

M0011/01B

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département de Génie électrique

Laboratoire de Commande des Processus

MEMOIRE DE MAGISTER EN AUTOMATIQUE

Présenté par : HADJ MILOUD MOHAMMED FATHI
Ingénieur d'état en automatique de l'ENP

COMMANDES PAR BACKSTEPPING AVEC
OBSERVATEUR DE LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

Le 26 Mai 2001 devant le jury composé par :

M.S BOUCHERIT	M.C	Président
F. BOUDJEMA	Prof	Rapporteur
D. BOUKHETALA	C.C	Rapporteur
M. TADJINE	Doct . ENP	Examineur
M.O . MAHMOUDI	M.C	Examineur
L. NEZLI	C.C	Examineur

10, Avenue Hassen Badi, BP 182 El Harrach , Alger, Algerie.
Tel : (021) 52 14 94 Fax:(021)52 29 73

DEDICACE

A MES TRÈS CHERS PARENTS

A MA TRÈS CHÈRE SŒUR MERIEM

A MES TRÈS CHERS FRÈRES KADER ET SAMIR

A TOUTE LA FAMILLE HADJ MILOUD

A TOUS MES AMIS

JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL

REMERCIEMENTS

Ce mémoire de magistère a été préparé au laboratoire de commande des processus au sein du département de génie électrique de l'école nationale polytechnique

Au terme de ce travail, je tien à remercier les membres du jury pour avoir accepté d'examiner mon travail. Je remercie ainsi :

Monsieur M.S. BOUCHERIT maître de conférence à l'école nationale polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury.

Monsieur M.O. MAHMOUDI maître de conférence à l'école nationale polytechnique et monsieur L. NEZLI chargé de cours à l'école nationale polytechnique, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire et pour l'intérêt qu'ils lui portent.

Monsieur M. TADJINE docteur à l'école nationale polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'évaluer mon travail.

Monsieur F. BOUDJEMA professeur à l'école nationale polytechnique et monsieur D. BOUKHETALA chargé de cours à l'école nationale polytechnique pour le regard avisé qu'ils ont constamment eu sur mon travail et pour l'aide et la patience qu'ils m'ont témoignés, pour mener ce travail à bien.

Je tien à remercier également tous les enseignants qui ont participé à ma formation au sein de l'école nationale polytechnique.

Je remercie tous mes collègues de travail pour l'aide matérielle et morale qui n'ont cessé de me témoigner tout au long de ce travail.

Je remercie tous mes amis, et tout particulièrement : RABAH, SALIM, REDOUANE, ALI, MESSAOUD, KARIM, EL HADJ, ISMAIL, ASSAI, KHADIDJA, SELMA, KAHINA, NADIR.

ملخص:

قدمنا في هذا العمل طريقة التحكم لاخطي مسمى بالتحكم التراجعي، طبق هذا التحكم على المحرك التزامني ذو التمتع الدائم.

قدمنا طريقة تحديد التحكم التراجعي المطبق على المحرك التزامني ذو التمتع الدائم، ثم أضفنا لهذا الأخير ملاحظ لاخطي بإستعمال مصاص لاخطي.

من أجل تحسين نتائج التحكم تم إضافة طريقة التحكم التلازمي و طريقة التحكم الإنزلاقي لطريقة التحكم التراجعي، و كلا من التحكمين تم إسنادهما بملاحظ لاخطي. النتائج اخصل عليها بينت أن المحرك له خصائص الرزانة تجاه تغير خصائصه.

كلمات مفتاحية:

تحكم تراجعي، محرك تزامني، مصاص لاخطي، تحكم تلازمي، تحكم انزلاقي، ملاحظ.

Abstract :

This thesis deals with backstepping control, with application to the permanent magnet synchronous machine. First, the methodology of design of the backstepping controller is presented. Secondly a nonlinear asymptotic observer is synthesised, this later is associated to the backstepping controller using the nonlinear damping technique.

In order to improve the robustness of the controller, sliding mode and adaptive approaches are associated to the proposed controller. Each controller is used with a nonlinear observer. The simulation results are given to highlight the performances of the proposed control scheme in term of parameters variations.

Key words :

Backstepping, nonlinear damping, adaptive control, sliding mode, PMSM, observer

Résumé :

Nous avons présenté dans ce travail une commande non linéaire appelée backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté en premier lieu la méthode de synthèse de la commande par backstepping appliquée à la MSAP. En second lieu, nous avons présenté la synthèse d'un observateur asymptotique non linéaire, qu'on a associé à la commande par backstepping en utilisant la technique du nonlinear damping. Afin d'améliorer la robustesse de notre commande, nous l'avons associé à la commande adaptative et par mode glissant. Chacune des deux commandes a été associée à un observateur non linéaire.

Les testes de robustesse ont montré un bon comportement de la machine vis à vis des variations paramétriques.

Mots clés :

Backstepping, MSAP, nonlinear damping, commande adaptative, mode glissant, observateur.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Sommaire

SOMMAIRE

	<i>Introduction Générale</i>	1
Chapitre I	<i>Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents</i>	
	I.1 Introduction	3
	I.2 Modèle de la machine synchrone triphasée	4
	I.3 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents	8
	I.3.1 Transformation de CONCORDIA	8
	I.3.2 Transformation de PARK	11
	I.4 Principe de l'autopilotage des machines synchrone	11
	I.5 La commande vectorielle	12
	I.6 Simulation en boucle ouverte	13
	I.7 Conclusion	16
Chapitre II	<i>Commande par backstepping</i>	
	II.1 Introduction	17
	II.2 Backstepping dans le cas monovisible	17
	II.3 Backstepping dans le cas multivariable	21
	II.4 Robustesse de la commande synthétisée par backstepping	22
	II.5 Commande de la machine synchrone à aimants permanents par la méthode du backstepping	24
	II.5.1 Résultats de simulation	28
	II.6 Synthèse de commande par backstepping avec observateur	39
	II.6.1 Le <i>Nonlinear damping</i>	39
	II.7 Commande de la machine synchrone à aimants permanents par la méthode du backstepping avec observateur	42
	II.7.1 Synthèse de l'observateur	42
	II.7.2 Synthèse de la commande	45
	II.7.3 Résultats de simulation	50
	II.8 Conclusion	57
Chapitre III	<i>Commande adaptative par backstepping</i>	
	III.1 Introduction	58
	III.2 Backstepping adaptatif	58
	III.2.1 Commande de systèmes dits <i>strict feedback</i>	63
	III.3 Commande adaptative par backstepping de la machine synchrone à aimants permanents	66
	III.3.1 Résultats de Simulation	73
	III.4 Commande adaptative par backstepping avec observateur de la machine synchrone à aimants permanents	81
	III.4.1 Résultats et application	69

III.5 Conclusion

97

Chapitre IV

Commande par mode glissant

IV.1 Introduction	98
IV.2 Mode glissant par backstepping	98
IV.3 Commande adaptative et mode glissant par backstepping de la machine synchrone à aimants permanents	102
IV.3.1 Résultats de simulation	110
IV.4 Commande adaptative et mode glissant par backstepping avec observateur de la machine synchrone à aimants permanents	117
IV.4.1 Résultats de simulation	123
IV.5 Comparaison des performances des différentes commandes	131
IV.6 Conclusion	133

Conclusion Générale

134

Bibliographie

Annexe

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

*INTRODUCTION
GENERALE*

INTRODUCTION GENERALE

Le développement de l'industrie a permis l'utilisation des machines électriques à grande échelle dans différents domaines. Elles sont devenues de plus en plus indispensables pour l'automatisation des systèmes avec l'utilisation des machines à courant continu ; cependant ces dernières ont été délaissées à cause des bonnes performances obtenues avec les machines à courant alternatif. Le moteur alternatif étudié dans notre travail est le moteur synchrone à aimants permanents. Il s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement dans les systèmes embarqués (aéronautique, aérospatiale) en raison de son rapport puissance masse élevé [Robyns 93].

Pour obtenir les mêmes performances que celles obtenues avec les machines à courant continu , il est nécessaire d'utiliser des stratégies de commande multivariables et non linéaires pour compenser les différentes non linéarités qui caractérisent les machines à courant alternatif. La stratégie de commande la plus utilisée est celle qualifiée de vectorielle ou par orientation de champs.

La commande non linéaire des machines alternatives a été très développée ces dernières années, elle se résume en trois principales commandes, chacune utilise certaines caractérisations des systèmes [Torres 99], l'énergie pour la passivité, la structure interne pour le backstepping et la linéarisation exacte, parmi ces commandes, la commande adaptative [Marino 93],[Chiasson93], commande par passivité [Taylor 94], [Ortega], commande par linéarisation exacte [Bodson 93],[Kaddouri 2000], et la commande par backstepping [Krstic 95],[Xu96].

La commande par backstepping de la machine synchrone à aimants permanents a été présentée [Xu 96], où une commande adaptative robuste utilisant la méthode de σ modification pour résoudre le problème de poursuite a été synthétisée.

La commande que nous étudierons dans ce travail est celle du backstepping, elle a été introduite au début des années 90, par plusieurs chercheurs, on citera entre autres : *P.Kokotovic, H. Khalil, I.Kanellakopoulos*. L'application de cette dernière se retrouve dans le domaine de l'aéronautique [Krstic95], dans les systèmes complexes tels que les réseaux électriques [Khorrami 95], sur les machines électriques [Jian-xin xu 96], [Krstic 95.b], ainsi qu'en robotique [Hadj miloud 98].

Le backstepping à travers ses différentes applications a été associé à d'autres types de commandes, telles que la commande adaptative dans [Khorrami 96], [Kokotovic 95], [Khac 99], ou celle par mode glissant dans [Khalil 96], [Xu 96].

Le problème de l'association des commandes à des observateurs dans le cas non linéaire est traité aujourd'hui par plusieurs méthodes [Jankovic 97], [Kaddouri 2000], l'une de ces méthodes est la méthode du *nonlinear damping* traité par [Kokotovic 95], [Xuedao 99], elle permet de résoudre le problème de la séparation entre la commande et l'observateur qui n'est plus de mise dans le cas non linéaire.

En effet, nous avons associé dans notre travail les techniques du mode glissant ainsi que celles de la commande adaptative à la méthode du backstepping afin d'améliorer la robustesse de la machine synchrone. Nous avons associé aussi les différentes commandes synthétisées à un observateur non linéaire en utilisant la technique du *nonlinear damping* [Krstic 95.b].

Ce mémoire s'organise comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation des méthodes mathématiques utilisées pour la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.

Quant au second, il sera dédié à la présentation de la méthode du backstepping ainsi que l'application d'une commande par backstepping à la machine synchrone à aimants permanents. Un observateur non linéaire a été synthétisé en se basant sur la méthode de Lyapunov et associé à la commande par backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanent.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande adaptative synthétisée par la méthode du backstepping. Des lois d'adaptation seront générées afin d'estimer les paramètres sujets aux variations. Les commandes synthétisées seront appliquées à la machine synchrone présentée dans le premier chapitre. Cette dernière sera associée à un observateur non linéaire, où les erreurs d'observations seront compensées par le *nonlinear damping*. Le quatrième chapitre, traitera de la commande adaptative par mode glissant, les variations paramétriques seront compensées par des termes glissants dépendant des écarts maximums entre les valeurs réelles et nominales de la machine. Cette commande sera associée à un observateur non linéaire en utilisant la méthode du *nonlinear damping*.

CHAPITRE I

*MODELISATION DE LA
MACHINE SYNCHRONNE
A AIMANTS
PERMANENTS*

Chapitre I

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

1.1 INTRODUCTION

Le développement des techniques de commande ces dernières années a permis la maîtrise de la commande des machines synchrones. En effet ces machines jusqu'à un passé récent, étaient difficiles à commander à cause de leurs non linéarités dues aux inductances et aux coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique.

La machine synchrone à aimant permanent est un cas spécial de la machine synchrone où le rotor est constitué d'un aimant massif selon plusieurs configurations :

a) la machine synchrone à aimant monté en surface : [ROBYNS 93]

Cette machine se caractérise par un très faible taux de saillance ($\rho = \frac{Lq}{Ld} = 1$)

et des inductances ayant des valeurs beaucoup plus petites que celles d'une machine synchrone conventionnelle à cause de la très faible perméabilité relative des aimants utilisés sur ce type de machine.

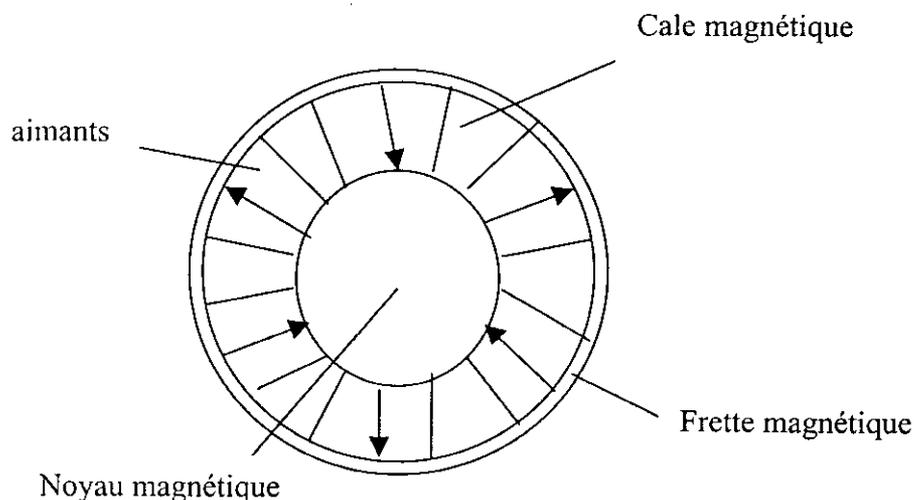


Figure 1.1 Représentation schématique d'un moteur synchrone à aimants montés en surface.

b) la machine synchrone à aimant enterré : [ROBYNS 93]

Cette machine se caractérise par un coefficient de saillance supérieur à l'unité

($\rho = \frac{L_q}{L_d} > 1$). Ce coefficient peut atteindre des valeurs élevées (de l'ordre de 5) et les

inductances L_d et L_q de cette machine sont plus élevées que celles des machines à aimants montés en surface.

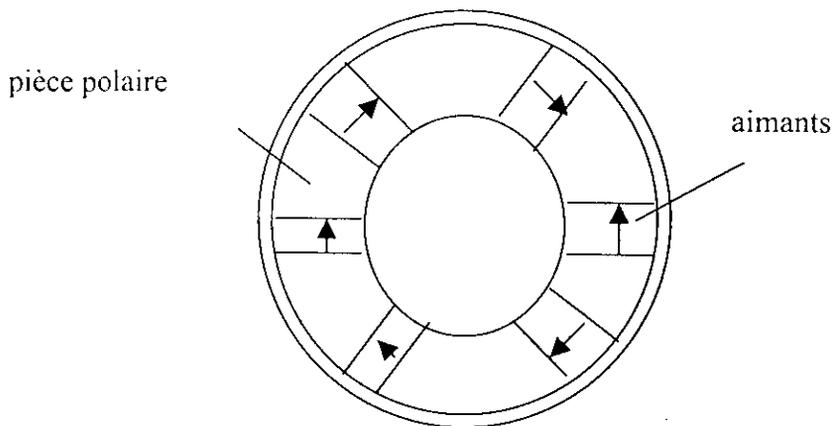


Figure 1.2 Représentation schématique d'un moteur synchrone à aimants montés enterrés.

1.2 MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONE TRIPHASEE [ACHOUR 99]

Les machines synchrones comprennent un stator muni d'un bobinage généralement triphasé ou parfois diphasé. Les machines synchrones que nous considérons sont munies au rotor d'un système d'aimants assimilés à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant. Nous considérons donc le modèle du moteur synchrone à rotor bobiné, que nous particulariserons ensuite en posant le courant d'excitation i_f constant dans les équations.

Nous considérons la machine synchrone triphasée avec un rotor bobiné avec les hypothèses suivantes :

- Au stator on a trois bobines décalées de 120° , avec la répartition sinusoïdale de leur enroulement autour de l'entrefer :
- Le circuit magnétique du moteur n'est pas saturé et est parfaitement feuilleté.
- La f.c.e.m est à distribution sinusoïdale et les harmoniques d'espace sont négligeables.

- Au rotor on a un bobinage d'inducteur dont l'axe coïncide avec l'axe d'éventuels pôles saillants :
- Il est alimenté par une source de tension continue.
- Le rotor est constitué de deux bobinages en quadrature, le deuxième bobinage modélise les amortisseurs.

La figure qui suit représente les différents éléments de modélisation de la machine synchrone avec une paire de pôle.

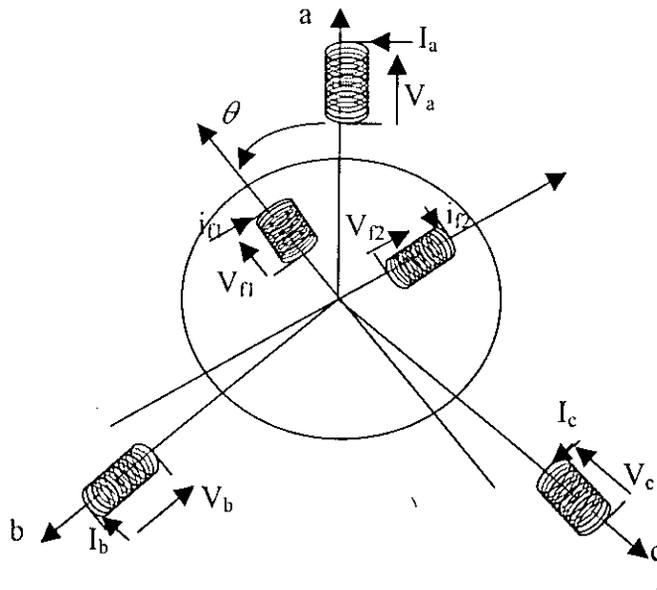


Figure 1.3 Machine synchrone à une paire de pôle

La position du rotor est repérée par l'angle θ entre l'axe des pôles saillants et l'axe de la bobine a du stator. $\omega = \dot{\theta}$ est la vitesse mécanique du rotor.

La figure 1.3 nous permet d'écrire les équations suivantes :

$$V = RI + L \frac{dI}{dt} + \omega \frac{dL}{d\theta} I \quad (1.1)$$

avec

$$V = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_{f1} \\ V_{f2} \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ i_{f1} \\ i_{f2} \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_2 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

V_a, V_b et V_c sont les trois tensions triphasées du stator

V_{f1} et V_{f2} sont les tensions du rotor

R_a est la résistance des bobinages statoriques,

r_1 et r_2 sont les résistances des bobines f_1 et f_2 du rotor

La matrice des inductances est donnée par :

$$L = \begin{bmatrix} L^s + L_2^s \cos 2\theta & -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & M_1^{sr} \cos \theta & -M_2^{sr} \sin \theta \\ -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -M^s + L_2^s \cos 2\theta & M_1^{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -M_2^{sr} \sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -M^s + L_2^s \cos 2\theta & L^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_1^{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -M_2^{sr} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_1^{sr} \cos \theta & M_1^{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & M_1^{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{f1} & 0 \\ -M_2^{sr} \sin \theta & -M_2^{sr} \sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -M_2^{sr} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 & L_{f2} \end{bmatrix}$$

(1.3)

L^s est l'inductance propre à un bobinage statorique.

M^s est la mutuelle inductance entre deux bobinages statoriques.

L_2^s exprime l'effet de saillance du rotor.

L_{fi} est l'inductance propre des bobinages rotoriques. ($i=1,2$)

M^{sr}_i est la mutuelle inductance entre les bobinages rotoriques et statoriques. ($i=1,2$)

1.2.1 SIMPLIFICATIONS APPORTEES PAR LES AIMANTS PERMANENTS

Le rotor à aimants permanents du moteur synchrone est constitué de pièces massives en matériaux conducteurs, il a un comportement d'amortisseur lors des phénomènes transitoires. Cependant pour les machines à faible puissance, des travaux [BOSE 86] ont

prouvé que ces amortisseurs restaient négligeables; donc le bobinage d'indice f_2 peut être négligé. On supposera aussi que les aimants permanents utilisés sont de type terre-rares à perméabilité presque égale à celle de l'air.

Les aimants permanents sont du point de vue magnétique équivalents au bobinage d'indice f_1 traversé par le courant i_{f1} constant; donc l'équation d'inducteur correspondante est constante et n'a pas d'intérêt du point de vue de la dynamique de la machine synchrone. De plus on peut remplacer la constante $M_{i^{sr}} i_{f1}$ par la constante $\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_f$ dans la matrice des forces contre électromotrices.

En négligeant le terme dû à l'effet de saillance mutuelle entre stator et rotor à cause de la perméabilité magnétique des aimants permanents, on obtient les matrices simplifiées suivantes :

$$L = \begin{bmatrix} L^s + L_2^s \cos 2\theta & -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -L^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -M^s + L_2^s \cos 2\theta \\ -M^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -M^s + L_2^s \cos 2\theta & -L^s + L_2^s \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

la matrice des forces contre électromotrices est donnée par :

$$\varepsilon = \frac{\partial L}{\partial \theta} I = -\sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_f \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

la position électrique est donnée par $\theta = n_p \theta_m$; θ_m étant la position électrique et n_p le nombre de paires de pôles.

Le couple électromagnétique est donné par la relation suivante :

$$\tau = \frac{1}{2} I^T L I \quad (1.6)$$

L'équation électromagnétique du moteur synchrone s'écrit comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \omega_m + f_{VF} \omega_m = \tau - \tau_L \quad (1.7)$$

avec :

J : moment d'inertie.

τ_L : couple de charge.

ω_m : vitesse mécanique.

f_{VF} : coefficient des frottements visqueux.

1.3 MODELE DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Dans le but de simplifier le modèle mathématique de la machine synchrone, on utilise généralement des transformations qui nous permettent d'une part de réduire le nombre de variables d'états et d'autre part de rendre le modèle mathématique moins compliqué du point de vue de la non linéarité de la dynamique de la machine.

Le choix de la transformation dépend de la stratégie de commande qu'on va suivre. Généralement la transformation la plus utilisée est celle de PARK, qui permet de rendre la dynamique de la machine synchrone équivalente à celle d'un moteur à courant continu. Par contre la transformation de CONCORDIA permet le passage d'une machine triphasée à une machine diphasée.

1.3.1 TRANSFORMATION DE CONCORDIA [CHATELAIN 83]

La transformation de CONCORDIA est la première étape dans la simplification du modèle de la machine synchrone à aimants permanents. Elle permet de réduire le nombre de variables d'états en ramenant le modèle de la machine synchrone triphasée au modèle d'une machine diphasée dans le cas d'une machine équilibrée où les composantes homopolaires sont nulles.

Le principe de cette transformation est de modifier le stator de la machine en remplaçant les trois bobinages par deux bobinages en quadratures produisant le même champ tournant au rotor.

La matrice de cette transformation est donnée par :

$$T_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

La transformation s'écrit alors :

$$\begin{aligned} V_{abc} &= T_c V_{\alpha\beta 0} \\ I_{abc} &= T_c I_{\alpha\beta 0} \\ \Psi_{abc} &= T_c \Psi_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (1.9)$$

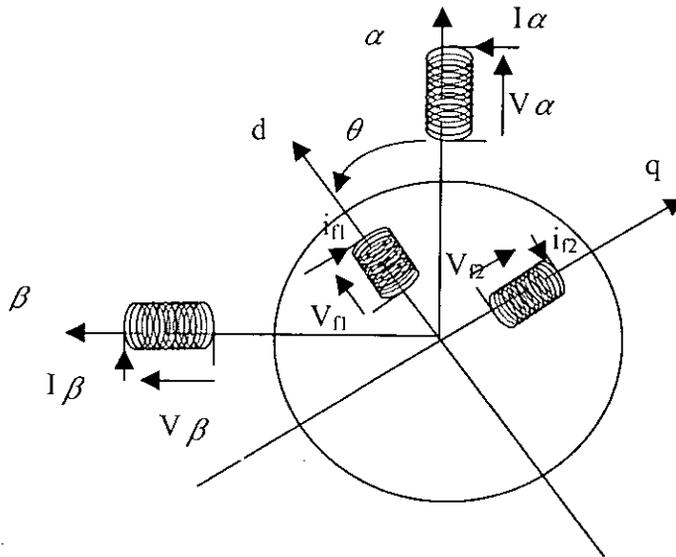


Figure 1.4 Représentation des axes de CONCORDIA

Comme la machine est équilibrée, les composantes homopolaires sont donc nulles. En utilisant la relation (1.1) et en tenant compte du fait que la matrice T_c est constante ($\frac{\partial T_c}{\partial \theta} = 0$), on obtient alors :

$$V_{\alpha\beta} = (T_c^T R T_c) I_{\alpha\beta} + (T_c^T L T_c) \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + \omega \frac{\partial}{\partial \theta} (T_c^T L T_c) I_{\alpha\beta} \quad (1.10)$$

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents s'écrit alors sous la forme suivante :

$$V_{\alpha\beta} = R_{\alpha\beta} I_{\alpha\beta} + L_{\alpha\beta} \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + \omega \varepsilon_{\alpha\beta} \quad (1.11)$$

L'équation (1.11) mise sous forme matricielle donne :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L^s + M^s + \frac{3}{2}L_2^s \cos 2\theta & \frac{3}{2}L_2^s \sin 2\theta \\ \frac{3}{2}L_2^s \sin 2\theta & L^s + M^s + \frac{3}{2}L_2^s \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \omega \phi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

On notera les axes des bobinages fictifs au rotor par les axes direct d et quadratique q. Avec cette nouvelle notation, on peut introduire les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} L_d &= L^s + M^s + \frac{3}{2}L_2^s \\ L_q &= L^s + M^s - \frac{3}{2}L_2^s \end{aligned} \quad (1.13)$$

En substituant (1.13) dans (1.12), on obtient le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \theta + L_q \sin^2 \theta & (L_d - L_q) \cos \theta \sin \theta \\ (L_d - L_q) \cos \theta \sin \theta & L_d \cos^2 \theta + L_q \sin^2 \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \omega \phi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Le couple électromagnétique dans le repère $\alpha\beta$ est donné par l'expression suivante :

$$\tau = \frac{1}{2} I_{\alpha\beta}^T (T_c^T \frac{\partial L}{\partial \theta} T_c) I_{\alpha\beta} \quad (1.15)$$

l'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$\tau = \frac{3}{2} n_p \phi_f (-\sin \theta i_\alpha + \cos \theta i_\beta) \quad (1.16)$$

1.3.2 TRANSFORMATION DE PARK [CHATELAIN 83]

La transformation de PARK est la deuxième étape dans la simplification des équations dynamiques de la machine synchrone à aimant permanent. Elle permet de rendre les équations de la dynamique de la machine indépendantes de la position rotorique.

Le principe de cette transformation est de représenter les bobinages fictifs du rotor par deux bobinages en quadrature traversés par un courant continu et produisant un champ tournant à la même vitesse que le rotor.

La matrice T_p permet le passage du repère de CONCORDIA vers le repère de PARK.

$$T_p = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$X_{dq} = T_p X_{\alpha\beta} \quad (1.18)$$

1.4 PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE DES MACHINES SYNCHRONES

Par leur principe, les machines synchrones ne peuvent pas fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées par une fréquence variable. L'utilisation d'un convertisseur statique en boucle ouverte permet l'alimentation de la machine à fréquence variable, cependant ce fonctionnement présente l'inconvénient d'une grande instabilité et d'un démarrage en charge problématique.

Pour pallier à ces problèmes on doit faire appel à une alimentation dans laquelle la fréquence du convertisseur est asservie à la vitesse de rotation de manière telle que le synchronisme soit toujours en vigueur. Ce type d'alimentation est appelé autopilotage.

La synchronisation réalisée à partir de la détection de la position rotorique, inclut aussi le contrôle du déphasage du courant I ou de la tension V par rapport à la f.e.m de la machine.

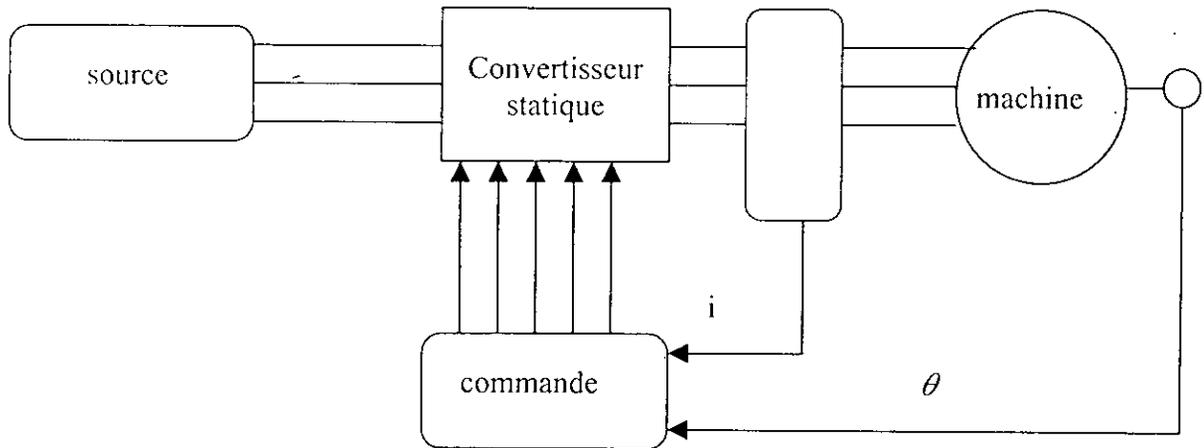


Figure 1.5 Représentation des machines autopilotées.

Deux modes de commande sont possibles :

- Commande du couple par réglage de la tension.
- Commande du couple par réglage du courant.

Dans notre travail nous utiliserons le premier mode avec la stratégie du contrôle vectoriel.

1.5 LA COMMANDE VECTORIELLE [ROBYNS 93]

La machine synchrone à aimant permanent est un système multivariable, la commande de sa vitesse ou de sa position demande le contrôle de plusieurs variables ce qui rend la synthèse de la commande difficile et peut affecté les performances désirées.

Le couple électromagnétique dans la machine dépend des courants i_d et i_q et donc de la commande de ces derniers. Plusieurs stratégies de commande peuvent être considérées ; elles diffèrent par le choix de la relation entre les courants i_d et i_q , autrement dit, par la manière dont le couple se développe dans la machine. Ces commandes sont appelées commandes vectorielles ou commandes par orientation de champ (field oriented control).

La stratégie de commande la plus utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant i_d nul et à régler la vitesse ou la position à travers la tension U_q . Cette stratégie revient à maintenir la réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation, ce qui permettra d'avoir un modèle de la machine plus simple avec un couple électromagnétique linéaire par rapport au courant i_q .

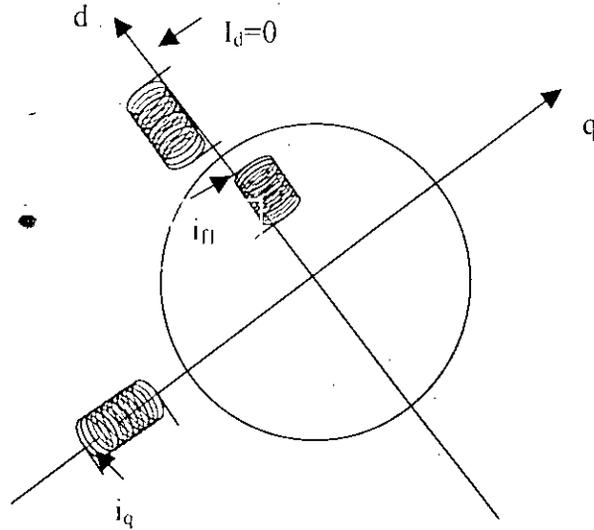


Figure 1.6 Commande vectorielle maintenant le courant $i_d=0$.

L'expression du couple électromagnétique dans le repère dq peut être calculée en utilisant les équations (1.16),(1.17)et (1.18), on obtient alors l'expression suivante :

$$\tau = -\frac{3}{2}n_p((L_d - L_q)i_d i_q + \phi_f i_q) \quad (1.19)$$

La machine étudiée étant à pôles lisse ($L_d=L_q$), et en imposant le courant $i_d=0$, le couple électromagnétique de référence sera alors :

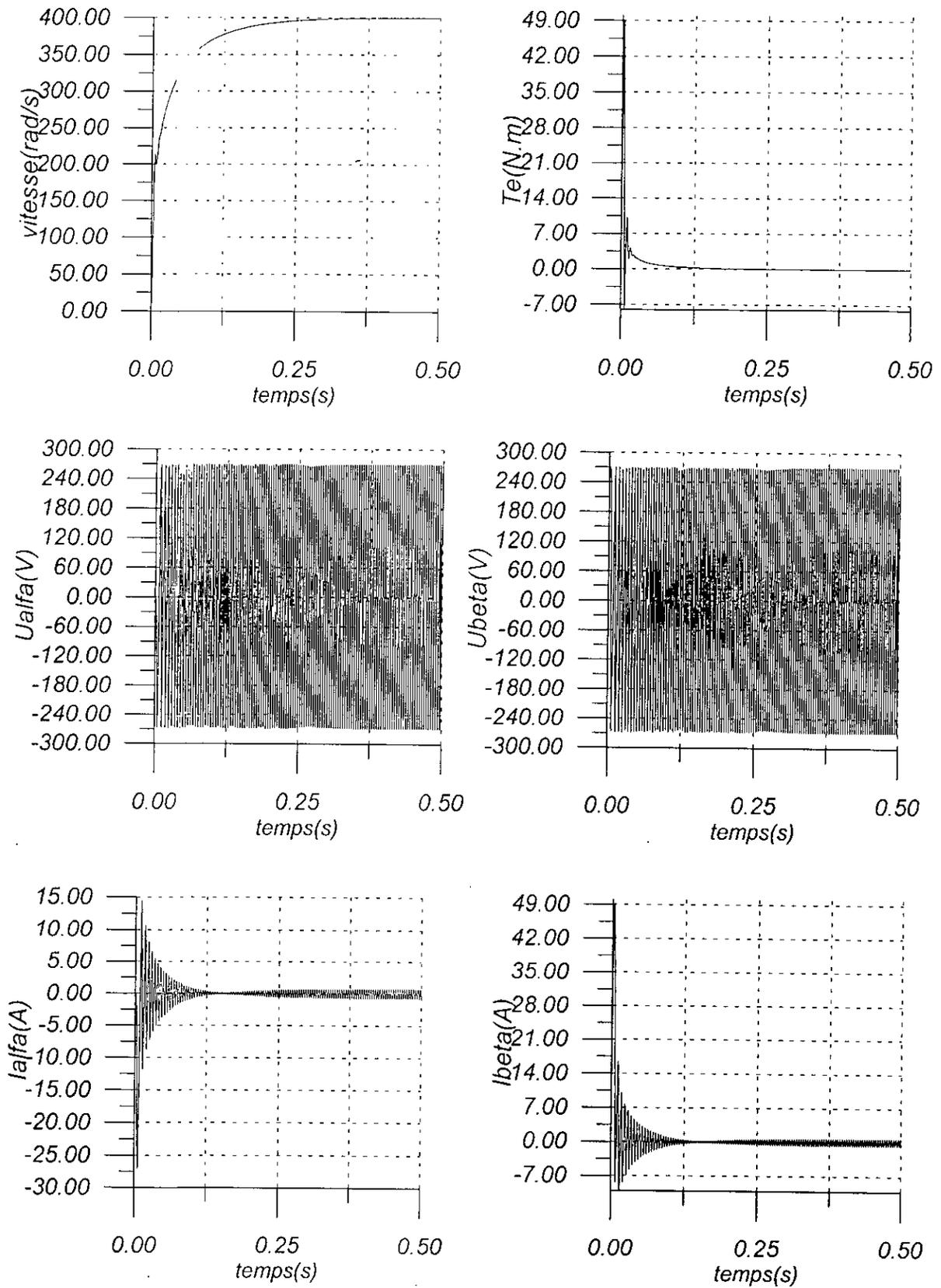
$$\tau^* = -\frac{3}{2}\phi_f i_q \quad (1.20)$$

Le couple électromagnétique peut être imposé au moyen de différentes commandes. Dans notre travail nous choisirons la commande par la méthode du backstepping.

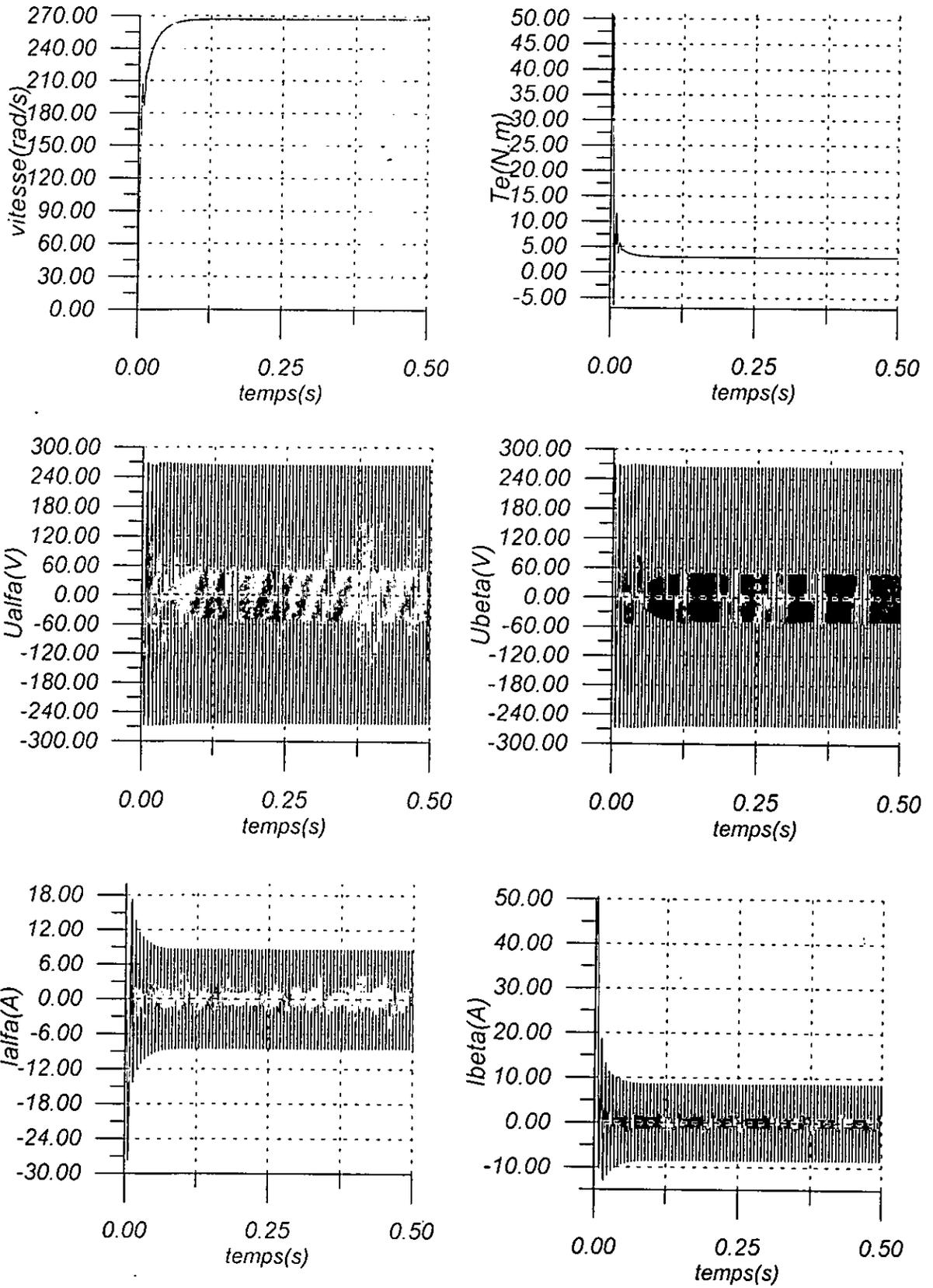
1.6 SIMULATION

Notre machine a été simulée en boucle ouverte en utilisant la méthode de l'autopilote. Deux essais ont été effectués, l'un sans charge nominale, l'autre avec charge nominale.

Les essais ont montré la sensibilité de la machine vis-à-vis de la charge, avec une augmentation de l'amplitude des courants ainsi que l'augmentation du pic de démarrage du couple électromagnétique.



Figure(1.7) Réponse de la MSAP en boucle ouverte à vide.



Figure(1.8) Réponse de la MSAP en boucle ouverte en charge.

I.7 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre une vue générale sur la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que les différents repères utilisés pour la représentation de cette dernière. Il s'est avéré que le modèle de la machine représenté dans le repère de CONCORDIA est fortement non linéaire du fait que les dynamiques des courants dépendent de la position rotorique, d'où l'opportunité d'utiliser une commande telle que le backstepping capable de s'adapter à ce type de système et de donner des performances meilleures.

CHAPITRE II

*COMMANDE PAR
BACKSTEPPING*

Chapitre II

Commande par Backstepping

II.1 INTRODUCTION

La théorie de Lyapunov nous offre des outils très puissants pour l'analyse de la stabilité des systèmes et ces mêmes outils peuvent être utilisés dans la synthèse de la commande. C'est dans ce contexte que se situe le backstepping.

On peut définir le backstepping comme étant une procédure récursive qui combine entre le choix de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la loi de commande. Cette méthode transforme le problème de synthèse de commande pour le système global à une synthèse de séquence de commandes pour des systèmes réduits (même des systèmes scalaires). En exploitant la flexibilité des systèmes réduits, le backstepping peut répondre aux problèmes de régulation, de poursuite et de robustesse avec des conditions moins restrictives que d'autres méthodes. [KHALIL 95]

II.2-BACKSTEPPING DANS LE CAS MONOVARIABLE : [KHALIL 96]

a)- considérons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (2.1)$$

tel que $[\eta^T \quad \zeta]^T \in \mathbb{R}^{n+1}$, $u \in \mathbb{R}$ et $f(0) = 0$

Nous voulons synthétiser une loi de commande (feed-back) pour stabiliser le point d'équilibre de (2.1). Le système (2.1) peut être décomposé en deux sous systèmes dont le premier est : $\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\zeta$ où ζ est considéré, comme étant une commande de ce sous système et le second qui est un intégrateur ($\dot{\zeta} = u$). Supposons qu'on peut stabiliser le premier sous système par une commande $\alpha(\eta)$ telle que :

$$\phi(0) = 0 \quad , \quad \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta) \cdot \phi(\eta)$$

et en plus connaissant la fonction Lyapunov $V(\eta)$ qui vérifie :

$$\frac{\partial V}{\partial \eta} [f(\eta) + g(\eta) \cdot \phi(\eta)] \leq -w(\eta) \quad , \forall \eta \in D \quad (2.2)$$

$W(\eta) < 0 \quad , \forall \eta \in D$, où D est un domaine qui contient l'origine $\eta = 0$.

avec addition et soustraction du terme $g(\eta) \cdot \phi(\eta)$ dans (2.1) nous aurons :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = [f(\eta) + g(\eta)\phi(\eta)] + g(\eta)[\zeta - \phi(\eta)] \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (2.3)$$

posons : $z = \zeta - \phi(\eta)$. alors on aura :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = [f(\eta) + g(\eta)\phi(\eta)] + g(\eta) \cdot z \\ \dot{z} = u - \dot{\phi} \\ \dot{\phi} = \frac{\partial \phi}{\partial \eta} \cdot [f(\eta) + g(\eta)\zeta] \end{cases} \quad (2.4)$$

posons : $v = u - \dot{\phi}(\eta)$, alors le système (2.4) devient :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta) \cdot \phi(\eta) + g(\eta) \cdot z \\ \dot{z} = v \end{cases} \quad (2.5)$$

Ce système est similaire au système (2.1) sauf que maintenant le premier sous système $\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\phi(\eta) + g(\eta) \cdot z$ est asymptotiquement stable quand $z=0$, ce résultat sera exploité pour la synthèse de la commande v .

Considérons la fonction de Lyapunov candidate :

$$V_a(\eta, z) = V(\eta) + \frac{1}{2} \cdot z^2 \quad (2.6)$$

en dérivant $V_a(\eta, z)$ par rapport au temps :

$$\dot{V}_a = \frac{\partial V}{\partial \eta} [f(\eta) + g(\eta)\phi(\eta)] + \frac{\partial V}{\partial \eta} \cdot g(\eta) \cdot z + z \cdot v \quad (2.7)$$

en utilisant (2.2) dans (2.7), nous aurons :

$$\dot{V}_a \leq -W(\eta) + \frac{\partial V}{\partial \eta} \cdot g(\eta) \cdot z + z \cdot v \quad (2.8)$$

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - K \cdot z \quad , \text{alors } \dot{V}_a(\eta, z) \leq -W(\eta) - K \cdot z^2 \quad (2.9)$$

D'après le théorème de Lyapunov le point $z=0$ est asymptotiquement stable, puisque $\phi(0)=0$, alors le point $(\eta = 0, \zeta = 0)$ est aussi asymptotiquement stable, d'où :

$$u = \frac{\partial \phi}{\partial \eta} [f(\eta) + g(\eta)\zeta] - \frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - K(\zeta - \phi(\eta)) \quad (2.10)$$

Et si $V(\eta)$ est radialement non borné, on peut conclure que l'origine est globalement stable.

Lemme II-1 : [KHALIL 96]

Considérons le système (2.1), supposons qu'il existe un retour $\phi(\eta)$ satisfaisant (2.2) avec $\phi(0) = 0$ et $V(\eta)$ une fonction de Lyapunov qui satisfait aussi (2.2), alors la commande u de (2.9) stabilise l'origine de (2.1), avec $V_a(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2} \zeta^2$ comme étant la fonction de Lyapunov globale, et si $V(\eta)$ est radialement non borné alors l'origine est un point d'équilibre asymptotiquement et globalement stable.

b)- considérons un système plus générale que (2.1) :
soit :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = f_a(\eta, \zeta) + g_a(\eta, \zeta)u \end{cases} \quad (2.11)$$

avec $g_a(\eta, \zeta) \neq 0 \quad \forall \eta, \zeta$

Considérons la transformation :

$$u = \frac{1}{g_a(\eta, \zeta)} [u_a - f_a(\eta, \zeta)]. \text{ alors le système (2.11) devient :}$$

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = u_a \end{cases}$$

S'il existe un retour $\phi(\eta)$ et une fonction de Lyapunov $V(\eta)$ qui vérifient (2.2) alors :

$$u = \frac{1}{g_a(\eta, \zeta)} \left[\frac{\partial \phi}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\zeta) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - K(\zeta - \phi) - f_a(\eta, \zeta) \right]$$

$$\text{avec } K > 0 \text{ et } V_a(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2} [\zeta - \phi(\eta)]^2$$

sont respectivement, la commande stabilisante et la fonction de Lyapunov pour le système global (2.11).

Avec une application récursive du backstepping, on peut stabiliser des systèmes dits «strict feedback systems» qui ont la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f_0(x) + g_0(x).z_1 \\ \dot{z}_1 = f_1(x, z_1) + g_1(x, z_1).z_2 \\ \dot{z}_2 = f_2(x, z_1, z_2) + g_2(x, z_1, z_2).z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_k = f_k(x, z_1, z_2, \dots, z_k) + g_k(x, z_1, z_2, \dots, z_k).u \end{cases} \quad (2.12)$$

avec $x \in R^n$ et z_1, z_2, \dots, z_k sont des scalaires et $g_i(x, z_1, \dots, z_i) \neq 0 \forall 1 \leq i \leq k$

La procédure du backstepping récursive commence par le système :

$$\dot{x} = f_0(x) + g_0(x).z_1$$

Considérons z_1 comme étant une commande virtuelle de ce sous-système $z_1 = \phi_0(x)$. $\phi_0(0) = 0$ et la fonction de Lyapunov $V_0(x)$ qui vérifie :

$$\frac{\partial V_0}{\partial x} [f_0(x) + g_0(x).\phi_0(x)] \leq -W(x) \quad \text{avec } W(x) \geq 0 \quad (2.13)$$

Remarque :

Dans la plupart des cas d'application du backstepping x est choisi comme scalaire pour simplifier la procédure du backstepping.

Maintenant, avec $\phi_0(x)$ et $V_0(x)$ connus, on procède à l'application systématique du backstepping, soit le système :

$$\begin{cases} \dot{x} = f_0(x) + g_0(x).z_1 \\ \dot{z}_1 = f_1(x, z_1) + g_1(x, z_1).z_2 \end{cases} \quad (2.14)$$

c'est un cas simple du système (2.11), en appliquant le lemme (2.1) et avec :

$x = \eta, z_1 = \zeta, z_2 = u, f_0 = f, g_0 = g, f_1 = f_a, g_1 = g_a$, alors le système (2.14)

peut être stabiliser par :

$$\phi_1(x, z_1) = \frac{1}{g_1} \left[\frac{\partial \phi_0}{\partial x} (f_0 + g_0 z_1) - \frac{\partial V_0}{\partial x} g_0 - K_1.(z_1 - \phi_0) - f_1 \right] \dots$$

et la fonction de Lyapunov candidate est :

$$V_1(x, z_1) = V_0(x) + \frac{1}{2}(z_1 - \phi_0(x))^2$$

considérons le système augmenté :

$$\begin{cases} \dot{x} = f_0(x) + g_0(x).z_1 \\ \dot{z}_1 = f_1(x, z_1) + g_1(x, z_1).z_2 \\ \dot{z}_2 = f_2(x, z_1, z_2) + g_2(x, z_1, z_2).z_3 \end{cases} \quad (2.15)$$

avec : $\eta = \begin{bmatrix} x \\ z_1 \end{bmatrix}$, $\zeta = z_2$, $u = z_3$, $f = \begin{bmatrix} f_0 + g_0.z_1 \\ f_1 \end{bmatrix}$, $g = \begin{bmatrix} 0 \\ g_1 \end{bmatrix}$, $f_a = f_2$, $g_a = g_2$

Le système (2.15) peut être stabiliser par :

$$\phi_2(x, z_1, z_2) = \frac{1}{g_2} \left[\frac{\partial \phi_0}{\partial x} (f_0 + g_0.z_1) + \frac{\partial \phi_1}{\partial z_1} (f_1 + g_1.z_2) - \frac{\partial V_1}{\partial z_1} g_1 - k_2.(z_2 - \phi_1) - f_2 \right]$$

et sa fonction de Lyapunov est :

$$V_2(x, z_1, z_2) = V_1(x, z_1) + \frac{1}{2}(z_2 - \phi_1)^2$$

Finalement, en répétant cette procédure k fois on obtient la loi de commande globale et aussi la fonction de Lyapunov associée : $u = \phi_k(x, z_1, z_2, \dots, z_k)$ et $V_k(x, z_1, z_2, \dots, z_k)$

II.3-BACKSTEPPING DANS LE CAS MULTIVARIABLES [KHALIL 96]

Soit le système :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + G(\eta).\zeta \\ \dot{\zeta} = f_a(\eta, \zeta) + G_a(\eta, \zeta).u \end{cases} \quad (2.16)$$

Supposons que le premier sous système de (2.16) est stabilisable par une commande $\zeta = \phi(\eta)$ $\phi(0) = 0$, et connaissant la fonction de Lyapunov $V(\eta)$ qui vérifie :

$$\begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial \eta} [f(\eta) + G(\eta).\phi(\eta)] &\leq -W(\eta) \\ W(\eta) &> 0 \quad \forall \eta \end{aligned} \quad (2.17)$$

soit $V_a(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2}[\zeta - \phi(\eta)]^T [\zeta - \phi(\eta)]$ la fonction de Lyapunov candidate, en dérivant par rapport au temps :

$$\dot{V}_a = \frac{\partial V}{\partial \eta} [f + g\phi] + \frac{\partial V}{\partial \eta} G[\zeta - \phi] + [\zeta - \phi]^T [f_a + G_a u - \frac{\partial \phi}{\partial \eta} [f + G\zeta]]$$

choisissant :

$$u = G_a^{-1} \left[\frac{\partial \phi}{\partial \eta} [f + G\zeta] - \left(\frac{\partial V}{\partial \eta} G \right)^T - f_a - K \cdot [\zeta - \phi] \right]$$

alors \dot{V}_a devient :

$$\dot{V}_a = \frac{\partial V}{\partial \eta} [f + G\phi] - K \cdot [\zeta - \phi]^T [\zeta - \phi] \leq -W(\eta) - K[\zeta - \phi]^T [\zeta - \phi]$$

Donc le point d'équilibre ($\eta = 0, \zeta = 0$) est asymptotiquement stabilisable par la commande u .

II.4- ROBUSTESSE DE LA COMMANDE SYNTHETISEE PAR BACKEPPING [KHALIL 96]

Soit le système :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta) \cdot \zeta + \delta_\eta(\eta, \zeta) \\ \dot{\zeta} = f_a(\eta, \zeta) + g_a(\eta, \zeta) u + \delta_\zeta(\eta, \zeta) \end{cases} \quad (2.18)$$

avec δ_η et δ_ζ sont des termes inconnus, supposons que :

$$\|\delta_\eta(\eta)\|_2 \leq \alpha_1 \|\eta\|_2 \quad (2.19)$$

$$\|\delta_\zeta(\eta, \zeta)\|_2 \leq \alpha_2 \|\eta\|_2 + \alpha_3 \|\zeta\|_2 \quad (2.20)$$

Supposant qu'il existe une commande $\zeta = \phi(\eta)$ et $\phi(0) = 0$, qui stabilise le premier sous système de (2.18) et aussi $V(\eta)$ qui vérifie :

$$\frac{\partial V}{\partial \eta} [f(\eta) + g(\eta)\phi(\eta) + \delta_\eta(\eta, \zeta)] \leq -c \|\eta\|_2, \quad c > 0 \quad (2.21)$$

d'après l'inégalité (2.21) le point ($\eta=0$) est un point d'équilibre asymptotiquement stable du premier sous système de (2.18)

$$\text{si :} \quad \|\phi(\eta)\| \leq \alpha_4 \|\eta\| \quad \text{et} \quad \left\| \frac{\partial \phi}{\partial \eta} \right\| \leq \alpha_5 \|\eta\| \quad (2.22)$$

Considérons la fonction de Lyapunov candidate globale :

$$V_a(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2}[\zeta - \phi(\eta)]^2 \quad (2.23)$$

dérivant $V_a(\eta, \zeta)$ par rapport au temps :

$$\dot{V}_a = \frac{\partial V}{\partial \eta} [f + g\phi + \delta_\eta] + \frac{\partial V}{\partial \eta} g(\zeta - \phi) + (\zeta - \phi) \left[f_a + g_a u + \delta_\zeta - \frac{\partial \phi}{\partial \eta} [f + g\zeta + \delta_\eta] \right]$$

avec :

$$u = \frac{1}{g_a} \left[\frac{\partial \phi}{\partial \eta} (f + g\zeta) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g - f_a - K(\zeta - \phi) \right] \quad (2.24)$$

on aura

$$\dot{V}_a \leq -c\|\eta\|_2^2 + (\zeta - \phi) \left[\delta_\zeta - \frac{\partial \phi}{\partial \eta} \delta_\eta \right] - K(\zeta - \phi)^2 \quad (2.25)$$

En utilisant (2.19), (2.20), (2.21), (2.22), on aura :

$$\dot{V}_a \leq -c\|\eta\|_2^2 + 2\alpha_6\|\eta\|_2|\zeta - \phi| - (k - \alpha_6)(\zeta - \phi)^2 \quad (2.26)$$

$$\dot{V}_a \leq - \begin{bmatrix} \|\eta\|_2 \\ |\zeta - \phi| \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} c & -\alpha_6 \\ -\alpha_6 & k - \alpha_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|\eta\|_2 \\ |\zeta - \phi| \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\alpha_6 > 0 \quad \text{si} \quad K > \alpha_3 + \frac{\alpha_6^2}{c} \quad \text{on aura} \quad \dot{V}_a \leq \sigma \left[\|\eta\|_2^2 + (\zeta - \phi)^2 \right] \sigma > 0$$

LemmeII-2 [KHALIL 96]

Considérons le système (2.18) dont les incertitudes vérifient les conditions (2.19), (2.20), (2.22), s'il existe $\phi(\eta)$ qui stabilise le premier sous système de (2.18) et la fonction de Lyapunov qui vérifie la condition (2.21), alors la loi de commande de (2.24) stabilise l'origine du système globale, et si $V(\eta)$ est radialement borné alors l'origine est asymptotiquement et globalement stable.

II.5 COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT PAR LA METHODE DU BACKSTEPPING

La synthèse de la commande par backstepping dans ce chapitre sera la méthodologie suivie par toutes les commandes qui seront présentées dans les chapitres suivants.

Nous utiliserons dans la synthèse de la commande par backstepping appliquée à la machine synchrone à aimant permanents (MSAP), le principe de la commande vectorielle en imposant le courant $i_d=0$, afin d'avoir un couple électromagnétique maximal.

L'approche que nous allons suivre consiste en la détermination du couple électromagnétique de référence dans la première étape, le couple de référence généré sera imposé à travers l'imposition des courants de référence correspondants au couple de référence. Les courants de référence seront imposés à leurs par tour par les tensions de commande et cela dans les deuxième et troisième étapes.

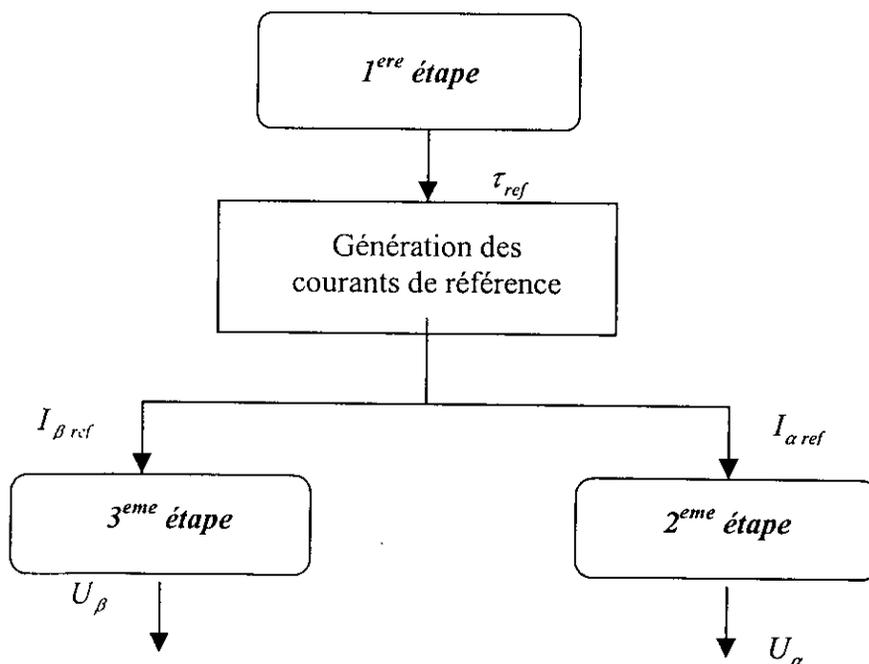


Figure 2.1 Représentation des étapes de synthèse des commandes.

Remarque :

Les étapes 2 et 3 sont semblable du pont de vu du backstepping, vu que le degrés relatif est égale à 1.

1^{ère} étape :

l'équation mécanique de la MSAP est donnée par :

$$J \dot{\omega}_m + f_{vf} \omega_m = \tau - \tau_L \quad (2.28)$$

cette dernière devient :

$$\dot{\omega}_m = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vf}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} \quad (2.29)$$

l'expression de l'erreur de vitesse est donnée par :

$$\dot{e} = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vf}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} - \dot{v}_{ref} \quad (2.30)$$

avec

$$e = \omega_m - v_{ref} \quad (2.31)$$

v_{ref} est la vitesse de référence et \dot{v}_{ref} sa première dérivée.

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} J e^2 \quad (2.32)$$

La dérivée de cette fonction par rapport au temps donne :

$$\dot{V} = e(\tau - f_{vf} \omega_m - \tau_L - J \dot{v}_{ref}) \quad (2.33)$$

Le choix de la commande virtuelle qui correspond au couple électromagnétique de référence est le suivant :

$$\tau_{ref} = -ce + f_{vf} \omega_m + \tau_L + J \dot{v}_{ref} \quad (2.34)$$

Les relations (1.17),(1.18) et (1.20) nous permettent de générer les grandeurs $I_{\alpha ref}$ et $I_{\beta ref}$ qui sont respectivement courants de référence de I_α et I_β . On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha ref} \\ I_{\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{\tau_{ref}}{n_p \phi_f} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Les courants de référence générés précédemment, peuvent être interprété comme des commandes virtuelles que nous allons imposer dans les étapes suivantes :

2^{ème} étape

L'équation (1.14), nous permet d'écrire l'équation d'état suivante :

$$L_d \dot{I}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha \quad (2.36)$$

l'expression de la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$L_d \dot{e}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha - L_d \dot{I}_{\alpha ref} \quad (2.37)$$

avec

$$e_\alpha = I_\alpha - I_{\alpha ref} \quad (2.38)$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 \quad (2.39)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_1 = e_\alpha (n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha - L_d \dot{I}_{\alpha ref}) \quad (2.40)$$

d'où la commande U_α :

$$U_\alpha = -c_1 e_\alpha - n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + R_a I_\alpha + L_d \dot{I}_{\alpha ref} \quad (2.41)$$

3^{ème} étape

La dynamique de I_β est donnée par :

$$L_q \dot{I}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta \quad (2.42)$$

la dynamique de l'erreur s'exprime alors par :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta - L_q \dot{I}_{\beta ref} \quad (2.43)$$

avec

$$e_\beta = I_\beta - I_{\beta ref} \quad (2.44)$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 \quad (2.45)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_2 = e_\beta (-n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta - L_q \dot{I}_{\beta ref}) \quad (2.46)$$

on peut déduire ainsi la commande U_β :

$$U_\beta = -c_2 e_\beta + n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + R_a I_\beta + L_q \dot{I}_{\beta ref} \quad (2.47)$$

La fonction de Lyapunov globale est donnée par :

$$V_G = V + V_1 + V_2 \quad (2.48)$$

$$V_G = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 + \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 \quad (2.49)$$

En dérivant V_G par rapport au temps et en y substituant U_α et U_β , nous aboutissons à :

$$\dot{V}_G = -c e^2 - c_1 e_\alpha^2 - c_2 e_\beta^2 \quad (2.50)$$

Nous pouvons dire alors que les commandes U_α et U_β nous assurent une convergence asymptotique des courants I_α et I_β vers leurs références, et partant, la convergence de la vitesse ω_m vers v_{ref} :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_\beta &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e &= 0 \\ \forall c, c_1, c_2 &> 0 \end{aligned} \quad (2.60)$$

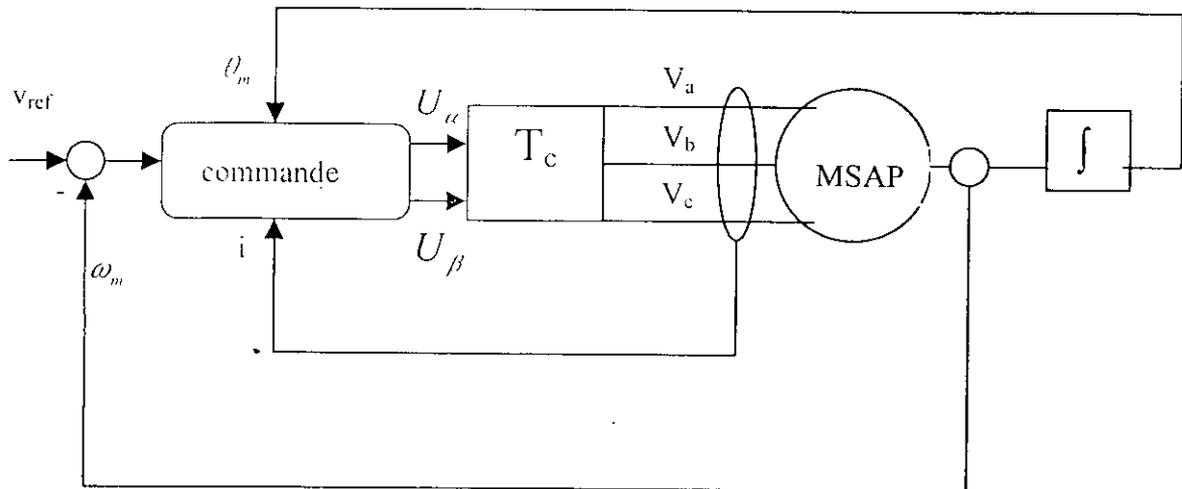


Figure 2.2 Schema de commande de la MSAP par backstepping.

II.5.1 RESULTATS DE SIMULATIONS

Pour la simulation de notre système, nous avons utilisé la méthode de RUNGE-KUTTA d'ordre 4 avec un pas adaptatif.

Les expressions des commandes sont données par les relations (2.41) et (2.47), avec les valeurs paramétriques suivantes:

$$c = 25$$

$$c_1 = 30$$

$$c_2 = 30$$

Interprétations des résultats :

Les résultats obtenus montrent une bonne réponse de la MSAP en vitesse avec un temps de réponse de l'ordre de 0.2s et une erreur statique nulle (fig2.2). Le couple électromagnétique présente un pic lors du démarrage qui s'atténue pendant le régime permanent. Les courants statoriques présentent un pic lors du démarrage et une amplitude assez faible.

Quant à la commande elle est continue sans pic lors du démarrage avec une amplitude assez faible de l'ordre de 60V.

Les différentes erreurs s'annulent que se soit les erreurs sur les courants ou celle sur la vitesse (fig2.3).

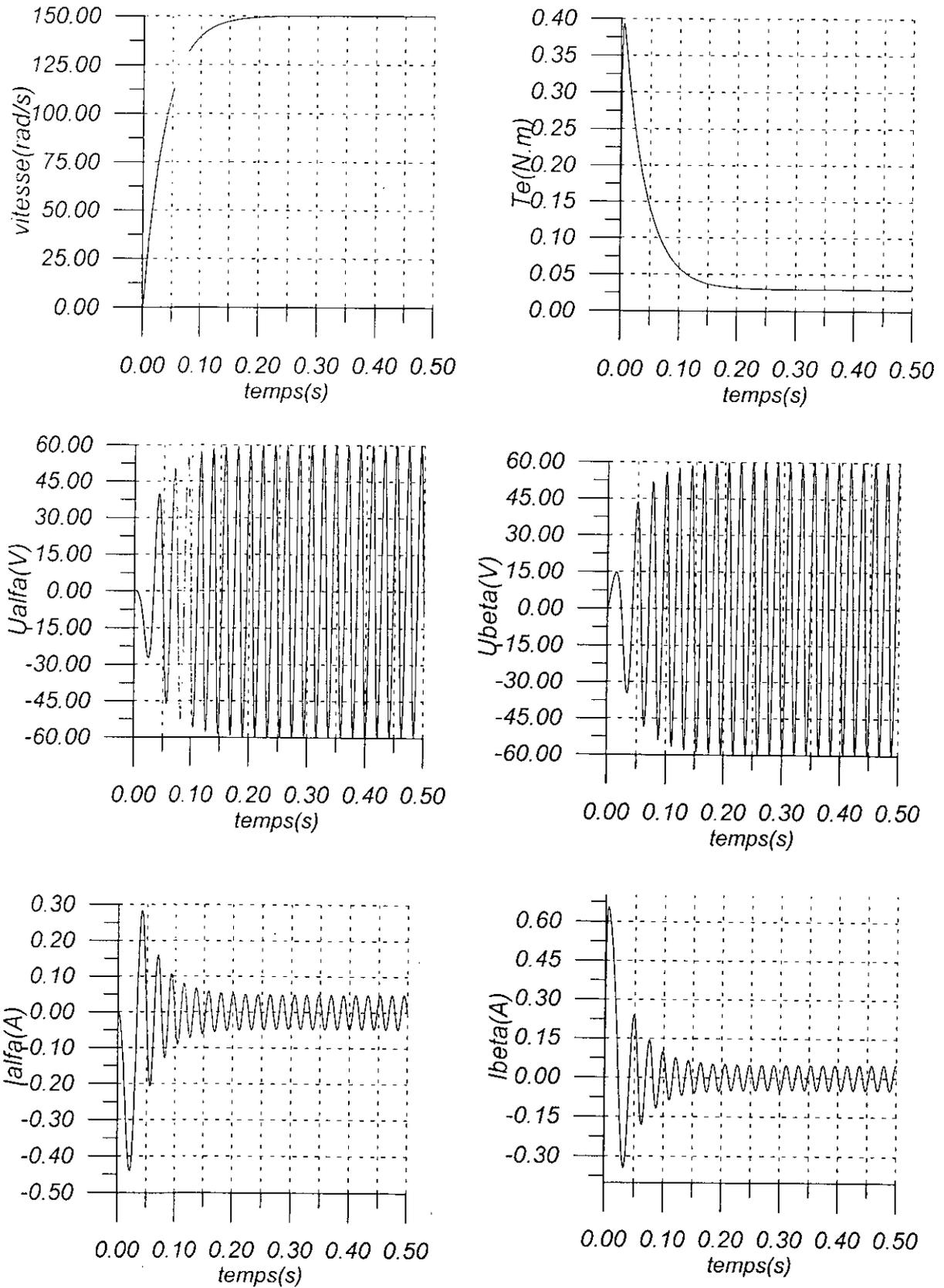
Afin de tester la robustesse de notre commande nous avons fait subir à cette dernière un inversement de consigne à 0.5s (fig2.4), la réponse en vitesse indique un bon comportement de la sortie avec un temps réponse de 0.2s suite à l' inversement de consigne. Il apparaît alors des pics au niveau des courants , qui engendrent un pic au niveau du couple électromagnétique.

Quand à la commande elle est d'amplitude acceptable avec un changement de direction lors de l'inversement de consigne.

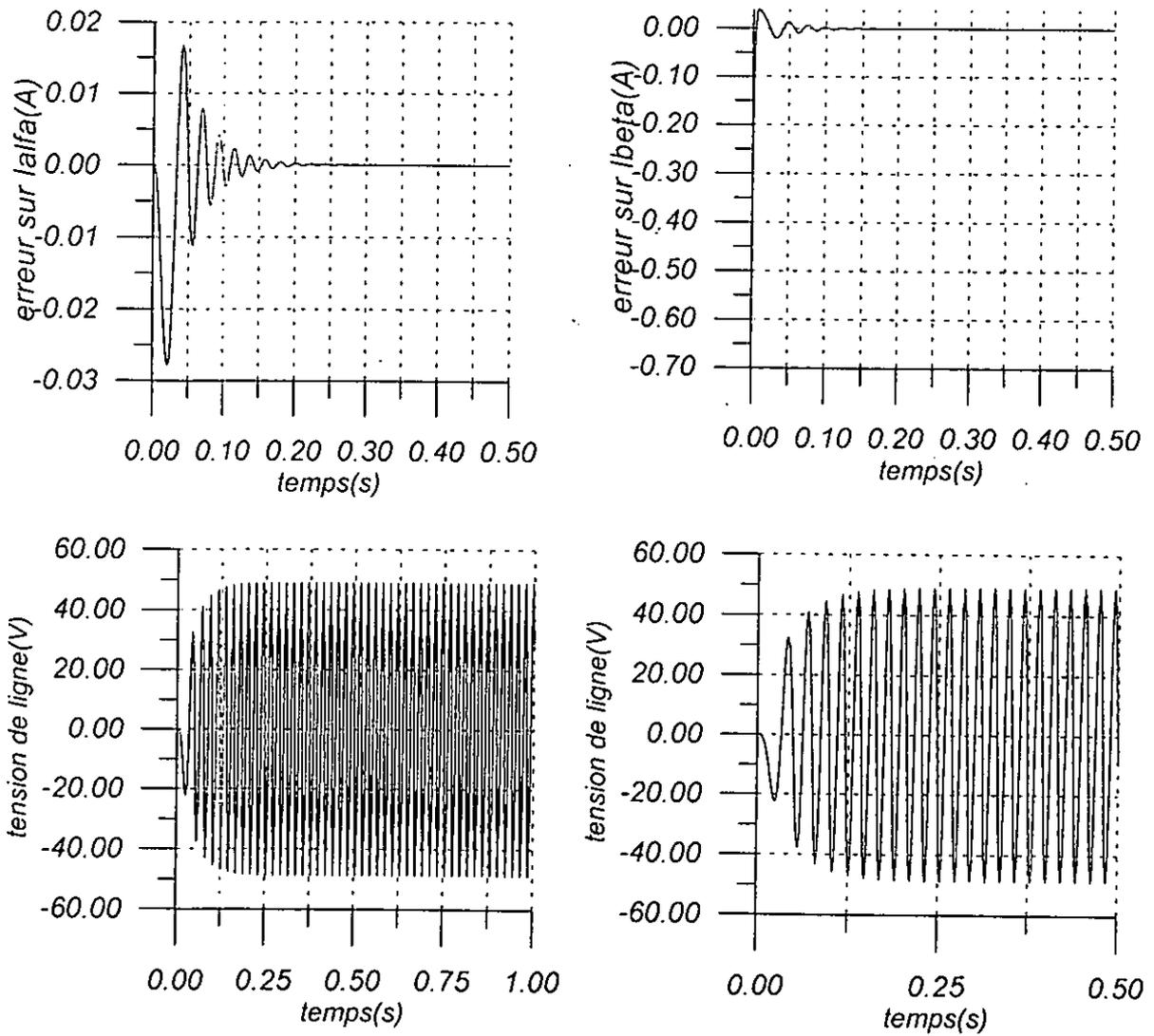
Les courants présentent un pic lors du changement, ce dernier s'atténue rapidement(fig2.5), avec une erreur qui s'annule en régime permanent.

Toujours dans le but de tester la robustesse de notre commande, nous avons opéré un changement paramétrique à 0.5s de 50 %. Nous avons constaté dégradation des performance au niveau de la sortie avec l'apparition d'une erreur statique, et une augmentation des courants statoriques.

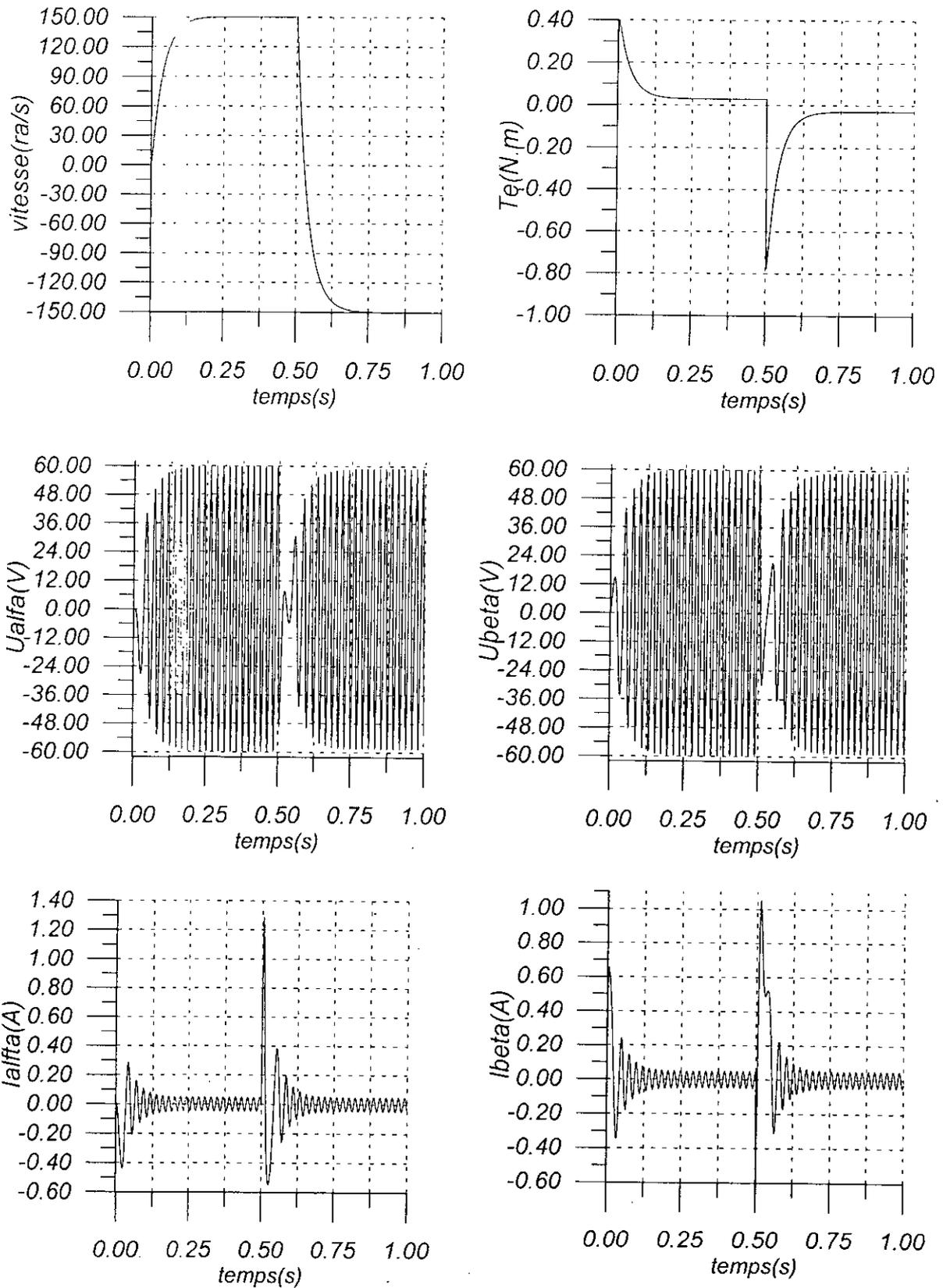
Cette dégradation des performances était attendue du moment qu'il n'a pas été prévu dans la commande la prise en charge des incertitudes paramétriques. Il est nécessaire donc d'associer à notre commande une adaptation paramétrique ou un terme glissant pour donner plus de robustesse à cette dernière.



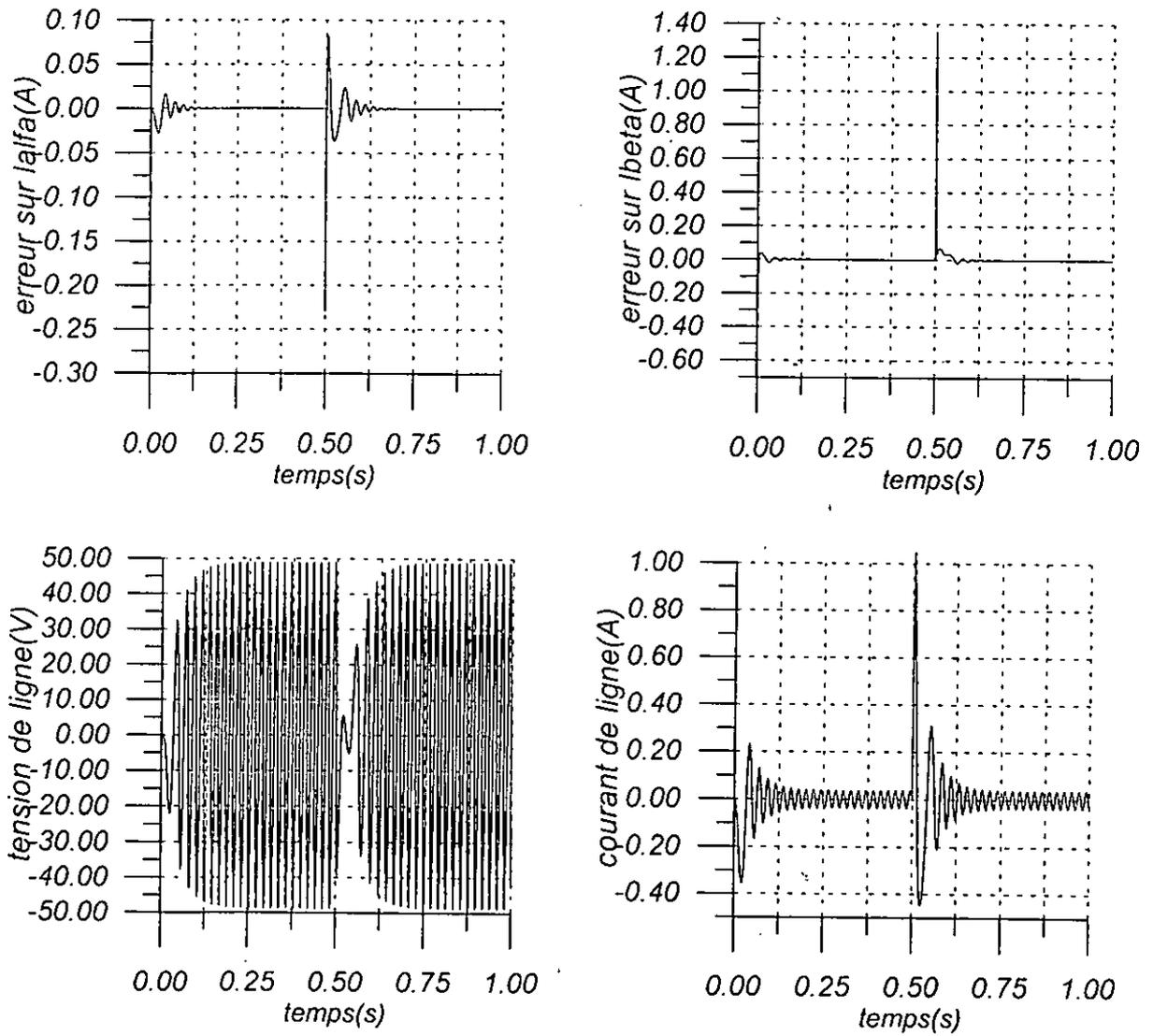
Figure(2.2) Commande par backstepping de la MSAP avec poursuite de trajectoire.



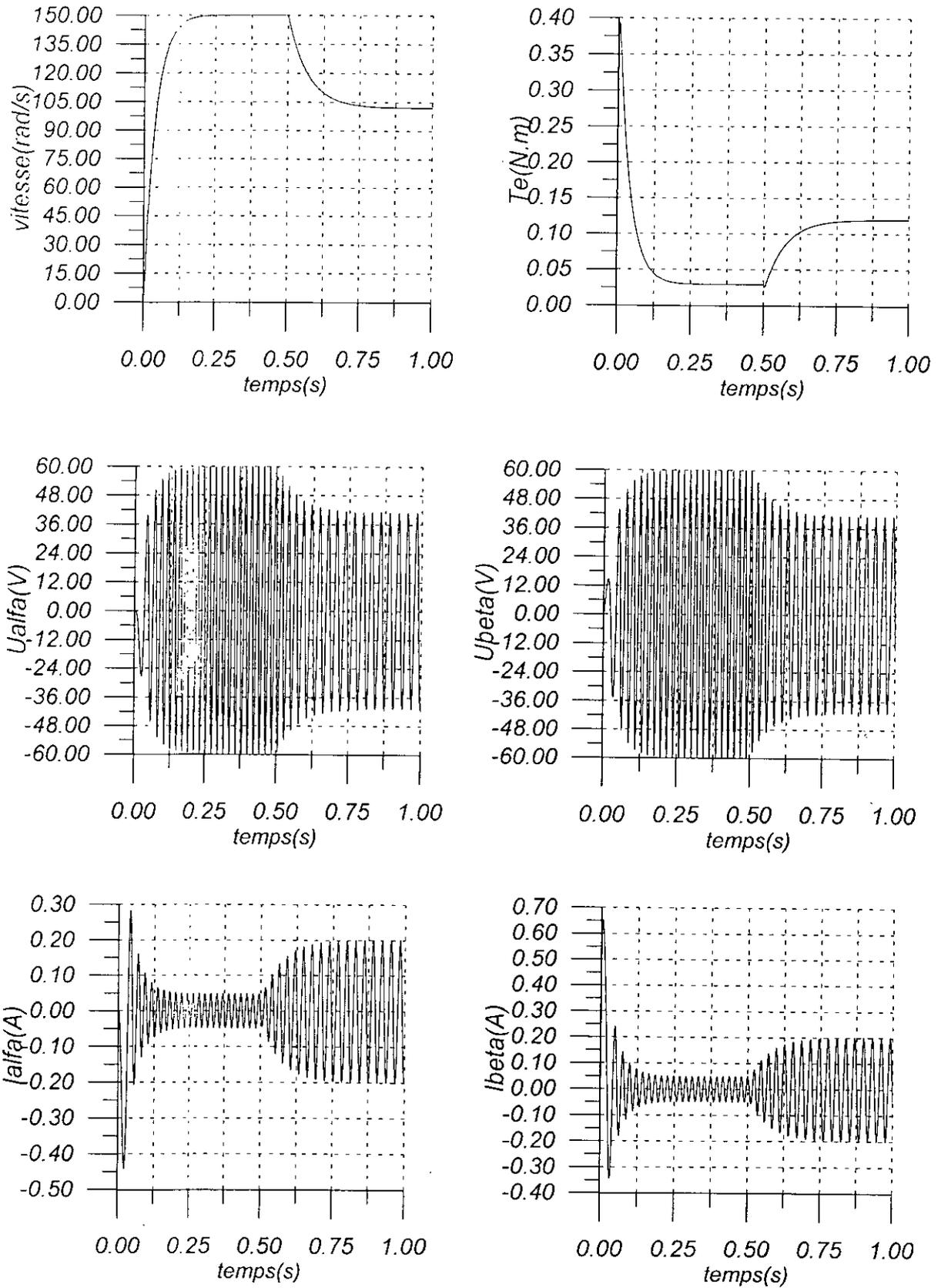
Figure(2.3) Commande par backstepping de la MSAP avec poursuite de trajectoire.



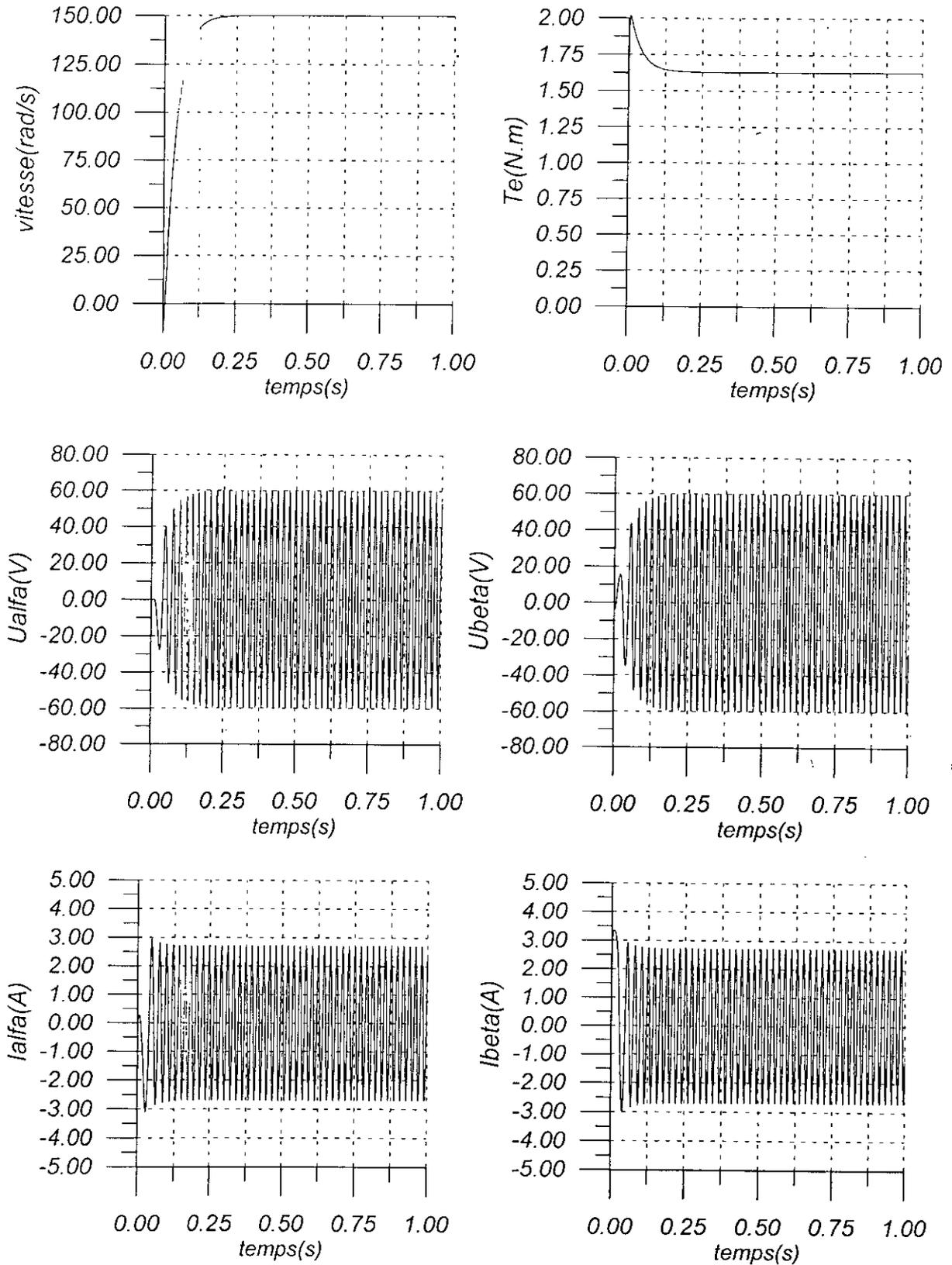
Figure(2.4) Commande par backstepping de la MSAP (inversement de consigne), avec poursuite de trajectoire.



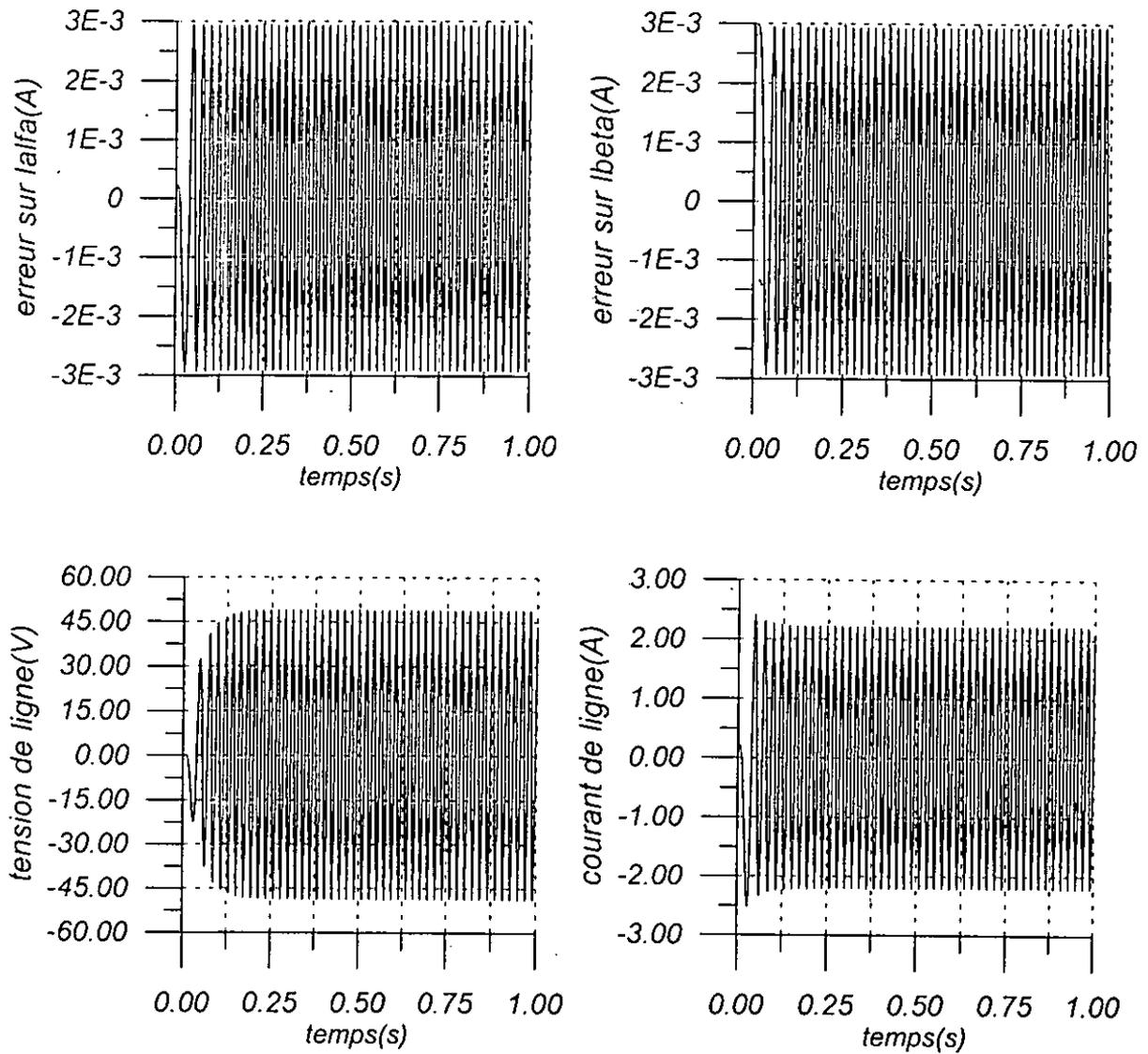
Figure(2.5) Commande par backstepping de la MSAP (inversement de consigne), avec poursuite de trajectoire.



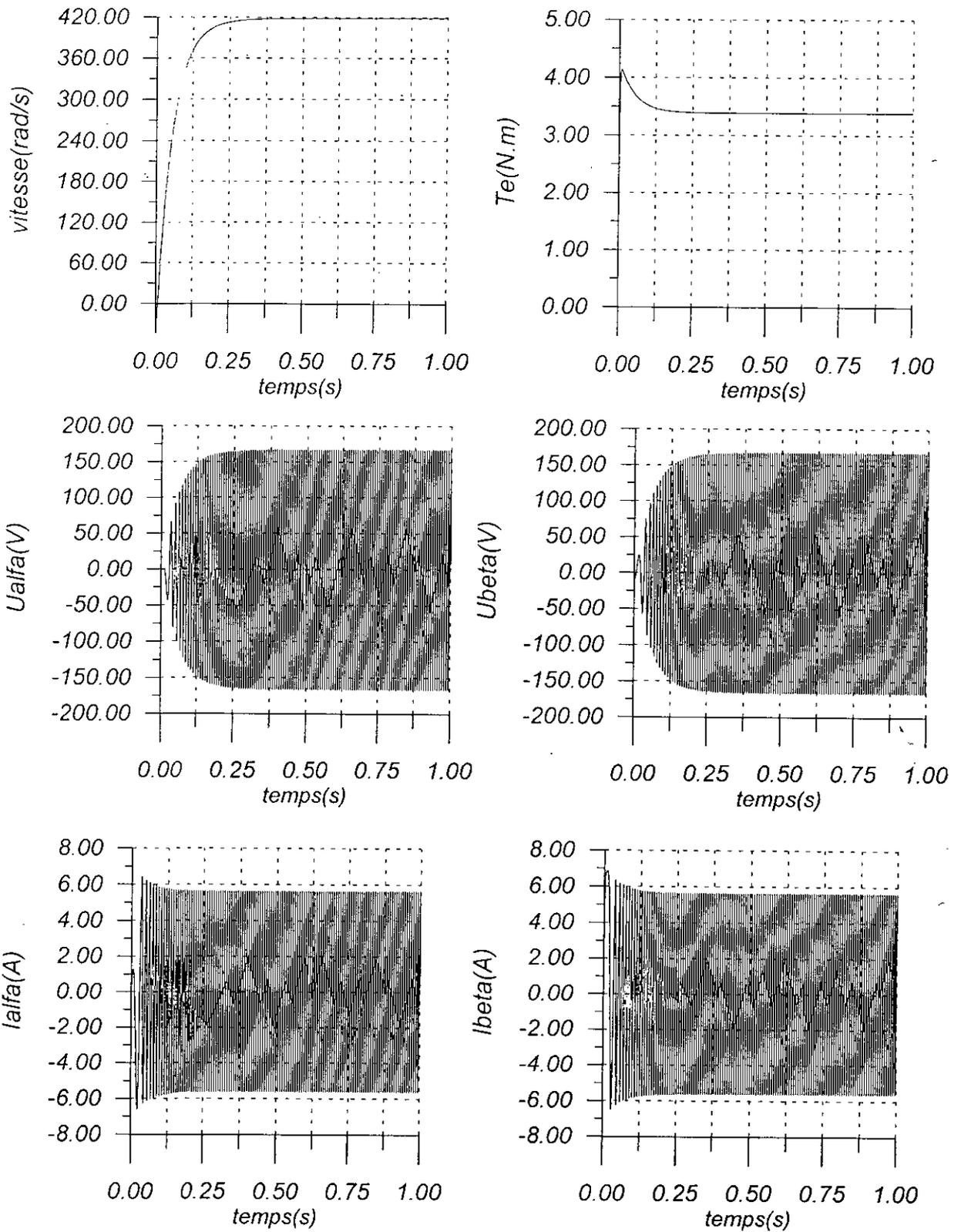
Figure(2.6) Commande par backstepping de la MSAP (changement paramétrique), avec poursuite de trajectoire.



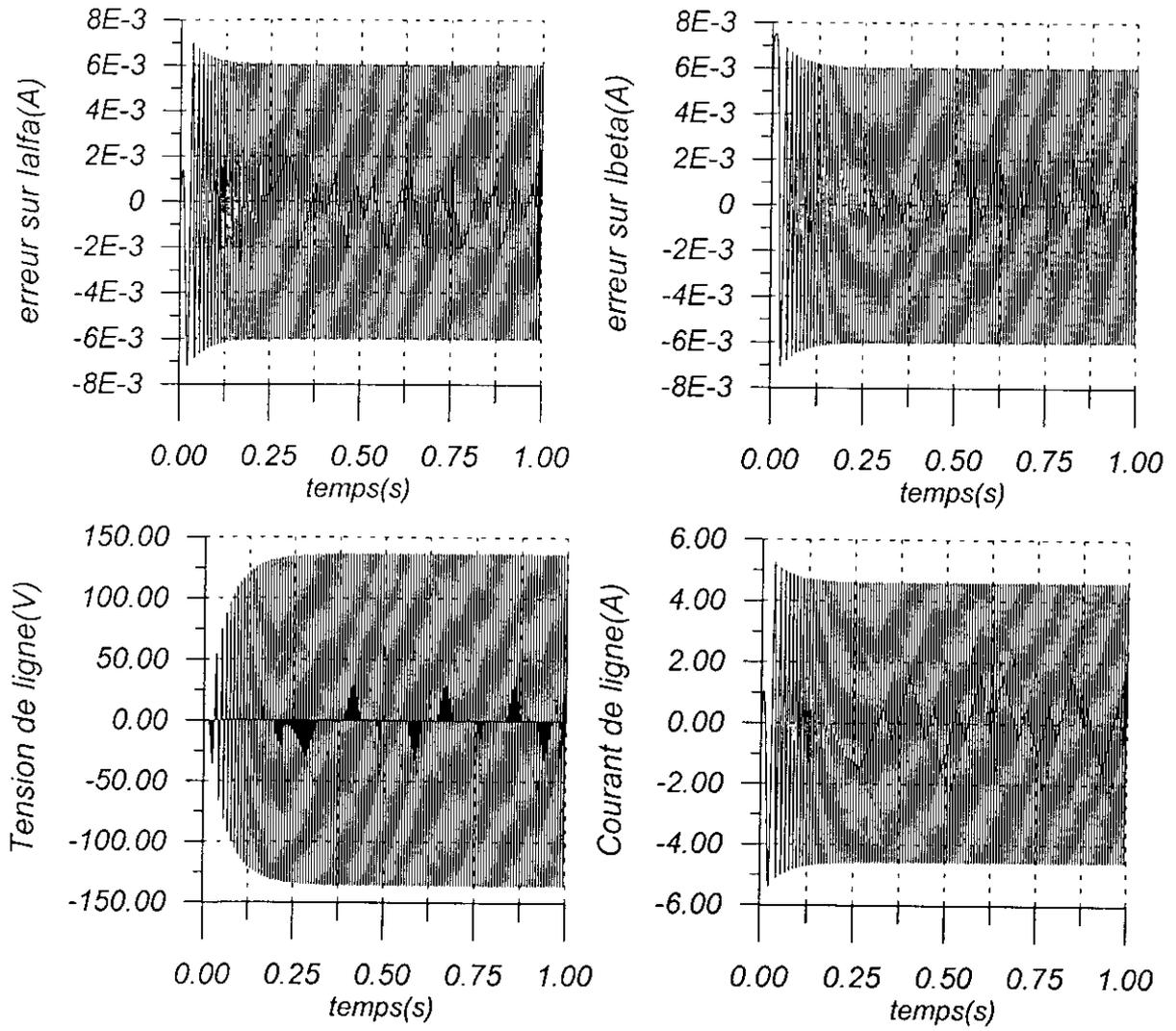
Figure(2.7) Commande par backstepping de la MSAP (avec couple de charge), avec poursuite de trajectoire.



Figure(2.8) Commande par backstepping de la MSAP (avec couple de charge), avec poursuite de trajectoire.



Figure(2.7a) Commande par backstepping de la MSAP avec poursuite de trajectoire (vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).



Figure(2.8a) Commande par backstepping de la MSAP avec poursuite de trajectoire (vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).

II.6 SYNTHÈSE DE COMMANDE PAR BACKSTEPPING AVEC OBSERVATEUR

La synthèse de la commande dans le cas linéaire avec observation ne pose aucun problème du moment que le principe de séparation est établi. Lors de la synthèse de la commande avec observation dans le cas non linéaire, il apparaît une erreur transitoire entre la valeur de l'état réel et celle de l'état observé. C'est à ce niveau que le *nonlinear damping* est introduit pour compenser cette erreur en régime transitoire de l'observation.

Pour généraliser, le *nonlinear damping* est une fonction non linéaire des états qu'on introduit afin de remédier à la présence de perturbations bornées, même asymptotiquement stables et qui peuvent dans certains cas déstabiliser le système.

II.6.1 NONLINEAR DAMPING

Le *nonlinear damping* a été introduit pour les systèmes contenant des incertitudes et plus précisément, les incertitudes et la commande apparaissent dans la même équation. Le but final du *nonlinear damping* est de compenser certaines incertitudes par l'addition de termes pouvant les contourner.

Soit le système :

$$\dot{x} = u + \varphi(x)\Delta(t) \quad (2.61)$$

où $\varphi(x)$ est une fonction linéaire continue et bornée, $\Delta(t)$ est une perturbation exponentiellement décroissante : $\Delta(t) = \Delta(0)e^{-kt}$.

Prenons le cas où $\varphi(x) = x^2$:

$$\dot{x} = u + x^2 \Delta(t) \quad (2.62)$$

soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}x^2 \quad (2.63)$$

la dérivée de cette fonction donne :

$$\dot{V} = x(u + x^2 \Delta(t)) \quad (2.64)$$

sachant que $\Delta(t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$, nous choisirons la commande :

$$u = -cx \quad (2.65)$$

A première vue la stabilité de notre système est assurée, mais si nous regardons le système de plus près, nous trouverons que la solution du système précédent est donnée par :

$$x(t) = \frac{x(0)(c+k)}{[c+k - \Delta(0)x(0)]e^{ct} + \Delta(0)x(0)e^{-kt}} \quad (2.66)$$

nous remarquons pour le cas où $\Delta(0)x(0) > c+k > 0$, le système non seulement diverge, mais en plus il diverge dans un temps fini t_f :

$$t_f = \frac{1}{c+k} \ln \left[\frac{\Delta(0)x(0)}{\Delta(0)x(0) - (c+k)} \right] \quad (2.67)$$

Ce domaine, où le système est divergeant ne peut être réduit en augmentant la valeur de c et k pour toute valeur de $\Delta(0)$ et $x(0)$, donc on a aucun moyen d'action sur la perturbation.

Cet exemple nous montre que la présence de perturbations même bornées, peut déstabiliser un système non linéaire en régime transitoire.

Pour pallier à ce problème et pour garantir que $x(t)$ reste bornée pour toute valeur de $x(0)$ et pour toute perturbation bornée $\Delta(t)$, nous augmenterons notre commande d'un terme appelé le *nonlinear damping* :

$$u = -cx - s(x)x \quad (2.68)$$

Pour la détermination de $s(x)$, nous utiliserons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}x^2 \quad (2.69)$$

la dérivée de cette fonction par rapport au temps donne :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= xu + x\varphi(x)\Delta(t) \\ &= -cx^2 - x^2s(x) + x\varphi(x)\Delta(t) \end{aligned} \quad (2.70)$$

La stabilité du système est assurée au delà d'un domaine restreint, en choisissant l'expression de $s(x)$ comme suit :

$$s(x) = -\kappa \varphi^2(x), \quad \kappa > 0 \quad (2.71)$$

la commande devient alors :

$$u = -cx - \kappa x \varphi(x) \quad (2.72)$$

la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -cx^2 - \kappa x^2 \varphi^2(x) + x\varphi(x)\Delta(t) \\ \dot{V} &= -cx^2 - k \left[x\varphi(x) - \frac{\Delta(t)}{2\kappa} \right]^2 + \frac{\Delta^2(t)}{4\kappa} \end{aligned} \quad (2.73)$$

En introduisant le *nonlinear damping* nous avons pu d'une part compenser la perturbation bornée $\Delta(t)$ et d'une autre part introduire un gain κ , dont l'augmentation de sa valeur réduira le domaine d'instabilité du système, bien sur cela va resurgir sur l'amplitude de la commande qui sera plus grande.

II.7 COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS PAR BACKSTEPPING AVEC OBSERVATEUR

Dans cette partie nous associerons à la synthèse de la commande, un observateur non linéaire asymptotique dont nous démontrerons la stabilité. Nous considérerons que la position et la vitesse sont mesurables et nous estimerons les courants statoriques.

Le principe de séparation entre la synthèse de la commande et celle de l'observateur utilisé dans le cas des systèmes linéaires n'est plus de mise dans le cas des systèmes non linéaires, c'est pour pallier à cet inconvénient que nous introduirons un nouveau terme appelé « nonlinear damping », ce dernier nous permettra d'annuler ou d'atténuer l'erreur d'observation pendant la synthèse de la commande.

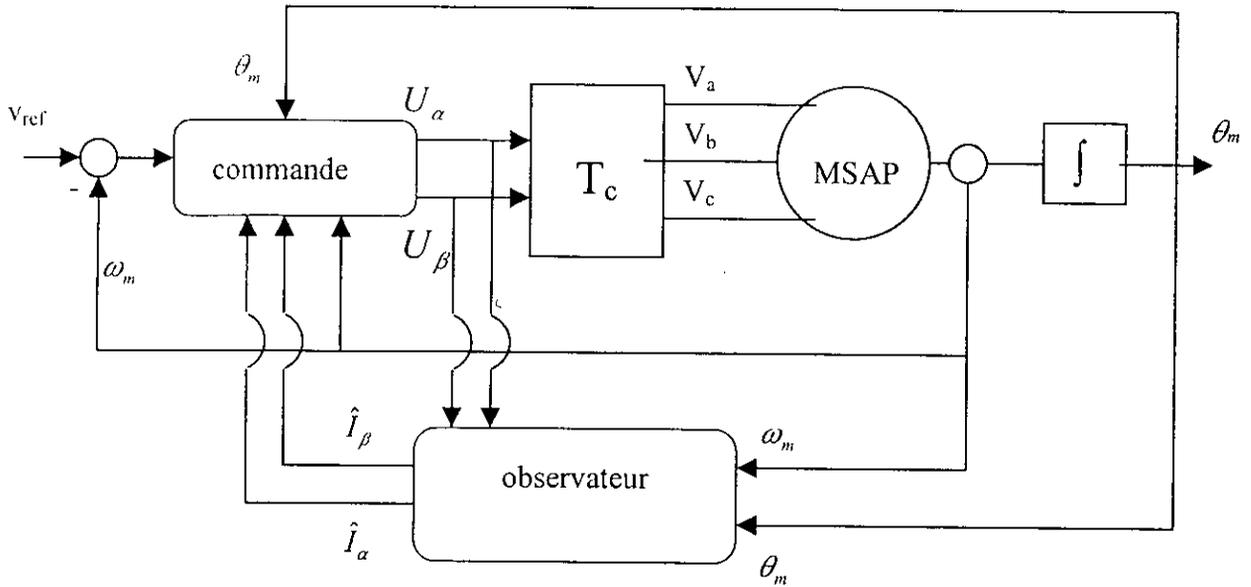


Figure 2.3 Schéma de commande de la MSAP par backstepping avec observateur.

II.7.1 SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR

Le modèle le plus évident auquel on peut penser lors de la synthèse d'un observateur, est le modèle du système lui-même, car il est l'image la plus fidèle de la machine. Ce type d'observateur est dit observateur en boucle ouverte, car il n'a recours à aucune correction. Cependant un problème peut se poser lors de la synthèse, celui concernant la stabilité de l'erreur d'observation. Si cette dernière n'est pas vérifiée, il faut modifier le modèle initial en ajoutant des termes qui permettent d'assurer cette stabilité, on aboutit alors à un observateur dit asymptotique.

Dans notre travail, nous avons constaté que l'erreur d'observation issue de l'observateur image du modèle de la machine, n'est pas stable ou autrement sa stabilité n'est pas démontrée.

Dans le but de démontrer la stabilité de l'observateur utilisée, nous avons procédé comme suit :

Le choix du modèle de l'observateur est celui du modèle mathématique de la machine décrit par les équations (1.14) , (1.7) et (1.16) :

$$\begin{aligned}
 L_d \dot{I}_\alpha &= n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha \\
 L_q \dot{I}_\beta &= -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta \\
 J \dot{\omega}_m + f_{VF} \omega_m &= \tau - \tau_L \\
 \tau &= \frac{3}{2} n_p \phi_f (-\sin \theta I_\alpha + \cos \theta I_\beta)
 \end{aligned} \tag{2.74}$$

La dynamique de l'observateur est donnée par :

$$\begin{aligned}
 L_d \dot{\hat{I}}_\alpha &= n_p \hat{\omega}_m \phi_f \sin \theta - R_a \hat{I}_\alpha + U_\alpha \\
 L_q \dot{\hat{I}}_\beta &= -n_p \hat{\omega}_m \phi_f \cos \theta - R_a \hat{I}_\beta + U_\beta \\
 J \dot{\hat{\omega}}_m &= -f_{VF} \hat{\omega}_m + \hat{\tau} - \tau_L \\
 \hat{\tau} &= \frac{3}{2} n_p \phi_f (-\sin \theta \hat{I}_\alpha + \cos \theta \hat{I}_\beta)
 \end{aligned} \tag{2.75}$$

La dynamique de l'erreur d'estimation s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 L_d \dot{\tilde{I}}_\alpha &= n_p \tilde{\omega}_m \phi_f \sin \theta - R_a \tilde{I}_\alpha \\
 L_q \dot{\tilde{I}}_\beta &= -n_p \tilde{\omega}_m \phi_f \cos \theta - R_a \tilde{I}_\beta \\
 J \dot{\tilde{\omega}}_m &= -f_{VF} \tilde{\omega}_m + \frac{3}{2} n_p \phi_f (-\sin \theta \tilde{I}_\alpha + \cos \theta \tilde{I}_\beta)
 \end{aligned} \tag{2.76}$$

avec

$$\begin{aligned}
 \tilde{I}_\alpha &= I_\alpha - \hat{I}_\alpha \\
 \tilde{I}_\beta &= I_\beta - \hat{I}_\beta \\
 \tilde{\omega}_m &= \omega_m - \hat{\omega}_m
 \end{aligned} \tag{2.77}$$

Pour étudier la stabilité de l'observateur proposé, nous étudierons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_o = \frac{1}{2} J \tilde{\omega}_m^2 + \frac{1}{2} L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2} L_q \tilde{I}_\beta^2 \quad (2.78)$$

La dérivée de cette fonction par rapport au temps, nous donne :

$$\dot{V}_o = -R_a \tilde{I}_\alpha^2 - R_a \tilde{I}_\beta^2 - f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 + f(\tilde{I}_\alpha, \tilde{I}_\beta, \tilde{\omega}_m, \theta) \quad (2.79)$$

$$f = \frac{1}{2} n_p \phi_f \tilde{\omega}_m (\tilde{I}_\beta \cos \theta - \tilde{I}_\alpha \sin \theta)$$

Pour assurer la stabilité de l'erreur de l'observation, la condition suivante doit être vérifiée :

$$\tilde{\omega}_m (\tilde{I}_\beta \cos \theta - \tilde{I}_\alpha \sin \theta) < \tilde{R}_a \tilde{I}_\alpha^2 + R_a \tilde{I}_\beta^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 \quad (2.80)$$

Cette condition ne peut être vérifiée en permanence, sachant qu'elle dépend de l'angle électrique θ .

Pour palier à ce problème nous proposons le modèle suivant :

$$\begin{aligned} L_d \dot{\hat{I}}_\alpha &= n_p \hat{\omega}_m \phi_f \sin \theta - R_a \hat{I}_\alpha + U_\alpha + c_{o1} \phi_f n_p \tilde{\omega}_m \sin \theta \\ L_q \dot{\hat{I}}_\beta &= -n_p \hat{\omega}_m \phi_f \cos \theta - R_a \hat{I}_\beta + U_\beta + c_{o2} \phi_f n_p \tilde{\omega}_m \cos \theta \\ J \dot{\hat{\omega}}_m &= -f_{vf} \hat{\omega}_m + \hat{\tau} - \tau_L \\ \hat{\tau} &= \frac{3}{2} n_p \phi_f (-\sin \theta \hat{I}_\alpha + \cos \theta \hat{I}_\beta) \end{aligned} \quad (2.81)$$

L'erreur d'observation est donnée par :

$$\begin{aligned} \tilde{L}_d \tilde{I}_\alpha &= n_p \tilde{\omega}_m \phi_f \sin \theta - R_a \tilde{I}_\alpha - c_{o1} \phi_f n_p \tilde{\omega}_m \sin \theta \\ \tilde{L}_q \tilde{I}_\beta &= -n_p \tilde{\omega}_m \phi_f \cos \theta - R_a \tilde{I}_\beta - c_{o2} \phi_f n_p \tilde{\omega}_m \cos \theta \\ J \tilde{\omega}_m &= -f_{vf} \tilde{\omega}_m + \frac{3}{2} n_p \phi_f (-\sin \theta \tilde{I}_\alpha + \cos \theta \tilde{I}_\beta) \end{aligned} \quad (2.82)$$

pour l'étude de la stabilité, nous étudierons la fonction suivante :

$$V_o = \frac{1}{2} J \tilde{\omega}_m^2 + \frac{1}{2} L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2} L_q \tilde{I}_\beta^2 \quad (2.83)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\begin{aligned} \dot{V}_o = & -R_a \tilde{I}_\alpha^2 - \tilde{R}_\beta^2 - f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 + \left(\frac{1}{L_d} - \frac{co_1}{L_d} - \frac{3}{2J} \right) n_p \phi_f \sin \theta \tilde{\omega}_m \tilde{I}_\alpha \\ & + \left(-\frac{1}{L_q} - \frac{co_2}{L_q} + \frac{3}{2J} \right) n_p \phi_f \cos \theta \tilde{\omega}_m \tilde{I}_\beta \end{aligned} \quad (2.84)$$

les termes co_1 et co_2 sont choisis afin de s'assurer le signe négatif de \dot{V}_o :

$$\begin{aligned} co_1 &= 1 - \frac{3L_d}{2J} \\ co_2 &= -1 + \frac{3L_q}{2J} \end{aligned} \quad (2.85)$$

Nous obtenons alors :

$$\dot{V}_o = -R_a \tilde{I}_\alpha^2 - R_a \tilde{I}_\beta^2 - f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 \quad (2.86)$$

Nous pouvons dire ainsi que l'erreur d'observation converge asymptotiquement vers 0

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\beta &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega}_m &= 0 \end{aligned} \quad (2.87)$$

II.7.2 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE

La synthèse de la commande avec observateur suit le même cheminement que celle sans observateur à une différence, qui consiste en l'introduction d'un nouveau terme appelé *nonlinear damping*. Ce dernier va nous permettre d'atténuer l'erreur d'observation en régime transitoire de l'observation. L'erreur d'observation s'annulera forcément en régime permanent vu que l'observateur est asymptotiquement stable. Donc le *non linear damping* qui sera introduit va nous permettre d'améliorer les performances en régime transitoire d'une part et d'une autre part éviter la divergence de la sortie en régime transitoire.

1^{ère} étape :

L'équation mécanique de la MSAP est donnée par :

$$J \dot{\omega}_m + f_{vF} \omega_m = \tau - \tau_L \quad (2.88)$$

cette dernière devient :

$$\dot{\omega}_m = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vF}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} \quad (2.89)$$

l'expression de l'erreur de vitesse est donnée par :

$$\dot{e} = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vf}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} - \dot{v}_{ref} \quad (2.90)$$

avec

$$e = \omega_m - v_{ref} \quad (2.91)$$

v_{ref} est la vitesse de référence et \dot{v}_{ref} sa dérivée première.

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} J e^2 \quad (2.92)$$

La dérivée de cette fonction par rapport au temps donne :

$$\dot{V} = e(\tau - f_{vf} \omega_m - \tau_L - J \dot{v}_{ref}) \quad (2.93)$$

Le choix de la commande virtuelle qui correspond au couple électromagnétique de référence est le suivant :

$$\tau_{ref} = -c e + f_{vf} \omega_m + \tau_L + J \dot{v}_{ref} \quad (2.94)$$

Les relations (1.17),(1.18) et (1.20) nous permettent de générer les grandeurs $I_{\alpha ref}$ et $I_{\beta ref}$ qui sont respectivement courants de référence de I_α et I_β . On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha ref} \\ I_{\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{\tau_{ref}}{n_p \phi_f} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.95)$$

Les courants de référence générés précédemment, peuvent être interprétés comme des commandes virtuelles que nous allons imposer dans les étapes suivantes :

2^{ème} étape

L'équation (2.74), nous permet d'écrire l'équation d'état suivante :

$$L_d \dot{I}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha \quad (2.96)$$

La commande synthétisée précédemment sans observateur donnée par l'équation (2.41), ne peut être implémentée dans le cas présent vu que les courants ne sont plus mesurables.

$$U_\alpha = -c_1 e_\alpha - n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + R_a I_\alpha + L_d \dot{I}_{\alpha ref} \quad (2.97)$$

la nouvelle commande sera :

$$\begin{aligned} U_\alpha &= -c_1 e_\alpha - n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + R_a \hat{I}_\alpha + L_d \dot{I}_{\alpha ref} - d_1 e_\alpha \\ \text{avec} \\ e_\alpha &= \hat{I}_\alpha - I_{\alpha ref} \end{aligned} \quad (2.98)$$

la fonction de Lyapunov est telle que :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d (I_\alpha - I_{\alpha ref})^2 \quad (2.99)$$

En dérivant cette fonction par rapport au temps :

$$\dot{V}_1 = (I_\alpha - I_{\alpha ref})(\phi_f n_p \tilde{\omega}_m \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha - L_d \dot{I}_{\alpha ref}) \quad (2.100)$$

et en injectant la commande U_α on obtient :

$$\dot{V}_1 = (\tilde{I}_\alpha + e_\alpha)(-c_1 e_\alpha - R_a \tilde{I}_\alpha - d_1 e_\alpha) \quad (2.101)$$

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 e_\alpha^2 + e_\alpha \zeta \tilde{I}_\alpha$$

avec

$$\zeta = -R_a - c_1 - d_1 \quad (2.102)$$

on obtient alors :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 \left(e_\alpha - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1} \right)^2 + \frac{\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} \quad (2.103)$$

Nous pouvons aller plus loin afin d'éviter le terme positif apparaissant dans la dérivée de la fonction de Lyapunov :

Nous formulerons notre fonction de Lyapunov comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2}L_d(I_\alpha - I_{\alpha ref})^2 + \frac{\zeta^2}{R_a d_1} \left(\frac{1}{2}J\tilde{\omega}_m^2 + \frac{1}{2}L_d\tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2}L_q\tilde{I}_\beta^2 \right) \quad (2.104)$$

En dérivant cette fonction par rapport au temps et en y substituant l'expression de U_α , nous obtenons l'expression suivante :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 \left(e_\alpha - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1} \right)^2 + \frac{\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} - \frac{\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{d_1} - \frac{\zeta^2}{R_a d_1} (R_a \tilde{I}_\beta^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2) \quad (2.105)$$

Ce qui nous donne :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 \left(e_\alpha - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1} \right)^2 - \frac{3\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} - \frac{\zeta^2}{R_a d_1} (R_a \tilde{I}_\beta^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2) \quad (2.106)$$

3^{ème} étape

La synthèse de la commande U_β suivra le même cheminement que celle de U_α , avec l'introduction du *nonlinear damping* pour l'annulation de l'erreur d'observation.

La dynamique du courant I_β est donnée par l'équation suivante :

$$L_q \dot{I}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta \quad (2.107)$$

l'expression de la commande est donnée par :

$$U_\beta = -c_2 e_\beta + n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + R_a \hat{I}_\beta + L_q \dot{I}_{\beta ref} - d_2 e_\beta \quad (2.108)$$

avec

$$e_\beta = \hat{I}_\beta - I_{\beta ref} \quad (2.109)$$

Afin d'éviter les problèmes apparus à la deuxième étape, nous donnerons directement la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2}L_q(I_\beta - I_{\beta ref})^2 + \frac{\lambda^2}{R_a d_2} \left(\frac{1}{2}L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2}L_q \tilde{I}_\beta^2 + \frac{1}{2}J \tilde{\omega}_m^2 \right) \quad (2.110)$$

avec

$$\lambda = -c_2 - d_2 - R_a \quad (2.111)$$

En dérivant cette fonction par rapport au temps, et en y substituant l'expression de U_β nous aboutissons à la fonction suivante :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_\beta^2 - R_a \tilde{I}_\beta^2 - d_2 \left(e_\beta - \frac{\lambda \tilde{I}_\beta}{2d_2} \right)^2 - \frac{3\lambda^2 \tilde{I}_\beta^2}{4d_2} - \frac{\lambda^2}{R_a d_2} (R_a \tilde{I}_\alpha^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2) \quad (2.112)$$

La fonction de Lyapunov globale est donnée par :

$$V_G = V + V_1 + V_2 \quad (2.113)$$

$$V_G = \frac{1}{2}J e^2 + \frac{1}{2}L_d (I_\alpha - I_{\alpha ref})^2 + \frac{1}{2}L_q (I_\beta - I_{\beta ref})^2 + \left(\frac{\zeta^2}{R_a d_1} + \frac{\lambda^2}{R_a d_2} \right) \left(\frac{1}{2}L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2}L_q \tilde{I}_\beta^2 + \frac{1}{2}J \tilde{\omega}_m^2 \right) \quad (2.14)$$

La dérivée de cette fonction nous permet d'écrire la relation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_G &= \dot{V} + \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \\ \dot{V}_G &< 0 \end{aligned} \quad (2.115)$$

on peut dire ainsi que :

$$\left. \begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_\beta &= 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} (\tau - \tau_{ref}) = 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} e = 0 \quad (2.116)$$

avec

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\beta &= 0 \end{aligned} \quad (2.117)$$

II.7.3 RESULTATS DE SIMULATION

Le système a été simulé avec la même méthode que précédemment avec les expressions des commandes données par les relations (2.98) et (2.108) avec les paramètres suivants :

$$\begin{array}{ll} c = 25 & d_1 = 5 \\ c_1 = 30 & \text{et} \\ c_2 = 30 & d_2 = 5 \end{array}$$

Interprétations des résultats :

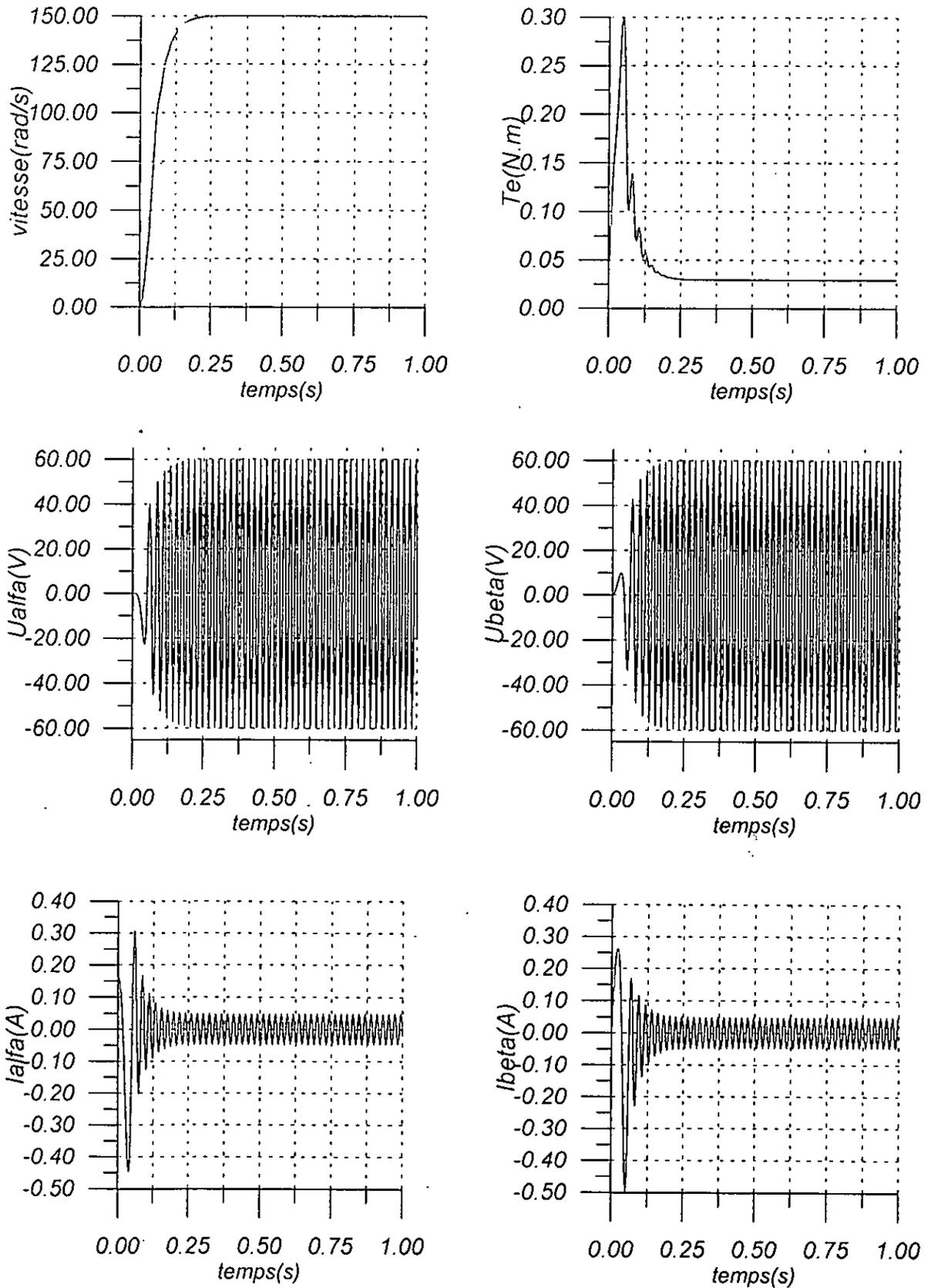
L'allure des différentes figures montre une bonne réponse en vitesse (fig2.9), avec un temps de réponse de 0.25s et une erreur statique nulle. Le couple électromagnétique présente un pic moins prononcé que celui dans le cas sans observation, cela est dû au retard introduit par la dynamique d'observation.

Les courants présentent une amplitude acceptable de l'ordre de 0.1A avec un léger pic lors du démarrage(fig2.9), quant aux commandes, elles sont continues sans pic de démarrage avec une amplitude de 60V(fig2.9).

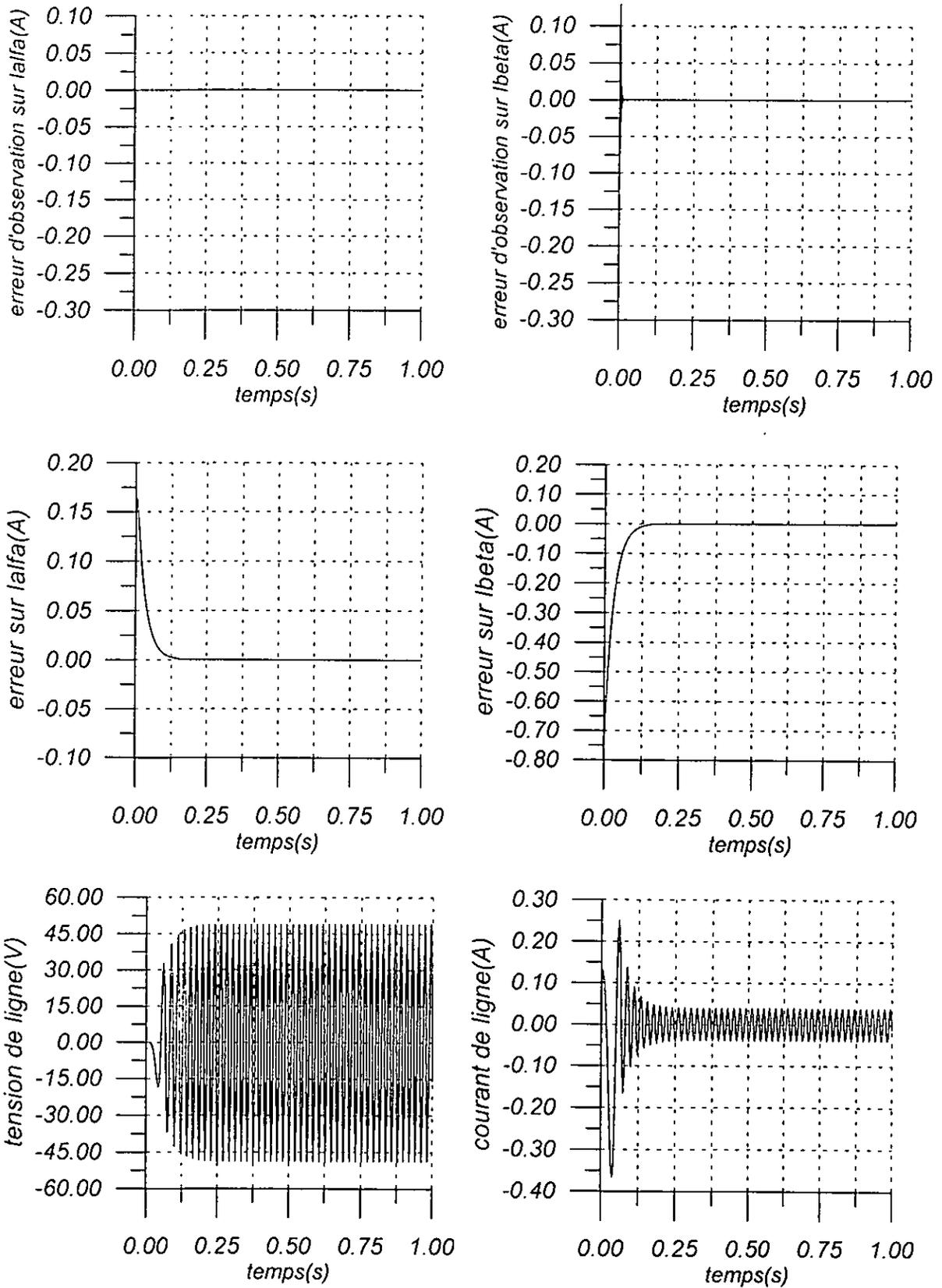
Les erreurs sur les courants s'annulent en régime permanents avec une erreur initiale induite par l'erreur entre le couple électromagnétique réel et le couple de référence(fig2.10).

Afin de tester la robustesse de notre observateur, nous avons introduit une erreur d'observation initiale sur les courants de l'ordre de 0.2A, cette dernière n'a aucun effet sur les performances de la machine, elle s'annule en régime permanent(fig2.10).

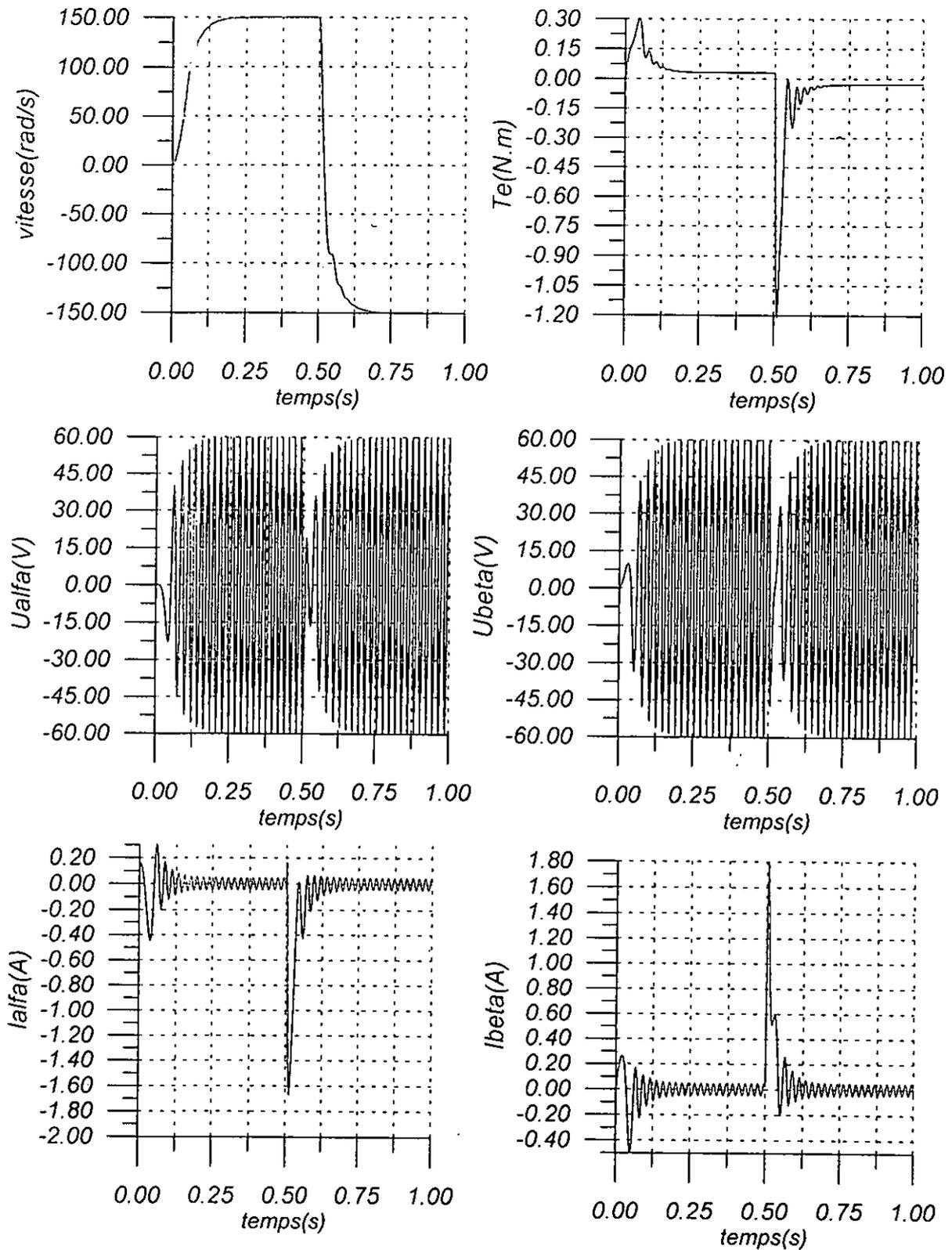
Quand aux courants et tensions de ligne, ils ont des valeurs acceptable en amplitude et en fréquence.



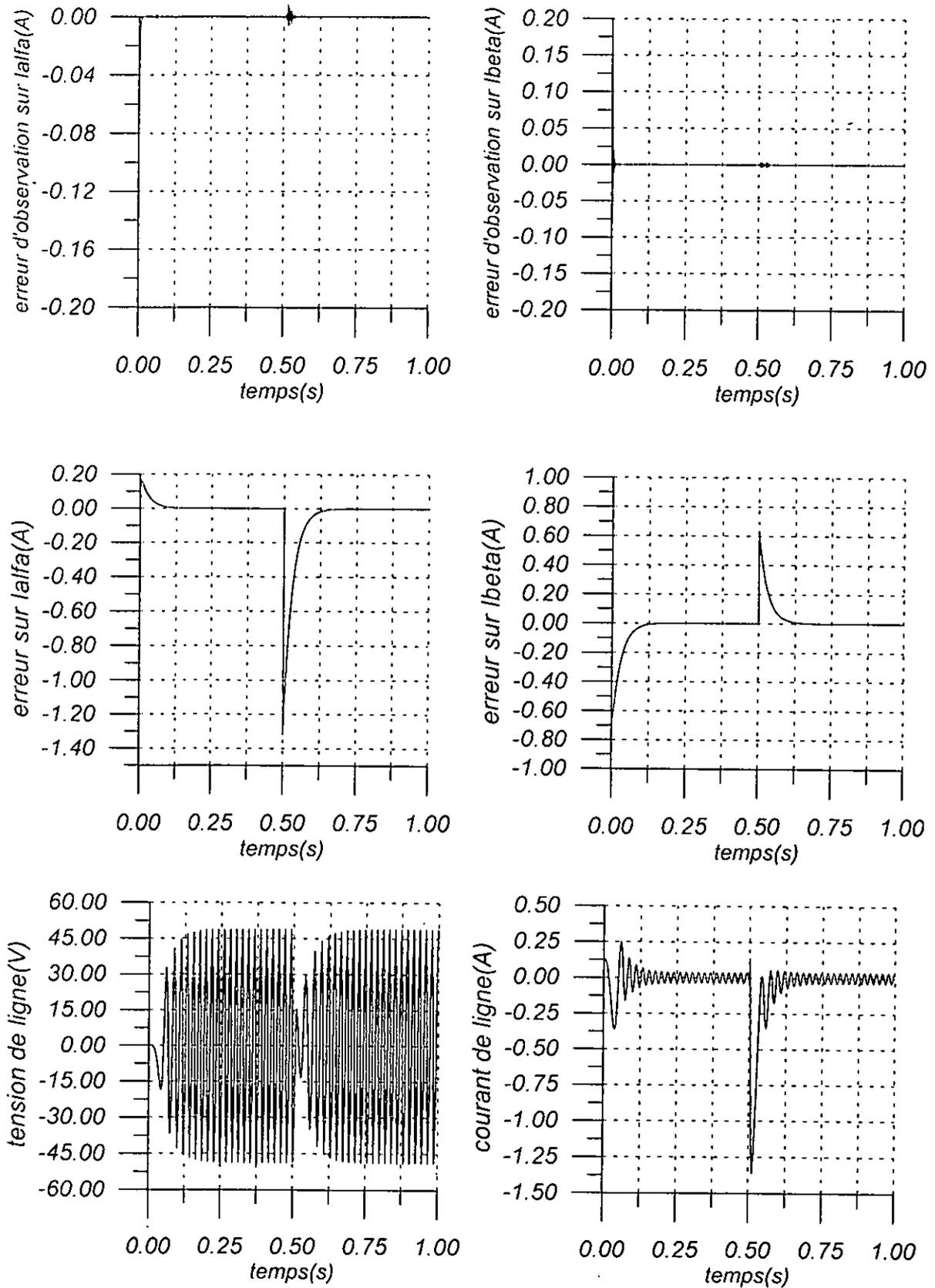
Figure(2.9) Commande par backstepping avec observateur non linéaire avec poursuite de trajectoire.



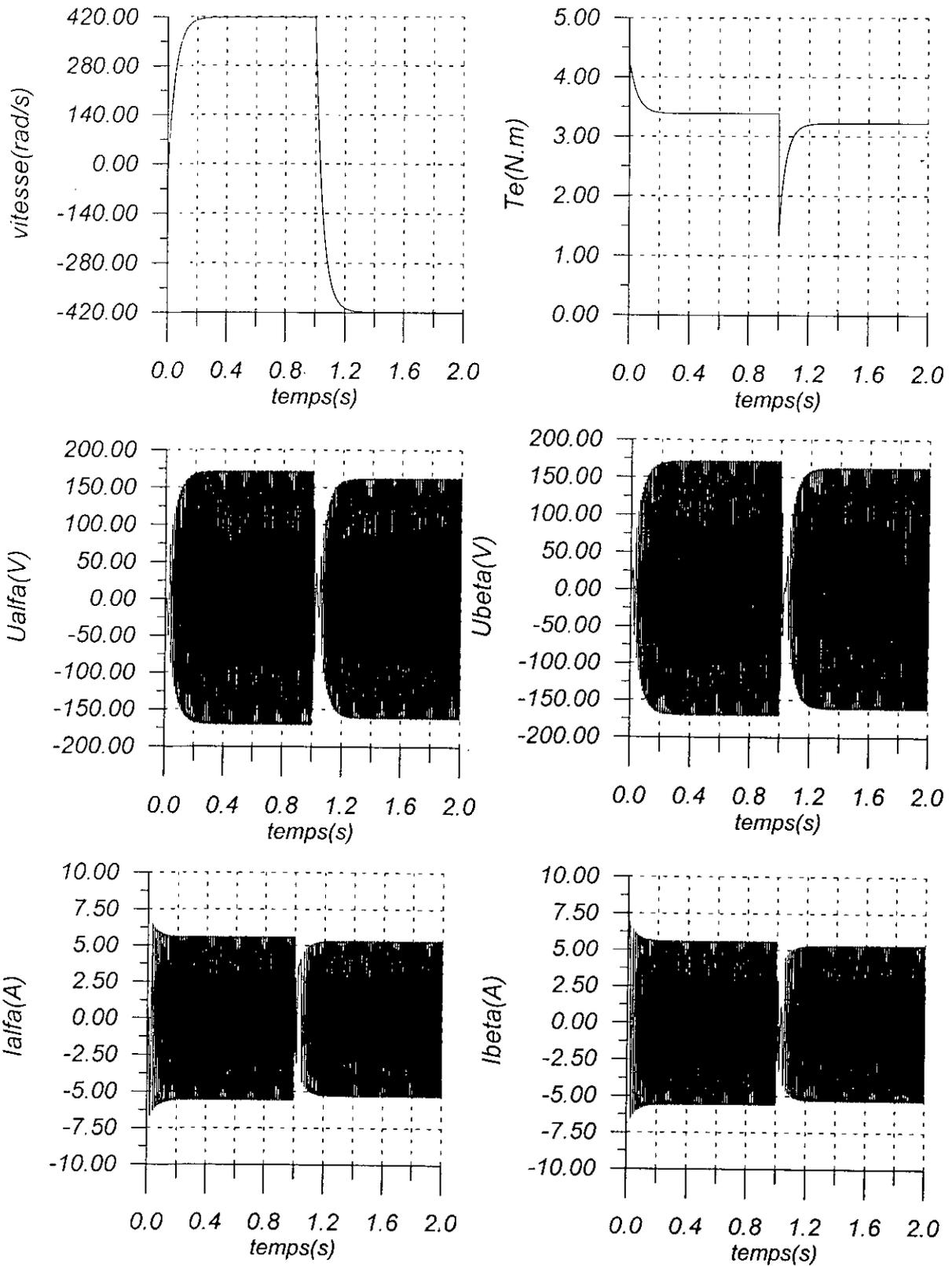
Figure(2.10) Commande par backstepping avec observateur non linéaire avec poursuite de trajectoire.



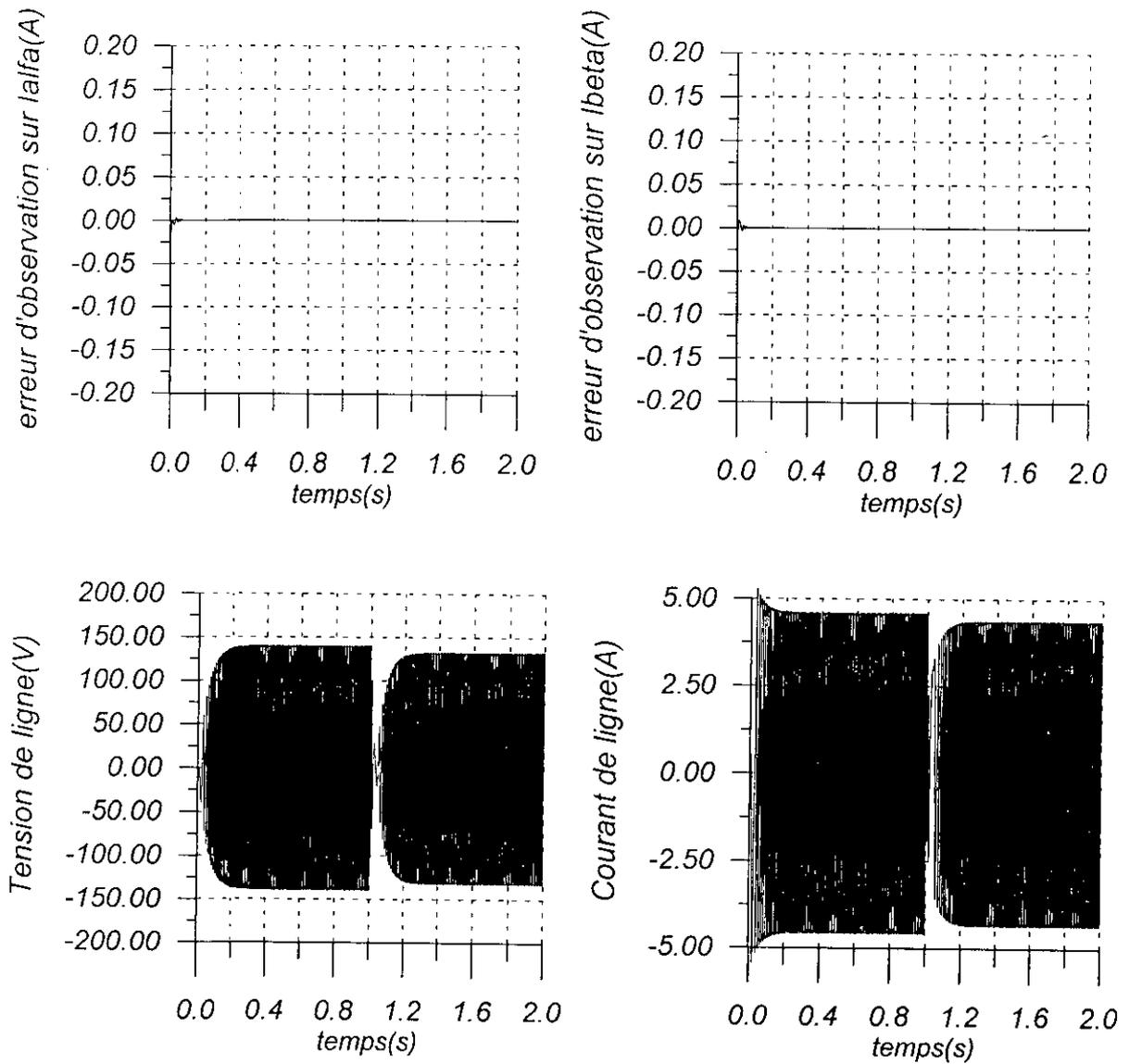
Figure(2.11) Commande par backstepping avec observation non linéaire avec poursuite de trajectoire (inversement de consigne).



Figure(2.12) Commande par backstepping avec observation non linéaire avec poursuite de trajectoire (inversement de consigne).



Figure(2.11a) Commande par backstepping avec observation non linéaire avec poursuite de trajectoire (inversement de consigne, vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).



Figure(2.12a) Commande par backstepping avec observation non linéaire avec poursuite de trajectoire (inversement de consigne, vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).

II.8 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre la méthodologie de synthèse de la commande par backstepping de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur le principe de la commande vectorielle. Les résultats obtenus ont montré que cette commande était peu robuste vis à vis des variations paramétrique d'ou la nécessité d'associer cette commande à d'autres commandes robustes telles que la commande adaptative ou la commande par mode glissant.

Nous avons en second lieu synthétisée un observateur non linéaire asymptotique en nous basant sur le principe de la seconde méthode de Lyapunov que nous avons associé à la commande par backstepping, en utilisant la technique du nonlinear damping. Les résultats obtenu , ont montré que les erreurs d'observation s'annulaient an régime permanent avec une erreur initiale non nulle.

CHAPITRE III

*COMMANDE
ADAPTATIVE PAR
BACKSTEPPING*

Chapitre III

Commande Adaptative par Backstepping

III.1 INTRODUCTION

La commande classique qui consiste en la synthèse d'un régulateur *classique* ne peut pas résoudre les problèmes de régulations dans un environnement caractérisé par l'évolution en permanence des paramètres déterminant la dynamique de ce dernier. Ces commandes nous garantissent seulement la bornitude de la sortie sans assurer la convergence de cette dernière. La commande adaptative est une solution à ce type de contraintes où les paramètres inconnus ou évoluant dans le temps sont estimés par la génération de *lois d'adaptation*, ces dernières nous permettent d'approcher les valeurs réelles du systèmes rendant ainsi la commande dynamique dépendante de l'évolution des paramètres.

La commande adaptative présentée dans ce chapitre est une forme de commande adaptative indirecte où on procède en premier lieu à la génération des lois d'adaptation paramétriques. Une fois les paramètres inconnus sont estimés, ils sont utilisés dans commande synthétisée. Ainsi la commande adaptative peut non seulement garantir la bornitude de la sortie mais en plus assurer une bonne poursuite ou régulation.

III.2 BACKSTEPPING ADAPTATIF [KOKOTOVIC 95]

La commande adaptative par backstepping se base sur le principe l'équivalence certaine où les paramètres estimés sont supposés être les vrais paramètres du système. La commande adaptative présentée dans ce chapitre est appliquée à un type de système dit *strict feedback* où les paramètres inconnus apparaissent linéairement dans le système.

Pour présenter la méthodologie du backstepping adaptatif commençons par l'exemple suivant :

Soit le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \theta \phi(x_1) \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \quad (3.1)$$

si θ est connu, l'application du backstepping nous donne :

$$\begin{cases} \alpha(x_1, \theta) = -c_1 x_1 + \theta \phi(x_1) \\ u = -x_1 - c_2 (x_2 - \alpha(x_1, \theta)) + \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} (x_2 + \theta \phi(x_1)) \\ V(x_1, x_2, \theta) = \frac{1}{2} x_1^2 + \frac{1}{2} (x_2 - \alpha(x_1, \theta))^2 \\ \dot{V} = -c_1 x_1^2 - c_2 (x_2 - \alpha(x_1, \theta))^2 \end{cases} \quad (3.2)$$

la commande synthétisée précédemment nous garanti une stabilité asymptotique du point $(x_1 = 0, x_2 = -\theta \phi(0))$.

Maintenant si le paramètre θ est inconnu ou variant dans le temps, le terme $\alpha(x_1, \theta)$ contient lui aussi des termes inconnus, ce qui rend la procédure précédente impossible à réaliser. On est alors dans l'obligation de générer une loi d'adaptation du paramètre inconnu et cela en utilisant la procédure du backstepping.

Soit ν_1 l'estimé de θ , alors :

$$\alpha(x_1, \nu_1) = -c_1 x_1 - \nu_1 \phi(x_1) \quad (3.3)$$

Considérons la variable virtuelle z_1 telle que :

$$z_1 = x_2 - \alpha(x_1, \nu_1) \quad (3.4)$$

alors \dot{x}_1 devient :

$$\dot{x}_1 = -c_1 x_1 + z_1 - \nu_1 \phi + \theta \phi \quad (3.5)$$

Considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V(x_1, v_1) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2\gamma}(\theta - v_1)^2 \quad (3.6)$$

la dérivée de cette fonction par rapport au temps donne :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x_1 \dot{x}_1 - \frac{1}{\gamma} \dot{v}_1 (\theta - v_1) \\ \dot{V} &= -c_1 x_1^2 + x_1 z_1 + (\theta - v_1) \left(x_1 \phi - \frac{1}{\gamma} \dot{v}_1 \right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

la dynamique de la loi d'adaptation est choisie telle que :

$$\dot{v}_1 = \gamma x_1 \phi(x_1) \quad (3.8)$$

alors :

$$\dot{V} = -c_1 x_1^2 + x_1 z_1 \quad (3.9)$$

En dérivant (3.4) par rapport au temps, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}(x_1, v_1) \\ \dot{z}_1 &= u - \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial \alpha}{\partial v_1} \dot{v}_1 \end{aligned} \quad (3.10)$$

En utilisant (3.1), (3.8) et (3.10), nous aurons :

$$\dot{z}_1 = u - \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha}{\partial v_1} \gamma \phi x_1 - \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \theta \phi \quad (3.11)$$

considérons la fonction de Lyapunov augmentée :

$$V_a(x_1, z_1, v_1) = V(x_1, v_1) + \frac{1}{2}z_1^2 \quad (3.12)$$

dérivons cette fonction par rapport au temps :

$$\dot{V}_a = -c_1 x_1^2 + z_1 \left(x_1 + u - \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha}{\partial v_1} \gamma \phi x_1 - \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \theta \phi \right) \quad (3.13)$$

si nous choisissons la commande u telle que :

$$u = -\dot{x}_1 - c_2 z_1 + \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha}{\partial v_1} \gamma \phi x_1 + \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} v_1 \phi \quad (3.14)$$

nous obtiendrons :

$$\dot{V}_a = -c_1 x_1^2 - c_2 z_1^2 - (\theta - v_1) \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \phi z_1 \quad (3.15)$$

Nous remarquons l'existence du terme $(\theta - v_1)$ dans la relation (3.15), et pour éliminer ce terme nous devons introduire une nouvelle estimée v_2 de la variable θ et la remplacer dans l'expression de la commande. Donc :

$$\begin{aligned} u &= -\dot{x}_1 - c_2 z_1 + \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha}{\partial v_1} \gamma \phi x_1 + \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} v_2 \phi \\ \dot{z}_1 &= -c_2 z_1 - x_1 - (\theta - v_2) \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \phi \end{aligned} \quad (3.16)$$

La nouvelle fonction de Lyapunov augmenté devient alors :

$$V_1(x_1, z_1, v_1, v_2) = V(x_1, v_1) + \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2\gamma} (\theta - v_2)^2 \quad (3.17)$$

la dérivé de cette fonction par rapport au temps donne :

$$\dot{V}_1 = -c_1 x_1^2 - c_2 z_1^2 - (\theta - v_2) \left(\frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \phi z_1 + \frac{1}{\gamma} \dot{v}_2 \right) \quad (3.18)$$

on déduit alors la dynamique de la deuxième loi d'adaptation :

$$\dot{v}_2 = \gamma \frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \phi z_1 \quad (3.19)$$

la relation (3.18) devient :

$$\dot{V}_1 = -c_1 x_1^2 - c_2 z_1^2 \quad (3.20)$$

D'après les relations (3.17) et (3.18) le point $(x=0, z_1=0, \theta = v_1, v_1 = v_2)$ est asymptotiquement stable.

Considérons maintenant un système plus général que (3.1) :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + F(x)\theta + g(x)\zeta \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (3.21)$$

où $x \in R^n, (u, \zeta) \in R \times R, g(x) \in R^n, F(x) \in R^n \times R^p, \theta \in R^p$ (vecteur des paramètres inconnus)

On s'intéresse au premier sous système de (3.21) :

$$\dot{x} = f(x) + F(x)\theta + g(x)\zeta \quad (3.22)$$

avec ζ comme commande virtuelle.

Supposons qu'il existe $\alpha(x, v)$ et $T(x, v)$ où v est l'estimé de θ avec :

$$\begin{aligned} \zeta &= \alpha(x, v) \\ T(x, v) &= \dot{v} \end{aligned} \quad (3.23)$$

et une fonction de Lyapunov $V(x, v)$ qui vérifient :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \alpha}{\partial x} [f + F\theta + g\alpha(x, v)] + \frac{\partial V}{\partial v} T(x, v) &\leq -W(x, v) \\ \text{avec } W(x, v) &\geq 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

soit la variable $z = \zeta - \alpha$ et \tilde{v} la nouvelle estimée de θ .

Considérons la fonction de Lyapunov candidate $V_a(x, v, \tilde{v}, \zeta)$ telle que :

$$V_a(x, v, \tilde{v}, \zeta) = V + \frac{1}{2}z^2 + \frac{1}{2}(\theta - \tilde{v})^T \Gamma^{-1}(\theta - \tilde{v}) \quad (3.25)$$

En dérivant (3.25) par rapport au temps, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= \frac{\partial V}{\partial x} [f + F\theta + g\alpha + gz] + \frac{\partial V}{\partial v} T \\ &+ z \left[u - \frac{\partial \alpha}{\partial x} (f + F\theta + g(\alpha + z)) - \frac{\partial \alpha}{\partial v} T \right] - \tilde{v}^T \Gamma^{-1}(\theta - \tilde{v}) \end{aligned} \quad (3.26)$$

en utilisant (3.24), on aura :

$$\begin{aligned} \dot{V}_a \leq & -W(x, v) + z \left[u - \frac{\partial \alpha}{\partial x} (f + F \tilde{v} + g(\alpha + z)) - \frac{\partial \alpha}{\partial v} T + \frac{\partial V}{\partial x} g \right] \\ & - \left[\frac{\partial \alpha}{\partial x} F z + \tilde{v} \Gamma^{-1} \right] (\theta - \tilde{v}) \end{aligned} \quad (3.27)$$

on choisit alors :

$$\dot{\tilde{v}}^T = -\Gamma \left(\frac{\partial \alpha}{\partial x} F \right)^T z \quad (3.28)$$

$$u = -cz + \frac{\partial \alpha}{\partial x} [f + F \tilde{v} + g(z + \alpha)] + \frac{\partial \alpha}{\partial x} T - \frac{\partial V}{\partial x} g \quad (3.29)$$

alors :

$$\dot{V}_a \leq -W(x, v) - cz^2 \quad (3.30)$$

D'après les expressions (3.25) et (3.30) le point $(x = 0, \zeta = \alpha(0, v))$ du système(3.21) est asymptotiquement stable.

III.2.1 COMMANDE DES SYTEMES DITS « *STRICT FEED-BACK* »

Les systèmes dit *strict feed-back* sont un cas spécial des systèmes non linéaires construits en cascade et présentant des incertitudes sous forme linéaire.

Il sont décrits par le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \phi_1^T(x_1) \theta \\ \dot{x}_2 = x_3 + \phi_2^T(x_1, x_2) \theta \\ \quad \quad \quad \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n + \phi_{n-1}^T(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}) \theta \\ \dot{x}_n = \beta(x) u + \phi_n^T(x) \theta \end{cases} \quad (3.31)$$

avec $\beta(x) \neq 0, \forall x \in R^n$

Pour ce type de systèmes, le nombre d'étapes du backstepping à appliquer est égal au degrés n du système lui même. A chaque étape, une variable virtuelle, une fonction stabilisante et un estimateur paramétrique v_i seront générés. En définitif, si le système

comporte p paramètres inconnus, la loi d'adaptation doit développer (pxn) estimateurs paramétriques.

Théorème :[KOKOTOVIC 95]

Pour le système (3.31), la loi adaptative suivante :

$$u = \frac{1}{\beta(x)} \alpha_n(x, v_1, v_2, \dots, v_n) \quad (3.32)$$

$$\dot{v}_i = \Gamma \left(\phi_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_j} \phi_i \right) z_i \quad (3.33)$$

avec $v_i \in R^p$ sont des estimateurs multiples de θ , $\Gamma = \Gamma^T$ est la matrice du gain d'adaptation, la variable virtuelle z_i et la fonction stabilisante α_i , $i = 1, \dots, n$, sont définis par les expressions récursives suivantes :

$$z_i = x_i - \alpha_{i-1}(x_1, \dots, x_{i-1}, v_1, \dots, v_{i-1}) \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} \alpha_i = & -c_i z_i - z_{i-1} - \left(\phi_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha}{\partial x_j} \right) v_i \\ & + \sum_{j=1}^{i-1} \left[\frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_j} x_{j+1} + \frac{\partial \alpha}{\partial v_j} \Gamma \left(\phi_j - \sum_{k=1}^{j-1} \frac{\partial \alpha_{j-1}}{\partial x_k} \right) z_j \right] \end{aligned} \quad (3.35)$$

Ces équations assurent la bornitude de $x(t), v_1(t), \dots, v_n(t)$ et la régulation de $x_1(t)$ et $x_i(t) - x_i^e$ vers 0, $i=2, \dots, n$.

Avec
$$x_i^e = \theta^T \phi_{i-1}(0, x_2^e, \dots, x_{i-1}^e) \quad (3.36)$$

La démonstration de ce théorème est comme suit :

Soit la fonction de Lyapunov candidate $V(z_1, z_2, \dots, z_n, v_1, \dots, v_n)$ telle que :

$$V(z_1, z_2, \dots, z_n, v_1, \dots, v_n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n [z_i^2 + (\theta - v_i)^T \Gamma^{-1} (\theta - v_i)] \quad (3.37)$$

dérivons cette fonction par rapport au temps et en utilisant les relations (3.33), (3.34) et (3.35) nous aurons :

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= z^T \dot{z} - \sum_{i=1}^n \dot{v}_i^T \Gamma^{-1} (\theta - v) \\
 &= \sum_{i=1}^n \left[-c_i z_i^2 + z_i w_i (\theta - v_i) - z_i w_i (\theta - v_i) \right] \\
 &= -\sum_{i=1}^n c_i z_i^2
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

avec

$$w_i = \phi_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_j} \phi_j \tag{3.39}$$

D'après (3.38) et (3.37), on peut dire que $z_i(t)$ et $v_i(t)$ sont bornés et que $\lim_{t \rightarrow \infty} z_i(t) = 0$

III.3 COMMANDE ADAPTATIVE AVEC BACKSTEPPING DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

La dynamique de la machine synchrone à aimants permanents peut être sujette à des variations dues en partie aux variations paramétriques telles que les résistances et inductances statoriques, le moment d'inertie du rotor ou le coefficient des frottements visqueux. Ces changements peuvent influencer sur les dynamiques de la machine et partant sur les performances de cette dernière.

La commande adaptative que nous présenterons dans cette partie se base sur la commande par backstepping classique présenté précédemment avec l'introduction du terme dû à l'erreur d'estimation paramétrique. Cette commande ne fera pas appel à la notion des *tuning function* vu que le degré relatif de la machine est égal à 1. Les paramètres estimés seront considérés comme étant les vrais paramètres de la machine en se basant sur le principe de *l'équivalence certaine*.

L'approche que nous allons suivre est semblable à celle de la commande adaptative indirecte où il faut déterminer les nouvelles valeurs des paramètres de la machine avant de les injecter dans la commande. C'est pour cette raison qu'il faut que la dynamique d'estimation paramétrique doit être plus rapide que celle de la machine.

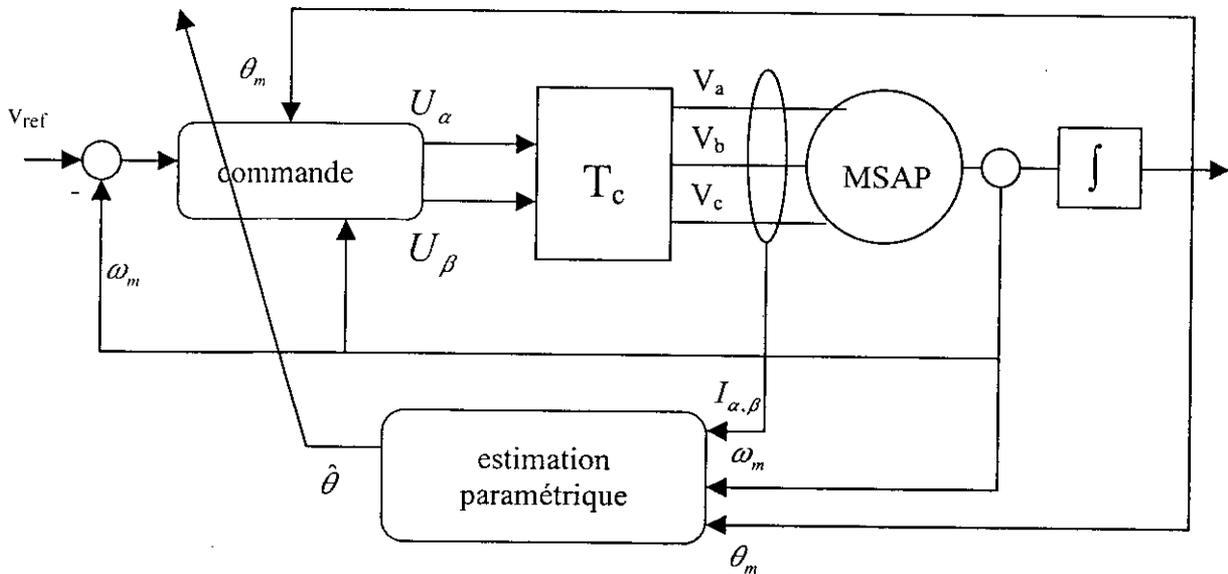


Figure 3.1 Schema de la commande adaptative par backstepping de la MSAP

Avant d'entamer la synthèse de la commande adaptative de la machine synchrone à aimant permanent, il est important d'identifier les paramètres de la machine sujet à des variations, afin de déterminer le modèle paramétrique de la machine.

Nous avons choisi les paramètres les plus influents sur les dynamiques et mécaniques de la machine.

Les paramètres incertains sont :

Dynamique électrique : L_d, L_q, R_a , **Dynamique mécanique :** J, f_{vf}, τ_L .

Remarque1 :

La paramétrisation choisie dans cette partie pourrait créer des conflits dans l'adaptation de J, L_q et f_{vf} vu qu'ils sont adaptés en même temps seules et dans une autre expression, dans les relations (3.44), (3.58), (3.70).

Remarque2 :

Nous n'avons pas choisi les paramètres n_p, ϕ_f comme paramètres variant dans le temps, pour leurs faibles variations paramétriques et pour éviter un encombrement de la commande par l'augmentation du nombre des lois d'adaptation paramétrique, ce qui aurait été préjudiciable pour la réalisation des performances désirées.

1^{ère} étape

Comme précédemment cité, on va suivre les mêmes étapes que dans les synthèses précédentes :

l'équation mécanique de la MSAP est donnée par :

$$J \dot{\omega}_m + f_{vF} \omega_m = \tau - \tau_L \quad (3.40)$$

cette dernière devient :

$$\dot{\omega}_m = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vf}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} \quad (3.41)$$

l'expression de l'erreur de vitesse est donnée par :

$$\dot{e} = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vf}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} - \dot{v}_{ref} \quad (3.42)$$

avec

$$e = \omega_m - v_{ref} \quad (3.43)$$

La dynamique de l'erreur peut être réécrite de la manière suivante :

$$J\dot{e} = \varphi^T \theta + \tau \quad (3.44)$$

avec

$$\begin{aligned} \theta^T &= [f_{vf}, \tau_L, J] \\ \varphi^T &= [-\omega_m, -1, -\dot{v}_{ref}] \end{aligned} \quad (3.45)$$

Pour la détermination du couple de référence, nous supposons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (3.46)$$

avec

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (3.47)$$

$\hat{\theta}$ est l'estimée de θ

Γ est une matrice diagonale définie positive

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps donne :

$$\dot{V} = e(\tau + \varphi^T \theta) + \frac{1}{2} \dot{\tilde{\theta}}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \quad (3.48)$$

Le choix de la commande virtuelle qui correspond au couple électromagnétique de référence est le suivant :

$$\tau_{ref} = -ce - \varphi^T \hat{\theta} \quad (3.49)$$

En injectant cette dernière dans la dérivée de notre fonction de Lyapunov, nous obtenons:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -ce^2 + e \varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \\ \dot{V} &= -ce^2 + \tilde{\theta}^T (e \varphi + \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\dot{V} = -ce^2 + \tilde{\theta}^T (e \varphi - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}})$$

Afin de s'assurer de la stabilité asymptotique de notre fonction de Lyapunov, nous choisirons la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \varphi e \quad (3.51)$$

la fonction de Lyapunov finale devient alors :

$$\dot{V} = -ce^2 \quad (3.52)$$

Les relations (1.17),(1.18) et (1.20) nous permettent de générer les grandeurs $I_{\alpha ref}$ et $I_{\beta ref}$ qui sont respectivement courants de référence de I_{α} et I_{β} . Nous obtenons alors :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha ref} \\ I_{\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{\tau_{ref}}{n_p \phi_f} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

2^{ème} étape

L'équation (1.14), nous permet d'écrire l'équation d'état suivante :

$$L_d \dot{I}_{\alpha} = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_{\alpha} + U_{\alpha} \quad (3.54)$$

l'expression de la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$L_d \dot{e}_{\alpha} = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_{\alpha} + U_{\alpha} - L_d \dot{I}_{\alpha ref} \quad (3.55)$$

avec

$$e_{\alpha} = I_{\alpha} - I_{\alpha ref} \quad (3.56)$$

La dynamique de l'erreur peut être réécrite comme suit :

$$L_d \dot{e}_{\alpha} = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + \varphi_1^T \theta_1 + U_{\alpha} \quad (3.57)$$

avec

$$\varphi_1^T = \left[R_a, L_d, \frac{L_d f_{vf}}{J}, \frac{L_d \tau_L}{J}, \frac{L_d}{J} \right] \quad (3.58)$$

$$\varphi_1^T = [-I_\alpha, -f_1 + D \sin \theta (-\hat{\theta}^T \varphi + \hat{J} \dot{v}_{ref} + c \dot{v}_{ref}), \\ D \sin \theta (-\hat{f}_{vf} + c) \omega_m, D \sin \theta (-\hat{f}_{vf} + c), D \sin \theta (\hat{f}_{vf} - c) \tau] \quad (3.59)$$

$$f_1 = -D \cos \theta n_p \omega_m \tau_{ref}$$

$$D = \frac{3}{2} n_p \phi_f$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \tilde{\theta}_1 \quad (3.60)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_1 = e_\alpha (n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + \varphi_1^T \theta_1 + U_\alpha) + \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \quad (3.61)$$

la commande U_α sera comme suit :

$$U_\alpha = -c_1 e_\alpha - n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - \varphi_1^T \hat{\theta}_1 \quad (3.62)$$

la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 + \varphi_1^T \tilde{\theta}_1 e_\alpha - \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \quad (3.63)$$

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 + \tilde{\theta}_1^T (\varphi_1 e_\alpha - \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1)$$

nous déduisons alors la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \Gamma_1 \varphi_1 e_\alpha \quad (3.64)$$

en injectant l'expression de la loi d'adaptation , nous obtenons :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 \quad (3.65)$$

3^{eme} étape

La dynamique de I_β est donnée par :

$$L_q \dot{I}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta \quad (3.66)$$

la dynamique de l'erreur s'exprime alors par :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta - L_d \dot{I}_{\beta ref} \quad (3.67)$$

avec

$$e_\beta = I_\beta - I_{\beta ref} \quad (3.68)$$

Nous réécrivons la dynamique de l'erreur comme suit :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + \varphi_2^T \theta_2 + U_\beta \quad (3.69)$$

avec

$$\theta_2^T = [R_a, L_q, \frac{L_q f_{vf}}{J}, \frac{L_q \tau_L}{J}, \frac{L_q}{J}] \quad (3.70)$$

$$\begin{aligned} \varphi_2^T = & [-I_\beta, -f_2 - D \cos \theta (-\hat{\theta}^T \varphi + \hat{J} \ddot{v}_{ref} + c \dot{v}_{ref}), \\ & -D \cos \theta (-\hat{f}_{vf} + c) \omega_m, -D \cos \theta (-\hat{f}_{vf} + c), -D \cos \theta (\hat{f}_{vf} - c) \tau] \end{aligned} \quad (3.71)$$

$$f_2 = -D \sin \theta n_p \omega_m \tau_{ref}$$

$$D = \frac{3}{2} n_p \phi_f$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 + \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \tilde{\theta}_2 \quad (3.72)$$

$$\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2 \quad (3.73)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_2 = e_\beta (-n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + \varphi_2^T \theta_2 + U_\beta) + \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \quad (3.74)$$

nous déduisons alors la commande U_β :

$$U_\beta = -c_2 e_\beta + n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - \varphi_2^T \hat{\theta}_2 \quad (3.75)$$

en injectant l'expression de U_β dans la dérivée de la fonction de Lyapunov, nous obtenons le résultat suivant :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_\beta^2 + \varphi_2^T \tilde{\theta}_2 - \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \quad (3.76)$$

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_\beta^2 + \tilde{\theta}_2^T (\varphi_2 e_\beta - \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2)$$

nous déduisons alors la dynamique de la loi d'adaptation de θ_2 :

$$\dot{\hat{\theta}}_2 = \Gamma_2 \varphi_2 e_\beta \quad (3.77)$$

Nous obtenons finalement :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_\beta^2 \quad (3.78)$$

La fonction de Lyapunov globale est donnée par :

$$V_G = V + V_1 + V_2 \quad (3.79)$$

$$V_G = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} L_d e_a^2 + \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \tilde{\theta}_2 \quad (3.80)$$

En dérivant V_G par rapport au temps et en y substituant U_a et U_β , nous aboutissons à :

$$\dot{V}_G = -c e^2 - c_1 e_\alpha^2 - c_2 e_\beta^2 \quad (3.81)$$

Nous pouvons dire alors que les commandes U_α et U_β nous assurent une convergence asymptotique des courants I_α et I_β vers leurs références, et partant, la convergence de la vitesse ω_m vers v_{ref} :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_\beta &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e &= 0 \\ \forall c, c_1, c_2 &> 0 \end{aligned} \quad (3.82)$$

avec

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\theta} &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\theta}_1 &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\theta}_2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.83)$$

$\Gamma, \Gamma_1, \Gamma_2$ des matrices diagonales définies positives.

III.3.1 RESULTATS DE SIMULATION

La simulation du système a été effectuée en appliquant les lois de commandes données par les expressions (3.62) et (3.75). Les dynamiques des lois d'adaptation sont exprimées par les relations (3.51), (3.64) et (3.77). Les vecteurs des paramètres inconnus sont :

$$\theta = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3] \quad \theta_1^T = [\theta_{11} \quad \theta_{12} \quad \theta_{13} \quad \theta_{14} \quad \theta_{15}] \quad \theta_2^T = [\theta_{21} \quad \theta_{22} \quad \theta_{23} \quad \theta_{24} \quad \theta_{25}]$$

les gains des lois d'adaptations sont :

$$\Gamma = l I_{3 \times 3}$$

$$\Gamma_1 = l_2 I_{5 \times 5}$$

$$\Gamma_2 = l_2 I_{5 \times 5}$$

avec

$$l = l_1 = l_2 = 0.001$$

$$c = 1$$

$$c_1 = 1$$

$$c_2 = 5$$

L'expression de la vitesse de référence sera générées par : $v_{ref} = 150(1 - \exp(-20t))$.

Interprétations des résultats :

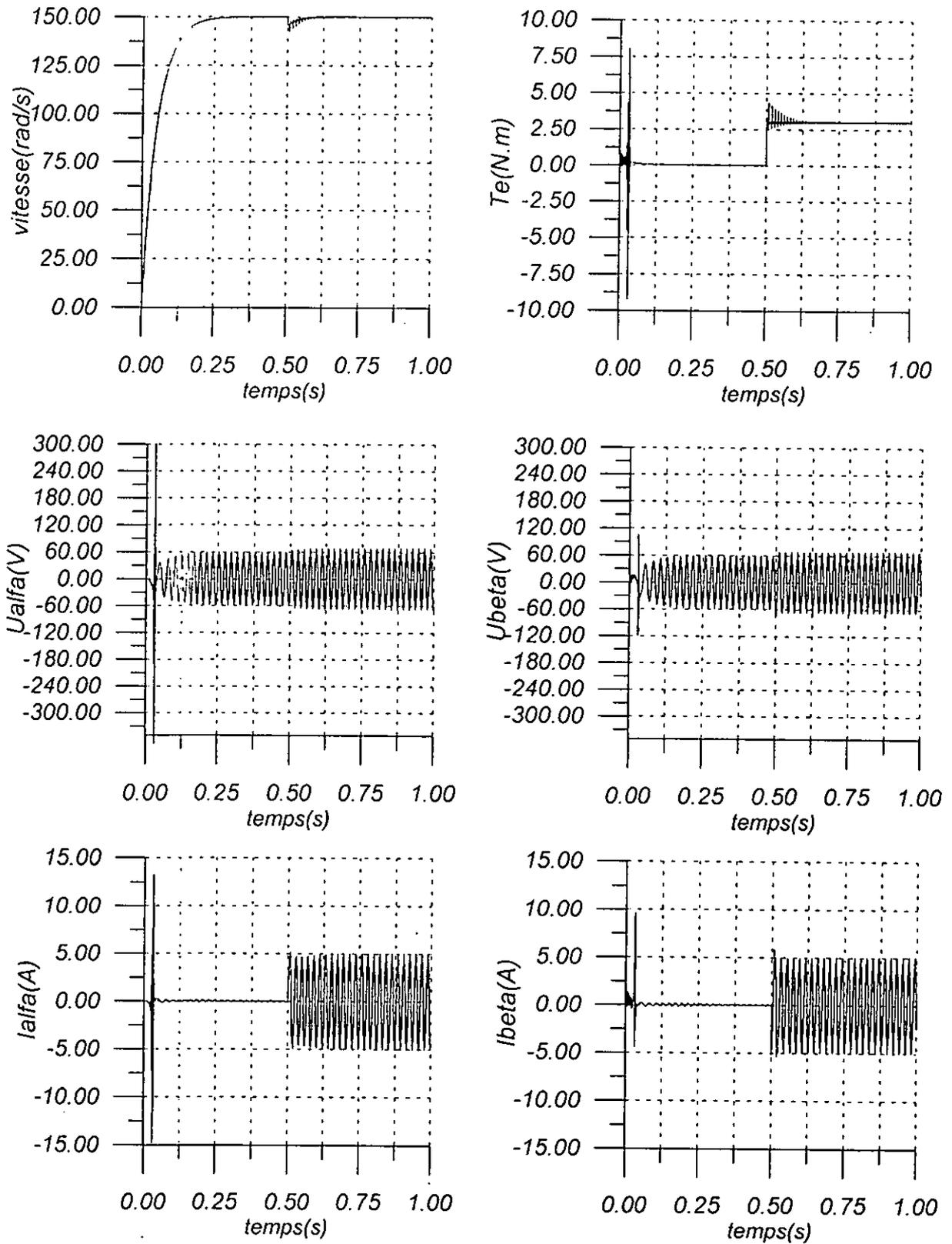
A la lumière des résultats obtenus, il apparaît une réponse de la machine en vitesse avec un temps de réponse de l'ordre de 0.25 s (fig3.4), avec un couple électromagnétique présentant un pic lors du démarrage.

Quand aux commandes, elles ont une amplitude acceptable de l'ordre de 60 V, ces dernières présentent un pic lors du démarrage ainsi que les courants (fig 3.4), ces différents pics sont dus à la méconnaissance des paramètres lors du démarrage, ces derniers disparaissent après l'établissement de l'adaptation.

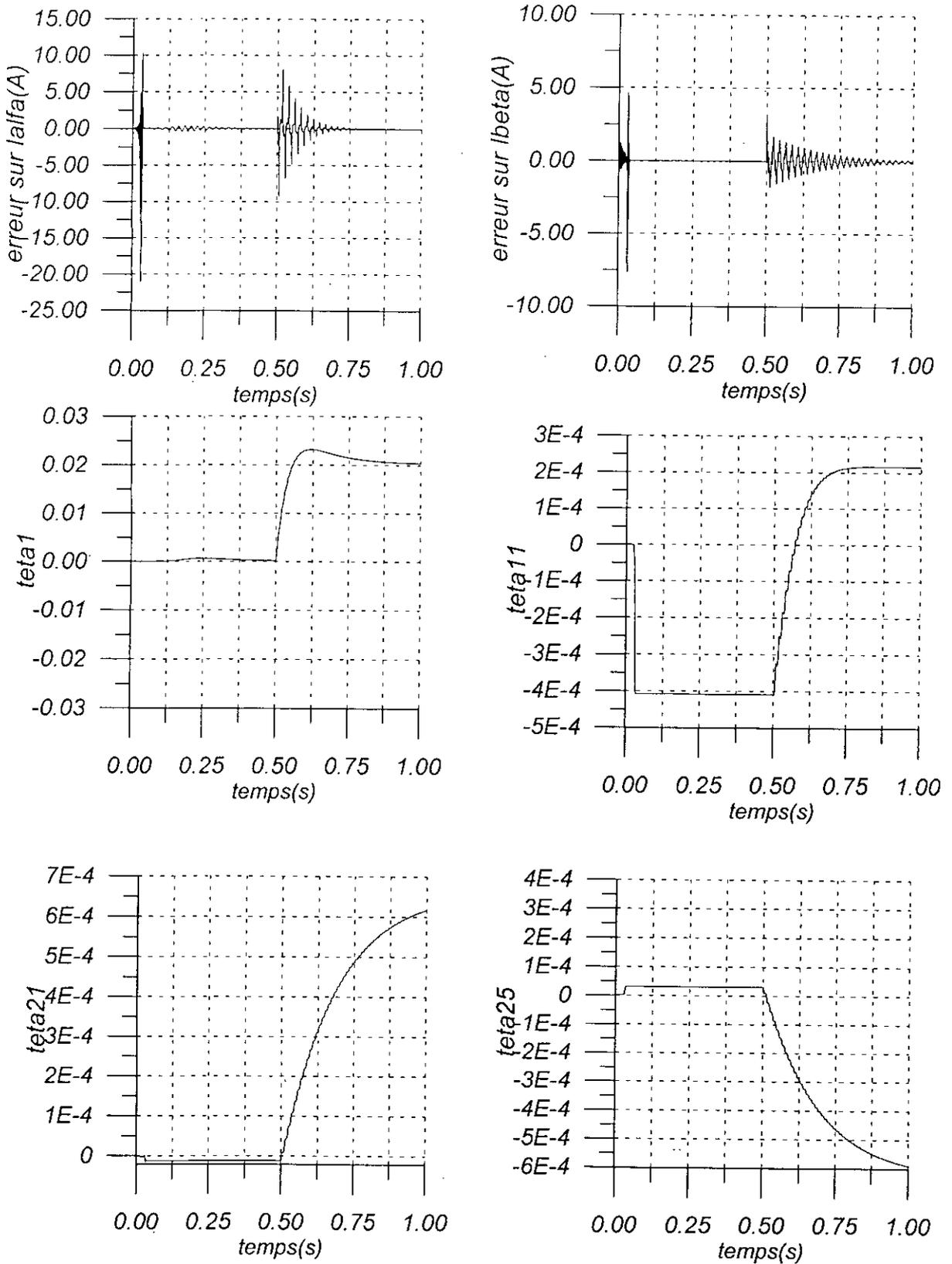
Les lois d'adaptation convergent rapidement vers leurs valeurs permanentes (fig3.5), ces valeurs ne sont pas sensées être les vraies valeurs des paramètres, mais le plus important est d'assurer la convergence de la sortie.

Afin de tester le robustesse de la commande, nous avons effectué différents testes de robustesse, le premier concerne une variation de 100% des paramètres R_a , L_d , T_l à $t=0.5s$. Il apparaît alors une chute de la vitesse rapidement compensée par la commande à travers l'augmentation de leurs amplitudes 70 V (fig3.4). La variation du couple électromagnétique induit à son tours une augmentation du couple électromagnétique et indirectement l'augmentation de l'amplitude des courants 6A (fig3.4). On remarque aussi que les lois d'adaptation suivent à leurs tours les changements paramétriques introduits, par le changement de leurs valeurs de convergence (fig3.5).

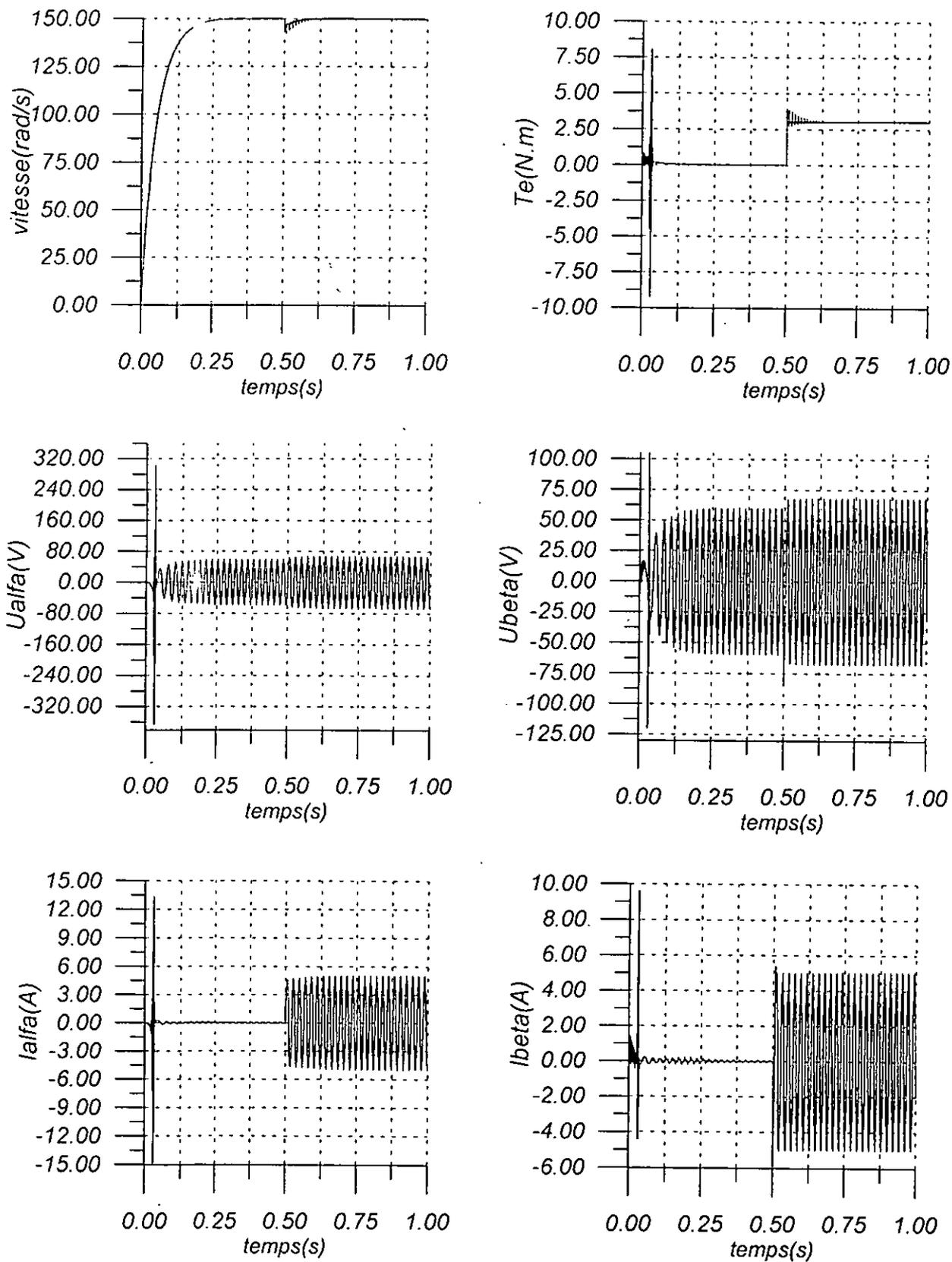
Nous avons étendus notre teste de robustesse, à la variations de 100% de tous les paramètres pris en compte lors de la synthèse des commandes, les résultats obtenus ont montrés les mêmes performances que lors du test précédent (fig 3.2) et (fig 3.3).



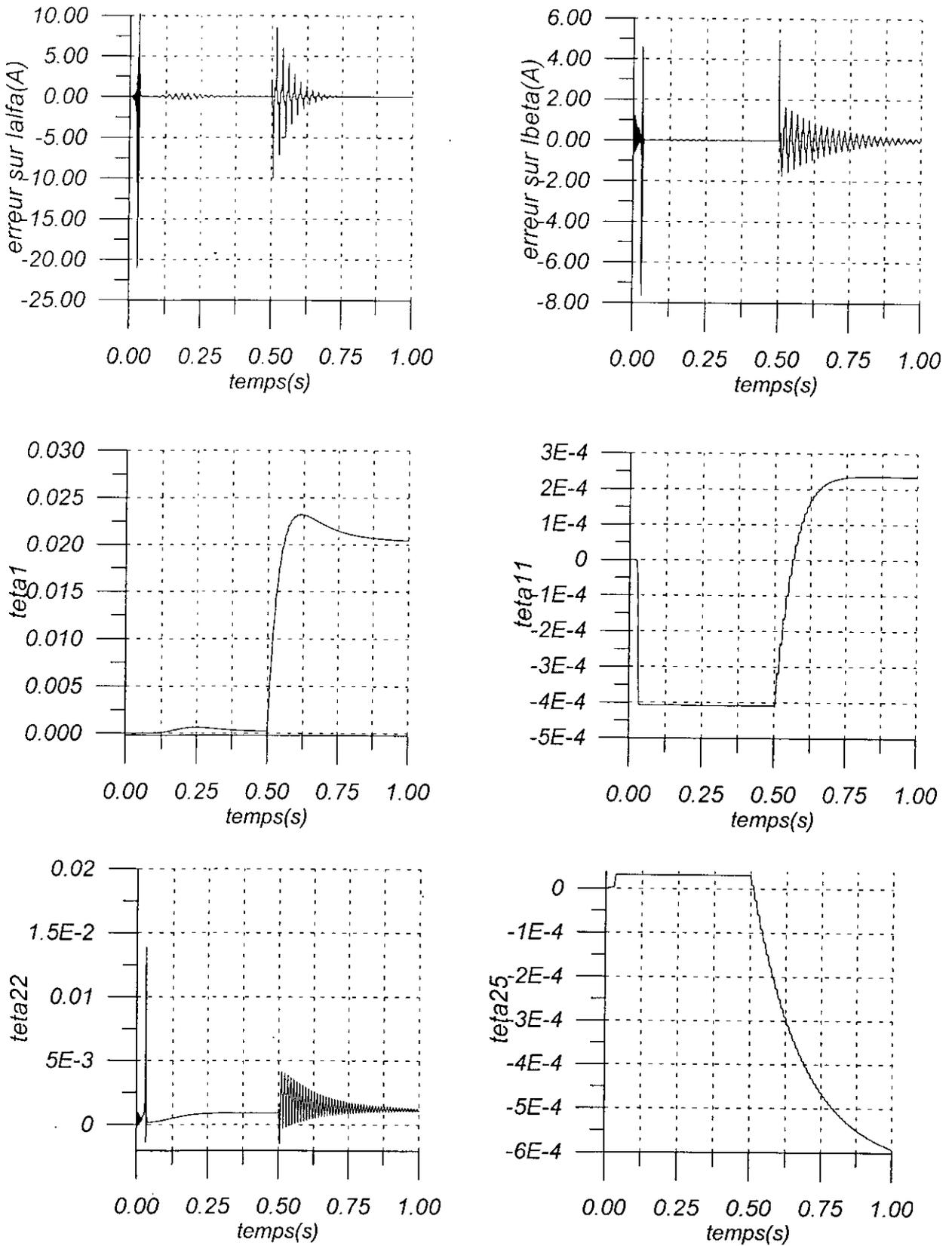
Figure(3.2) Commande adaptative par backstepping avec poursuite de trajectoire.
(variation de 100% de tous les paramètres)



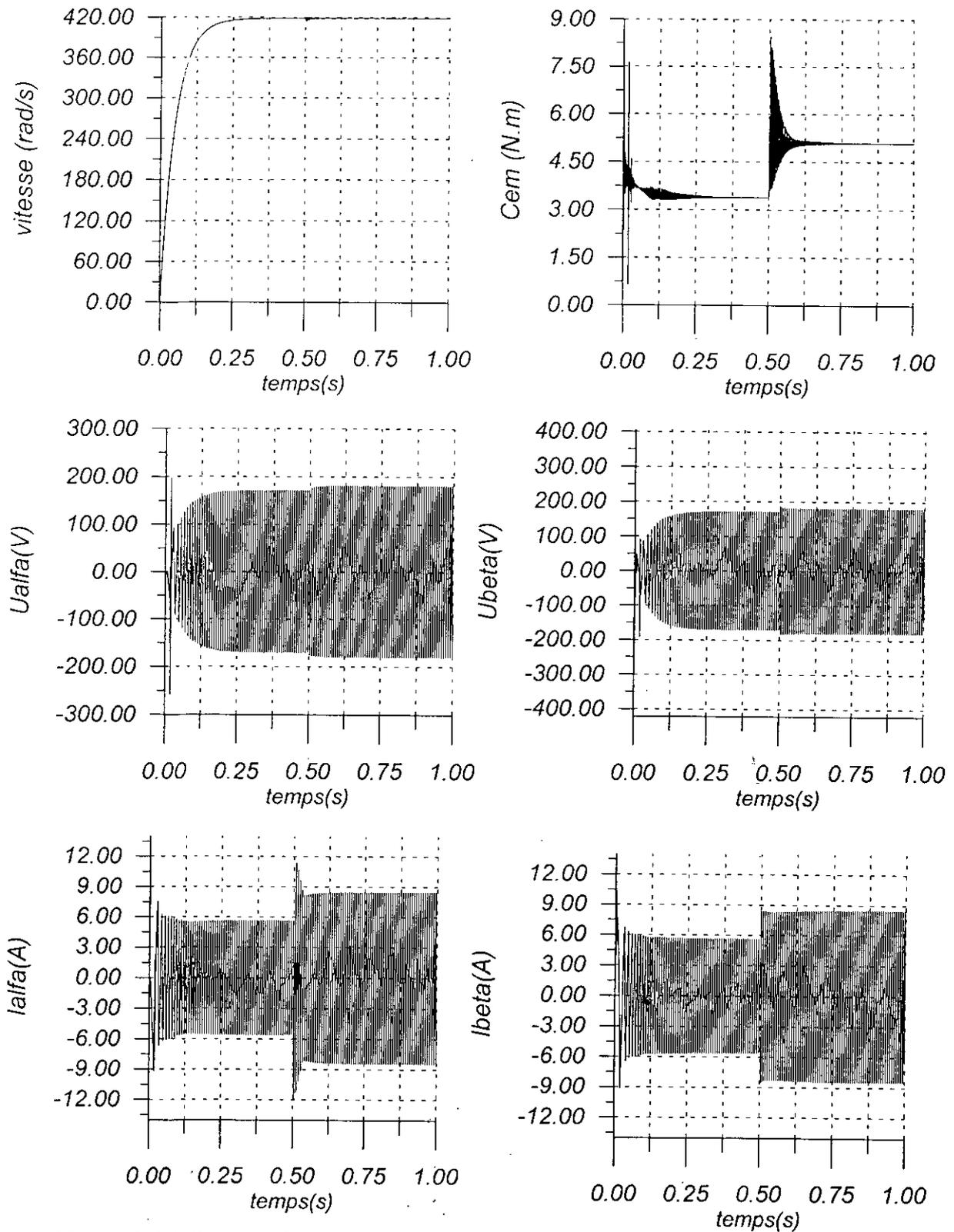
Figure(3.3) Commande adaptative par backstepping avec poursuite de trajectoire.
(variation de 100% de tous les paramètres)



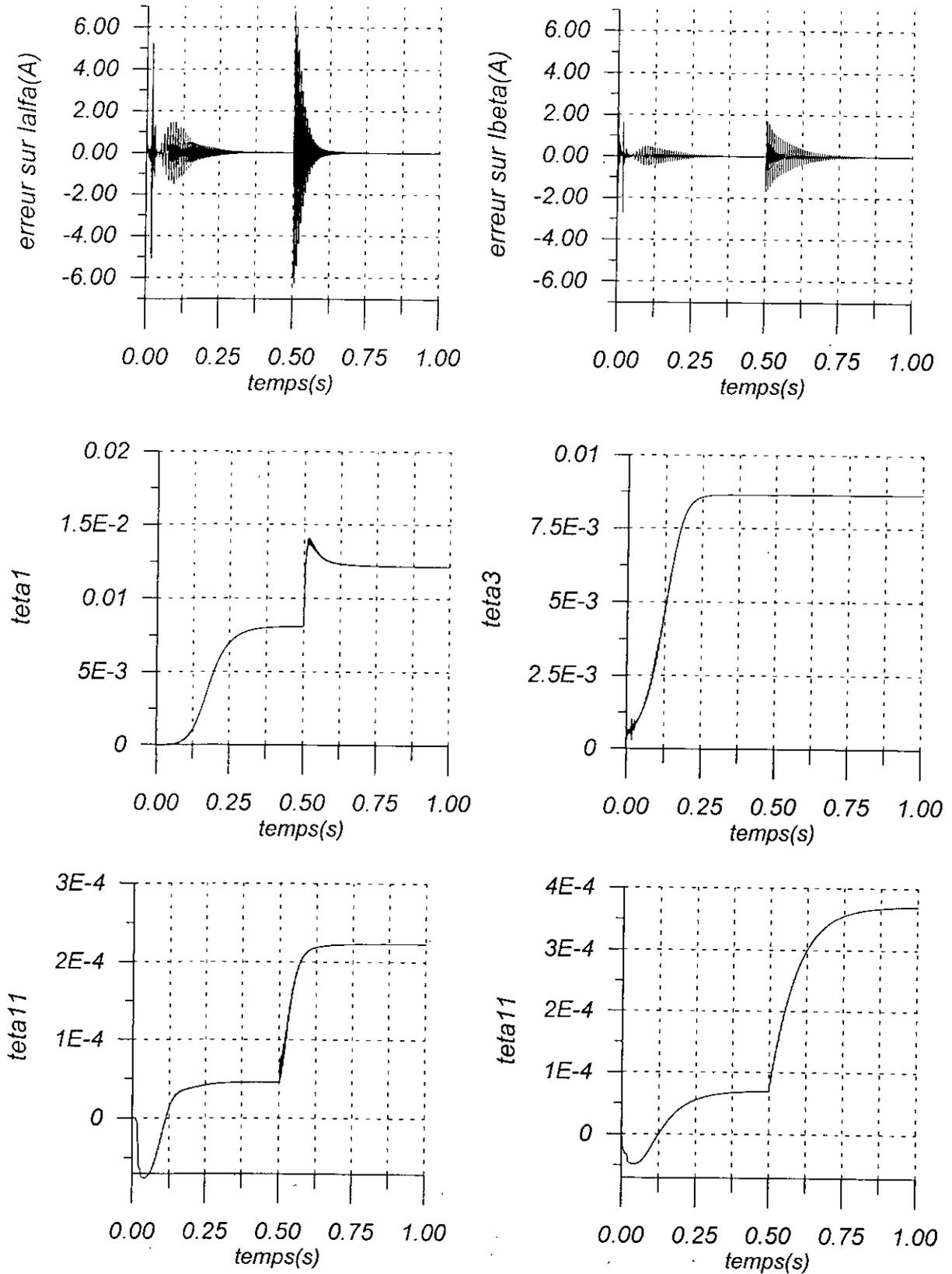
Figure(3.4) Commande adaptative par backstepping avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de Ra, Ld, Tl).



Figure(3.5) Commande adaptative par backstepping avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de Ra, Ld, Tl).



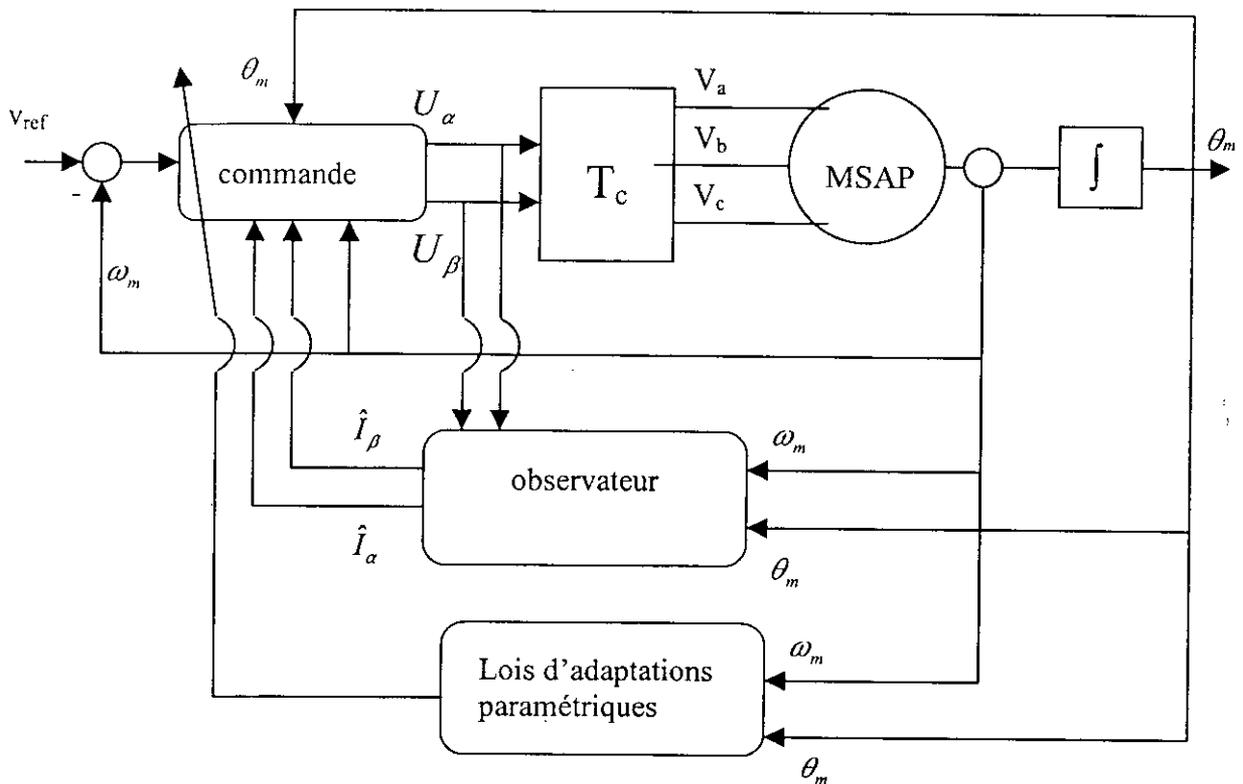
Figure(3.4a) Commande adaptative par backstepping avec poursuite de trajectoire. (variation de 100% de tous les paramètres vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).



Figure(3.5a) Commande adaptative par backstepping avec poursuite de trajectoire. (variation de 100% de tous les paramètres vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).

III.4 COMMANDE ADAPTATIVE PAR BACKSTEPPING AVEC OBSERVATEUR DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS.

Après la synthèse de la commande adaptative de la MSAP, nous présenterons dans cette partie l'association de cette commande avec l'observateur synthétisé précédemment. L'observateur synthétisé étant un observateur asymptotique non adaptatif, nous n'incluons donc pas les variations paramétriques dans la synthèse de l'observateur. Cependant ces erreurs vont se répercuter sur l'erreur d'observation qui sera compensée pendant la synthèse de la commande par le *nonlinear damping*.



Figure(3.1) Schéma de la commande adaptative par backstepping avec observateur de la MSAP

Remarque :

La position mécanique et la vitesse sont supposées mesurables, nous estimerons donc les courants I_α et I_β .

La première étape consiste en la détermination des références des courant I_α et I_β , comme la vitesse est supposé mesurable, l'observateur sera introduit en deuxième et troisième étapes .

La structure de l'observateur est donnée par :

$$\begin{aligned} L_d \hat{I}_\alpha &= n_p \hat{\omega}_m \phi_f \sin \theta - R_a \hat{I}_\alpha + U_\alpha + c\phi_1 \phi_f n_p \tilde{\omega}_m \sin \theta \\ L_q \hat{I}_\beta &= -n_p \hat{\omega}_m \phi_f \cos \theta - R_a \hat{I}_\beta + U_\beta + c\phi_2 \phi_f n_p \tilde{\omega}_m \cos \theta \\ J \hat{\omega}_m &= -f_{VF} \hat{\omega}_m + \hat{\tau} - \tau_L \\ \hat{\tau} &= \frac{3}{2} n_p \phi_f (-\sin \theta \hat{I}_\alpha + \cos \theta \hat{I}_\beta) \end{aligned}$$

1^{ere} étape :

La première étape est semblable à celle présentée dans la synthèse de la commande adaptative, nous donnerons les principaux résultats :

$$J \dot{\omega}_m + f_{VF} \omega_m = \tau - \tau_L \quad (3.84)$$

l'expression de l'erreur de vitesse est donnée par :

$$\dot{e} = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{VF}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} - \dot{v}_{ref} \quad (3.85)$$

avec

$$e = \omega_m - v_{ref} \quad (3.86)$$

La dynamique de l'erreur peut être réécrite de la manière suivante :

$$J \dot{e} = \varphi^T \theta + \tau \quad (3.87)$$

avec

$$\begin{aligned} \theta^T &= [f_{VF}, \tau_L, J] \\ \varphi^T &= [-\omega_m, -1, -\dot{v}_{ref}] \end{aligned} \quad (3.88)$$

Pour la détermination du couple de référence, nous supposons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (3.89)$$

avec

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (3.90)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps donne :

$$\dot{V} = e(\tau + \varphi^T \theta) + \frac{1}{2} \dot{\tilde{\theta}}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \quad (3.91)$$

la commande virtuelle qui correspond au couple électromagnétique de référence est le suivant :

$$\tau_{ref} = -c e - \varphi^T \hat{\theta} \quad (3.92)$$

En injectant cette dernière dans la dérivée de notre fonction de Lyapunov, nous obtenons:

$$\dot{V} = -c e^2 + \tilde{\theta}^T (e \varphi + \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) \quad (3.93)$$

$$\dot{V} = -c e^2 + \tilde{\theta}^T (e \varphi - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}})$$

Afin de s'assurer de la stabilité asymptotique de notre fonction de Lyapunov, nous choisirons la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \varphi e \quad (3.94)$$

la fonction de Lyapunov finale devient alors :

$$\dot{V} = -c e^2 \quad (3.95)$$

2^{ème} étape

L'expression de la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$L_d \dot{e}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha - L_d \dot{I}_{\alpha ref} \quad (3.96)$$

avec

$$e_\alpha = I_\alpha - I_{\alpha ref} \quad (3.97)$$

La dynamique de l'erreur peut être réécrite comme suit :

$$L_d \dot{e}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + \varphi_1^T \theta_1 + U_\alpha$$

avec

$$\theta_1^T = \left[L_d, \frac{L_d f_{vf}}{J}, \frac{L_d \tau_L}{J}, \frac{L_d}{J} \right] \quad (3.98)$$

$$\begin{aligned} \varphi_1^T = & [-f_1 + D \sin \theta (-\hat{\theta}^T \varphi + \hat{J} \ddot{v}_{ref} + c \dot{v}_{ref}), \\ & D \sin \theta (-\hat{f}_{vf} + c) \omega_m, D \sin \theta (-\hat{f}_{vf} + c), D \sin \theta (\hat{f}_{vf} - c) \tau] \end{aligned} \quad (3.99)$$

$$f_1 = -D \cos \theta n_p \omega_m \tau_{ref}$$

$$D = \frac{3}{2} n_p \phi_f$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \tilde{\theta}_1 \quad (3.100)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_1 = (\tilde{I}_\alpha + e_{\alpha\alpha}) (n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + \varphi_1^T \theta_1 - R_a I_\alpha + U_\alpha) + \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \quad (3.101)$$

avec

$$e_{\alpha\omega} = \hat{I}_\alpha - I_{\alpha ref} \quad (3.102)$$

la commande U_α sera comme suit :

$$U_\alpha = -c_1 e_{\alpha\omega} - n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + R_a \hat{I}_\alpha - \phi_1^T \hat{\theta}_1 - d_1 e_{\alpha\omega} \quad (3.103)$$

Remarque :

Nous considérerons dans la deuxième et la troisième étape, que le paramètre R_a est peut variant dans le temps, et cela dans le but de dissocier l'erreur d'observation et l'erreur paramétrique qui sont liées au terme $R_a I_\alpha$.

la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - d_1 e_{\alpha\omega}^2 + \tilde{\theta}^T (e_{\alpha\omega} \phi_1 - \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\theta}}_1) - (d_1 + R_a + c_1) \tilde{I}_\alpha e_{\alpha\omega} - R_a \tilde{I}_\alpha^2 + \tilde{I}_\alpha \tilde{\theta}_1^T \phi_1 \quad (3.104)$$

nous déduisons alors la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \Gamma_1 \phi_1 e_{\alpha\omega} \quad (3.105)$$

en injectant l'expression de la loi d'adaptation, nous obtenons :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - d_1 e_{\alpha\omega}^2 + \zeta \tilde{I}_\alpha e_{\alpha\omega} - R_a \tilde{I}_\alpha^2 + \tilde{I}_\alpha \tilde{\theta}_1^T \phi_1 \quad (3.106)$$

avec

$$\zeta = -(R_a + c_1 + d_1) \quad (3.107)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient alors :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - d_1 (e_{\alpha\omega} - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1})^2 + \frac{\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} - R_a \tilde{I}_\alpha^2 + \tilde{I}_\alpha \tilde{\theta}_1^T \phi_1 \quad (3.108)$$

Dans le but d'annuler les termes positifs apparus dans la précédente équation, nous reformulerons notre fonction de Lyapunov comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \tilde{\theta}_1 + \frac{\zeta^2}{R_a d_1} \left(\frac{1}{2} J \tilde{\omega}_m^2 + \frac{1}{2} L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2} L_q \tilde{I}_\beta^2 \right) \quad (3.109)$$

En dérivant cette fonction par rapport au temps et en y injectant les expressions de U_α et de $\dot{\tilde{\theta}}_1$, nous obtenons :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_{\alpha 0}^2 - R_\alpha \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 \left(e_{\alpha 0} - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1} \right)^2 - \frac{3\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} - \frac{\zeta^2}{R_\alpha d_1} \left(R_\alpha \tilde{I}_\beta^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 \right) + \tilde{I}_\alpha \tilde{\theta}_1^T \varphi_1 \quad (3.110)$$

Pour compenser le dernier terme apparu dans l'équation (3.110), le choix de d_1 dépend de la relation suivante :

$$\left(R_\alpha + \frac{3\zeta^2}{4d_1} \right) \tilde{I}_{\alpha \max}^2 > b_1 \|\tilde{\theta}_1\| \|\varphi_1\| \tilde{I}_{\alpha \max}$$

avec

$$b_1 > 0$$

3^{eme} étape

La dynamique de I_β est donnée par :

$$L_q \dot{I}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_\alpha I_\beta + U_\beta \quad (3.111)$$

la dynamique de l'erreur s'exprime alors par :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_\alpha I_\beta + U_\beta - L_d \dot{I}_{\beta \text{ref}} \quad (3.112)$$

avec

$$e_\beta = I_\beta - I_{\beta \text{ref}} \quad (3.113)$$

La dynamique de l'erreur peut être réécrite comme suit :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_\alpha I_\alpha + \varphi_2^T \theta_2 + U_\beta \quad (3.114)$$

avec

$$\theta_2^T = \left[L_q, \frac{L_q f_{vf}}{J}, \frac{L_q \tau_L}{J}, \frac{L_q}{J} \right] \quad (3.115)$$

$$\begin{aligned} \varphi_2^T = & [-f_2 - D \cos \theta (-\hat{\theta}^T \varphi + \hat{J} \dot{v}_{ref} + c \dot{v}_{ref}), \\ & -D \cos \theta (-\hat{f}_{vf} + c) \omega_m, -D \cos \theta (-\hat{f}_{vf} + c), -D \cos \theta (\hat{f}_{vf} - c) \tau] \end{aligned} \quad (3.116)$$

$$f_2 = -D \sin \theta \quad n_p \omega_m \tau_{ref}$$

$$D = \frac{3}{2} n_p \phi_f$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \tilde{\theta}_2 \quad (3.117)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_2 = (\tilde{I}_\beta + e_{\beta_0}) (-n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + \varphi_2^T \theta_2 - R_a I_\beta + U_\beta) + \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \quad (3.118)$$

avec

$$e_{\beta_0} = \hat{I}_\beta - I_{\beta ref} \quad (3.119)$$

la commande U_α sera comme suit :

$$U_\beta = -c_2 e_{\beta_0} + n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + R_a \hat{I}_\beta - \varphi_2^T \hat{\theta}_2 - d_2 e_{\beta_0} \quad (3.120)$$

la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_{\beta_0}^2 - d_2 e_{\beta_0}^2 + \tilde{\theta} (e_{\beta_0} \varphi_2 - \Gamma_2^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2) - (d_2 + R_a + c_2) \tilde{I}_\beta e_{\beta_0} - R_a \tilde{I}_\beta^2 + \tilde{\theta}_2^T \varphi_2 \tilde{I}_\beta \quad (3.121)$$

nous obtenons la loi d'adaptation :

$$\dot{\tilde{\theta}}_2 = \Gamma_2 \varphi_2 e_{\beta_0} \quad (3.122)$$

en injectant l'expression de la loi d'adaptation, nous obtenons :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_{\beta}^2 - d_2 e_{\beta}^2 + \lambda \tilde{I}_{\beta} e_{\beta} - R_a \tilde{I}_{\beta}^2 + \tilde{\theta}_2^T \varphi_2 \tilde{I}_{\beta} \quad (3.123)$$

avec

$$\lambda = -(R_a + c_2 + d_2)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient alors :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_{\beta}^2 - d_2 \left(e_{\beta} - \frac{\lambda \tilde{I}_{\beta}}{2d_2} \right)^2 + \frac{\lambda^2 \tilde{I}_{\beta}^2}{4d_2} - R_a \tilde{I}_{\beta}^2 + \tilde{\theta}_2^T \varphi_2 \tilde{I}_{\beta} \quad (3.124)$$

Nous reformulerons notre fonction de Lyapunov pour les raisons citées précédemment, comme suit :

$$V_2 = \frac{1}{2} L_q e_{\beta}^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \tilde{\theta}_2 + \frac{\lambda^2}{R_a d_2} \left(\frac{1}{2} J \tilde{\omega}_m^2 + \frac{1}{2} L_d \tilde{I}_a^2 + \frac{1}{2} L_q \tilde{I}_{\beta}^2 \right) \quad (3.125)$$

En dérivant cette fonction par rapport au temps et en y injectant les expressions de U_{β} et de $\dot{\tilde{\theta}}_2$, nous obtenons :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_{\beta}^2 - R_a \tilde{I}_{\beta}^2 - d_2 \left(e_{\beta} - \frac{\lambda \tilde{I}_{\beta}}{2d_2} \right)^2 - \frac{3\lambda^2 \tilde{I}_{\beta}^2}{4d_2} - \frac{\lambda^2}{R_a d_2} \left(R_a \tilde{I}_{\beta}^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 \right) + \tilde{\theta}_2^T \varphi_2 \tilde{I}_{\beta} \quad (3.126)$$

Pour compenser le dernier terme de l'équation (3.126), d_2 doit vérifier la condition suivante :

$$\left(R_a + \frac{3\lambda^2}{4d_2} \right) \tilde{I}_{\beta \max}^2 > b_2 \|\tilde{\theta}_2\| \|\varphi_2\| \|\tilde{I}_{\beta \max}\| \quad (3.128)$$

avec

$$b_2 > 0$$

La fonction de Lyapunov globale est donnée par :

$$\begin{aligned} V_G = & \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} L_d e_a^2 + \frac{1}{2} L_q e_{\beta}^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma_1^{-1} \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_2^T \Gamma_2^{-1} \tilde{\theta}_2 \\ & + \left(\frac{\zeta^2}{R_a d_1} + \frac{\lambda^2}{R_a d_2} \right) \left(\frac{1}{2} L_d \tilde{I}_a^2 + \frac{1}{2} L_q \tilde{I}_{\beta}^2 + \frac{1}{2} J \tilde{\omega}_m^2 \right) \end{aligned} \quad (3.128)$$

avec

$$\dot{V}_G < 0 \tag{3.129}$$

D'après le théorème de la stabilité de Lyapunov, les équations (3.127) et (3.128), nous permette d'écrire :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_\beta &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e &= 0 \\ \forall c, c_1, c_2 &> 0 \end{aligned} \tag{3.130}$$

avec

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\theta} &= 0 & \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\theta}_1 &= 0 & \text{et} & \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\theta}_2 &= 0 & \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\beta &= 0 \end{aligned} \tag{3.131}$$

$\Gamma, \Gamma_1, \Gamma_2$ des matrices diagonales définies positives.

III.4.1 RESULTATS ET APPLICATION

La simulation du système a été effectuée en appliquant les lois de commandes données par les expressions (3.103) et (3.120). Les dynamiques des lois d'adaptation sont exprimées par les relations (3.94), (3.105) et (3.122). Les vecteurs des paramètres inconnus sont :

$$\theta = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3] \quad \theta_1^T = [\theta_{11} \quad \theta_{12} \quad \theta_{13} \quad \theta_{14}] \quad \theta_2^T = [\theta_{21} \quad \theta_{22} \quad \theta_{23} \quad \theta_{24}]$$

les gains des lois d'adaptations sont :

$$\Gamma = l I_{3 \times 3}$$

$$\Gamma_1 = l_2 I_{4 \times 4}$$

$$\Gamma_2 = l_2 I_{4 \times 4}$$

avec

$$l = l_1 = l_2 = 0.001$$

$$c = 1$$

$$c_1 = 1$$

$$c_2 = 5$$

et

$$d_1 = 800$$

$$d_2 = 800$$

L'expression de la vitesse de référence sera générée par : $v_{ref} = 150(1 - \exp(-20t))$.

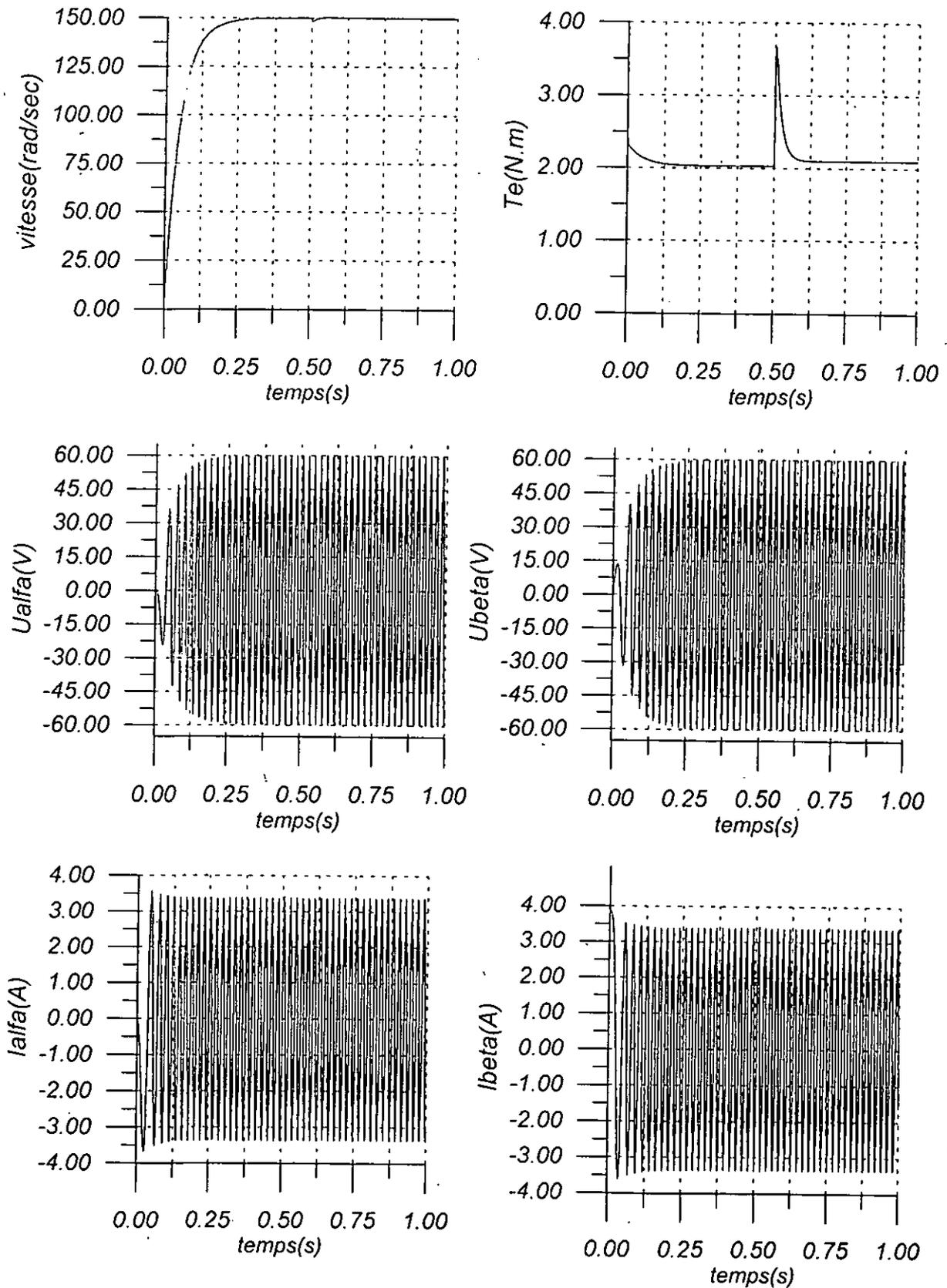
Interprétation des résultats :

Les résultats obtenus montrent une bonne réponse en vitesse avec un temps de réponse de l'ordre de 0.28 s (fig3.7) et un couple électromagnétique sans pic de démarrage.

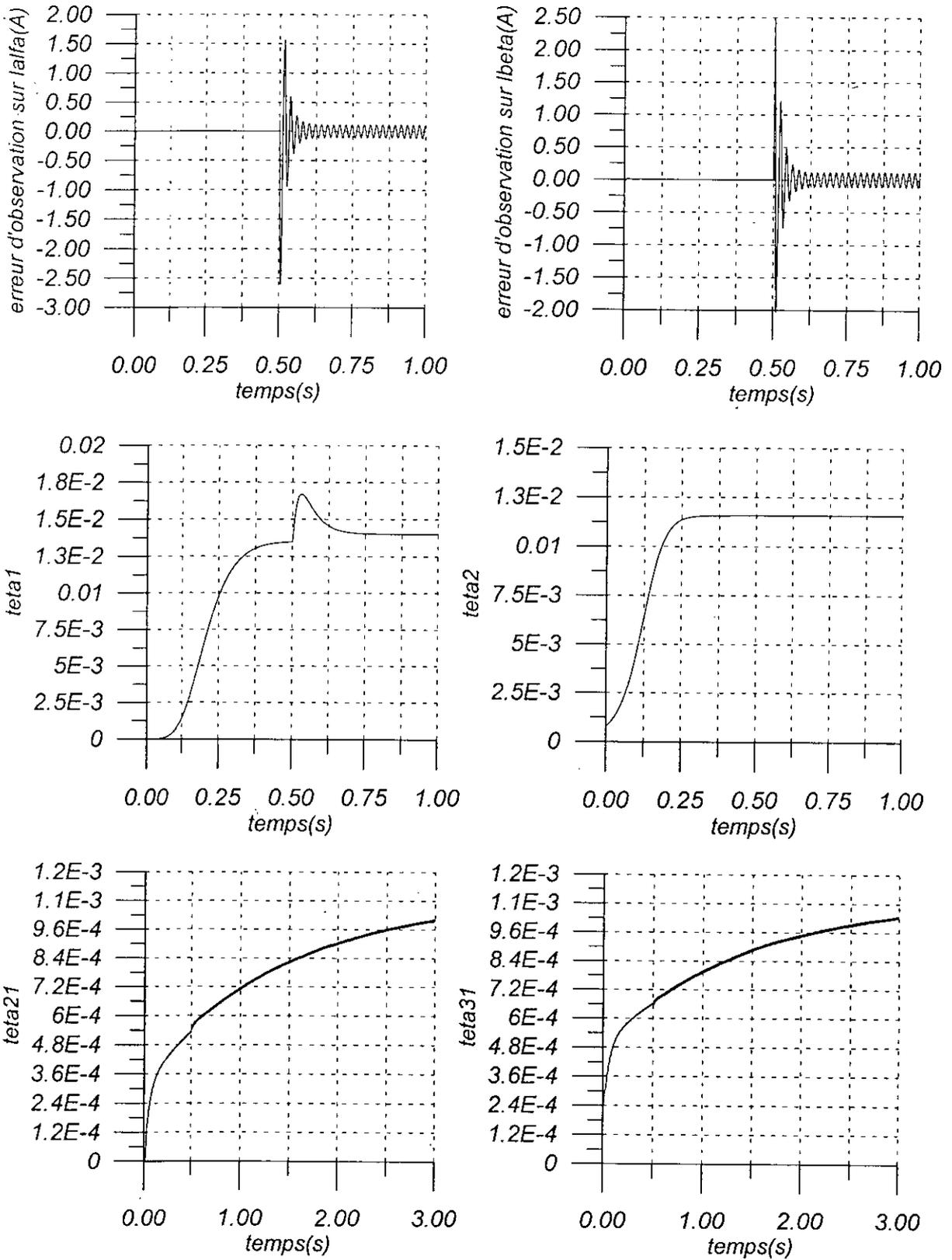
Les commandes, elle aussi, ne présentent pas de pics, avec une amplitude de 60V. Les courants statoriques ont une amplitude de 3.5A(fig 3.7). L'absence de pic se justifie par l'association de la dynamique de l'observateur qui a introduit un retard, ce dernier a permis l'annulation des différents pics.

Les erreurs d'observations sont insignifiantes lors du démarrage(fig3.8), elles augmentent lors de l'introduction du changement paramétrique mais restent bornées. Cette augmentation s'explique par le fait que l'observateur utilisé est non adaptatif. Nous observons aussi une augmentation du temps de convergence des lois d'adaptation(fig3.8).

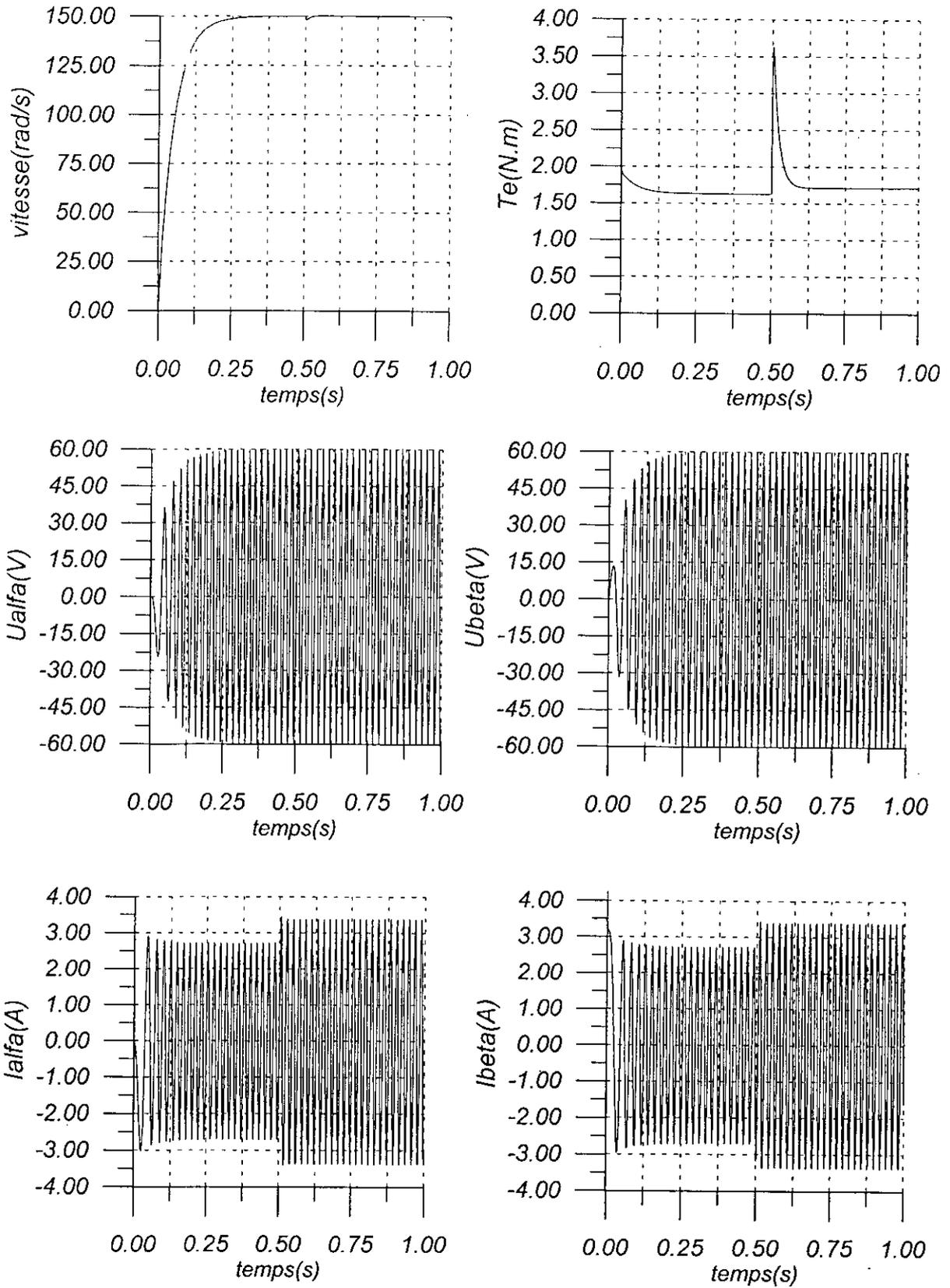
Nous avons effectué deux essais de variations paramétriques, l'un sans variation de couple de charge et l'autre avec variation de 25% du couple de charge. Il apparaît lors de la variation du couple de charge, une plus grande augmentation, des courants statoriques (fig3.9) et des erreurs d'observations (fig3.10). Le temps de convergence des lois d'adaptation augmente à son tour à cause des retards de convergences des erreurs de commandes des courants statoriques (fig3.10).



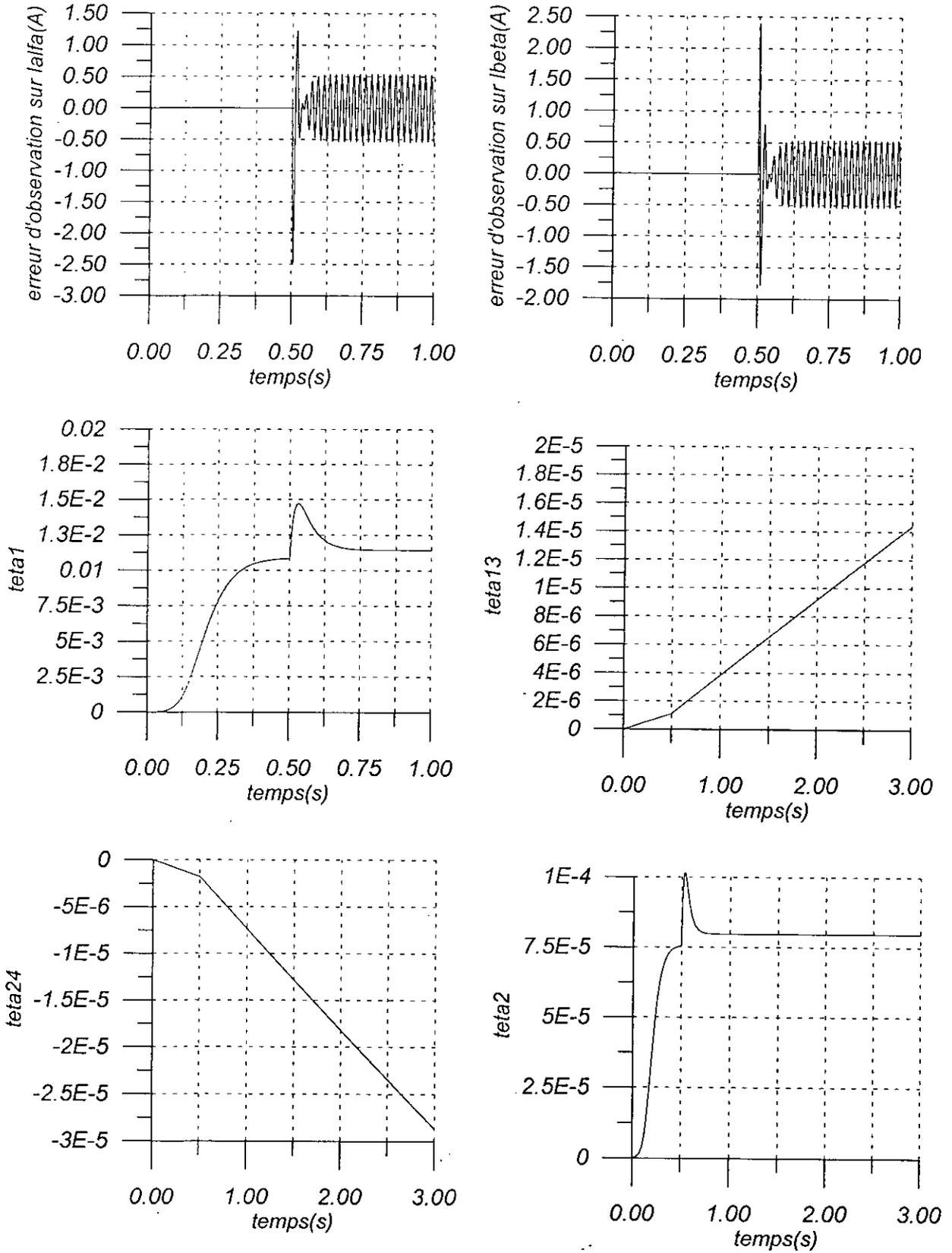
Figure(3.7) Commande adaptative par backstepping avec observateur avec poursuite de trajectoire (sans variation de TI).



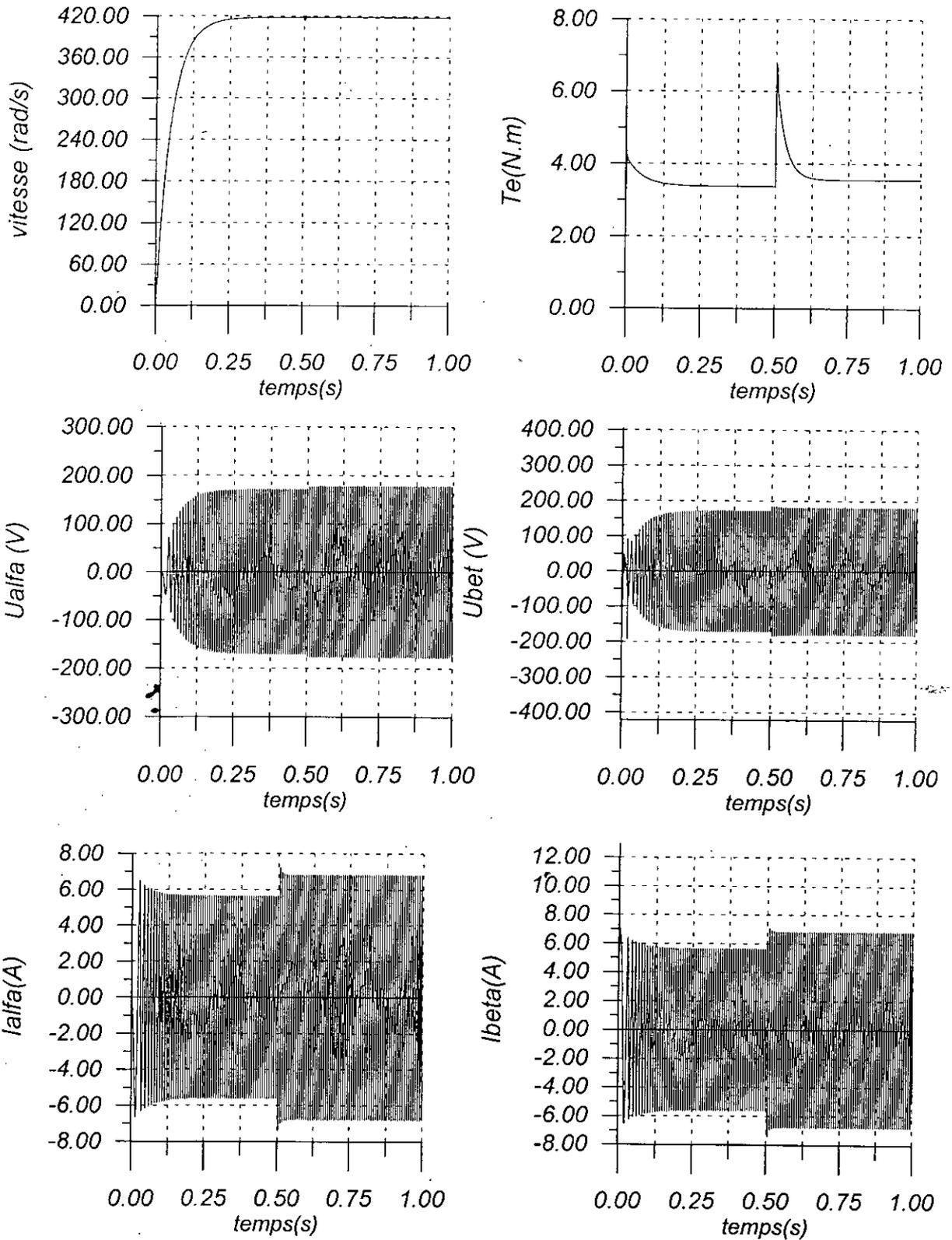
Figure(3.8) Commande adaptative par backstepping avec observateur avec poursuite de trajectoire (sans variation de Tl).



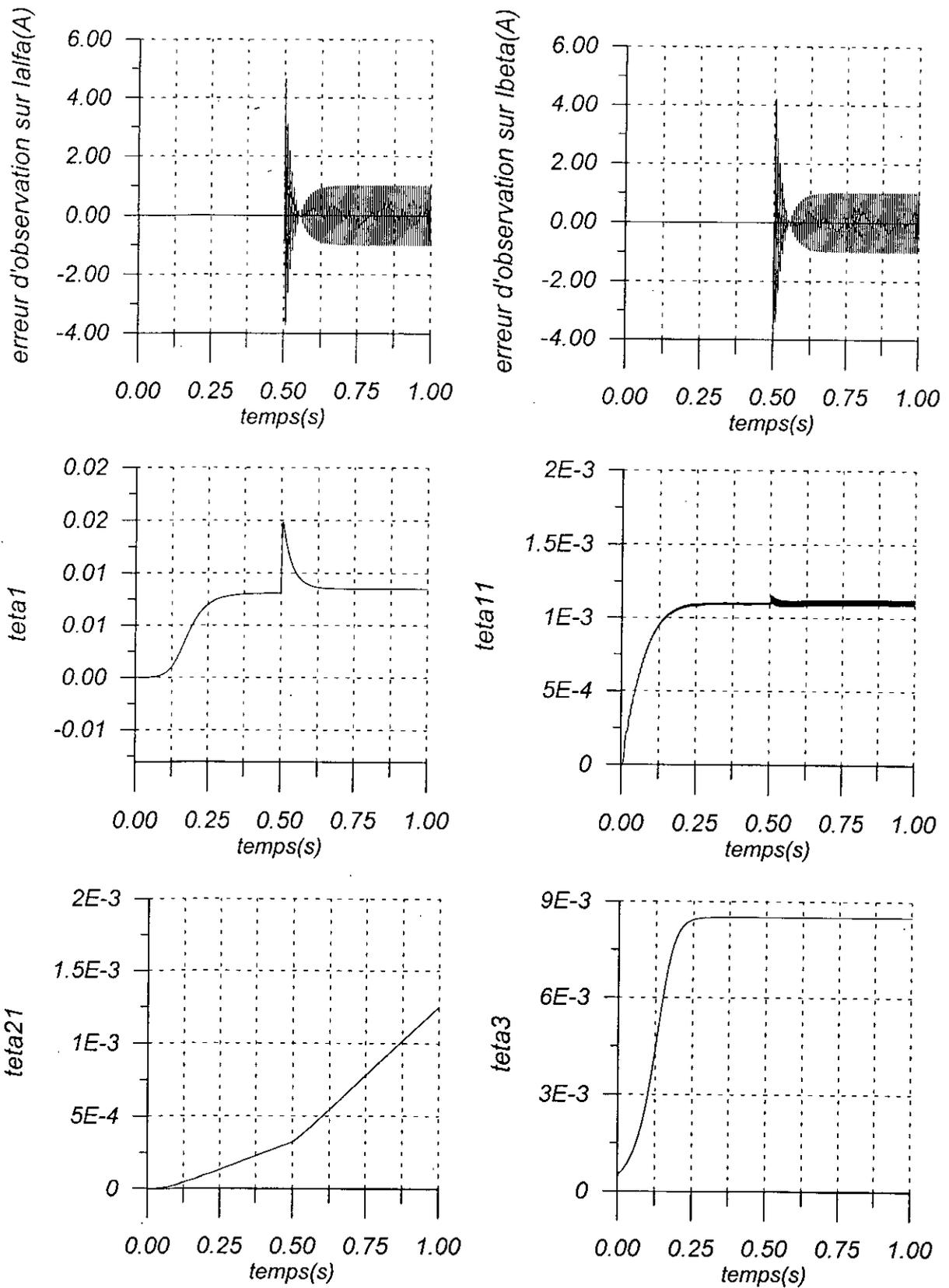
Figure(3.9) Commande adaptative par backstepping avec observateur avec poursuite de trajectoire (avec variation de 25% de Tl).



Figure(3.10) Commande adaptative par backstepping avec observateur avec poursuite de trajectoire (avec variation de 25% de Tl).



Figure(3.9a) Commande adaptative par backstepping avec observateur avec poursuite de trajectoire (variation de 25% de T_l , vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).



Figure(3.10a) Commande adaptative par backstepping avec observateur avec poursuite de trajectoire (avec variation de 25% de Tl , vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).

III.4 CONCLUSION

Nous avons abordé dans ce chapitre la synthèse de la commande adaptative associée au backstepping. Cette commande a été appliquée à la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur la méthode de synthèse présentée au premier chapitre. Les tests effectués ont montré que la commande synthétisée était robuste vis-à-vis des variations paramétriques, ces derniers ont été poussés jusqu'à une variation de 100% des valeurs nominales. Il est apparu aussi que des pics se présentaient au niveau de la sortie ainsi qu'au niveau du couple électromagnétique engendrés par les changements paramétriques. Afin d'éviter ce genre de phénomène et d'améliorer les performances de notre commande, nous allons associer cette dernière au mode glissant dans le prochain chapitre.

En second lieu, nous avons associé la commande adaptative synthétisée, à un observateur asymptotique non linéaire pour estimer les courants statoriques. Les tests effectués, ont montré que les erreurs d'observation s'annulaient rapidement avant le changement paramétrique. Après l'introduction des variations paramétriques, les erreurs d'observation restaient bornées, mais elles ont augmenté légèrement, et cela est dû au fait que notre observateur était non adaptatif. L'introduction de l'observateur a permis d'atténuer l'amplitude des différents pics apparus lors des variations paramétriques, cela s'explique par le fait que la nouvelle dynamique l'observateur a introduit un retard, ce qui a limité l'apparition des pics.

CHAPITRE IV

*COMMANDE PAR
MODE GLISSANT*

Chapitre IV

Commande par Mode Glissant

IV.1 INTRODUCTION

La commande par mode glissant est un autre aspect de la commande robuste où les incertitudes, qu'elles soient structurées ou non structurées, sont prises en charge par des commutations de très haute fréquence le long d'une référence appelée surface de glissement.

Le problème majeur dans la commande avec le mode glissant est la génération de la surface de glissement qui est la référence des états dans le plan des phases. En effet cette dernière n'est pas générée systématiquement mais elle dépend de la structure du système. Un autre problème qui apparaît avec l'utilisation du mode glissant est le phénomène du *chattering* où des oscillations de très haute fréquence apparaissent sur la commande, ce qui rend cette dernière parfois impossible à implémenter sur le système réel. On peut remédier à ce problème en remplaçant la fonction *signum* par une autre fonction plus lisse. Le backstepping peut remédier à certains inconvénients du mode glissant en offrant une méthodologie qui nous permet de synthétiser une surface de glissement et de garantir une stabilité avant l'introduction du mode glissant.

En introduisant le mode glissant dans notre travail nous avons voulu remédier à certains inconvénients apparus avec l'autre commande robuste qu'est la commande adaptative tels que l'apparition d'oscillations lors du changement paramétrique ou le pic de la commande lors du démarrage. Ces problèmes seront évités par ce que leur prise en charge par le mode glissant diffère de celle avec la commande adaptative.

IV.2 MODE GLISSANT PAR BACKSTEPPING [KHALIL 96]

Considérons le système suivant :

$$\dot{x} = f_0(x) + \delta_1(x) + G(x)[u + \delta_2(x,u)] \quad (4.1)$$

$x \in R^n, u \in R^p$, δ_1, δ_2 sont les termes inconnus, soit D_0 un domaine qui contient l'origine. Considérons le difféomorphisme T tel que :

$$T : D_0 \rightarrow R^n$$

$$\frac{\partial T}{\partial x} G(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ G_2(x) \end{bmatrix} \text{ avec } G_2(x) \text{ une matrice } (p \times p), \text{ soit le changement de}$$

variables suivant :

$$\begin{bmatrix} \eta \\ \zeta \end{bmatrix} = T(x) \quad , \eta \in R^{n-p}, \zeta \in R^p$$

qui transformera le système (4.1) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta, \zeta) + \delta_\eta(\eta, \zeta) \\ \dot{\zeta} = f_a(\eta, \zeta) + G_a(\eta, \zeta) [u + \delta_\zeta(\eta, \zeta)] \end{cases} \quad (4.2)$$

avec :

$$G_a(\eta, \zeta) = G_2 \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \eta \\ \zeta \end{bmatrix} \right)$$

On introduira le mode glissant pour synthétiser une commande u , afin de stabiliser le point d'équilibre ($\eta = 0, \zeta = 0$) en présence des incertitudes, et cela en appliquant le backstepping.

Commençons par le système :

$$\dot{\eta} = f(\eta, \zeta) + \delta_\eta(\eta, \zeta) \quad (4.3)$$

avec ζ comme commande virtuelle, sachant qu'il existe un retour $\zeta = \phi(\eta)$ avec $\phi(0) = 0$, tel que l'origine de (4.3) sera asymptotiquement stable

Remarque

Ce problème de stabilisation peut être traité simplement par le backstepping seulement.

Maintenant, on procède à la synthèse de la commande par mode glissant.

Soit : $z = \zeta - \phi(\eta)$, il est visible que si $z=0$ alors $\zeta = \phi(\eta)$ d'où la variable η approche l'origine asymptotiquement.

Dans l'approche du backstepping, étudié précédemment, la commande u est synthétisée afin de stabiliser le point $(z = 0, \eta = 0)$ simultanément avec une fonction de Lyapunov candidate. Mais avec le mode glissant le problème va être approché différemment, car nous allons synthétiser une commande de façon à amener la variable z vers 0 en un temps infiniment petit et le maintenir dans cette position pendant tout le temps futur.

Soit :

$$\dot{z} = f_a(\eta, \zeta) + G_a(\eta, \zeta) \left[u + \delta_\zeta(\eta, \zeta, u) \right] - \frac{\partial \phi}{\partial \eta} \left[f(\eta, \zeta) + \delta_\eta(\eta, \zeta) \right] \quad (4.4)$$

Posons u comme :

$$u = u_{eq} + G_a^{-1}(\eta, \zeta) v \quad (4.5)$$

u_{eq} est choisi pour éliminer les termes connus de (4.4), donc :

$$u_{eq} = G_a^{-1}(\eta, \zeta) \left[-f_a(\eta, \zeta) + \frac{\partial \phi}{\partial \eta} f(\eta, \zeta) \right] \quad (4.6)$$

u_{eq} est appelé commande équivalente, dans l'absence des incertitudes $u = u_{eq}$, donc $\dot{z} = 0$ et cela assure que la condition $z = 0$ peut être maintenue dans un temps futur.

Remplaçons (4.6) dans (4.4), nous aurons :

$$\dot{z} = v + \Delta(\eta, \zeta, v) \quad (4.7)$$

avec :

$$\Delta(\eta, \zeta, v) = G_a(\eta, \zeta) \delta_\zeta(\eta, \zeta, u_{eq} + G_a^{-1}(\eta, \zeta) v) - \frac{\partial \phi}{\partial \eta} \delta_\eta(\eta, \zeta) \quad (4.8)$$

sachant que :

$$\|\Delta(\eta, \zeta, v)\|_\infty \leq \rho(\eta, \zeta) + k \|v\|_\infty, \quad \forall (\eta, \zeta, v) \in D_x \times R^p \quad (4.9)$$

avec :

$$\rho(\eta, \zeta) \geq 0 \quad k \in [0, 1]$$

En utilisant (4.9), on procédera au calcul de v afin de forcer z à se maintenir à 0. Réécrivons (4.7) sous la forme de p équations différentielles :

$$\dot{z}_i = v_i + \Delta_i(\eta, \zeta, v) \quad (4.10)$$

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_i = \frac{1}{2} z_i^2 \quad (4.11)$$

$$\dot{V}_i = \dot{z}_i z_i = z_i v_i + z_i \Delta_i(\eta, \zeta, v) \quad 1 \leq i \leq p \quad (4.12)$$

En utilisant (4.9) on aura :

$$\dot{V}_i \leq z_i v_i + |z_i| (\rho(\eta, \zeta) + k \|v\|_\infty) \quad (4.13)$$

posant :

$$v_i = -\frac{\beta(\eta, \zeta)}{1-k} \text{sign}(z_i) \quad (4.14)$$

avec

$$\beta(\eta, \zeta) \geq \rho(\eta, \zeta) + b, \quad b \geq 0$$

nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &\leq -\frac{\beta(\eta, \zeta)}{1-k} |z_i| + \rho(\eta, \zeta) |z_i| + k \frac{\beta(\eta, \zeta)}{1-k} |z_i| \\ \dot{V}_i &\leq -\beta(\eta, \zeta) |z_i| + \rho(\eta, \zeta) |z_i| \\ \dot{V}_i &\leq -b |z_i| \end{aligned} \quad (4.15)$$

L'inégalité (4.15) nous garantit que le système décrit par l'équation (4.1) converge vers la surface $z=0$, et il y sera maintenu tant que les relations (4.11) et (4.15) seront vérifiées.

IV.3 COMMANDE ADAPTATIVE ET MODE GLISSANT PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANT PERMANENT

Afin d'améliorer les performances dynamiques de la machines synchrone à aimants permanents (MSAP), nous allons introduire un terme glissant dans la structure de la commande. Ce dernier va nous permettre de compenser les erreurs dues aux variations paramétriques d'une part et réduire le nombre de loi d'adaptation paramétrique d' autre part, ainsi nous réduirons le temps de calcul de la commande et en conséquence nous améliorerons les performances de la machine. Aussi l'introduction du mode glissant va nous permettre de réduire les pics apparus lors du changement paramétrique avec la commande adaptative, par le simple fait que nous n'allons pas estimer les paramètres de la machine, mais compenser les variations paramétriques.

Le principe de la commande par mode glissant consiste en l'introduction d'un terme préalablement défini en fonction des écarts maximums entre les valeurs nominales et les valeurs réelles de la machine, ce dernier va compenser l'erreur due au changement paramétrique de la machine. Nous supposons que les valeurs nominales de la machine sont connues ainsi que la marge de variation paramétrique maximale

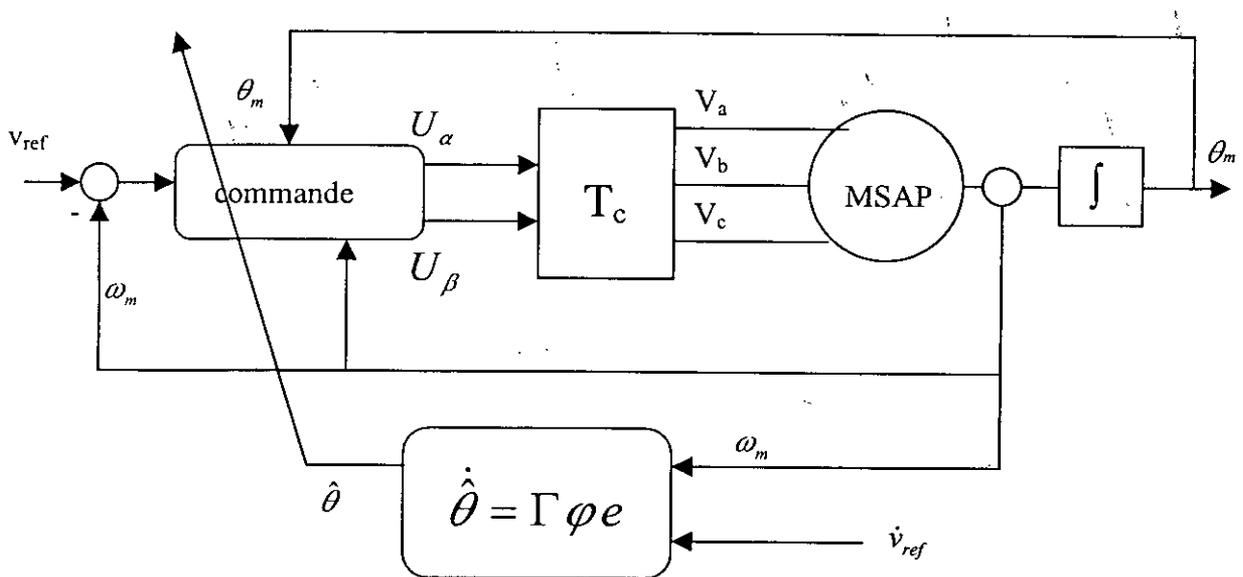


Figure 4.1 Schema de la commande adaptative avec mode glissant par backstepping de la MSAP

Pour la synthèse de la commande, la première étape fera appel à la technique de la commande adaptative en estimant les caractéristiques mécaniques de la machine (f_{vf} , τ_L , J). Nous introduirons les termes glissants en deuxième et troisième étape afin d'imposer les courants de référence.

Dans la synthèse qui va suivre nous allons utiliser la même paramétrisation que dans le cas de la commande adaptative

1^{ère} étape

La synthèse de la première étape étant semblable à celle de la commande adaptative, nous donnerons directement les résultats :

l'expression de l'erreur de vitesse est donnée par :

$$\dot{e} = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vf}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} - \dot{v}_{ref} \quad (4.16)$$

avec

$$e = \omega_m - v_{ref} \quad (4.17)$$

La dynamique de l'erreur :

$$J\dot{e} = \varphi^T \theta + \tau \quad (4.18)$$

avec

$$\begin{aligned} \theta^T &= [f_{vf}, \tau_L, J] \\ \varphi^T &= [-\omega_m, -1, -\dot{v}_{ref}] \end{aligned} \quad (4.19)$$

Pour la détermination du couple de référence, nous supposons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (4.20)$$

avec

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (4.21)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps donne :

$$\dot{V} = e(\tau + \varphi^T \theta) + \frac{1}{2} \dot{\tilde{\theta}}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \quad (4.22)$$

Le choix de la commande virtuelle qui correspond au couple électromagnétique de référence est le suivant :

$$\tau_{ref} = -ce - \varphi^T \hat{\theta} \quad (4.23)$$

En injectant cette dernière dans la dérivée de notre fonction de Lyapunov, nous obtenons:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -ce^2 + e \varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \\ \dot{V} &= -ce^2 + \tilde{\theta}^T (e \varphi + \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) \\ \dot{V} &= -ce^2 + \tilde{\theta}^T (e \varphi - \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) \end{aligned} \quad (4.24)$$

Afin de s'assurer de la stabilité asymptotique de notre fonction de Lyapunov, nous choisirons la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\tilde{\theta}} = \Gamma \varphi e \quad (4.25)$$

la fonction de Lyapunov finale devient alors :

$$\dot{V} = -ce^2 \quad (4.26)$$

Les relations (1.17),(1.18) et (1.20) nous permettent de générer les grandeurs $I_{\alpha ref}$ et $I_{\beta ref}$ qui sont respectivement courants de référence de I_{α} et I_{β} . On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha ref} \\ I_{\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3 n_p \phi_f} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

2^{ème} étape

L'équation (1.14), nous permet d'écrire l'équation d'état suivante :

$$L_d \dot{I}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha \quad (4.28)$$

la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$L_d \dot{e}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha - L_d \dot{I}_{\alpha ref} \quad (4.29)$$

avec

$$e_\alpha = I_\alpha - I_{\alpha ref} \quad (4.30)$$

La dynamique de l'erreur peut être réécrite comme suit :

$$L_d \dot{e}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + \varphi_1^T \theta_1 + U_\alpha \quad (4.31)$$

avec

$$\varphi_1^T = [R_a, L_d, \frac{L_d f_{vf}}{J}, \frac{L_d \tau_L}{J}, \frac{L_d}{J}] \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} \varphi_1^T = & [-I_\alpha, -f_1 + D \sin \theta (-\dot{\theta}^T \varphi + \hat{J} \ddot{v}_{ref} + c \dot{v}_{ref}), \\ & D \sin \theta (-\hat{f}_{vf} + c) \omega_m, D \sin \theta (-\hat{f}_{vf} + c), D \sin \theta (\hat{f}_{vf} - c) \tau] \end{aligned} \quad (4.33)$$

$$f_1 = -D \cos \theta n_p \omega_m \tau_{ref} \quad (4.35)$$

$$D = \frac{3}{2} n_p \phi_f$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 \quad (4.36)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_1 = e_\alpha (n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + \varphi_1^T \theta_1 + U_\alpha) \quad (4.37)$$

la commande U_α sera comme suit :

$$U_\alpha = -c_1 e_\alpha - n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - \varphi_1^T \bar{\theta}_1 - u_{\alpha g} \quad (4.38)$$

$$u_{\alpha g} = \delta_\alpha \widehat{\text{sign}} e_\alpha$$

avec

$$\begin{aligned} \delta_\alpha &= \|\varphi_1\| \eta_\alpha \\ \eta_\alpha &> \|\tilde{\theta}_1\| \\ \|\tilde{\theta}_1\| &= \|\theta_1 - \bar{\theta}_1\| \end{aligned} \quad (4.39)$$

θ_1 étant la vraie valeur des paramètres, et
 $\bar{\theta}_1$ la valeur nominale des paramètres.

la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 + \varphi_1^T \tilde{\theta}_1 e_\alpha - u_{\alpha g} \quad (4.40)$$

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_\alpha^2 + \varphi_1^T \tilde{\theta}_1 e_\alpha - \|\varphi_1\| \eta_\alpha e_\alpha \widehat{\text{sign}} e_\alpha$$

nous avons alors :

$$e_\alpha \widehat{\text{sign}} e_\alpha \geq e_\alpha \quad (4.41)$$

$$\|\varphi_1\| \eta_\alpha > \varphi_1^T \tilde{\theta}_1$$

nous pouvons écrire alors :

$\exists m_1 \in R, m_1 > 0$, tel que :

$$\varphi_1^T \tilde{\theta}_1 e_\alpha - \|\varphi_1\| \eta_\alpha e_\alpha \widehat{\text{sign}} e_\alpha < -m_1 \quad (4.42)$$

Finalement, nous obtenons :

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_a^2 - m_1 \quad (4.43)$$

3^{eme} étape

La dynamique de I_β est donnée par :

$$L_q \dot{I}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta \quad (4.44)$$

la dynamique de l'erreur s'exprime alors par :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta - L_d \dot{I}_{\beta ref} \quad (4.45)$$

avec

$$e_\beta = I_\beta - I_{\beta ref} \quad (4.46)$$

la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + \varphi_2^T \theta_2 + U_\beta \quad (4.47)$$

avec

$$\theta_2^T = [R_a, L_q, \frac{L_q f_{vf}}{J}, \frac{L_q \tau_L}{J}, \frac{L_q}{J}] \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned} \varphi_2^T = & [-I_\beta, -f_2 - D \cos \theta (-\hat{\theta}^T \varphi + \hat{J} \ddot{v}_{ref} + c \dot{v}_{ref}), \\ & -D \cos \theta (-\hat{f}_{vf} + c) \omega_m, -D \cos \theta (-\hat{f}_{vf} + c), -D \cos \theta (\hat{f}_{vf} - c) \tau] \end{aligned} \quad (4.49)$$

$$f_2 = -D \sin \theta \quad n_p \omega_m \tau_{ref}$$

$$D = \frac{3}{2} n_p \phi_f$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 \quad (4.50)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_2 = e_\beta (-n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + \varphi_2^T \theta_2 + U_\beta) \quad (4.51)$$

Il en découle alors la commande U_β :

$$U_\beta = -c_2 e_\beta + n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - \varphi_2^T \bar{\theta}_2 - u_{\beta g} \quad (4.52)$$

$$u_{\beta g} = \delta_\beta \text{sign} e_\beta$$

avec

$$\begin{aligned} \delta_\beta &= \|\varphi_2\| \eta_\beta \\ \eta_\beta &> \|\tilde{\theta}_2\| \\ \|\tilde{\theta}_2\| &= \|\theta_2 - \bar{\theta}_2\| \end{aligned} \quad (4.53)$$

θ_2 étant la vraie valeur des paramètres.

$\bar{\theta}_2$ étant la valeur nominale des paramètres.

la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_\beta^2 + \varphi_2^T \tilde{\theta}_2 e_\beta - u_{\beta g} \quad (4.54)$$

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_\beta^2 + \varphi_2^T \tilde{\theta}_2 e_\beta - \|\varphi_2\| \eta_\beta e_\beta \text{sign} e_\beta$$

nous avons alors :

$$e_\beta \operatorname{sign} e_\beta \geq e_\beta \quad (4.55)$$

$$\|\varphi_2\| \eta_\beta > \varphi_2^T \tilde{\theta}_2$$

Nous établissons le même résultat qu'à l'étape précédente :

$$\exists m_2 \in R^1, m_2 > 0, \text{ tel que :}$$

$$\varphi_2^T \tilde{\theta}_2 e_\beta - \|\varphi_2\| \eta_\beta e_\beta \operatorname{sign} e_\beta < -m_2 \quad (4.56)$$

Nous obtenons en final :

$$\dot{V}_2 < -c_1 e_\beta^2 - m_2 \quad (4.57)$$

La fonction de Lyapunov globale est donnée par :

$$V_G = V + V_1 + V_2 \quad (4.58)$$

$$V_G = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 + \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (4.59)$$

En dérivant V_G par rapport au temps et en y substituant U_α et U_β , nous aboutissons à :

$$\dot{V}_G < -c e^2 - c_1 e_\alpha^2 - c_2 e_\beta^2 - m_1 - m_2 \quad (4.60)$$

Nous pouvons dire alors que les commandes U_α et U_β nous assurent une convergence asymptotique des courants I_α et I_β vers leurs références, et partant, la convergence de la vitesse ω_m vers v_{ref} :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_\beta &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e &= 0 \\ \forall c, c_1, c_2 &> 0 \end{aligned} \quad (4.61)$$

IV.3.1 RESULTATS DE SIMULATION

L'application de la commande a été simulée par la méthode de RUNGE-KUTTA d'ordre 4 avec un pas adaptatif en utilisant les expressions des commandes données par les relations (4.38) et (4.52). La dynamique des lois d'adaptation est exprimée par l'équation (4.25).

$$\theta^T = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3]$$

$$\Gamma = lI_{3 \times 3}$$

avec

$$l = 0.01$$

$$c = 10$$

$$c_1 = 5$$

$$c_2 = 5$$

$$\delta_\alpha = 10$$

$$\delta_\beta = 10$$

L'expression de la vitesse de référence sera générées par : $v_{ref} = 150(1 - \exp(-20t))$.

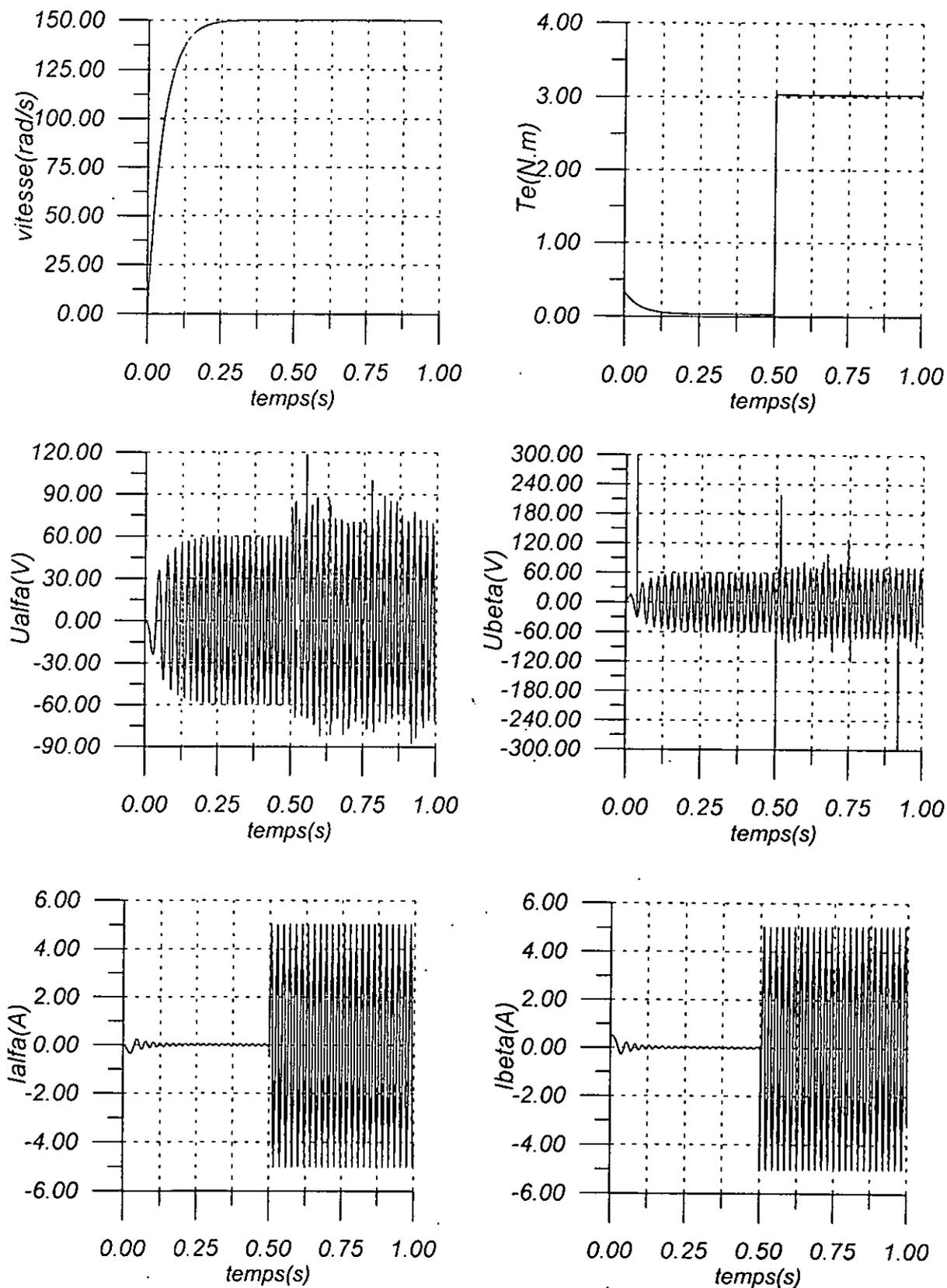
Interprétation des résultats :

Les simulations nous permettent d'observer une bonne allure de la vitesse avec un temps de réponse de l'ordre de 0.23s (fig4.2), cette dernière ne présente aucune dégradation lors du changement paramétrique, phénomène que nous avons observé avec la commande adaptative. Ceci s'explique par le fait que la commande par mode glissant compense les erreurs issues des changements paramétriques et n'estime pas les nouvelles valeurs des paramètres. Le couple électromagnétique présente moins d'oscillations lors du démarrage.

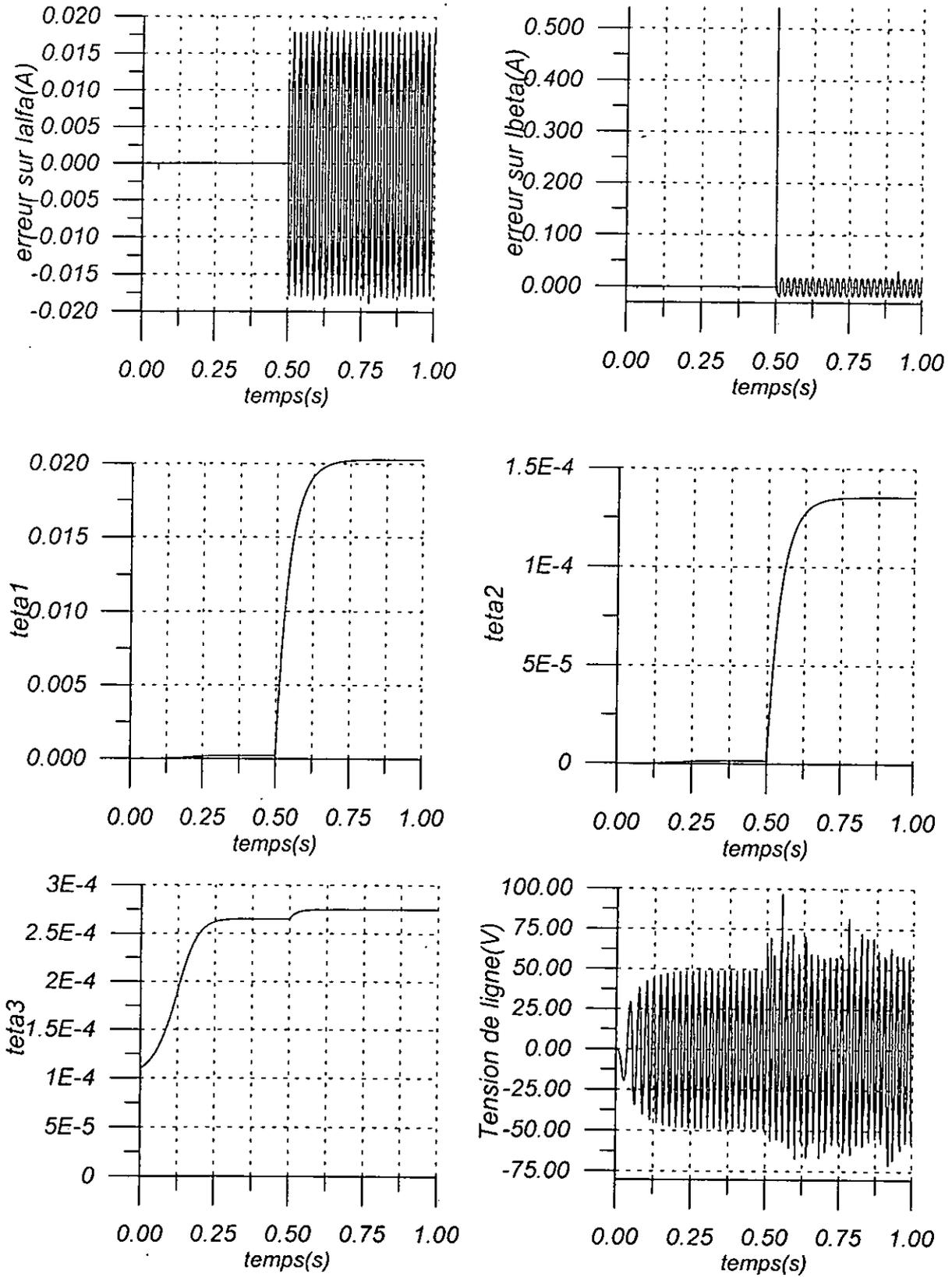
Les commandes ont une amplitude et une fréquence acceptables (fig4.2), néanmoins, nous remarquons l'apparition du phénomène du chattering après le changement paramétrique à cause de la présence des termes glissants dans l'expression de la commande. Quant aux courants ils présentent une amplitude assez faible avant le teste paramétrique, une augmentation de l'amplitude des courants est constaté après l'introduction des variations paramétriques.

Les lois différentes lois d'adaptations sont convergentes avec un changement de leur valeurs finale à $t=0.5s$, suivant ainsi la variation paramétrique(fig4.3).

Les deuxième teste effectué concerne la variation de certains paramètres (Ra, Ld, Tl) de 100% de leurs valeurs nominales (fig4.4), (fig4.5), nous a permis d'avoir les mêmes performances avec la présence de pics de démarrage sur les commandes, sans aucun effet sur la sortie.



Figure(4.2) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de tous les paramètres)



Figure(4.3) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de tous les paramètres)

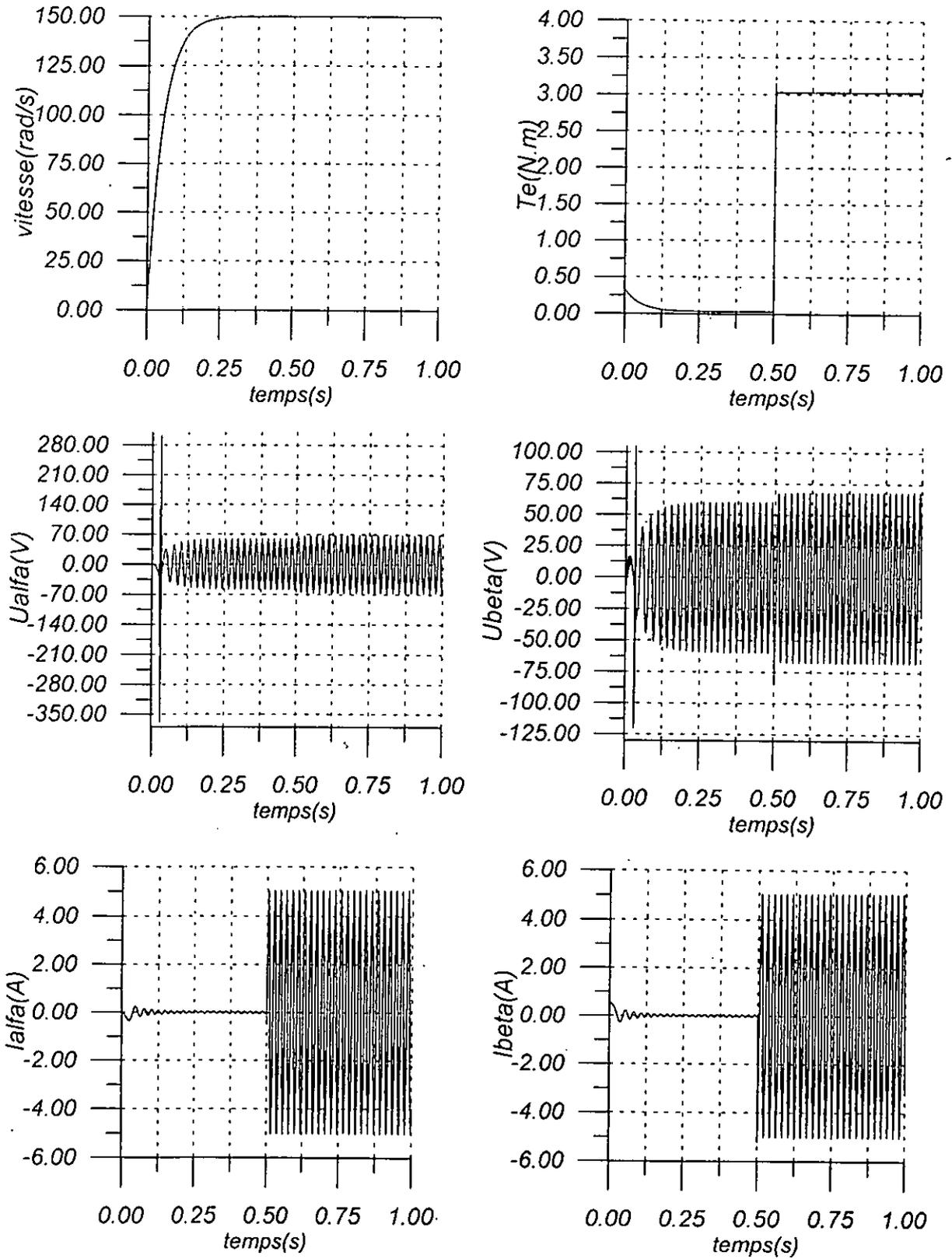


Figure (4.4) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de R_a , L_d , T_l)

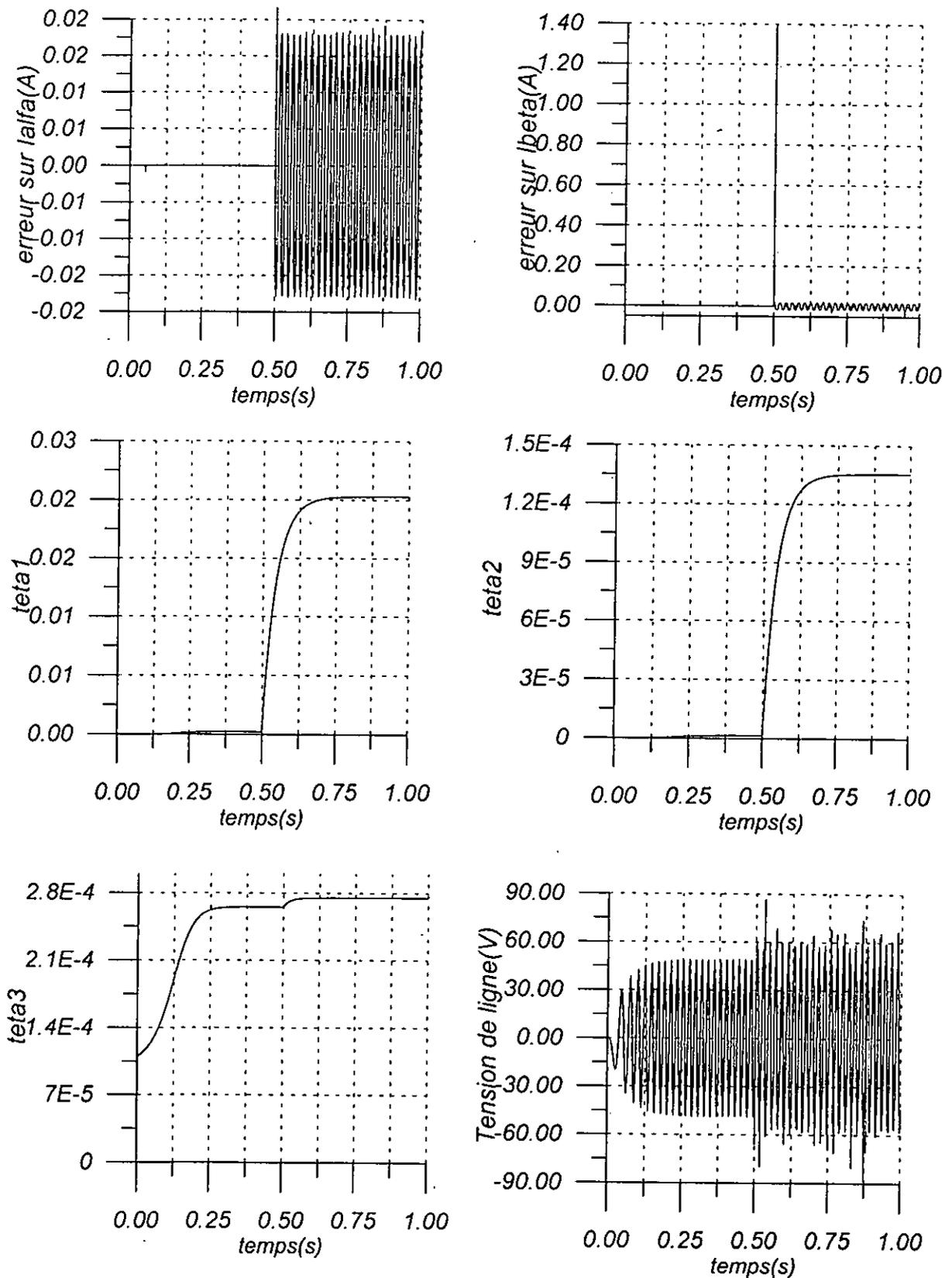
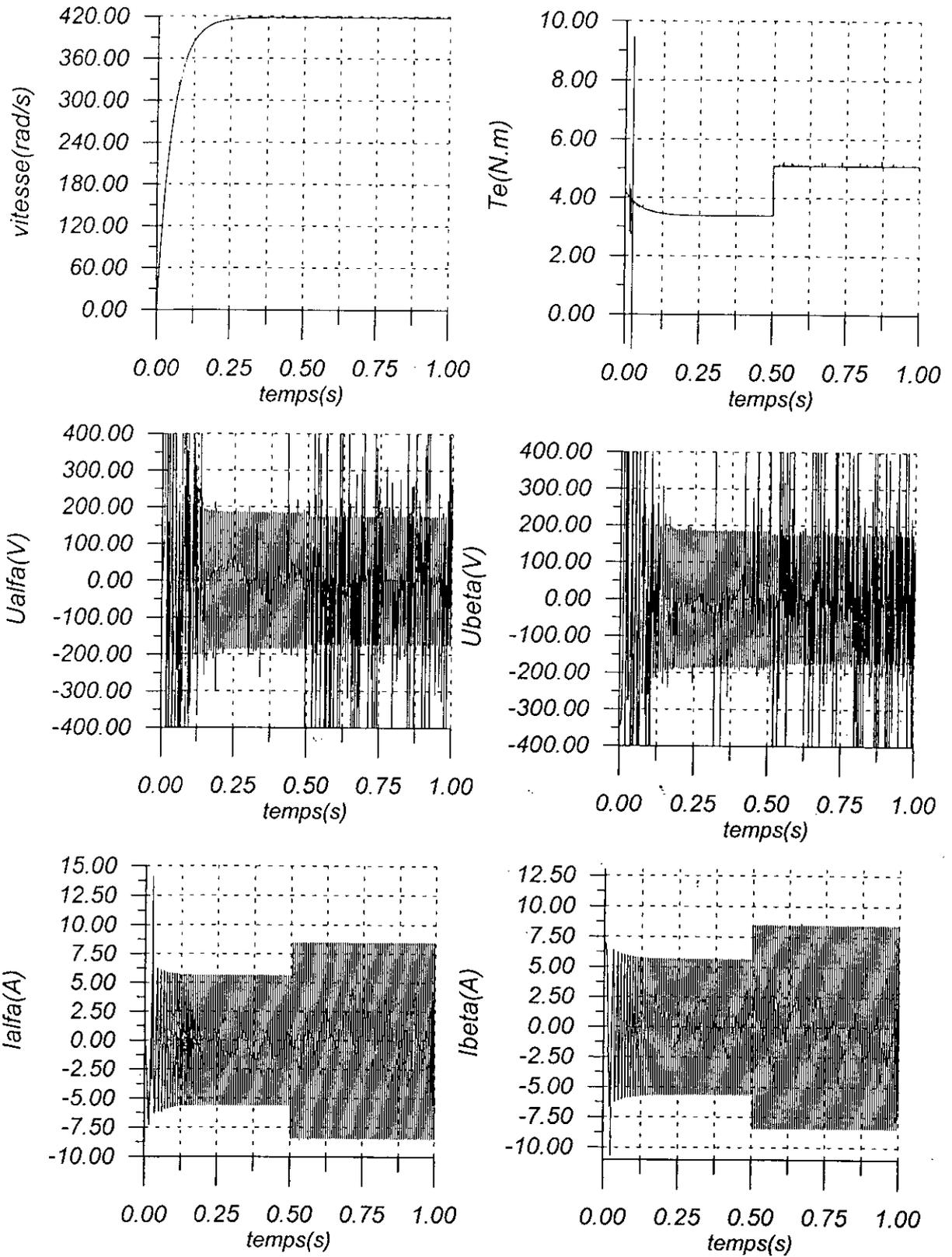
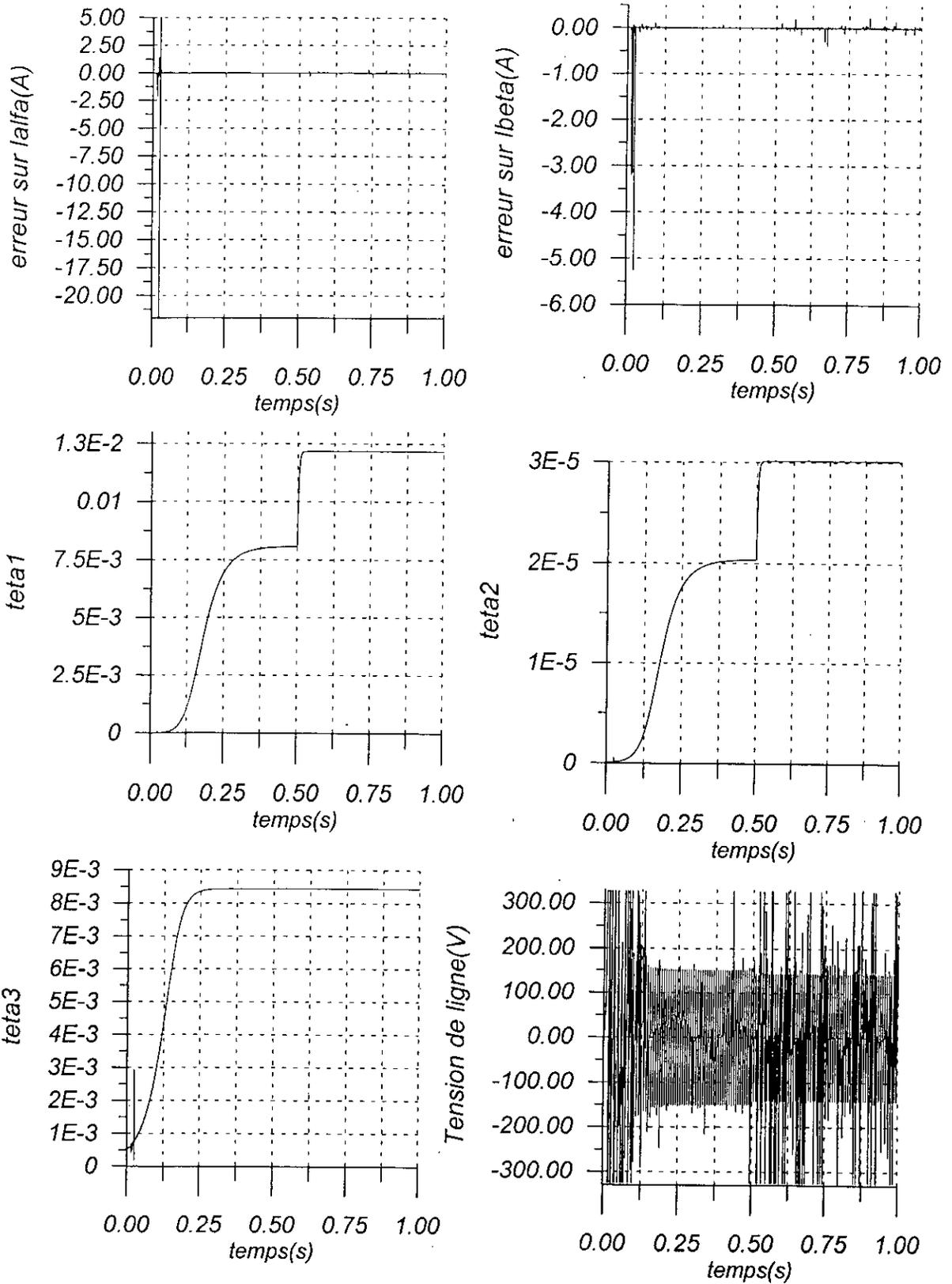


Figure (4.5) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de R_a , L_d , \hat{T}_l)



Figure(4.4a) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de tous les paramètres, vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).

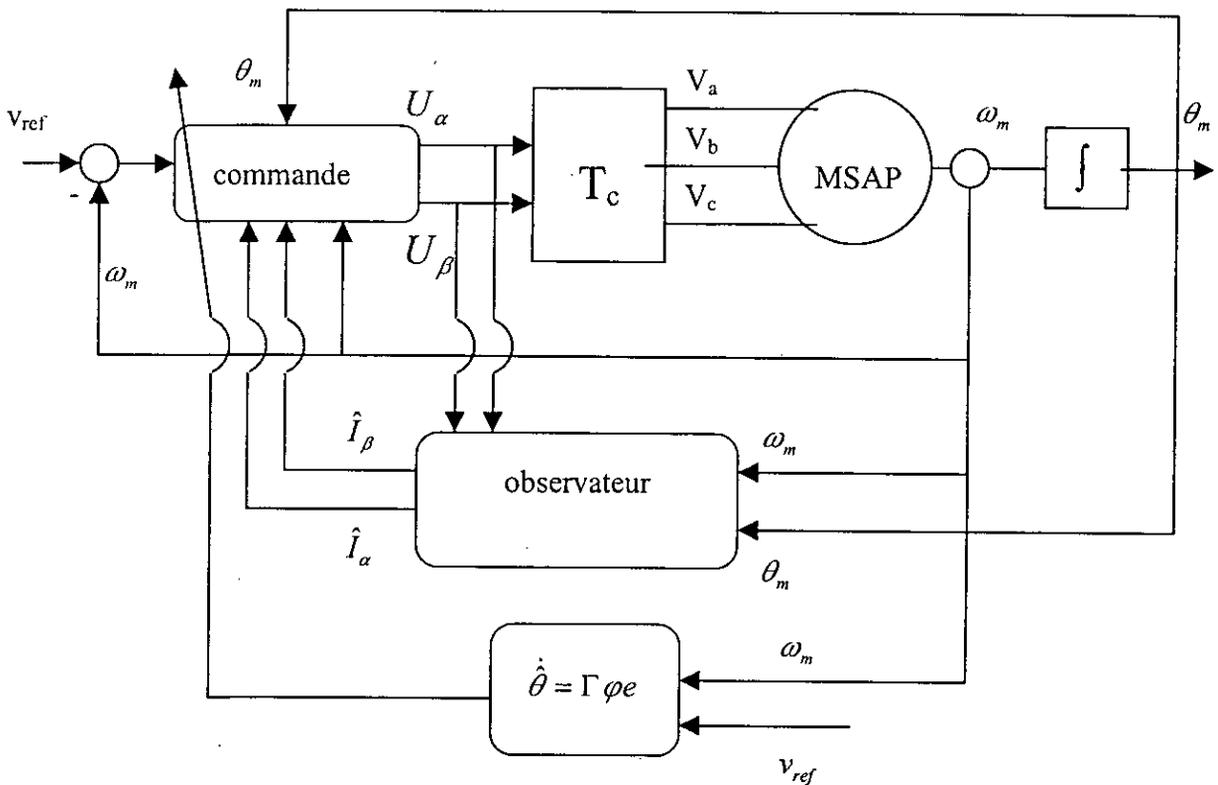


Figure(4.5a) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire (variation de 100% de tous les paramètres, vitesse de référence de 418rad/s et couple de charge de 3.3 N.m).

IV.4 COMMANDE ADAPTATIVE ET MODE GLISSANT AVEC OBSERVATEUR DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANANTS.

Nous introduisons dans cette partie l'association de la commande adaptative et mode glissant à un observateur non linéaire et non adaptatif dans le but de tester la robustesse de notre commande vis à vis d'une perturbation issue des erreurs d'observations. Nous pourrions alors observer le rôle du mode glissant dans la robustesse de la commande en comparaison avec la commande adaptative seule.

La principale difficulté réside dans le fait de contourner les erreurs d'observation en les dissociant des erreurs paramétriques, en ayant recours au *nonlinear damping*. En posant la condition de la faible variation paramétrique de la résistance statorique nous avons pu remédier à ce problème.



Figure(4.6) Schema de la commande adaptative par backstepping et mode glissant avec observateur de la MSAP

L'observateur utilisé est un observateur non adaptatif donnée par l'équation (2.81), nous supposons comme précédemment que la position et la vitesse sont mesurables et nous estimerons les courants statoriques.

La synthèse de la première étape est semblable à celle sans observateur, car la vitesse est supposée mesurable.

1^{ère} étape :

l'expression de l'erreur de commande est donnée par

$$\dot{e} = \frac{\tau}{J} - \frac{f_{vf}}{J} \omega_m - \frac{\tau_L}{J} - \dot{v}_{ref} \quad (4.62)$$

avec

$$e = \omega_m - v_{ref} \quad (4.63)$$

Pour la détermination du couple de référence, nous supposerons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (4.64)$$

avec

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (4.65)$$

la commande virtuelle qui correspond au couple électromagnétique de référence est le suivant :

$$\tau_{ref} = -c e - \varphi^T \hat{\theta} \quad (4.66)$$

La dynamique de la loi d'adaptation est donnée par :

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \varphi e \quad (4.67)$$

la fonction de Lyapunov finale devient alors :

$$\dot{V} = -c e^2 \quad (4.68)$$

Nous abordons maintenant la synthèse de la deuxième et troisième étape en supposant que le paramètre R_a varie faiblement.

2^{ème} étape

la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$L_d \dot{e}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta - R_a I_\alpha + U_\alpha - L_d \dot{I}_{\alpha ref} \quad (4.69)$$

avec

$$e_\alpha = I_\alpha - I_{\alpha ref} \quad (4.70)$$

La dynamique de l'erreur peut être réécrite comme suit :

$$L_d \dot{e}_\alpha = n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + \varphi_1^T \theta_1 + U_\alpha \quad (4.71)$$

avec

Les paramètres θ_1^T et φ_1^T sont données par les équations (3.98) , (3.99)

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 \quad (4.72)$$

la dérivée par rapport au temps de cette fonction donne :

$$\dot{V}_1 = (\tilde{I}_\alpha + e_{\omega}) (n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + \varphi_1^T \theta_1 - R_a I_\alpha + U_\alpha) \quad (4.73)$$

avec

$$e_{\omega} = \hat{I}_\alpha - I_{\alpha ref} \quad (4.74)$$

la commande U_α sera comme suit :

$$U_\alpha = -c_1 e_{\omega} - n_p \omega_m \phi_f \sin \theta + R_a \hat{I}_\alpha - \varphi_1^T \bar{\theta}_1 - u_{\alpha g} - d_1 e_{\omega} \quad (4.75)$$

$$u_{\alpha g} = \delta_\alpha \text{sign} e_{\omega}$$

l'expression de δ_a est donnée par l'équation (4.39)

En injectant l'expression de U_α , la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 e_{\alpha\omega}^2 + \zeta e_{\alpha\omega} \tilde{I}_\alpha + e_{\alpha\omega} (\varphi_1^T \tilde{\theta}_1 + u_{\alpha g}) + \tilde{I}_\alpha (\varphi_1^T \tilde{\theta}_1 + u_{\alpha g}) \quad (4.76)$$

avec

$$\zeta = -(R_a + c_1 + d_1) \quad (4.77)$$

Il a été démontré précédemment que :

$\exists m_1 \in \mathbb{R}, m_1 > 0$, tel que :

$$\varphi_1^T \tilde{\theta}_1 e_{\alpha\omega} - \|\varphi_1\| \eta_\alpha e_{\alpha\omega} \text{sign} e_{\alpha\omega} < -m_1 \quad (4.78)$$

la dérivée de la fonction de Lyapunov peut être réécrite telle que :

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 e_{\alpha\omega}^2 + \zeta e_{\alpha\omega} \tilde{I}_\alpha - m_1 + \tilde{I}_\alpha (\varphi_1^T \tilde{\theta}_1 + u_{\alpha g}) \quad (4.79)$$

cette dernière peut être réécrite comme suit:

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 \left(e_{\alpha\omega} - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1} \right)^2 + \frac{\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} - m_1 + \tilde{I}_\alpha (\varphi_1^T \tilde{\theta}_1 + u_{\alpha g}) \quad (4.80)$$

afin d'éviter le terme positif dû à l'erreur d'estimation, nous formulons notre fonction de Lyapunov comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} L_d e_\alpha^2 + \frac{\zeta^2}{R_a d_1} \left(\frac{1}{2} J \tilde{\omega}_m^2 + \frac{1}{2} L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2} L_q \tilde{I}_\beta^2 \right) \quad (4.81)$$

la dérivée de cette fonction donne alors :

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 \left(e_{\alpha\omega} - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1} \right)^2 - \frac{3\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} - \frac{\zeta^2}{R_a d_1} \left(R_a \tilde{I}_\beta^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 \right) - m_1 + \tilde{I}_\alpha (\varphi_1^T \tilde{\theta}_1 + u_{\alpha g})$$

$$(4.82)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 < -c_1 e_{\alpha\omega}^2 - R_a \tilde{I}_\alpha^2 - d_1 \left(e_{\alpha\omega} - \frac{\zeta \tilde{I}_\alpha}{2d_1} \right)^2 - \frac{3\zeta^2 \tilde{I}_\alpha^2}{4d_1} - \frac{\zeta^2}{R_a d_1} \left(R_a \tilde{I}_\beta^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2 \right) - m_1 \\ + \tilde{I}_\alpha \left(\|\varphi_1\| \|\tilde{\theta}_1\| + \eta_\alpha \|\varphi_1\| \right) \end{aligned} \quad (4.83)$$

Afin de vérifier les conditions de stabilité, d_1 doit satisfaire la condition suivante :

$$\begin{aligned} \left(R_a + \frac{3\zeta^2}{4d_1} \right) \tilde{I}_{\alpha \max}^2 > b_1 \tilde{I}_{\alpha \max} \|\varphi_1\| \left(\|\tilde{\theta}_1\| + \eta_\alpha \right) \\ b_1 > 0 \end{aligned} \quad (4.84)$$

3^{eme} étape

La dynamique de I_β est donnée par :

$$L_q \dot{I}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta \quad (4.85)$$

la dynamique de l'erreur s'exprime alors par :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + U_\beta - L_d \dot{I}_{\beta \text{ref}} \quad (4.86)$$

avec

$$e_\beta = I_\beta - I_{\beta \text{ref}} \quad (4.87)$$

la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$L_q \dot{e}_\beta = -n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + \varphi_2^T \theta_2 + U_\beta \quad (4.88)$$

Les paramètres θ_2^T et φ_2^T sont données par les équations (3.115) , (3.116)

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 \quad (4.89)$$

$$\dot{V}_2 = (\tilde{I}_\beta + e_{\beta_0})(-n_p \omega_m \phi_f \cos \theta - R_a I_\beta + \varphi_2^T \bar{\theta}_2 + U_\beta) \quad (4.90)$$

$$e_{\beta_0} = \hat{I}_\beta - I_{\beta ref} \quad (4.91)$$

nous déduisons alors la commande U_β :

$$U_\beta = -c_2 e_{\beta_0} + n_p \omega_m \phi_f \cos \theta + R_a \hat{I}_\beta - \varphi_2^T \bar{\theta}_2 - u_{\beta g} - d_2 e_{\beta_0} \quad (4.92)$$

$$u_{\beta g} = \delta_\beta \text{sign} e_{\beta_0}$$

l'expression de δ_β est donnée par l'équation (4.53)

En injectant l'expression de U_β dans l'expression de la dérivée de la fonction de Lyapunov, nous obtenons :

$$\dot{V}_2 = -c_2 e_{\beta_0}^2 - R_a \tilde{I}_\beta^2 - d_2 e_{\beta_0}^2 + \lambda e_{\beta_0} \tilde{I}_\beta + e_{\beta_0} (\varphi_2^T \bar{\theta}_2 + u_{\beta g}) + \tilde{I}_\beta (\varphi_2^T \bar{\theta}_2 + u_{\beta g}) \quad (4.94)$$

avec

$$\lambda = -(R_a + c_1 + d_1) \quad (4.95)$$

En suivant les mêmes démarches que dans la deuxième étape, nous obtenons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} L_q e_\beta^2 + \frac{\zeta^2}{R_a d_1} \left(\frac{1}{2} J \tilde{\omega}_m^2 + \frac{1}{2} L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2} L_q \tilde{I}_\beta^2 \right) \quad (4.96)$$

la dérivée de V_2 donne :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 < -c_2 e_{\beta_0}^2 - R_a \tilde{I}_\beta^2 - d_2 (e_{\beta_0} - \frac{\lambda \tilde{I}_\beta}{2d_2})^2 - \frac{3 \lambda^2 \tilde{I}_\beta^2}{4d_2} - \frac{\lambda^2}{R_a d_2} (R_a \tilde{I}_\alpha^2 + f_{vf} \tilde{\omega}_m^2) - m_2 \\ + \tilde{I}_\beta (\|\varphi_2\| \|\bar{\theta}_2\| + \eta_\beta \|\varphi_2\|) \end{aligned} \quad (4.97)$$

$$m_2 > 0$$

Afin de s'assurer des conditions de stabilité, nous ferons le même choix pour d_2 que précédemment :

$$(R_a + \frac{3\lambda^2}{4d_2})\tilde{I}_{\beta \max}^2 > b_2 \tilde{I}_{\beta \max} \|\varphi_2\| (\|\tilde{\theta}_2\| + \eta_\beta) \quad (4.98)$$

$$b_2 > 0$$

La fonction de Lyapunov globale est donnée par :

$$V_G = \frac{1}{2}Je^2 + \frac{1}{2}L_d e_\alpha^2 + \frac{1}{2}L_q e_\beta^2 + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \left(\frac{\zeta^2}{R_a d_1} + \frac{\lambda^2}{R_a d_2} \right) \left(\frac{1}{2}L_d \tilde{I}_\alpha^2 + \frac{1}{2}L_q \tilde{I}_\beta^2 + \frac{1}{2}J\tilde{\omega}_m^2 \right) \quad (4.99)$$

avec

$$\dot{V}_G < 0$$

D'après le théorème de la stabilité de Lyapunov, les équations (3.127) et (3.128), nous permette d'écrire :

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_\beta &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e &= 0 \\ \forall c, c_1, c_2 > 0 \end{aligned} \quad (4.100)$$

avec

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\tilde{\theta}} = 0 \quad \text{et} \quad \begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\alpha &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{I}_\beta &= 0 \end{aligned} \quad (4.101)$$

Γ matrice diagonale définie positive.

IV.4.1 RESULTATS DE SIMULATION

L'application de la commande a été simulée par la méthode de RUNGE-KUTTA d'ordre 4 avec un pas adaptatif en utilisant les expressions des commandes données par les relations (4.75) et (4.92). La dynamique des lois d'adaptation est exprimée par l'équation (4.67).

$$\Gamma = lI_{3 \times 3}$$

avec

$$l = 0.001$$

$$c = 10$$

$$c_1 = 5$$

$$c_2 = 5$$

$$\delta_\alpha = 5$$

$$\delta_\beta = 5$$

$$d_1 = 800$$

$$d_2 = 800$$

L'expression de la vitesse de référence sera générées par : $v_{ref} = 150(1 - \exp(-20t))$.

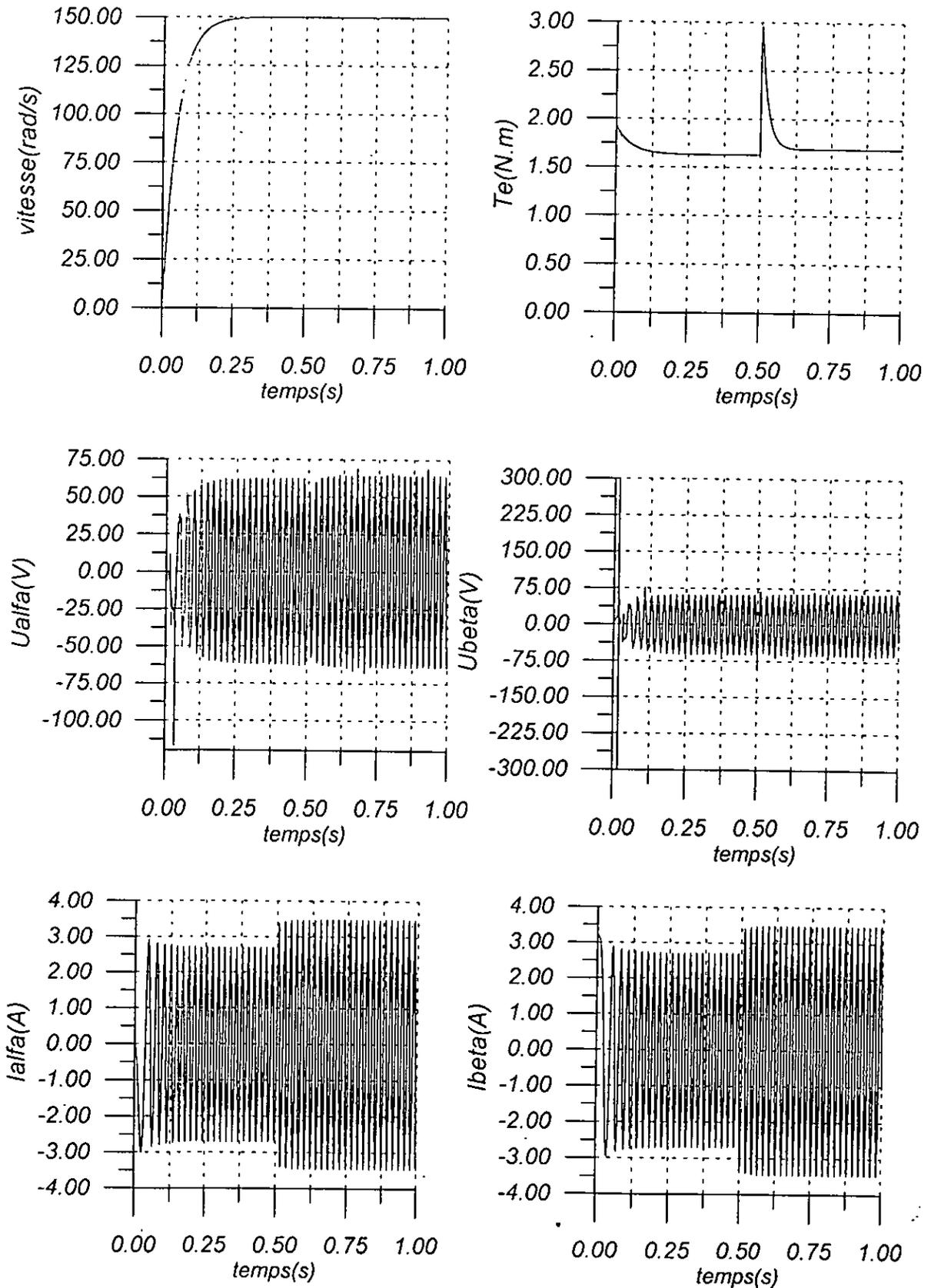
Interprétation des résultats :

Les simulations effectuées montrent le comportement de la vitesse (fig4.7) et fig(4.9) avec un temps de réponse assez faible. Le couple électromagnétique présente une bonne dynamique, avec un léger pique de démarrage et un pic lors du changement paramétrique.

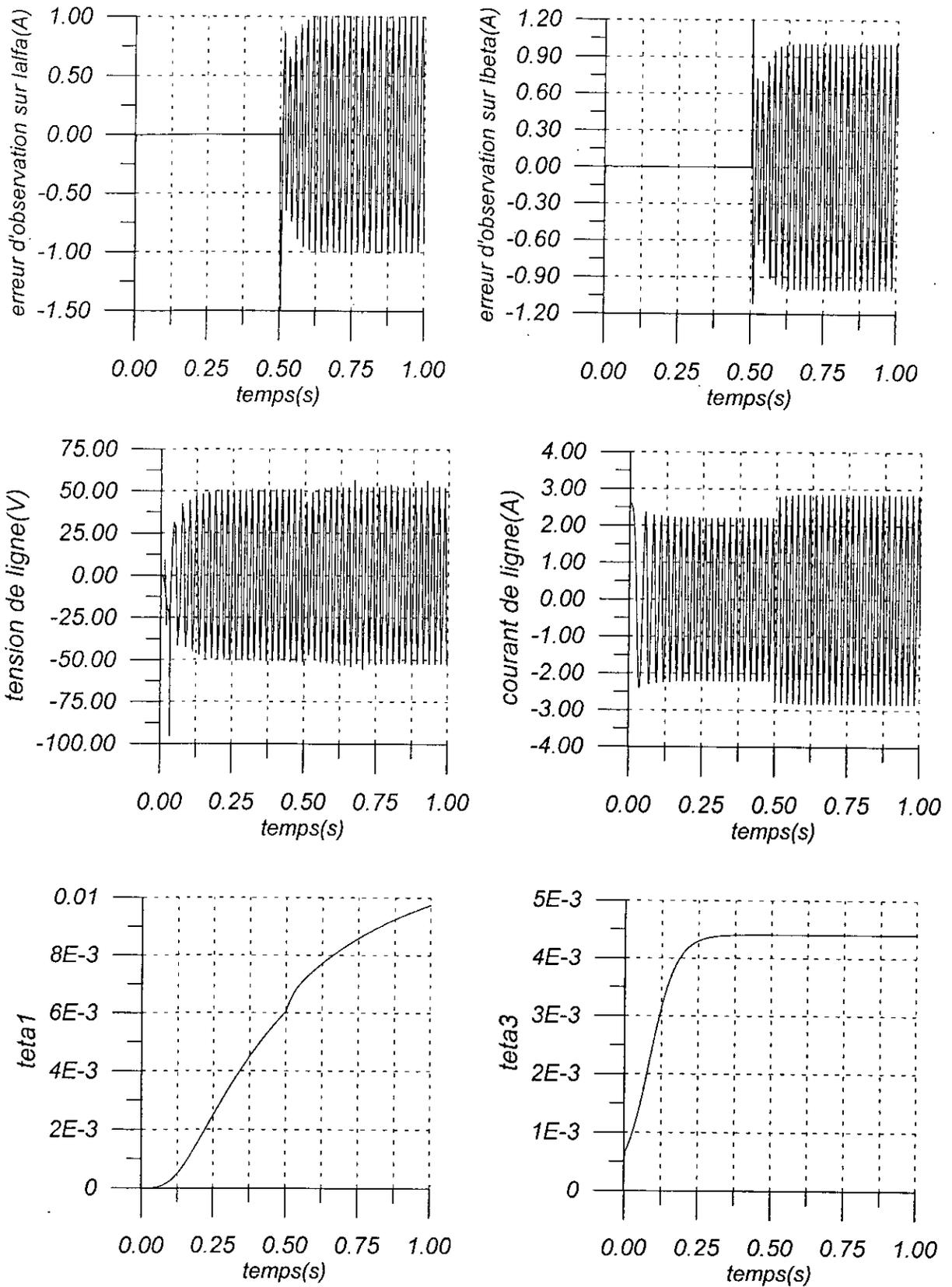
Les commandes sont d'une amplitude de l'ordre de 60V, avec un pique lors du démarrage pour vaincre l'inertie du moteur. Les courants sont faibles avec une augmentation de leurs amplitudes après l'introduction du teste paramétrique.

Les testes effectués montrent la robustesse de notre commande vis à vis des variations paramétriques, avec une augmentation des amplitudes des courants et des tensions après l'introduction des changements paramétriques (fig 4.7), fig (4.9). Les erreurs d'observations augmentent sensiblement à leur tour et cela est dû à l'inadaptabilité de l'observateur.

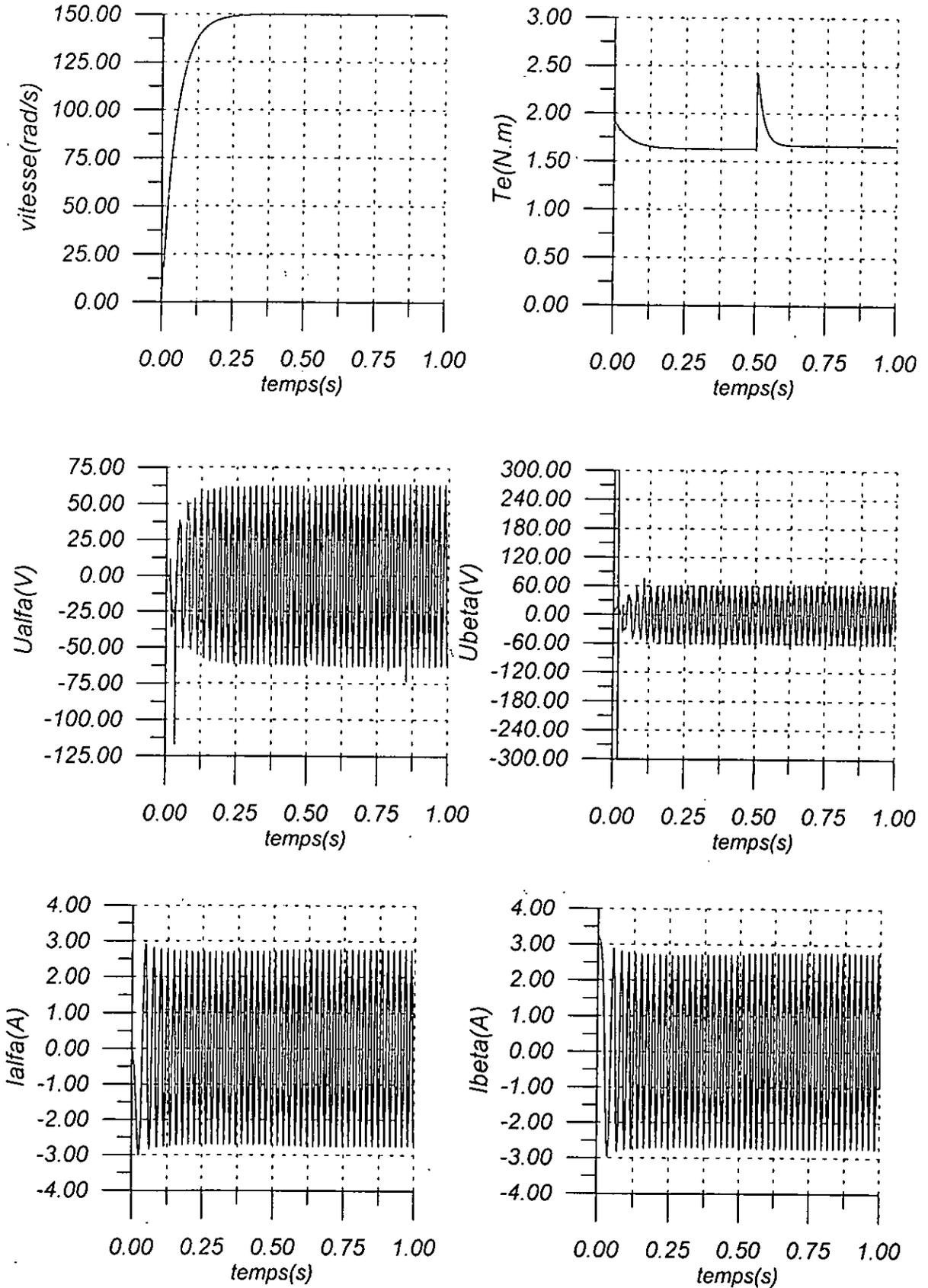
Nous remarquons que les oscillations de haute fréquence apparues sur les commandes précédemment (fig4.2),(fig4.4) n'apparaissent pas dans le cas de la commande avec observateur (fig4.7),(fig4.9), ce qui nous laisse pensé que la dynamique de l'observateur a joué le rôle d'un filtre.



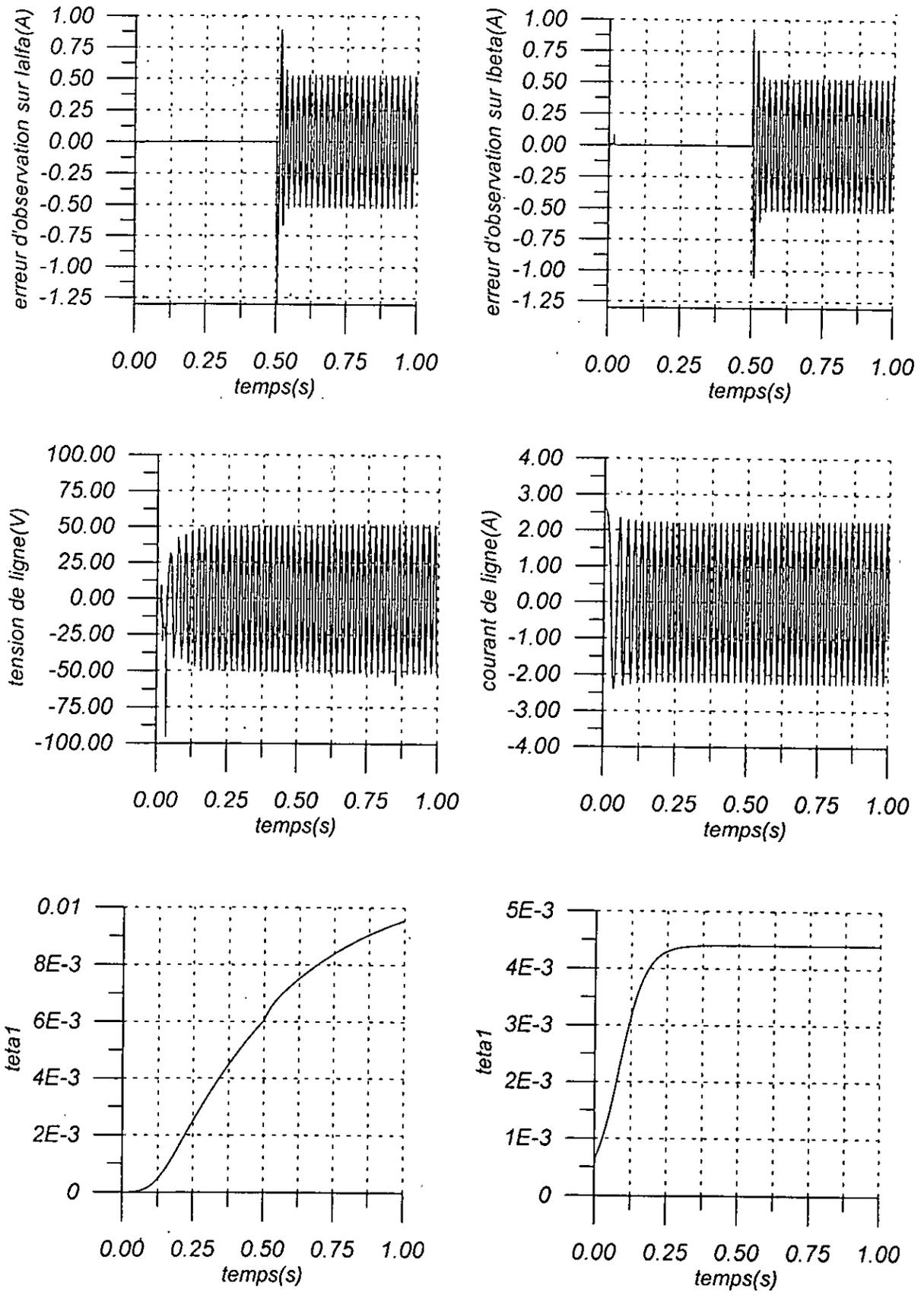
Figure(4.7) Commande adaptative et mode glissant avec observateur avec poursuite de trajectoire (variation de 25%de Tl)



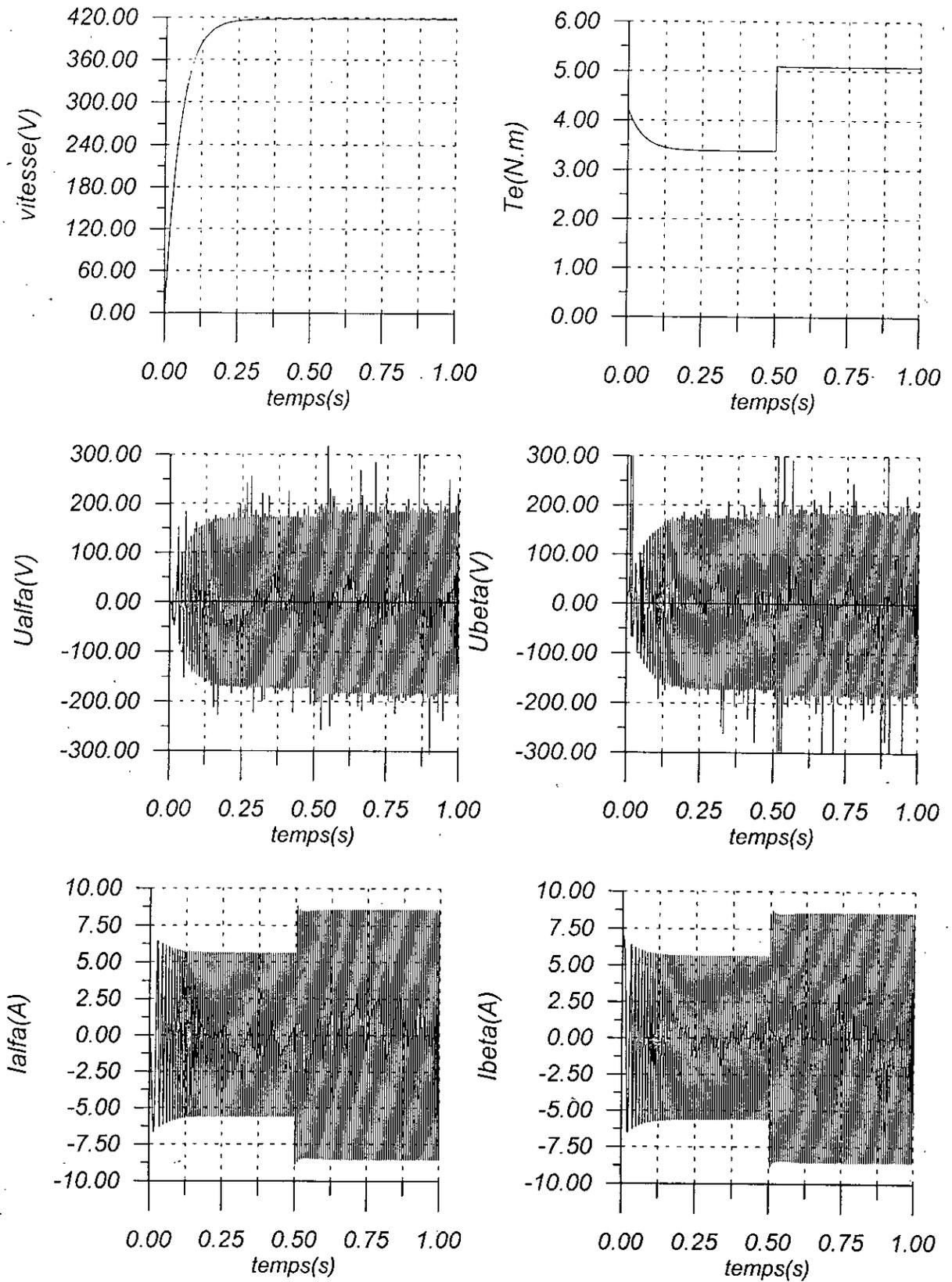
Figure(4.8) Commande adaptative et mode glissant avec observateur avec poursuite de trajectoire (variation de 25% de Tl)



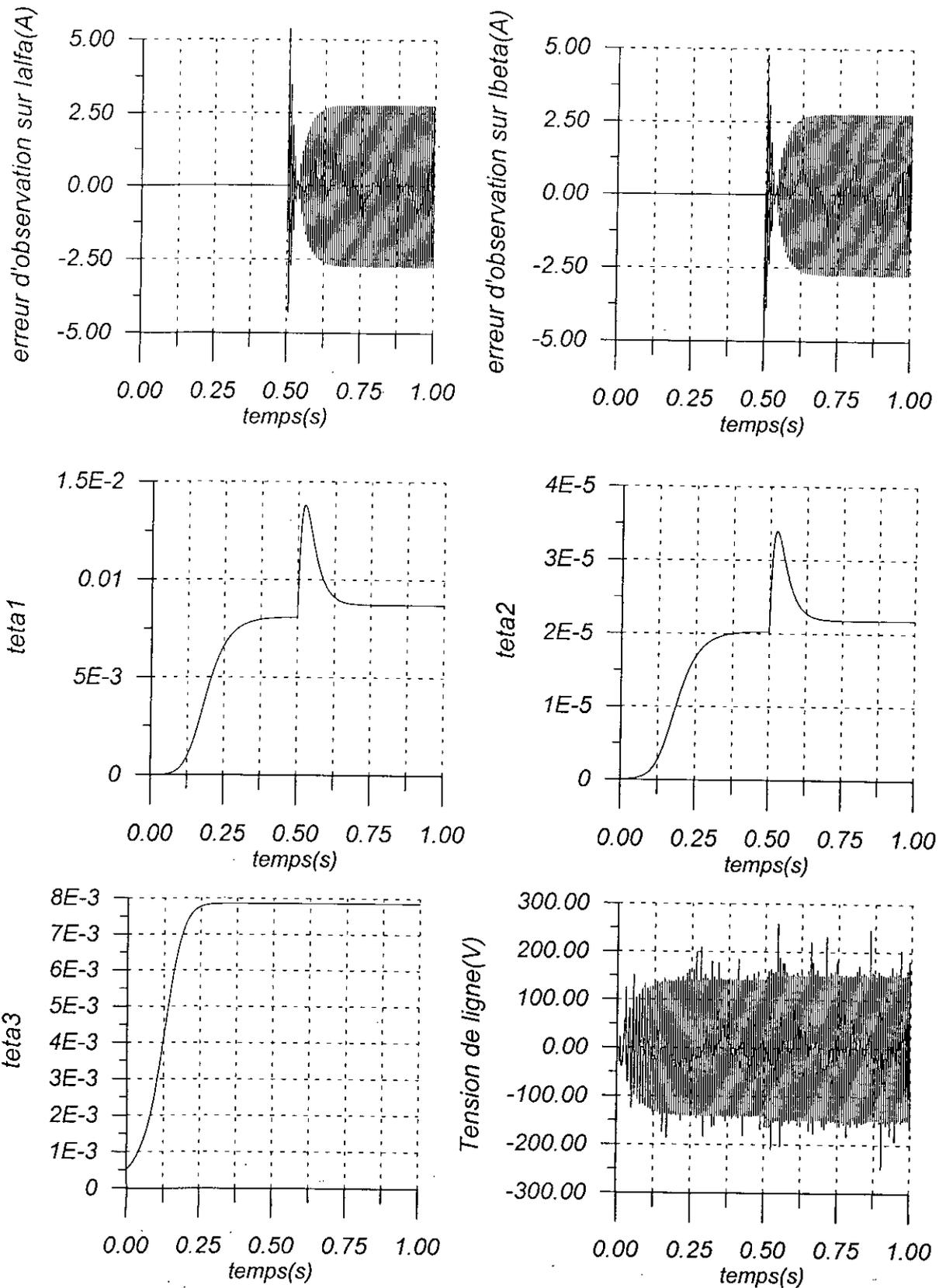
Figure(4.9) Commande adaptative et mode glissant avec observateur avec poursuite de trajectoire (sans variation de Tl).



Figure(4.10) Commande adaptative et mode glissant avec observateur avec poursuite de trajectoire (sans variation de TI).



Figure(4.9a) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire et observateur (variation de 25% de T_l , vitesse de reference de 418 rad/s et couple de charge de 3.3N.m)



Figure(4.10a) Commande adaptative et mode glissant avec poursuite de trajectoire et observateur (variation de 25% de Tl, vitesse de référence de 418 rad/s et couple de charge de 3.3N.m).

IV.5 COMPARAISON DES PERFORMANCES DES DIFFERENTES COMMANDES

Afin de comparer les performances des différentes commandes synthétisées, nous avons utilisé deux critères de performances, l'un utilisant l'erreur sur la sortie et sur les courants (Z), l'autre, l'erreur (Z) et la commande (l'énergie). Nous avons testé les commandes sans et avec les variations paramétriques. Nous avons aussi séparé les commandes associées à l'observateur de celles sans observateur dans le but de comparer les commandes sous les mêmes contraintes. Les résultats obtenus sont consignés dans le tableau 4.1.

Les résultats obtenus montrent en premier lieu le peu performances de la commande par backstepping vis-à-vis des variations paramétriques. Cela était prévisible, car les variations paramétriques n'ont pas été pris en charge lors de la synthèse de la commande. L'association de cette commande à un observateur non linéaire, n'a pas dégradé les performances de la commande, selon le critère choisi, ils présentent une baisse avec l'introduction de l'observateur.

La commande adaptative présente une assez bonne performance vis-à-vis des variations paramétriques. Les critères utilisés présentant des valeurs moins élevées que celles avec la commande par backstepping. L'association de cette commande à un observateur non linéaire a permis de réduire les valeurs des deux critères. Aussi l'association de la commande adaptative à l'observateur a permis de réduire l'impact des variations paramétriques sur la sortie, ce qui explique en partie l'amélioration des critères de performances.

La dernière commande, qu'est le backstepping adaptatif avec mode glissant, a présenté les meilleurs résultats, tant du point de vue de critères de performances, que du point de vue de dynamique de la sortie. Les valeurs des critères de performances sont les moins élevées, cela s'explique par l'utilisation d'une limitation de la commande et par l'absence de perturbation sur la sortie lors des variations paramétriques. L'association de cette commande à un observateur a permis d'améliorer les performances de la commande, selon les critères utilisés, et aussi d'éliminer le phénomène de *chattering* spécifique au mode glissant.

L'étude comparative des différentes commandes, nous a permis de constater que l'association des différentes commandes synthétisées à un observateur non linéaire a amélioré les performances des différentes commandes à cause de l'application de contraintes (variations paramétriques) moins exigeantes sur les commandes avec observateur, l'élimination de certains phénomènes indésirables, comme le *chattering* pour le mode glissant ou les perturbation sur la sortie pour la commande adaptative à cause du rôle de filtre joué par l'observateur. La commande par backstepping adaptatif avec mode glissant a donné les meilleurs résultats avec les deux critères de performances et dans les deux configuration (avec et sans observateur).

Commandes Sans Observateur					
Commandes	Critères		$\sum_i Z_i^T Q Z_i$		Observations
	$\sum_i Z_i^T Q Z_i$	$\sum_i Z_i^T Q Z_i + U_i^T R U_i$	Sans variations paramétriques	Avec variations paramétriques	
Par backstepping	34.7514	4.8137×10^7	1.9394×10^4	5.1675×10^7	Apparition d'une erreur statique après le test
Par backstepping adaptatif	9.7500	20.7413	1.7018×10^4	1.9581×10^4	Pic de la commande au démarrage. Perturbation de la sortie lors du test paramétrique
Par backstepping adaptatif et mode glissant	1.3270×10^{-6}	0.0223	1.6753×10^4	2.3502×10^4	Présence d'oscillations de haute fréquence. Absence de perturbation sur la sortie
Commandes Avec Observateur					
	Sans variations paramétriques	Avec variations paramétriques	Sans variations paramétriques	Avec variations paramétriques	
Par backstepping	28.9345	3.8247×10^7	1.6421×10^4	4.1022×10^7	Apparition d'une erreur statique après le test
Par backstepping adaptatif	0.2207	0.5939	1.7191×10^4	1.8950×10^4	Absence de pics de la commande. Diminution de la perturbation sur la sortie lors du test
Par backstepping adaptatif et mode glissant	0.0510	0.0622	1.9639×10^4	2.0745×10^4	Atténuation des oscillations de haute fréquence. Absence de perturbation sur la sortie

Tableau 4.1 Tableau comparatif des performances des différentes commandes.

$Z_i^T = [Z_i \ Z_{1i} \ Z_{2i}]$ est le vecteur des erreurs et $U_i^T = [U_{\alpha i} \ U_{\beta i}]$ est le vecteur des commandes

Q et R sont des matrices de pondération, symétriques et définies positives.

IV.6 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre la synthèse de la commande par mode glissant associé à la méthode du backstepping que nous avons appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. La méthode présentée se base sur le principe de la compensation des erreurs paramétriques en utilisant des gains majorant les erreurs qui peuvent subvenir au cours du fonctionnement de la machine, sans avoir recours à l'estimation paramétrique. Les tests effectués ont montré une bonne robustesse de la commande vis à vis des variations paramétriques ainsi qu'un meilleur comportement de la sortie et du couple électromagnétique lors des variations paramétriques. Des pics sont apparus au niveau des courants lors des changements paramétriques, cela est dû à l'introduction des termes glissants au niveau de la commande.

Nous avons associé en second lieu, un observateur asymptotique non linéaire à la commande synthétisé dans ce chapitre. Les résultats obtenus ont montré que les erreurs d'observations s'annulaient en régime permanent. L'introduction des variations paramétriques a détérioré les performances de l'observateur, à cause de la non adaptabilité de l'observateur. Aussi le temps de convergence des lois d'adaptation a été modifié à cause des erreurs de commande causées par les erreurs d'observations, néanmoins les résultats obtenus sont globalement très satisfaisants, vu que des contraintes (variations paramétriques et observations) ont été imposées à la machine.

Une comparaison des performances des différentes commandes synthétisée a été effectuée en utilisant deux critères de performances, l'un utilisant l'erreur, l'autre l'erreur et la commande. Ces critères ont été utilisés dans les cas de variation et non variation paramétriques.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons présenté plusieurs approches de commandes non linéaires classiques faisant appel à la technique du backstepping appliquées à la machine synchrone à aimants permanents. Ces commandes ont été associées à un observateur asymptotique non linéaire et non adaptatif synthétisé en se basant sur la technique de Lyapunov, en utilisant la technique du *nonlinear damping*.

Nous avons présenté en premier lieu la méthode de synthèse se basant sur la technique du backstepping. Cette dernière a présenté peu de robustesse vis-à-vis des changements paramétriques.

Dans le but d'améliorer les performances de notre commande vis-à-vis des variations paramétriques, nous avons synthétisé une commande adaptative en nous basant sur la première approche en générant des lois d'adaptations paramétriques visant à estimer les paramètres subissant des variations au cours du fonctionnement de la machine. Des tests de robustesse ont été effectués avec des variations allant jusqu'au double des valeurs nominales des paramètres. Les résultats obtenus ont été concluants avec néanmoins la présence de pics lors du changement paramétrique au niveau des courants et donc sur le couple électromagnétique. Cette commande a été associée à un observateur non linéaire. Ce dernier étant non adaptatif, les résultats obtenus ont montré une augmentation des erreurs d'observations après le changement paramétrique.

En dernier lieu, nous avons associé la commande adaptative au mode glissant, en nous basant sur le principe de la compensation des erreurs paramétriques en introduisant un terme glissant dépendant des écarts maximums entre les valeurs nominales et les valeurs réelles des paramètres. Cette méthode permet ainsi de compenser les erreurs paramétriques en continu en évitant ainsi les pics lors des variations paramétriques. Les tests de robustesse effectués ont montré un bon comportement de la machine vis-à-vis des changements paramétriques. L'association de cette commande à l'observateur non linéaire a donné des résultats acceptables avec l'augmentation de l'erreur lors de l'introduction du test de robustesse. Nous avons remarqué que la dynamique de l'observateur joue le rôle d'un filtre dans l'atténuation des oscillations de haute fréquence propres au mode glissant.

Une comparaison des performances des commandes synthétisées a été effectuée en nous basant sur deux critères. L'un utilisant l'erreur de commande, l'autre l'erreur de commande et l'énergie utilisée. Les résultats obtenus ont montré le peu de performances de la commande par backstepping vis-à-vis des variations paramétriques. L'amélioration de ces performances dans le cas des commandes adaptatives et par mode glissant.

L'étude comparative des différentes commandes, nous a permis de constater que l'association des différentes commandes synthétisées à un observateur non linéaire a amélioré les performances des différentes commandes, l'élimination de certains phénomènes indésirables, comme le *chattering* pour le mode glissant ou les perturbation sur la sortie pour la commande adaptative. La commande par backstepping adaptatif avec mode glissant a donné les meilleurs résultats avec les deux critères de performances et dans les deux configuration (avec et sans observateur).

Comme perspective nous pouvons étendre ce travail au points suivants :

- L'association des différentes commandes synthétisées dans ce travail à un observateur adaptatif afin d'éviter l'augmentation des erreurs d'observation lors des changements paramétriques.
- L'application des commandes synthétisées à d'autres types de machines alternatives telles que la machine synchrone ou le moteur pas à pas.
- L'association des commandes synthétisée à un actionneur de type onduleur (à modulation de largeur d'impulsion ou multiniveau).
- L'utilisation de la méthode du backstepping discret avec des algorithmes de commandes discrètes.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- Achour 99** A.Achour « Synthèse de commandes et d'observateurs par passivité application à la machine synchrone à aimants permanents ». Mémoire de magistère, EMP, 1999.
- Bodson 93** M.Bodson, J.N.Chiasson, R.T.Novotnak, R.B. Rekowski « High-performance nonlinear feedback Control of a permanent magnet stepper motor ». IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.1, march, pp.5-14, 1993.
- Chtelain 83** J.Chatelain « Machines électriques ». Collection traité d'électricité. Lausanne, 1983.
- Hadj-miloud 98** M.F. Hadj-miloud, S.Gharbi « Commande adaptative décentralisée par la technique du backstepping, application en robotique ». Mémoire de PFE, ENP, 1998.
- Jankovic 97** M.Jankovic « Adaptive nonlinear output feedback tracking with a partial high-gain observer and backstepping ». IEEE Transaction on Automatic Control Vol.42, January, pp106-113, 1997.
- Jahns87** T.M.Jahns « Flux-weaking regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive ». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-23, july/aug, 1987.
- Jian-Xin Xu 95** J.Xu , Q.Jia , T.Lee « Analysis of adaptive robust backstepping Control schemes for PM synchronous motors ». Proceeding of 34th Conference on Decision and Control, December, pp.3516-3521, 1995.
- Jones89** L.A Jones,J.H.Lang «A state observer for the permanent-magnet synchronous motor ». Proceedings of the 14th world congress of IFAC, China, pp.67-71, 1999.
- Jun 99** L.Jun, D.Xu, Z.Ren «Backstepping variable structure Control of nonlinear systems with unmatched uncertainties ». IEEE Transaction on industrial electronics, Vol.36, August, pp.374-382, 1999.

- Kaddouri2000** G.Zhu, L.Dessaint, O.Akhrif, A.Khaddourri « Speed tracking Control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer». IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.47, April, pp.346-355, 2000.
- Khac 99** D.Khac, F. Doboer «Referenc defined adaptive Control of nonlinear systems signals without overparametrisation ». Proceedings of the 14th world congress of IFAC, China, pp.367-372, 1999.
- Khalil 96** H.Khalil « Nonlinear systems ». Edition Printence Hall, 1996.
- Khorrami 95** S.Jain , F.Khrrami « Application of a decentralized adaptive out put feedback based on backstepping to power systems ». Proceeding of 34th Conference on Decision and Control, December, pp.1585-1590, 1995.
- Kokotovic 95** P.Kokotovic , M.Krstic « Estimation based adaptive backstepping design for non linear systems ». Proceeding of 34th Conference on Decision and Control, December, pp.3935-3939, 1995.
- Krstic 95** M.Krstic , T.M.Portz « Backstepping design for jet engin stall and surge Control ». Proceeding of 34th Conference on Decision and Control, December, pp.3049-3055, 1995.
- Krstic 95.b** M.Krstic, P.Kokotovic, I.Kanellakopoulos « Nonlinear and adaptive Control design ». Edition Jhon Wiley, 1995.
- Ling 95** Y.Ling , Gang Tao « Adapitive backstepping Control design for multivariabl plants». Proceeding of 34th conference on Decision and Control, December, pp.2438-2440, 1995.
- Mariono 90** R.Marino « Adaptive observers for single output nonlinear systems ». IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.35, September, pp.1054-1058, 1990.
- Morse 90** A.S.Morse « Toward a unified theory of parameter adaptive Control : Tunability ». IEEE Transaction on Automatic Control. Vol.35, September, pp.1002-1012, 1990.

- Morse 80** A.S.Morse « Global stability of parameter adaptive Control systems ».. IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.25, pp.440-448, 1980.
- Ortega 97** J.Nicklasson, R.Ortega, G.Espinoza-Pérez « Passivity-based Control of a class of BLONDEL-PARK transformable electric machines ». IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.42, may, pp.629-645, 1997.
- Persada 87** M.Ilic-spong, R.Marino, S.M.Persada, D.G.Taylor « feedback linearising Control of switched reluctance motors ». IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.32, May, pp.371-379,1987.
- Praly 98** L.Praly,R.Freeman « Integrator backstepping for bounded Controls and Control rates ». IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.43, February, pp 258-2621,1998.
- Robyns 93** B.Robyns « Commandes numérique évoluées d'actionneurs à courant alternatif ». Thèse de doctorat, université catholique de Louvain, 1993.
- Slotine 91** J.J.E.Slotine « Applied nonlinear Control ». Edition Printence Hall, 1991.
- Saberi 87** A.Saberi, H.Khalil « Adaptive stabilization of a class of nonlinear systems using high-gain feedback ». IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.32, November, pp.1031-1035, 1987.
- Shan li 99** J.Shan li Khalil « Nonlinear Control design of discrete-time strict feedback systems ». Proceedings of the 14th world congress of IFAC, China, pp.557-562,1999.
- Tan 99** J.Shan li « Adaptive observer Controller design for uncertain nonlinear systems ». Proceedings of the 14th world congress of IFAC, China, pp.237-242,1999.
- Taylor 94** D.G.Taylor « Nonlinear Control of electric machines : An overview ».. IEEE Control System, December, pp.41-51,1994.
- Teck-seng low 93** Teck-seng low, Tong-heng lee, Kuan- teck chang « A nonlinear speed observer for permanent magnet synchronous motors ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.40, june, pp.307-315, 1993.

- Torres 99** M.Torres, R.Ortega Taylor « Futher results on a comparison between various nonlinear Controller designs ». Proceedings of the 14th world congress of IFAC, China, pp403-408,1999.
- Xuedo 99** C.Xuedo, C.Weitein, S.Shi, X.Liu « Robust adaptive output feedback Control of a class of uncertain nonlinear systems ». Proceedings of the 14th world congress of IFAC, China, pp375-380,1999.
- Ye Xudong 98** Ye Xudong, J. Jinping « Adaptive nonlinear design without a priori knowledge of Control directions ». IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.43, November, pp.1617-1621,1998.
- Zhong 99** Zhong-ping,D.j.Hill « A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics ». IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.44, Septembre, pp.1705-1710, 1999.

ANNEXE

Paramètres de la machine

Puissance nominale	P_n	1.38 Kw
Vitesse nominale	N	4000tr/min
Tension nominale	V_n	220 V
Courant nominale	I_n	6 A
Résistance de phase	R_a	0.8Ω
Inductance directe	L_d	0.0011H
Inductance quadratique	L_q	0.0011H
Nombre de paires de pôles	n_p	2
Amplitude du flux des aimants permanents	Φ_f	0.2Wb
Moment d'inertie	J	0.00011Kg.m^2
Coefficient des frottements visqueux	f_{VF}	0.000195 N.m/rad/s

ملخص:

قدمنا في هذا العمل طريقة التحكم لاخطي مسمى بالتحكم التراجعي، طبق هذا التحكم على المحرك التزامني ذو التمكنط الدائم.

قدمنا طريقة تحديد التحكم التراجعي المطبق على المحرك التزامني ذو التمكنط الدائم، ثم أضفنا لهذا الأخير ملاحظ لاخطي باستعمال مصاص لاخطي.

من أجل تحسين نتائج التحكم تم إضافة طريقة التحكم التلازمي و طريقة التحكم الإنزلاقي لطريقة التحكم التراجعي، و كلا من التحكمين تم إسنادهما بملاحظ لاخطي. النتائج المحصل عليها بينت أن المحرك له خصائص الرزانة تجاه تغير خصائصه.

كلمات مفتاحية:

تحكم تراجعي، محرك تزامني، مصاص لاخطي، تحكم تلازمي، تحكم انزلاقي، ملاحظ.

Abstract :

This thesis deals with backstepping control, with application to the permanent magnet synchronous machine. First, the methodology of design of the backstepping controller is presented. Secondly a nonlinear asymptotic observer is synthesised, this later is associated to the backstepping controller using the nonlinear damping technique.

In order to improve the robustness of the controller, sliding mode and adaptive approaches are associated to the proposed controller. Each controller is used with a nonlinear observer. The simulation results are given to highlight the performances of the proposed control scheme in term of parameters variations.

Key words :

Backstepping, nonlinear damping, adaptive control, sliding mode, PMSM, observer

Résumé :

Nous avons présenté dans ce travail une commande non linéaire appelée backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté en premier lieu la méthode de synthèse de la commande par backstepping appliquée à la MSAP. En second lieu, nous avons présenté la synthèse d'un observateur asymptotique non linéaire, qu'on a associé à la commande par backstepping en utilisant la technique du nonlinear damping. Afin d'améliorer la robustesse de notre commande, nous l'avons associé à la commande adaptative et par mode glissant. Chacune des deux commandes a été associée à un observateur non linéaire.

Les testes de robustesse ont montré un bon comportement de la machine vis à vis des variations paramétriques.

Mots clés :

Backstepping, MSAP, nonlinear damping, commande adaptative, mode glissant, observateur.