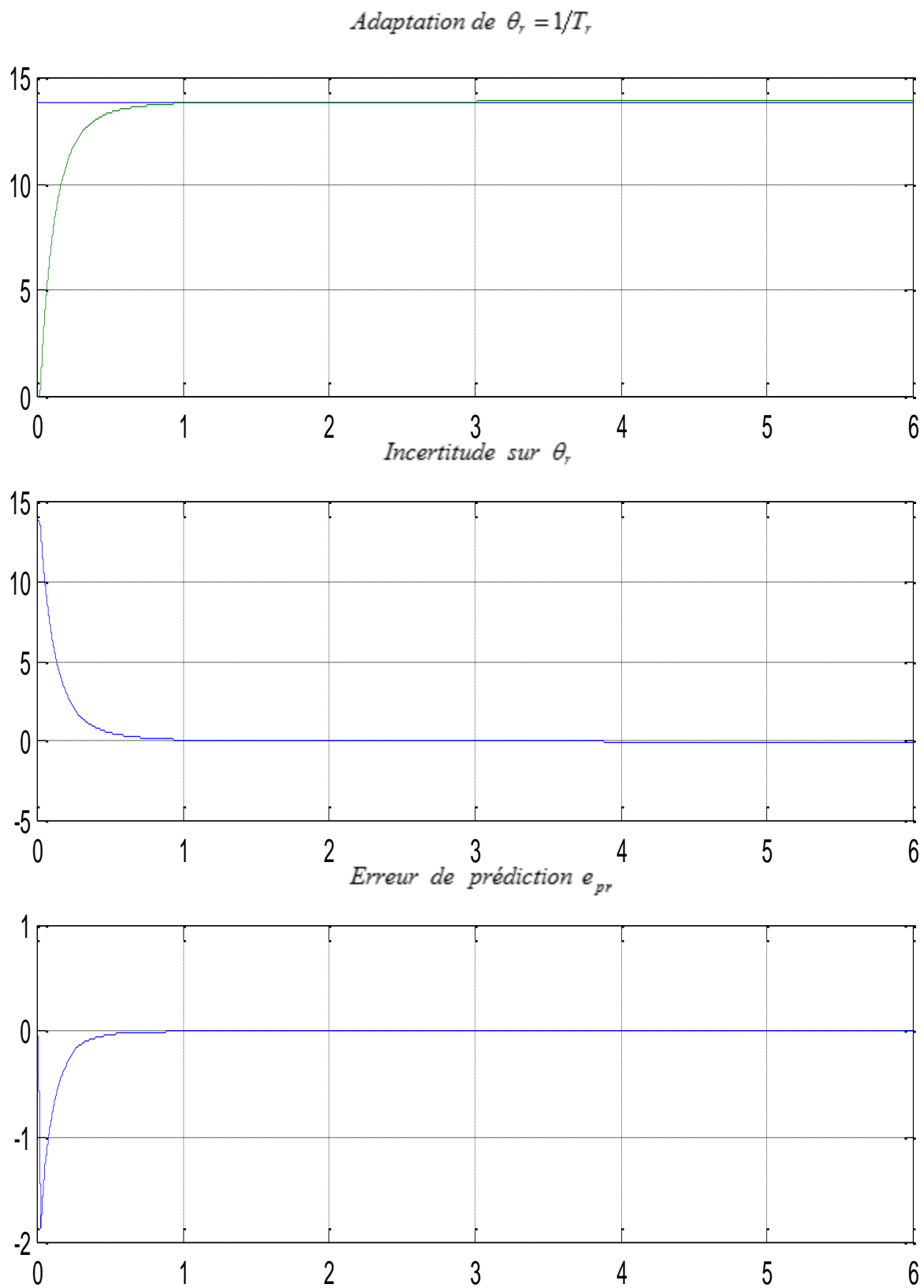


Fig. (IV.7) Adaptation de θ_r par la méthode du gradient avec observateur non adapté.

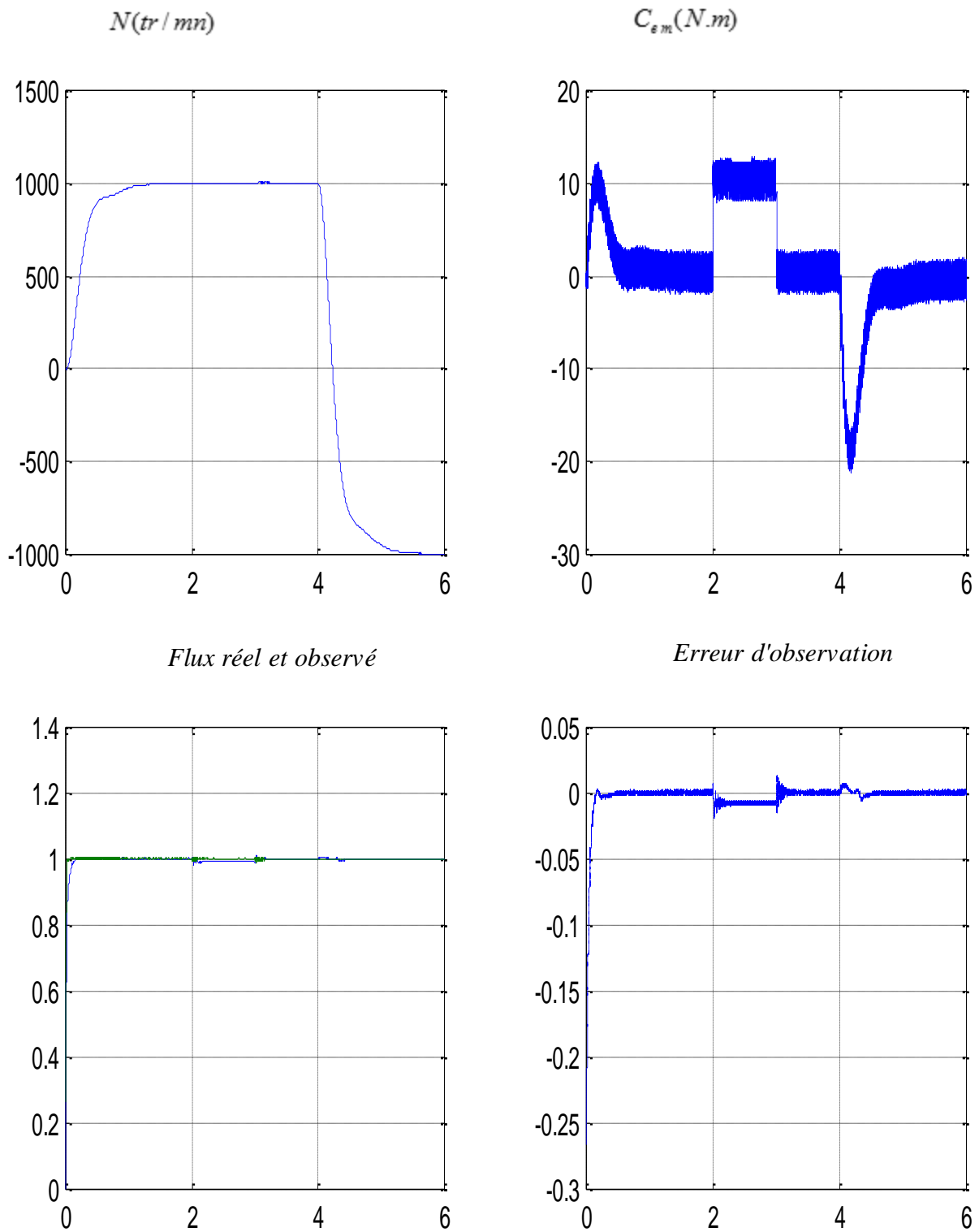


Fig. (IV.8.a) Commande linéarisante avec adaptation de θ , par la méthode du gradient et observateur non adapté.

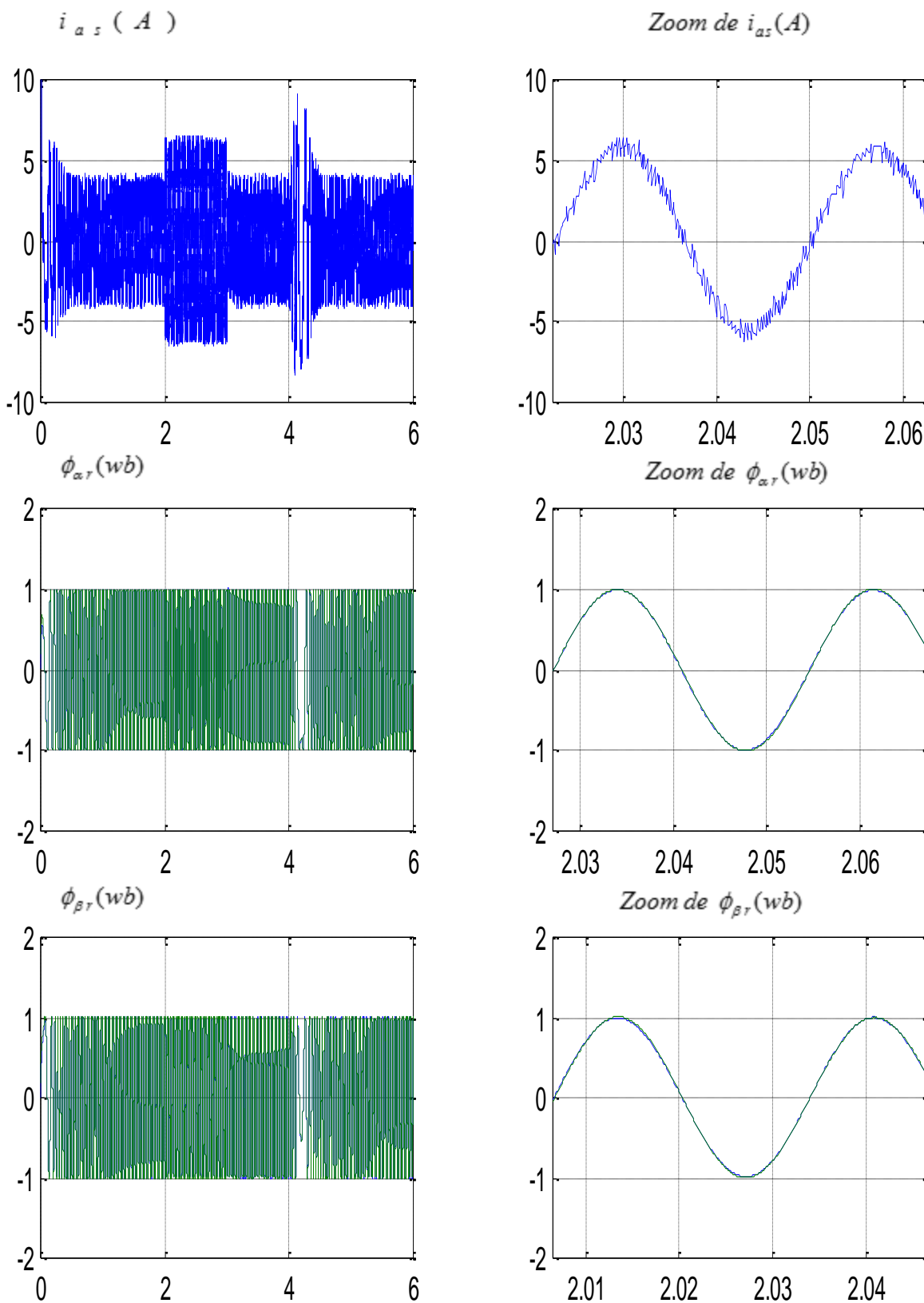


Fig. (IV.8.b) Commande linéarisante avec adaptation de θ_r par la méthode du gradient et observateur non adapté.

Adaptation de $\theta_r = 1/T_r$

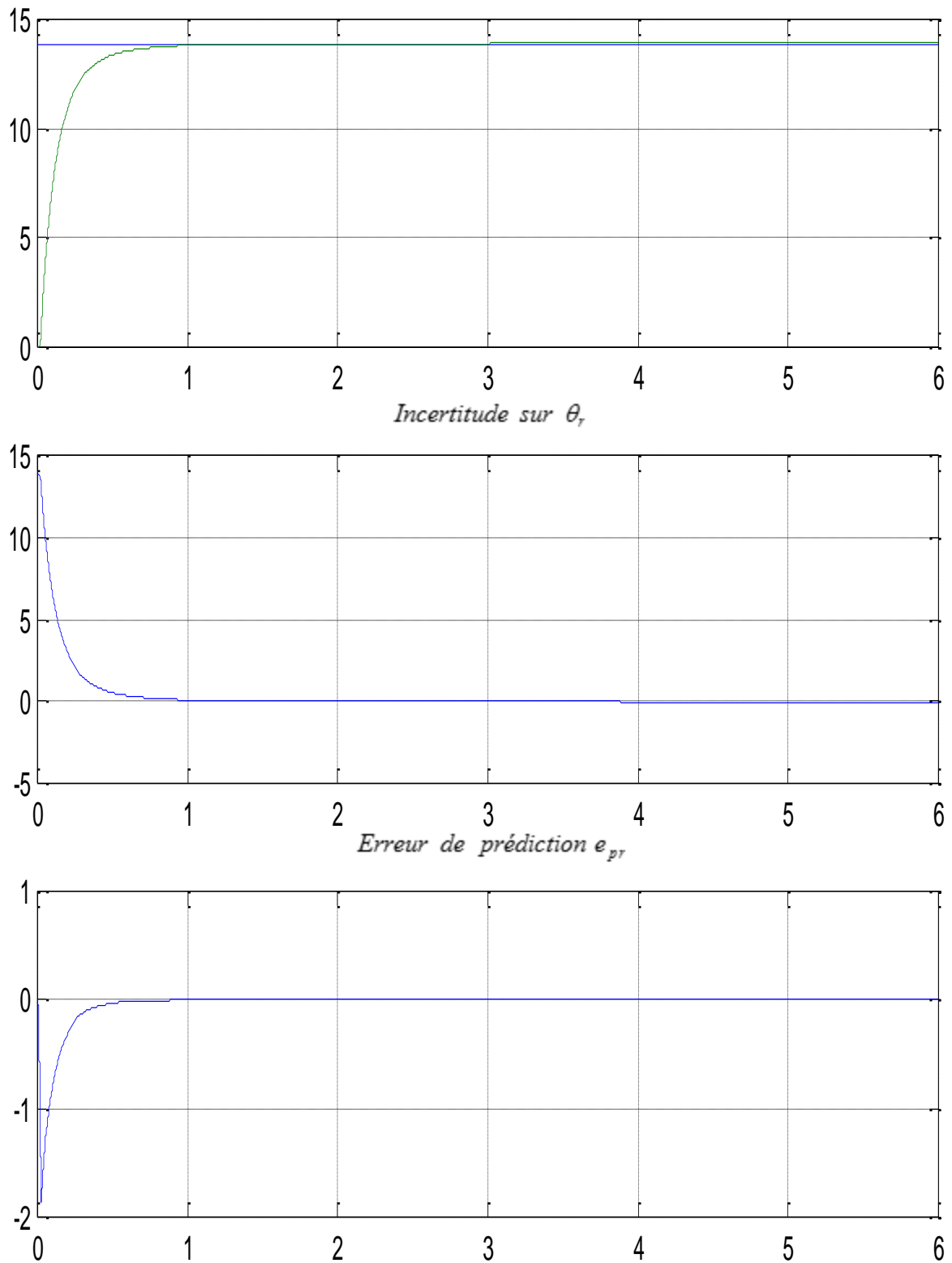


Fig. (IV.9) Adaptation de θ_r par la méthode du gradient avec observateur adapté.

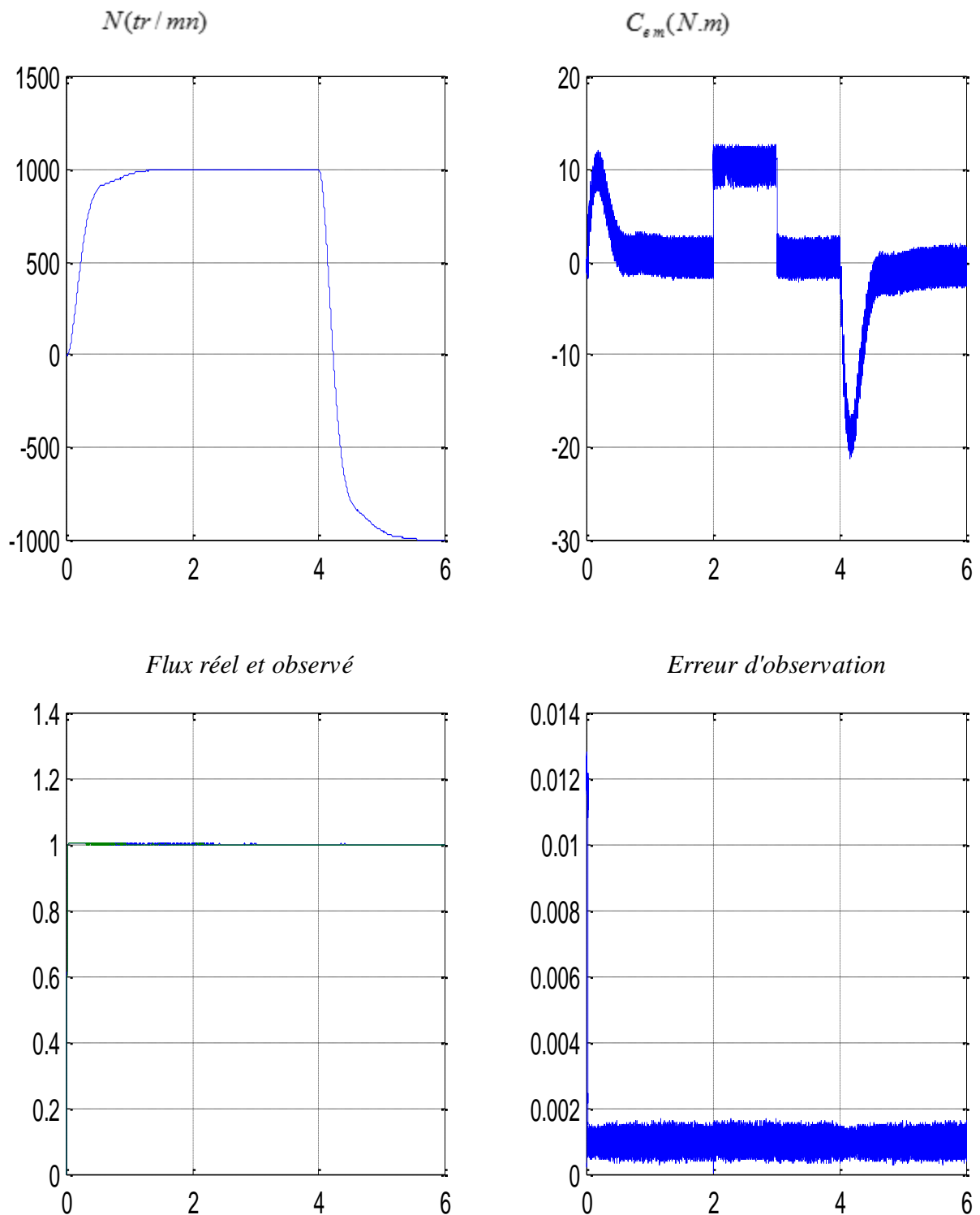


Fig. (IV.10.a) Commande linéarisante avec adaptation de θ_r par la méthode du gradient et observateur adapté.

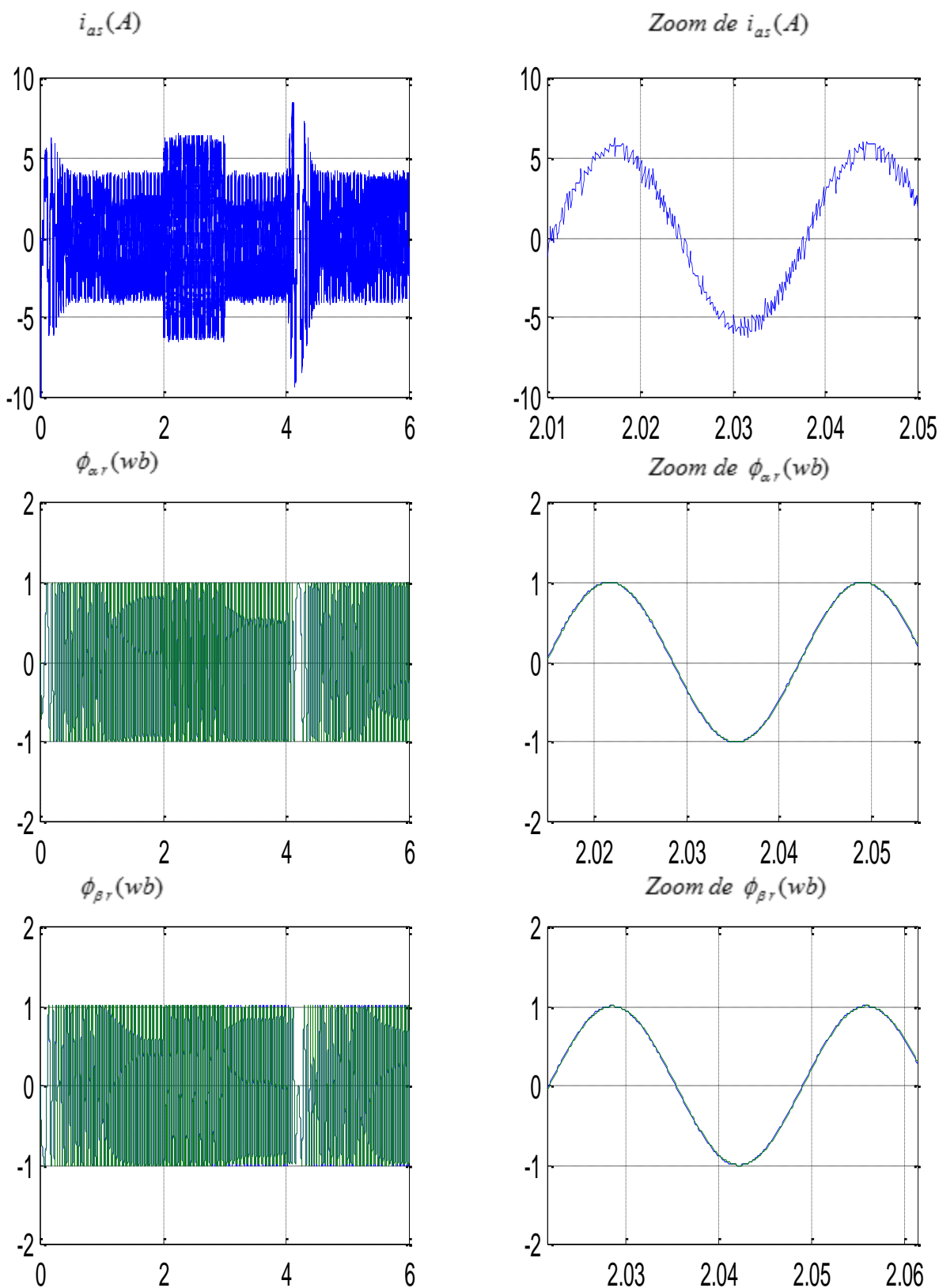


Fig. (IV.10.b) Commande linéarisante avec adaptation de θ_r par la méthode du gradient et observateur adapté.

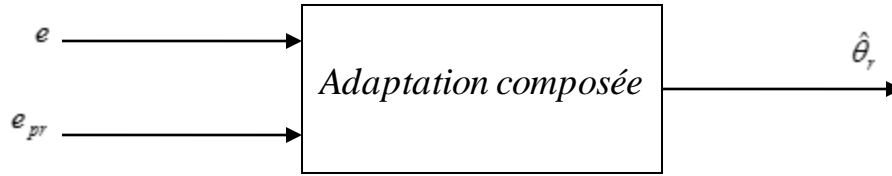


Fig. (IV.11) Adaptation composée de θ_r

$$\dot{\hat{\theta}}_r = -p_0(w_e e + w_f e_{pr}) \quad (\text{IV.35})$$

Avec p_0 : gain d'adaptation.

Pour déduire la stabilité de cet algorithme, on considère la fonction de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2} p_0 e^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_r^2 \quad (\text{IV.36})$$

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V} = -p_0 k e^2 - p_0 w_f^2 e_{pr}^2 \leq 0 \quad (\text{IV.37})$$

La loi d'adaptation est donc stable. Pour montrer que e et e_{pr} tendent vers zéro, on calcule

\ddot{V} :

$$\ddot{V} = 2p_0(k^2 e^2 - k w_e \tilde{\theta}_r - 4 w_f^2 e_{pr}^2) \quad (\text{IV.38})$$

e , e_{pr} et $\tilde{\theta}_r$ sont bornées donc \ddot{V} est bornée, et d'après le lemme de Barbalat \dot{V} tend vers zéro. A partir de (IV.37) on déduit que l'erreur de poursuite e et de prédiction e_{pr} tendent vers zéro.

IV.5.1. Simulation numérique

Les résultats de simulation de cet algorithme sont donnés par les figures suivantes. Le gain d'adaptation est choisi $p_0=350$. Le paramètre θ_r converge vers la valeur réelle. L'erreur de poursuite converge vers zéro. On remarque une amélioration de convergence de θ_r par rapports aux algorithmes précédents.

La simulation de la commande non linéaire avec observation des flux rotoriques et adaptation de la constante de temps rotorique par la commande adaptative composée donne les résultats illustrés sur les figures suivantes. Les paramètres de la commande sont identiques à ceux des deux algorithmes précédents.

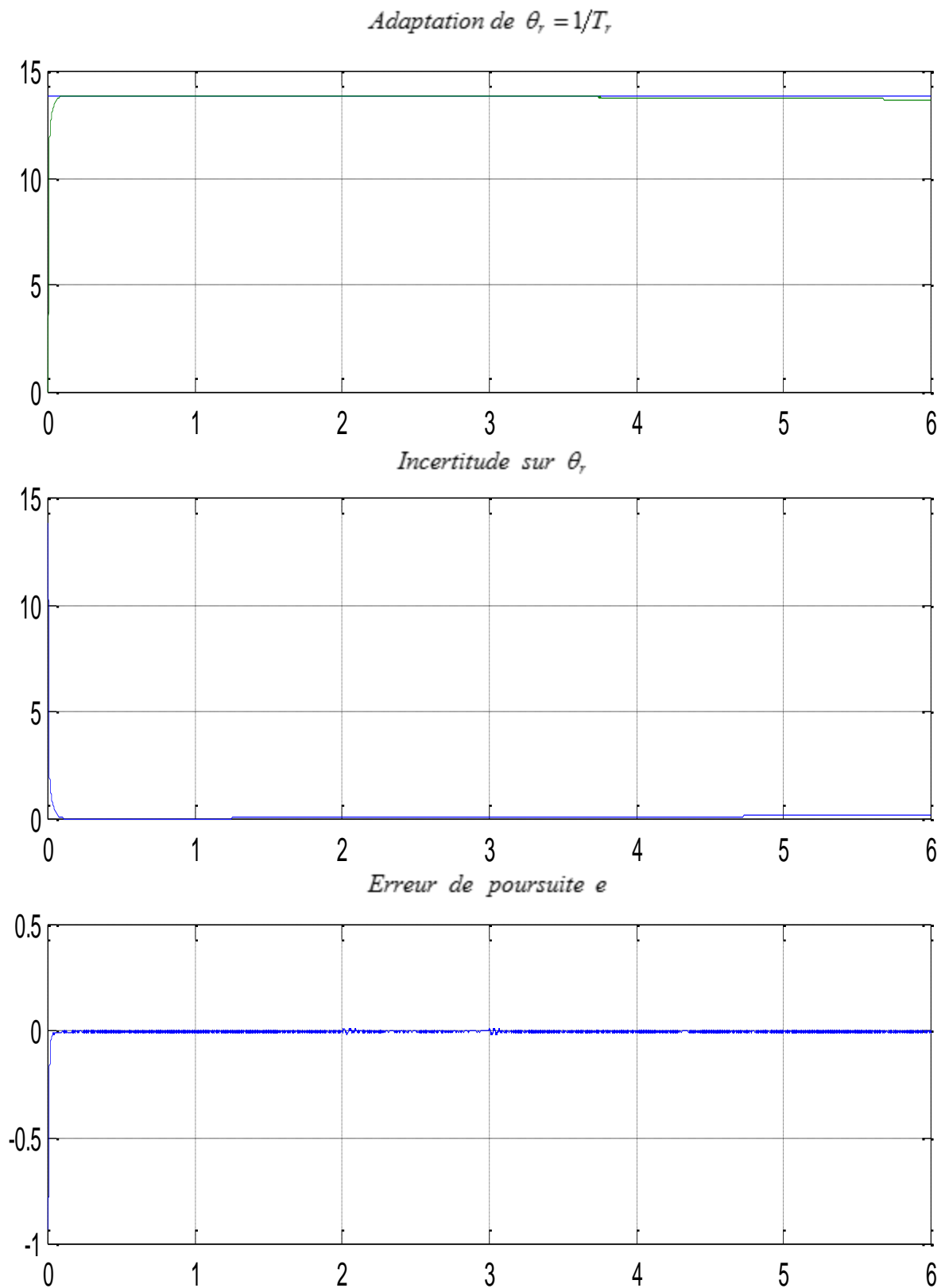


Fig. (IV.12) Adaptation de θ_r par la méthode d'adaptation composée avec observateur non adapté.

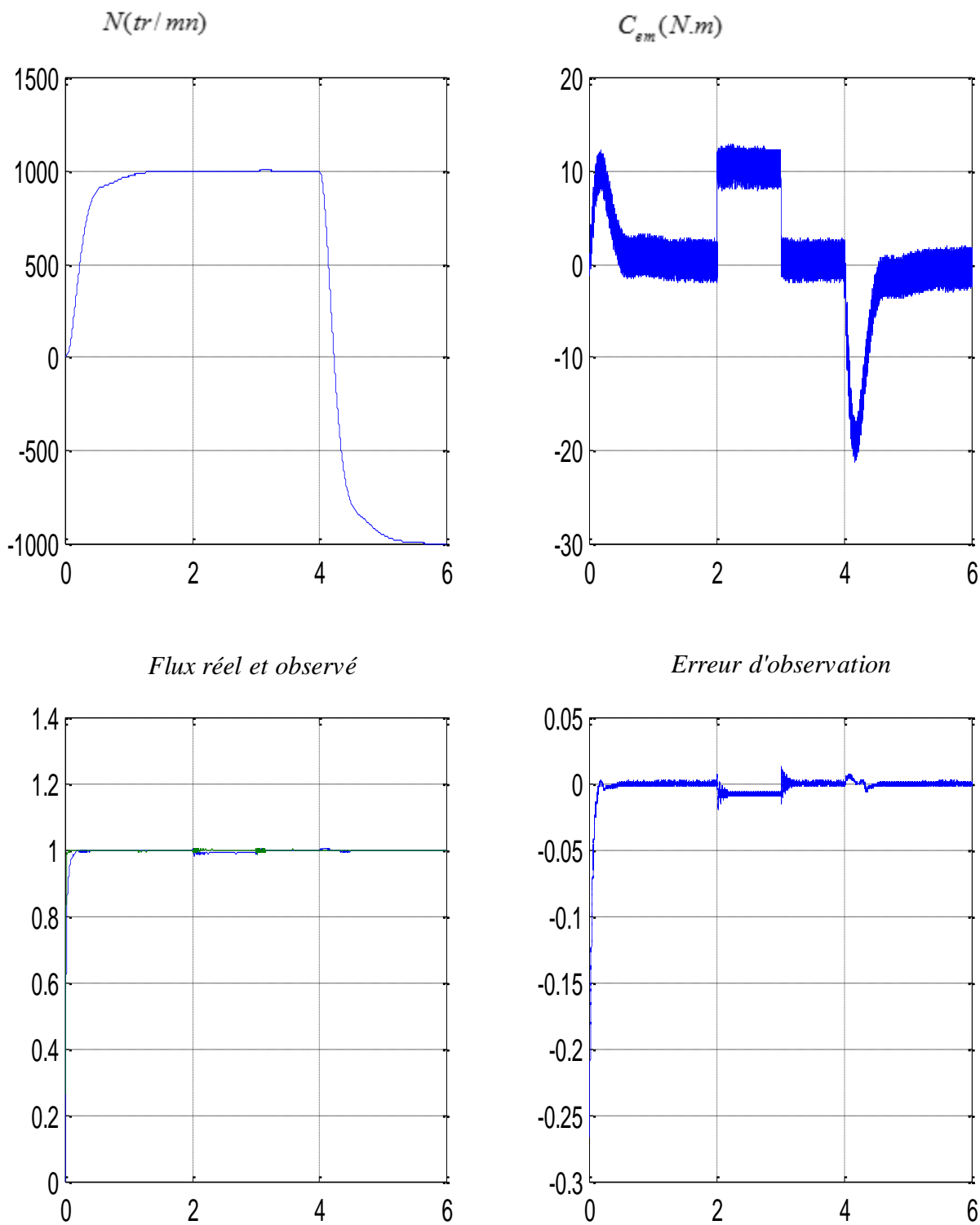


Fig. (IV.13.a) Commande linéarisante avec adaptation de θ_r par la méthode d'adaptation composée et observateur non adapté.

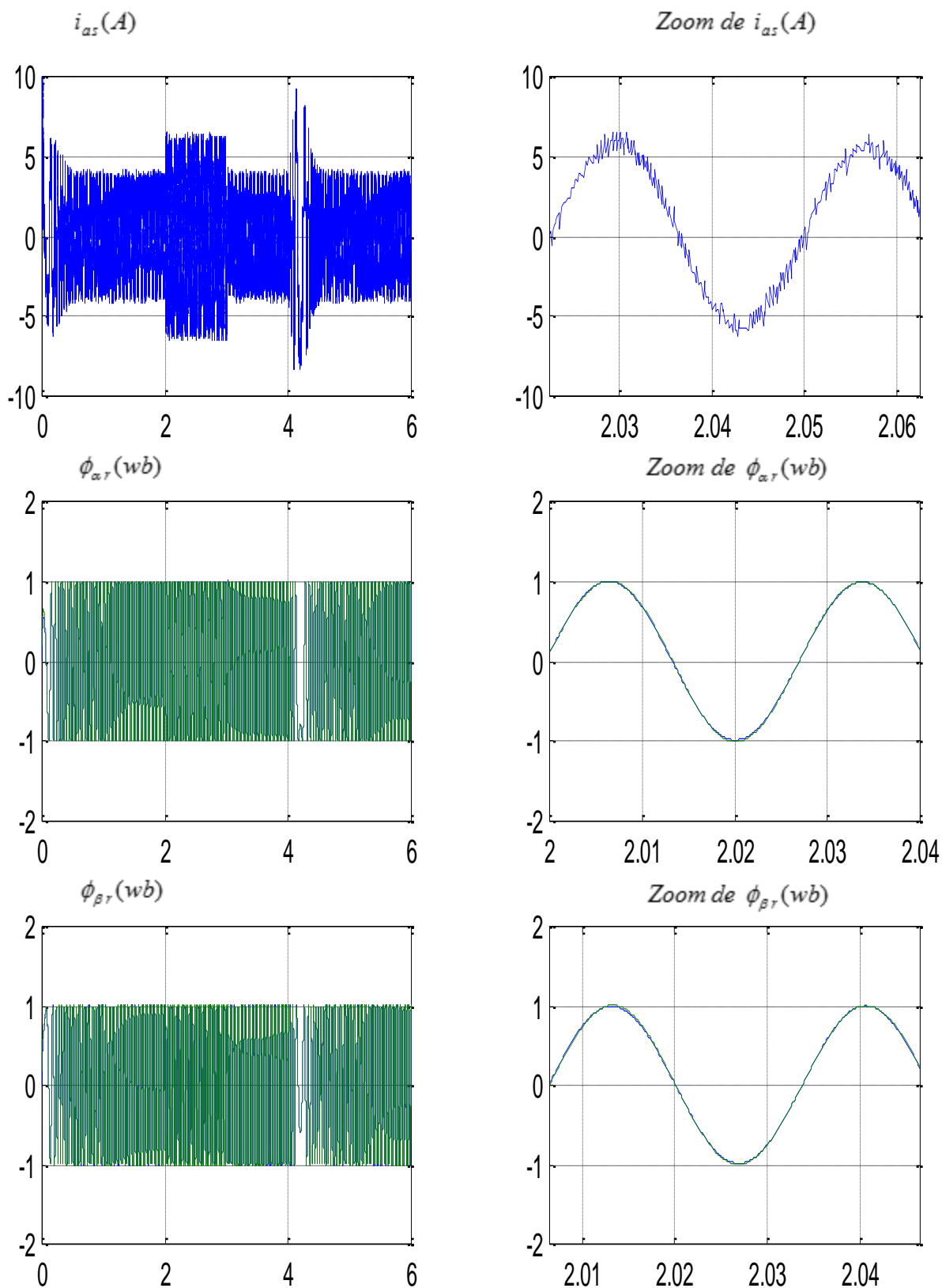


Fig. (IV.13.b) Commande linéarisante avec adaptation de θ_r par la méthode d'adaptation composée et observateur non adapté.

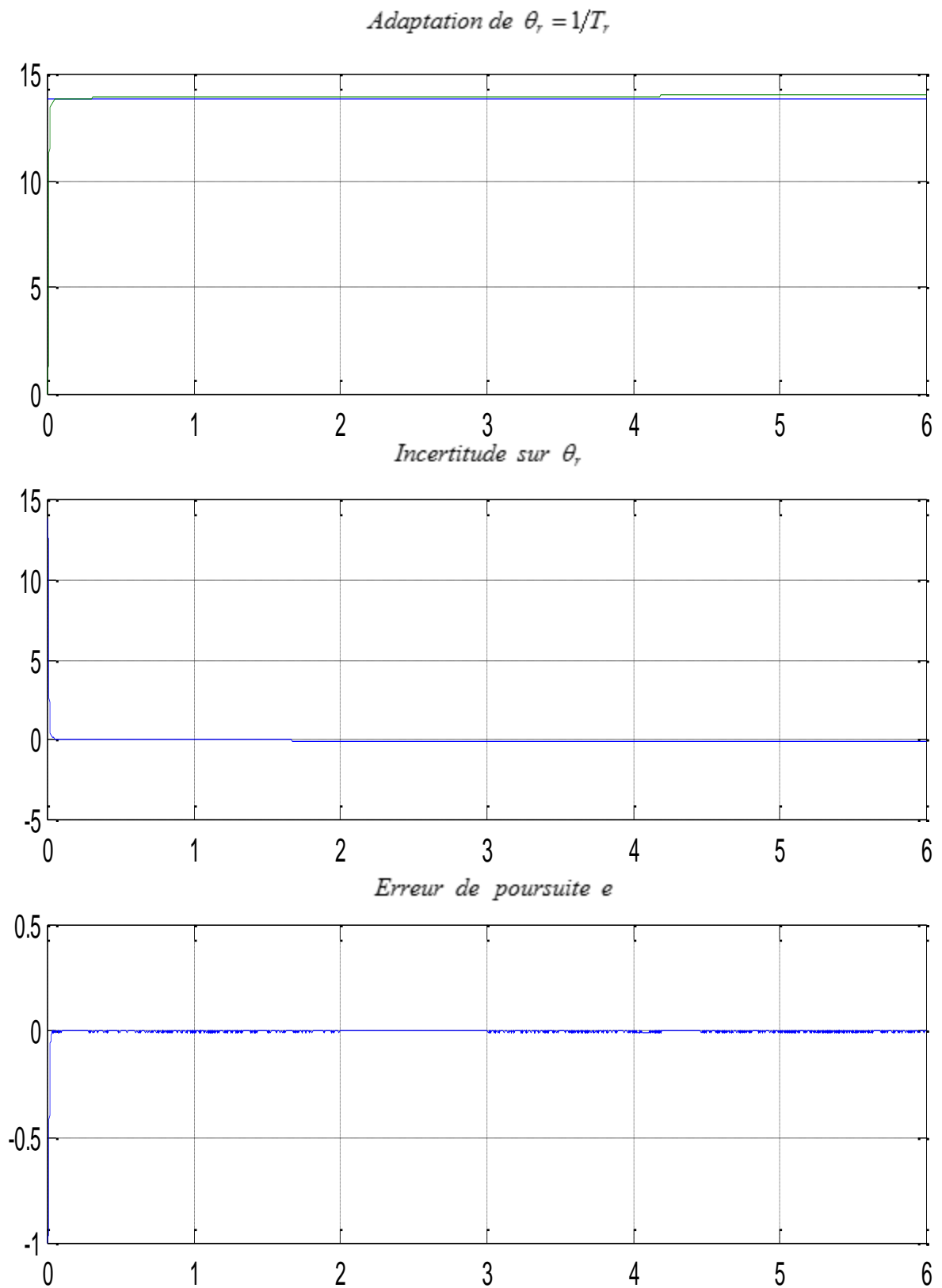


Fig. (IV.14) Adaptation de θ_r par la méthode d'adaptation composée et observateur adapté.

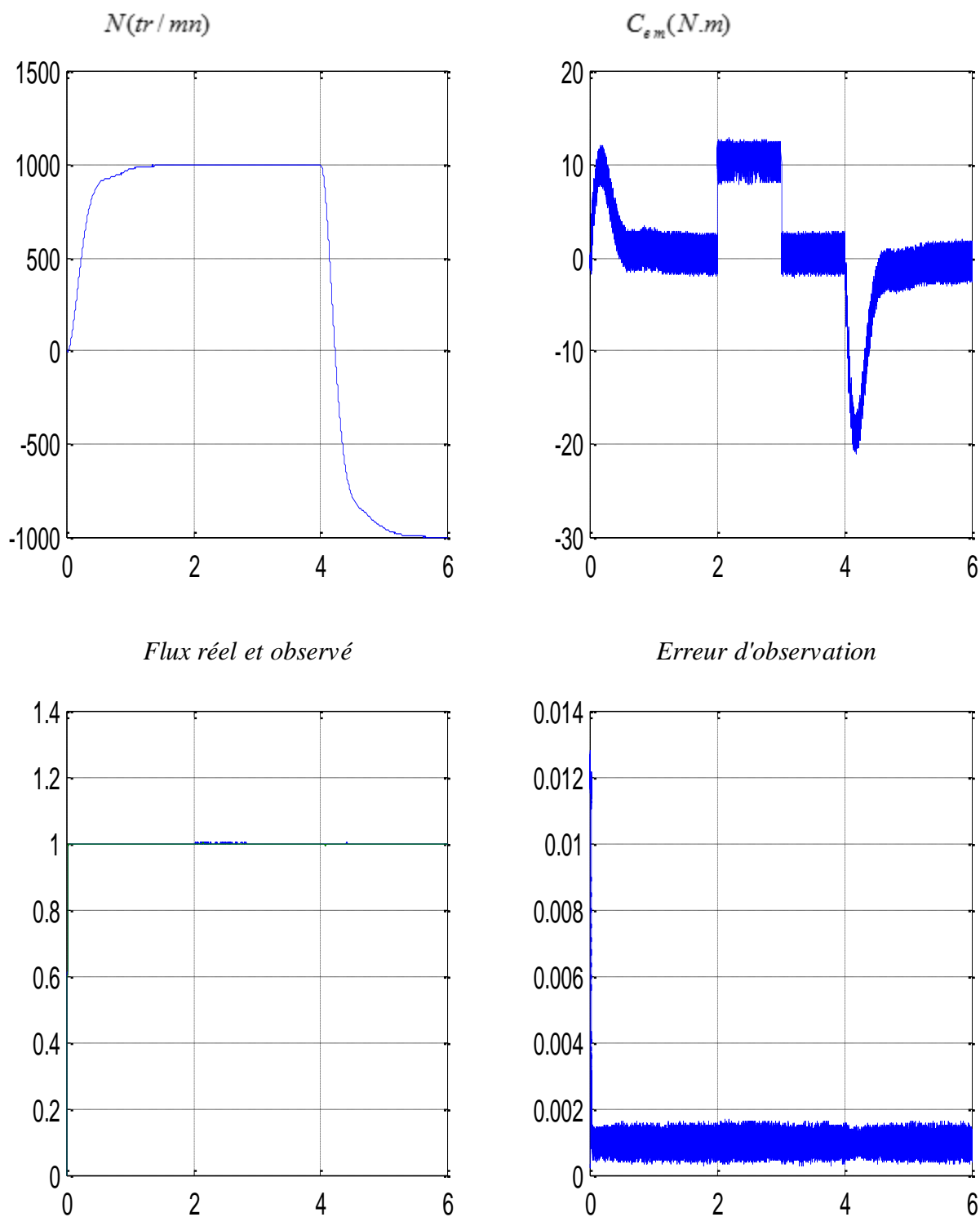


Fig. (IV.15.a) Commande linéarisante avec adaptation de θ_r par la méthode d'adaptation composée et observateur adapté.

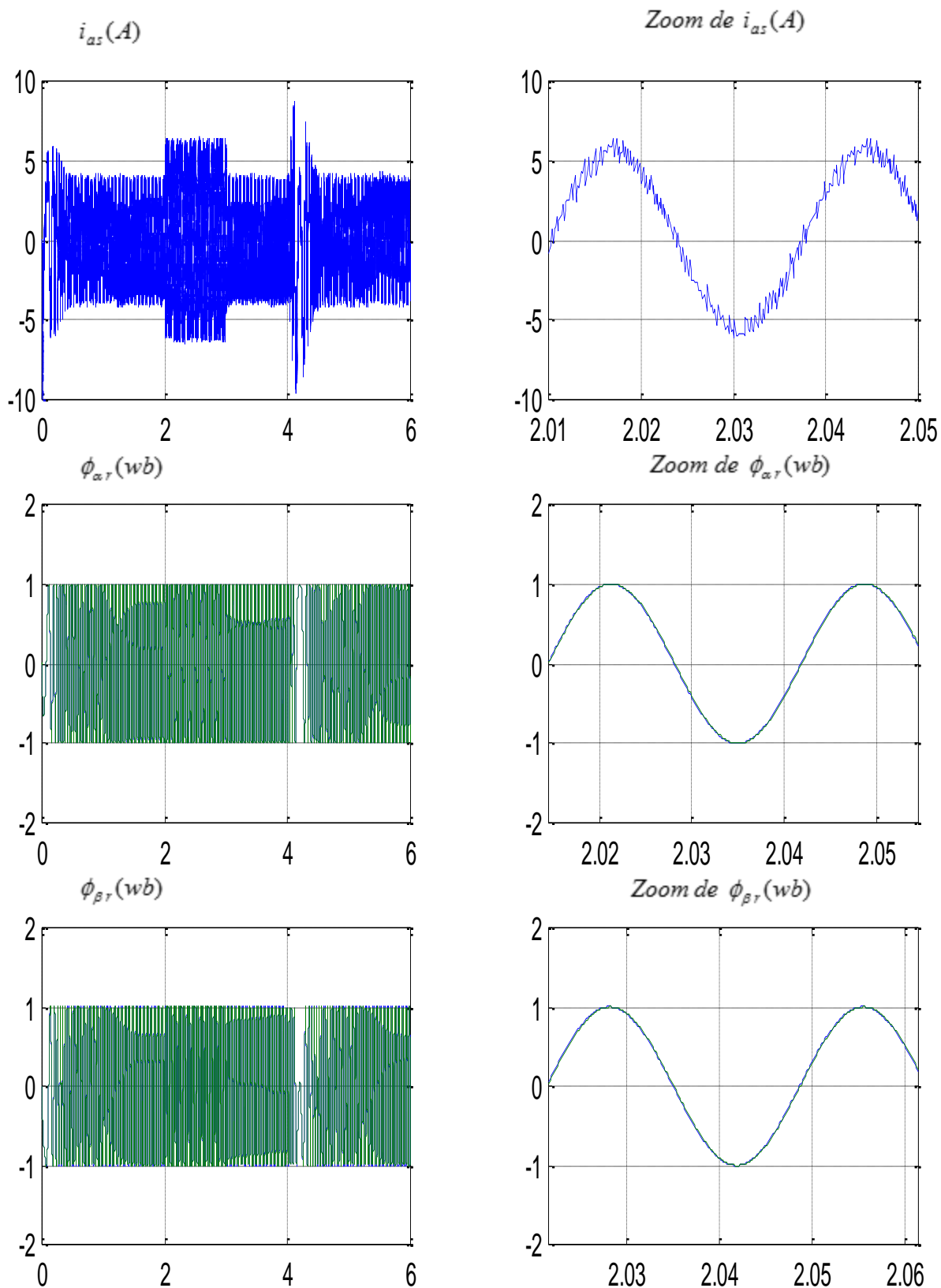


Fig. (IV.15.b) Commande linéarisante avec adaptation de θ_r par la méthode d'adaptation composée et observateur adapté.

IV.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous étudions le problème d'adaptation de la constante de temps rotorique de la machine et développons une commande adaptative non linéaire qui permet de prendre en compte les différences de résistance du rotor.

Et nous avons établi la preuve de la stabilité de la commande adaptative dans le cas où le débit est estimé. En pratique, et nous avons utilisé un observateur car le débit n'est pas accessible pour la mesure. Ainsi, des études de simulation ont montré un comportement très satisfaisant lors de l'utilisation du contrôleur de débit. Cela nous a permis de nous rapprocher des performances du cas avec la mesure du débit en utilisant les paramètres estimés dans l'algorithme de l'observateur de flux.

Les méthodes exposées utilisent diverses sources d'informations sur l'état du système pour effectuer l'adaptation. Et la représentation de ces sources d'information par un signal d'erreur entre deux pots de même nature, calculé de deux manières différentes.

La méthode du modèle de référence utilise l'écart de suivi entre le paramètre de débit réel et le débit de référence. La méthode du gradient utilise l'erreur de prédiction du paramètre d'écoulement du rotor. Alors que la méthode du modèle de référence donne une réponse plus rapide que les autres méthodes. En plus d'être une méthode de modèle de référence, la convergence des erreurs de traçage ne nécessite pas la convergence des paramètres vers leurs vraies valeurs.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Nous avons d'abord modélisé la machine asynchrone. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet de passer d'une représentation triphasée à une représentation équivalente biphasée, ce qui réduit fortement la complexité du modèle à des fins de commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques soit statoriques ou rotoriques sont ramenés sur un seul repère lié au stator en s'appuyant sur certaines hypothèses simplificatrices.

En utilisant la méthode de stratégie d'hystérésis, nous avons modélisé l'onduleur de tension qui est contrôlé par celui-ci. Nous illustrons également le comportement dynamique de la machine asynchrone associée à l'onduleur à hystérésis. La simulation de la machine asynchrone a montré un fort couplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique. En suite nous avons présentés les techniques de commande non linéaire qui permettent de découpler et linéariser le comportement entrée-sortie d'un système non linéaire. Nous avons cité les conditions d'application de ce type de commande aussi bien pour des systèmes multi-entrées multi-sorties. Puis, nous avons appliqué la technologie de contrôle de courant non linéaire à la machine asynchrone. Avec un choix de vitesse et de débit comme sorties, le micro-modèle permet d'avoir une machine asynchrone partiellement linéaire avec une dynamique interne associée au premier ordre. Cette commande linéaire réduit le comportement non linéaire du modèle à un comportement linéaire, en utilisant une série d'intégrateurs. Cela nous a permis d'appliquer un ajustement linéaire du débit et de la vitesse. Et les résultats obtenus ont montré des performances dynamiques acceptables.

La commande non linéaire avec observateurs assure une dynamique rapide en rejet des transitoires d'observation, et permet d'obtenir les meilleures performances en poursuite du flux et du courant. Une bonne convergence des valeurs observées vers les valeurs réelles est obtenue.

Ainsi nous avons introduits des algorithmes adaptatifs pour la commande non linéaire de la machine asynchrone. Les méthodes exposées se basent sur la minimisation d'un signal d'erreur entre deux grandeurs de même nature calculées de deux manières différentes. Une bonne convergence des paramètres adaptés vers les grandeurs réelles est remarquée. Des performances proches du cas avec mesure de flux peuvent être obtenus

en utilisant des algorithmes d'observation calculés à base de la constante de temps rotorique estimée.

Dépassant les perspectives de ce travail, nous citons la réalisation pratique de la commande linéaire. En conséquence, d'autres techniques de contrôle modernes peuvent être appliquées, telles que le contrôle adaptatif flou, le contrôle adaptatif neuronal, etc

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Djaafar Lalili, "Les commandes Non Linéaires Adaptatives de la machine Asynchrone", Thèse de Magister, ENP, 1999.
- [2] T.V. Raumer, "Commande Adaptative Non Linéaire de Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, INP Grenoble, France, 1994.
- [3] R.Marino and P. Valigi, "Nonlinear control of induction motors : a simulation study", In European Control Conference, Grenoble, France, 1991, pp.1057-1062.
- [4] J. Chiasson, A. Chaudhari, and M. Bodson, "Nonlinear controllers for induction motor", In IFAC Nonlinear Control System Design Symposium, Bordeaux France, 1992, pp.150-155.
- [5] P.k.Sinha "State feedback decoupling of nonlinear systems", IEE Trans. Automat. Cont., vol. Ac-22, pp.487-489, 1977.
- [6] C. chong, W.Yan, W.Guangxiong, "Nonlinear Decoupling Control and Exact Linearisation of Induction Motor Drive Using Microprocessor", Deparement of Elctrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, P.R.China, 1991.
- [7] Y. D. Landau, "Adaptiv Control". The Modele Reference Approach. Inc, New Yorck, 1979.
- [8] Ben Hadda Nabil, "Commande Direct du Couple d'une Machine Asynchrone,", Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2003.
- [9] Lameche Toufik, "Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM,", Thèse de Magister, Université de Sétif, 2003.
- [10] Carlos Canudasde wit, "Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC,", Paris, HermèsScience publications, 2000.
- [11] Guy STRUTZER, Eddie SAMIGIEL, " Modélisation et Commande des MoteursTriphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones. Commande numérique par contrôleurs DSP. Ellipses, Mars 2000.
- [12] J-Pierre, J-Paul Hautier, J-Faucher, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone,", Electrotechnique, France, 1995.
- [13] Toufouti Riad, "Contrôle Directe du Couple de la Machine Asynchrone,", Thèse de Magister, Université de Constantine, 2003.
- [14] Fadli Rahima, Amrani nassima, "Modélisation et Identification de la Machine

- [15] T.V.Raumer, J.M.Dion, L.Dugard, "Adaptive nonlinear control of inducti motors with flux observer", Laboratoire d'automatique de Grenoble (URA CNRS228), France.
- [16] A.Bellini, G.Figagalli, F.Tosti, "Linearized model of induction motor drives via nonlinear state feedback decoupling" in proc. European Conf. Power electron. Appl., Firenze, Italy, 1991, pp.3-036-3-041.
- [17] A. Rachide, " On induction motors control ", IEEE Trans. Const. syst. Tech. Mai 1997, pp 380-382.
- [18] H.Benali, M.Bellout, "Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à double étoile", mémoire d'Ingénieur, Université de Bejaia, 2004.
- [19] A. Isidori, "Nonlinear control systems", Springre verlage, 1989.
- [20] Frédéric Rotella," Observation", Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes,France, 1999.
- [21] S.Barkati, Cmmande Robuste par Retour d'Etat d'une Machine Asynchrone, Thèse de Magister, Enp, 1997.
- [22] S.Wide, M.W. Dunning and B.W.Williams, "A new method of rotor resistance estimation for vector controlled induction machines", IEE Trans. Ind. Electron, April 1997,pp247-257.
- [23] G.C.Vergese and S. R. Sanders, Observers for flux estimation in induction machines" , IEE Trans. Ind. Electron. February 1988.
- [24] P.Krishnamurthy, F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [25] C.Cecati, G Guidi, F Marinelli, G.Cicarella, "An Adaptive Non-linear Control Algorithm for Induction Motors" ,IEE Trans, 1996.
- [26] G.Ciccarela, M.Dlla Mora, A.Germani, "A Luenberger-Like observer For Nonlinear systems", Int.J.Control, vol.57,n.3, 1993.

Résumé

Notre mémoire représente une étude de la commande non linéaire adaptative de la machine asynchrone avec observateurs d'état.

Une modélisation de l'association de la machine asynchrone avec l'onduleur de tension commandé en courant est une phase indispensable pour réaliser la commande. Il en résulte deux modèles, complet nécessaire pour la simulation de la machine et un modèle réduit négligeant la dynamique du stator destiné à la synthèse de la commande.

La synthèse de la commande par retour d'état à partir du modèle réduit, conduit à une linéarisation partielle pour la commande du flux et de la vitesse.

Pour améliorer les performances du régulateur proposé on introduit des observateurs d'état et des algorithmes d'adaptation de la constante de temps rotorique.

Les résultats de simulation présentés prouvent la faisabilité des différents algorithmes de réglage et d'observation évoqués

Mots clés : *Machine asynchrone, Onduleur de tension, commande Non linéaire, observateurs d'état, Commande adaptative*

Summary

Our thesis represents a study of the adaptive nonlinear control of the asynchronous machine with state observers.

A modelling of the association of the asynchronous machine with the current-controlled voltage inverter is an essential step in order to realize the control. This results in two models, a complete one necessary for the simulation of the machine and a reduced model neglecting the stator dynamics for the control synthesis.

The synthesis of the control by state feedback from the reduced model leads to a partial linearisation for the flux and speed control.

To improve the performance of the proposed controller, state observers and rotor time constant adaptation algorithms are introduced.

The simulation results presented prove the feasibility of the different tuning and observation algorithms discussed.

Key words: Asynchronous machine, Voltage inverter, Non-linear control, State observers, Adaptive control.

ملخص

تتمثل هذه المذكرة على دراسة التحكم التكييفي الغير خطي للآلة الغير متزامنة، تعد نمذجة ارتباط الآلة غير المتزامنة بعكس الجهد الذي يتم التحكم في أنيا من الخطوات الأساسية لتحقيق التحكم. ينتج عن هذا نموذجين أحدهما كامل ضروري لمحاكاة الآلة أما الثاني فهو عبارة عن نموذج مصغر مع إهمال الديناميكيات الجزء الثابت من أجل التحكم.

يؤدي توليف التحكم عن طريق التغذية المرتدة للحالة من النموذج المصغر إلى النموذج خطي جزئي لكي نتحكم في التدفق والسرعة، لكي نحس أداء وحدة التحكم التي تحت الدراسة يتم تقديم مراقب الحالة والخوارزميات لكي نكيف ثابت الوقت الدوار وبعد ذلك نثبت نتائج المحاكاة المقدمة من طرف خوارزميات الضبط والمراقبة المختلفة التي تم مناقشتها.

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة ، عاكس الجهد ، التحكم غير الخطي ، مراقبو الحالة ، التحكم التكييفي.