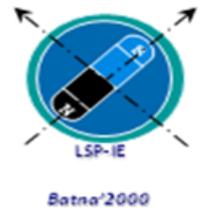




République Algérienne Démocratique et Populaire



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

MEMOIRE

Présenté Pour l'Obtention de Diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option : Electricité industrielle

Présenté par :

BEZZOUH NABIL

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

**Commande Robuste du Moteur Asynchrone Basée
Sur la Théorie de Lyapunov**

Soutenu publiquement le : 06/05 /2010 devant le jury composé de :

Président	A.MAKOUF	Professeur à l'université de BATNA
Rapporteur	N.NAÏT-SAÏD	Professeur à l'université de BATNA
	S.DRID	Maitre de conférences l'université de BATNA
Examineur	M-S.NAÏT-SAÏD	Professeur à l'université de BATNA
	S.CHAOUCHE	Maitre de conférences l'université de MSILA

Remerciements

Je tien a exprimé Ma profonde reconnaissance et ma gratitude à mes encadreurs M^r N.NAÏT-SAÏD et M^r S.DRID pour Leurs précieux conseils pour la réalisation de ce travail et à la disponibilité dont ils ont toujours fait preuve à mon égard.

Mes remerciements vont aussi à messieurs les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail.

J'adresse aussi mes remerciements à l'ensemble des enseignants du département de l'électrotechnique

Mes derniers remerciements vont à ma famille et à tous mes amis et mes collègues de travail pour leur grand soutien le long de ce travail

A

ma mère

A

ma petite famille

INTRODUCTION GENERAL.....	1
CHAPITRE 1:COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE	
1.1 Introduction.....	4
1.2 Modèle de la MAS alimenté en tension.....	4
1.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	6
1.4 Estimation du flux rotorique.....	6
1.4.1 Mesure du flux rotorique.....	6
1.4.2 Estimation du flux rotorique.....	7
1.4.3 Estimation directe du flux rotorique.....	8
1.5 Le découplage des courants statorique.....	9
1.5.1 Découplage par compensation.....	9
1.5.2 Découplage entrées sorties.....	10
1.6 Régulation des courants statorique.....	12
1.7 Régulation du flux rotorique.....	12
1.8 Régulation de vitesse.....	13
1.9 Résultats de simulation.....	15
1.8 Conclusion.....	19
CHAPITRE 2: COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR LE BACKSTEPPING	
2.1 Introduction.....	21
2.2 La stabilité au sens de Lyapunov.....	21
2.2.1 La première méthode de Lyapunov.....	21
2.2.2 La deuxième méthode de Lyapunov.....	22
2.3 La commande par les méthodes de Lyapunov.....	23
2.3.1 La commande par le backstepping.....	24
2.3.2 Application au moteur asynchrone.....	25
2.4 Commande robuste par Lyapunov.....	27
2.4.1 Stabilisation robuste.....	28
2.4.2 Amortissement non linéaire.....	29
2.4.3 Backstepping robuste.....	31
2.4.4 Application au moteur asynchrone.....	32

2.5 Résultats de simulation.....	34
2.6 Conclusion.....	42
CHAPITRE 3: COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR LE BACKSTEPPING	
ADAPTATIF	
3.1 Introduction.....	44
3.2 Backstepping adaptatif.....	45
3.2 Application a la commande du moteur asynchrone.....	48
3.3 Résultats de simulation.....	51
3.4 Conclusion.....	55
CHAPITRE 4: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DMOTEUR	
ASYNCHRONE PAR LE BACKSTEPPING	
4.1 Introduction.....	61
4.2 Observabilité des systèmes non linéaires.....	62
4.3 Observabilité de la machine asynchrone.....	64
4.4 Synthèse d'un observateur adaptatif par mode glissant.....	67
4.5 La commande sans capteur de vitesse par le backstepping.....	70
4.6 Résultats de simulation.....	71
4.7 Conclusion.....	74
CONCLUSION GENERALE.....	76
Références bibliographique.....	78

Introduction général

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause des caractéristiques de la machine à induction : faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique, et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance.

Du point de vue de l'automatique, la machine asynchrone est un système dynamique de caractéristiques non linéaire, multivariable et fortement couplé, dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge. Aussi, certaines variables ne sont pas mesurables, notamment les flux, ce qui nous pousse à utiliser des observateurs pour pouvoir les commander.

Le problème de la complexité de la machine à induction a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle, est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui permet de ramener la commande de la machine à induction à une commande linéaire similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Toutefois, cette technique de commande présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques, pour robustifier cette commande plusieurs techniques de synthèse de régulateurs ont été proposées, telles que la commande par des régulateurs flous, ou à base de réseaux de neurones ou bien une combinaison des deux techniques [1, 2,3].

Les techniques de commande basées sur l'étude de la stabilité (Lyapunov-based control) du système offrent une synthèse systématique du régulateur qui stabilise le système.

L'objectif principal de ce travail est de synthétiser des lois de commande robustes en se basant sur la théorie de Lyapunov

Le mémoire de thèse est organisé de la façon suivante :

Le premier chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la synthèse des régulateurs PI classiques par la méthode de l'optimum symétrique, et on en conclut sur la sensibilité de cette commande face aux variations paramétriques grâce aux résultats obtenus par simulation.

Le deuxième chapitre est consacré à la définition de la stabilité au sens de Lyapunov, ainsi que la technique de commande connue sous le nom de backstepping et son application dans la commande de la machine à induction. Pour robustifier cette commande face aux variations paramétriques, une commande additionnelle est ajoutée à la commande du système nominal.

Le troisième chapitre développe la commande de la machine à induction dont les paramètres sont inconnus, par le backstepping adaptatif, et on conclut sur la robustesse de cette technique.

Le quatrième chapitre s'oriente vers la synthèse d'un observateur adaptatif de flux par mode glissant, et la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction.

PREMIER CHAPITRE: COMMANDE
VECTORIELLE DU MOTEUR
ASYNCHRONE

1. Commande vectorielle

Du moteur asynchrone

1.1. Introduction :

Les progrès dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont donné un nouvel élan et une nouvelle renaissance pour les variateurs de vitesse des moteurs à courant alternatif. La machine à courant continu dont le collecteur constituait un magnifique talon d'Achille est remplacé dans la plupart des entraînements à vitesse variable par la machine à courant alternatif.

La machine asynchrone est très convoitée par l'industrie moderne pour sa robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande standardisation, toutefois, la complexité de son modèle non linéaire, multi variable et fortement couplé impose des structures de commande complexes afin d'être utilisées dans des variateurs de vitesse performants [4].

De nombreuses méthodes de commande de la machine à induction ont été proposées dans la littérature. La commande vectorielle par orientation du flux rotorique reste la plus utilisée vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications.

Ce chapitre s'oriente vers la commande vectorielle de la machine asynchrone par des régulateurs PI classiques et à l'étude de la robustesse de cette commande face aux variations paramétriques.

1.2 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le référentiel (d, q) tournant par rapport au stator avec une vitesse angulaire ω_s est le suivant

$$\begin{cases} \frac{d\bar{I}_s}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s - (\gamma + j\omega_s)\bar{I}_s + k\left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\bar{\phi}_r \\ \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \frac{M}{T_r}\bar{I}_s - \frac{1}{T_r}\bar{\phi}_r - j\omega_r\bar{\phi}_r \end{cases} \quad (1.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) \\ k = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{cases} \quad (1.15)$$

Equation du couple

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (1.16)$$

On séparant la partie réelle et la partie imaginaire de l'équation (1.14) avec une orientation du flux rotorique ($\Phi_{rq} = 0$) on trouve le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \gamma I_{sd} + \frac{k}{T_r} \phi_r + \omega_s I_{sq} \\ \dot{I}_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \gamma I_{sq} - \omega_s I_{sd} - pk\omega \phi_r \\ \dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \phi_r} I_{sq} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq}) \end{cases} \quad (1.17)$$

Si on considère que la vitesse de rotation de la machine varie lentement, et reste constante pendant un pas de calcul, Le système d'équation (1.17) peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} \\ -\omega_s & -\gamma & -pk\omega \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Sous forme d'équation d'état avec :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (1.19)$$

Avec :

$$\begin{cases} x = (I_{sd} \quad I_{sq} \quad \phi_r)^T \\ y = (I_{sd} \quad I_{sq})^T \\ u = (V_{sd} \quad V_{sq})^T \end{cases}$$

Et :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} \\ -\omega_s & -\gamma & -pk\omega \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

1.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Il est bien connu que le moteur à courant continu a d'excellentes performances dynamiques, cela est dû principalement au découplage entre le champ magnétique du stator et celui du rotor. Le couple électromagnétique est généré par l'interaction de deux champs magnétiques perpendiculaires. En général, on maintient le champ statorique (champ inducteur) constant et on commande directement le couple électromagnétique à partir du courant rotorique (champ induit).

La commande par orientation du flux rotorique, aussi connue par la commande vectorielle, est une technique de commande permettant à la machine asynchrone d'imiter la machine à courant continu. Cette commande permet la décomposition du courant statorique en deux composantes, une productrice du champ magnétique rotorique et la deuxième génératrice du couple électromagnétique.

Cette méthode consiste à choisir un système d'axe tournant (d, q) , orienté sur le flux rotorique et une commande qui permet le découplage couple-flux. Il existe deux méthodes de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, une commande vectorielle directe, qui nécessite une régulation du flux rotorique ainsi que sa connaissance, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux. Dans ce chapitre, on s'intéressera à la première technique.

1.4 Estimation du flux rotorique

Le flux rotorique de la machine à induction est une grandeur difficilement mesurable ainsi que la connaissance de la position instantanée (angle) du vecteur de flux, avec laquelle l'armature de rotation de référence est alignée. Elle constitue la condition nécessaire pour l'orientation appropriée du champ pour la commande vectorielle directe. L'identification du vecteur de flux peut être basée sur des mesures directes ou l'estimation d'autres variables mesurées.

1.4.1 Mesure du flux

Le flux dans l'entrefer est mesuré par deux sondes à effet Hall, l'une placée sur l'axe direct, et l'autre sur l'axe en quadrature, comme illustré par La figure (1.1).

Les sondes placées à l'intérieur de la machine pour mesurer le flux, sont inconfortables, et elles abîment la rigidité du moteur à induction. Par conséquent, dans la pratique, le flux rotorique est habituellement calculé à partir de la tension et du courant statorique.

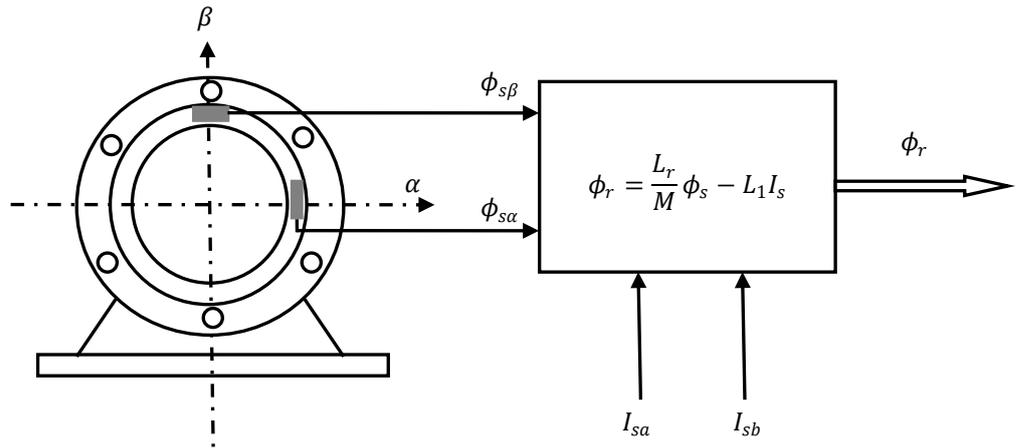


Fig.1.1 : estimation du flux rotorique par mesure directe du flux statorique

1.4.2 Estimation du flux

La mesure du flux rotorique avec des sondes, ou avec des bobines placées au stator n'est pas commode. La seule issue est l'estimation de ce dernier à partir des grandeurs mesurables.

Considérons l'équation de la tension statorique dans le repère lié au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (1.1)$$

L'intégrale de (1.1) donne le plus simple estimateur du flux rotorique pour la machine à induction.

$$\bar{\phi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (1.2)$$

$$\bar{\phi}_r = \frac{L_r}{M} [(\int (V_s - R_s I_s) dt) - \delta L_s I_s] \quad (1.3)$$

Dés lors, le module et la position seront donnés respectivement par :

$$\phi_{rd} = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (1.4)$$

$$\theta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \right) \quad (1.5)$$

L'intégration de l'offset ainsi que la variation de la résistance statorique constituent les problèmes à surmonter dans l'estimateur précédent. Une solution consiste à remplacer l'intégrateur pur par un intégrateur avec une contre réaction négative qui a un effet stabilisant. L'intégrateur pur de l'équation (1.1) sera substitué comme suit :

$$\bar{V}_s \approx R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + \frac{\bar{\phi}_s}{\tau} \quad \text{avec } \tau^{-1} \rightarrow 0$$

D'où l'estimateur :

$$\frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + \frac{\bar{\phi}_s}{\tau} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \quad (1.6)$$

Avec :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} ; \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} ; \bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} ; \bar{\phi}_r = \phi_{r\alpha} + j\phi_{r\beta}$$

Le schéma d'implantation est représenté par la figure suivante :

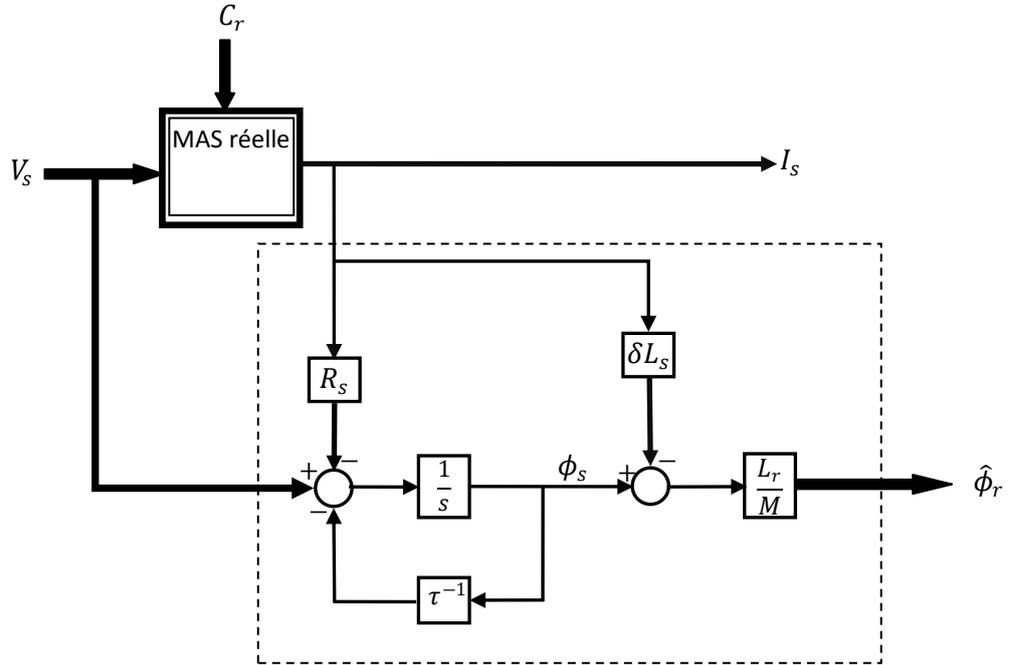


Fig.1.2 : estimateur du flux rotorique avec un intégrateur filtré

1.4.3 Estimation directe du flux rotorique

Considérons l'équation du flux rotorique de la machine à induction dans le repère tournant (d, q) :

$$\dot{\phi}_{rd} = \frac{M}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} + \omega_r \phi_{rq} \quad (1.7)$$

$$\dot{\phi}_{rq} = \frac{M}{\tau_r} I_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq} - \omega_r \phi_{rd} \quad (1.8)$$

Avec l'orientation du flux rotorique les équations (1.7) et (1.8) deviennent :

$$\dot{\phi}_{rd} = \frac{M}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} \quad (1.9)$$

$$0 = \frac{M}{\tau_r} I_{sq} - \omega_r \phi_{rd} \quad (1.10)$$

Dans le domaine de Laplace l'équation (1.9) peut être écrite comme suit :

$$\phi_{rd} = \frac{M}{1 + \tau_r s} I_{sd} \quad (1.11)$$

L'équation (1.11) nous donne l'estimation de la composante directe du flux rotorique à partir de la composante directe d'une grandeur mesurable (le courant statorique), sous la réserve de la connaissance de l'angle d'orientation du flux.

De l'équation (1.10) on tire :

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \phi_{rd}} I_{sq} \tag{1.12}$$

$$D'où \omega_s = p\omega + \frac{M}{\tau_r \phi_{rd}} I_{sq} \tag{1.13}$$

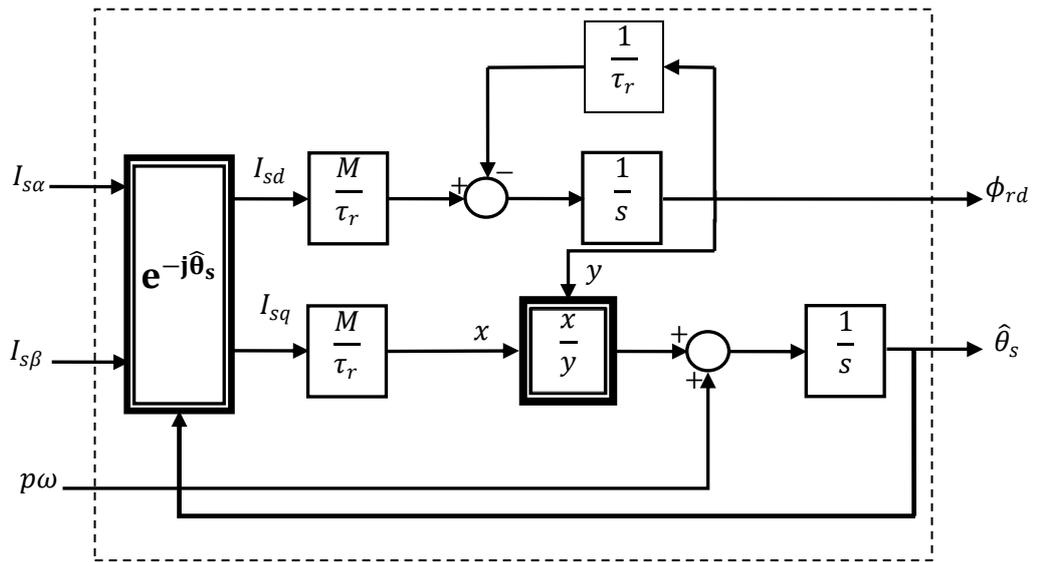


Fig.1.3 : estimation direct du flux rotorique

1.5 Le découplage des courants statorique

La matrice A n'est pas diagonale donc on peut conclure que la loi de commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension présente des couplages entre les grandeurs sur les deux axes (d, q). V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} , donc sur le flux et le couple. Pour y remédier on utilise des techniques de découplage tel que

- Découplage par compensation
- Découplage par retour d'état

1.5.1 Découplage par compensation

Les deux premières équations de (1,18), s'écrivent dans le plan de Laplace :

$$\begin{cases} V_{sd} - e_d = \sigma L_s (s + \gamma) I_{sd} \\ V_{sq} - e_q = \sigma L_s (s + \gamma) I_{sq} \end{cases} \tag{1.20}$$

Soit :

$$\begin{cases} e_d = -\sigma L_s \left(\frac{k}{T_r} \phi_r + \omega_s I_{sq} \right) \\ e_q = \sigma L_s (\omega_s I_{sd} + pk\omega \phi_r) \end{cases} \quad (1.21)$$

Définitions deux variables de commande V_d, V_q

$$\begin{cases} V_d = V_{sd} - e_d \\ V_q = V_{sq} - e_q \end{cases} \quad (1.22)$$

Ainsi, le système d'équations (1.22), illustrées par la figure (1.4) montre le découplage par compensation.

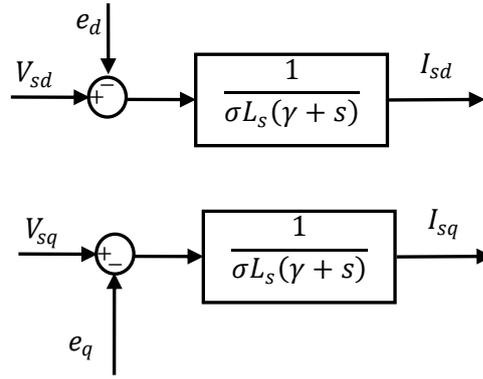


Fig.1.4 : Découplage par compensation

1.5.2 Découplage entrée sortie

Soit le modèle de la MAS décrit par le système d'équation (1.18) le but de cette technique qui est basée sur la technique de linéarisation entrée sortie, est de trouver un retour d'état $v(x)$ qui découple le système, et rend la matrice de transfert diagonale [5].

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

On calcule la dérivée de la sortie on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_r \\ -\omega_s I_{sd} - \gamma I_{sq} - pk\omega \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Le système d'équations (1.24) peut être écrit sous la forme :

$$\dot{y} = \alpha(x) + \beta u \tag{1.25}$$

Avec :

$$\alpha(x) = \begin{bmatrix} -\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_r \\ -\omega_s I_{sd} - \gamma I_{sq} - p k \omega \phi_r \end{bmatrix}, \beta = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} I_2$$

I_2 : Est la matrice identité

On définit une commande v tel que :

$$u = \beta^{-1}(v(x) - \alpha(x)) \tag{1.26}$$

$$\beta^{-1} = \sigma L_s I_2$$

On remplace u dans l'équation (1.25) on trouve :

$$\dot{y} = v \quad :$$

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \tag{1.27}$$

Ce type de découplage est montré par le schéma fonctionnel de la figure (1.5)

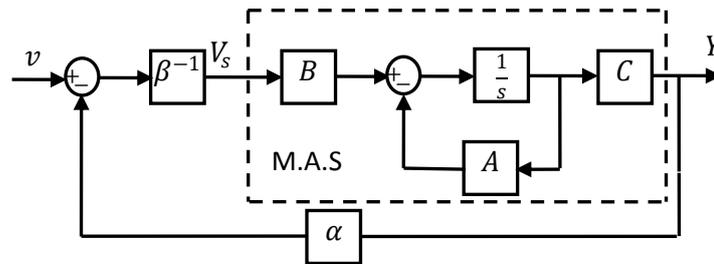


Fig.1.5 : Découplage des courants par linéarisation entrée sortie

Ainsi sous la commande v notre système est équivalent à une chaîne constituée d'un seul intégrateur, dont la fonction de transfert en boucle ouverte est définie par le système d'équations(1.27).

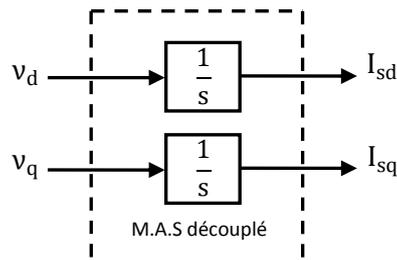


Fig.1.6 : M.A.S découplée

1.6 Régulation des courants

Après le découplage des courants on peut envisager une régulation comme dans la figure qui suit :

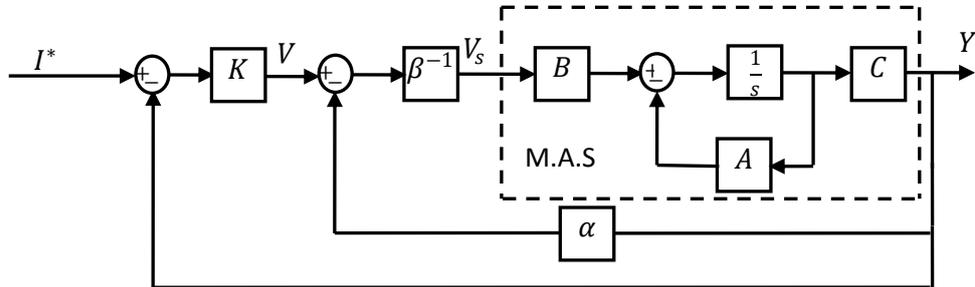


Fig.1.7 : régulation des courants

$$I^* = [I_{sd}^* \quad I_{sq}^*]^T$$

$$I_s = [I_{sd} \quad I_{sq}]^T$$

La matrice de transfert en boucle fermée

$$\frac{I_s}{I^*} = \frac{k}{s+k}$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+T_d s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+T_q s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^* \\ I_{sq}^* \end{bmatrix} \tag{1.28}$$

Comme la matrice de transfert est constituée de deux fonctions de transfert du premier ordre on peut choisir le temps de réponse : $t_r(95\%) = \frac{3}{k}$

La machine asynchrone est caractérisée par deux constantes de temps l'une statorique égale à $\sigma \frac{L_s}{R_s}$ et l'autre rotorique $\sigma \frac{L_r}{R_r}$, nous avons intérêt à choisir $t_r(95\%)$ inférieur à la plus petite des deux constantes de temps.

On choisi $t_r(95\%) = 0.5\sigma \frac{L_s}{R_s}$

1.7 Régulation du flux rotorique

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure(1.4) où un PI de paramètres k_p et τ est utilisé.

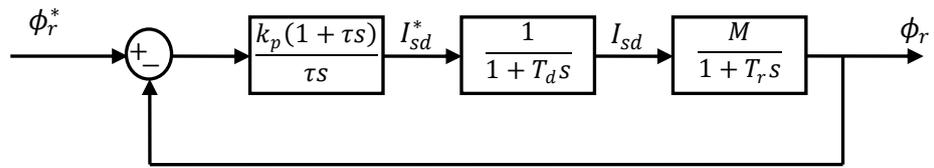


Fig.1.8 : Régulation du flux rotorique

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$C(s)G(s) = \frac{k_p M}{\tau} \frac{(1+\tau s)}{s(1+T_d s)(1+T_r s)} \quad (1.29)$$

avec: $T_d = \frac{1}{k}$

Comme T_r est beaucoup plus grande que T_d la fonction de transfert (1.29) peut être approché par :

$$C(s)G(s) = \frac{k_p M}{\tau T_r} \frac{(1+\tau s)}{s^2(1+T_d s)} \quad (1.30)$$

$$T_1 = \frac{T_r}{M}, \text{ et } T_2 = T_d$$

On applique la méthode de l'optimum symétrique pour le calcul de k_p et τ pour un amortissement ξ égal à 0.7 :

$$\begin{cases} a = (1 + 2\xi)^2 \\ \tau = aT_2 \\ k_p = \frac{T_1}{\sqrt{a}T_2} \end{cases}$$

1.8 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure(1.9)

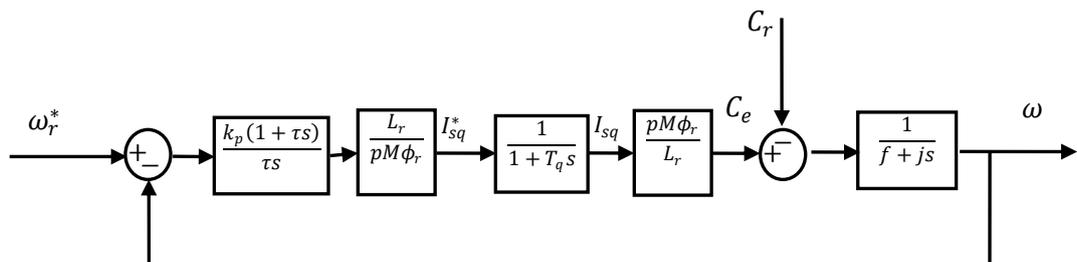


Fig.1.9 : Régulation de la vitesse

Pour une régulation cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme une perturbation, nous avons la fonction de transfert en boucle ouverte suivante :

$$\omega(s) = k_p \left(\frac{1+\tau s}{\tau s} \right) \left(\frac{1}{1+T_q s} \right) \left(\frac{k_c}{1+T_c s} \right) \omega_r^* \quad (1.31)$$

La constante de temps mécanique T_c est beaucoup plus grande que la constante du temps du courant électrique T_q , en conséquence on peut approcher la fonction de transfert précédente par :

$$\omega(s) = K \frac{1+\tau s}{s^2(1+T_2 s)} \quad (1.32)$$

Avec :

$$\begin{cases} T_1 = T_c = \frac{j}{f} \\ T_2 = T_q \\ K = \frac{k_p k_c}{\tau T_1} \end{cases}$$

Par la méthode de l'optimum symétrique on trouve :

$$\begin{cases} \tau = a T_2 \\ k_p = \frac{T_1}{\sqrt{a} T_2} \end{cases}$$

Le schéma de bloc de cette commande est représenté par la figure suivante

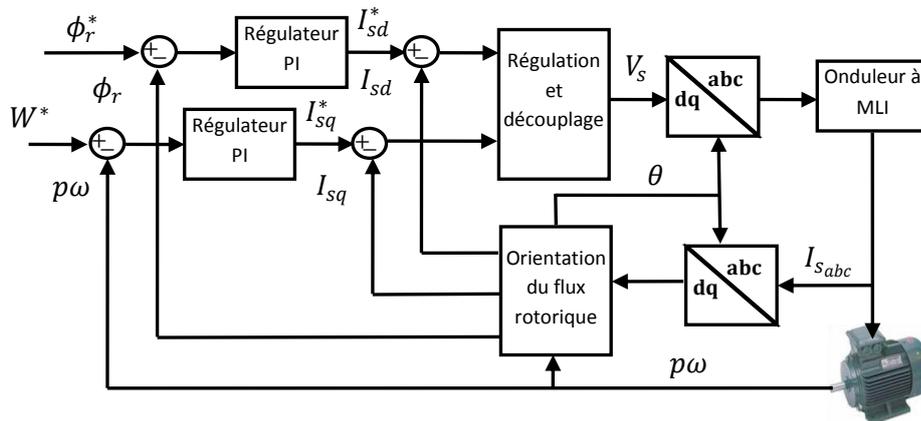


Fig.1.10 : schémas bloc de la commande vectorielle de la M.A.S alimenté en tension

1.9 Résultats de simulation

a) Pour les paramètres nominaux :

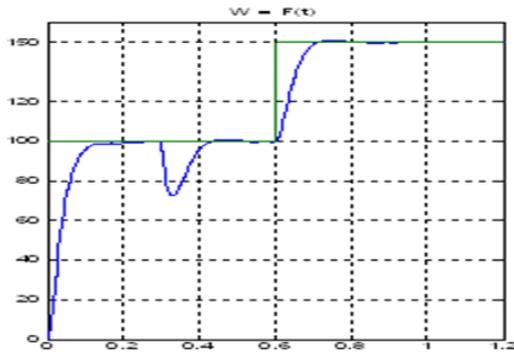


Fig.1.11 : la vitesse de rotation

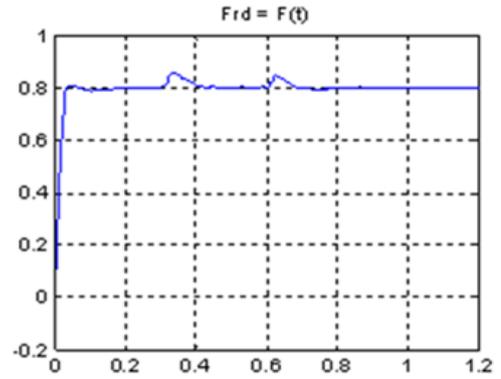


Fig.1.12 : le flux rotorique

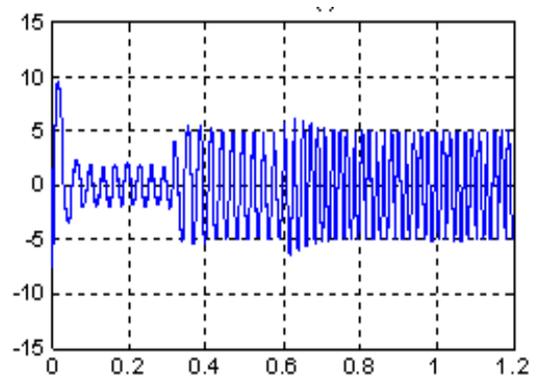
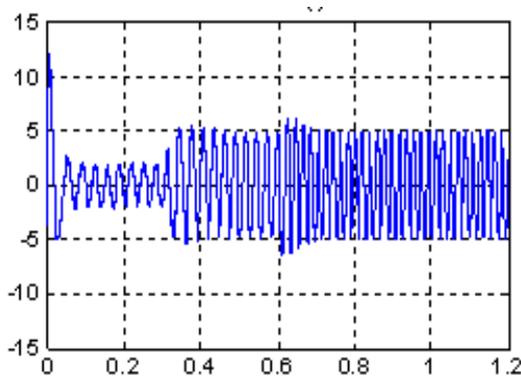


Fig.1.13 : les courants statorique dans le repère (α, β)

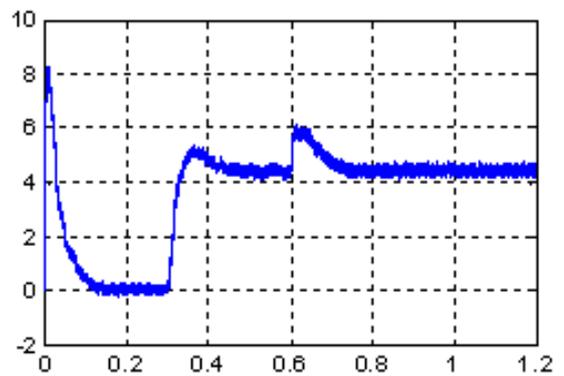
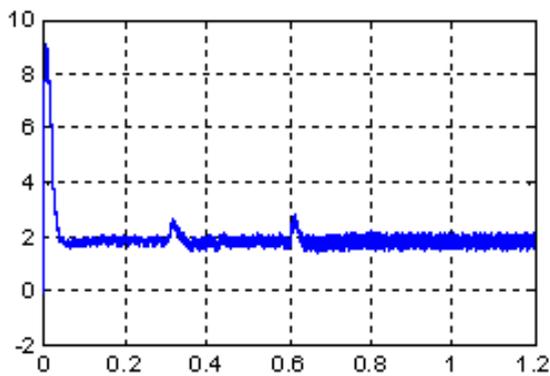


Fig.1.14 : les courants statorique dans le repère (d, q)

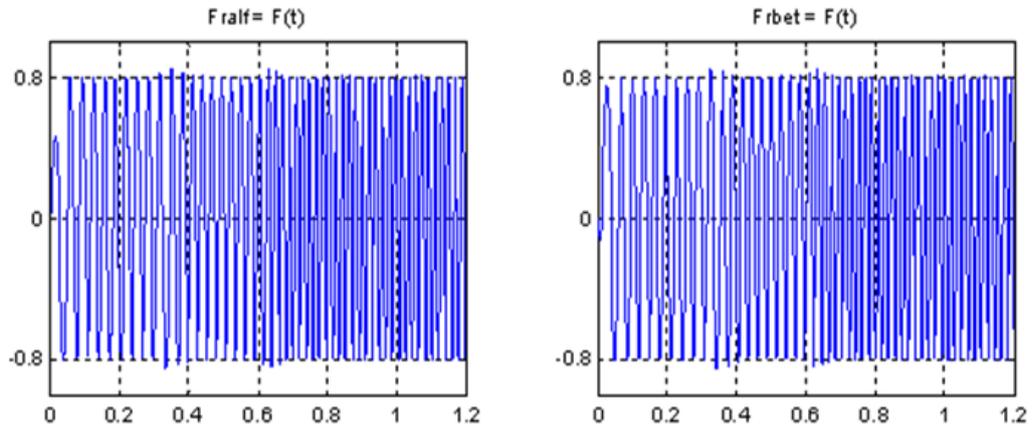
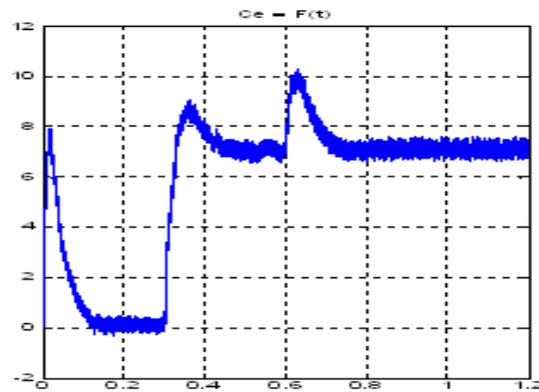
Fig.1.15 : les composantes du flux rotorique dans le repère (α, β) 

Fig.1.16 : le couple électromagnétique

Les résistances statorique et rotorique varient en fonction de la température qui est produite essentiellement par effet Joule, et par échauffement dû aux frottements du rotor. On suppose que la saturation du circuit magnétique de la MAS n'est jamais atteinte, pour conséquence, les variations des inductances sont omises.

b) Résultats de simulation dans le cas de la variation de la résistance rotorique

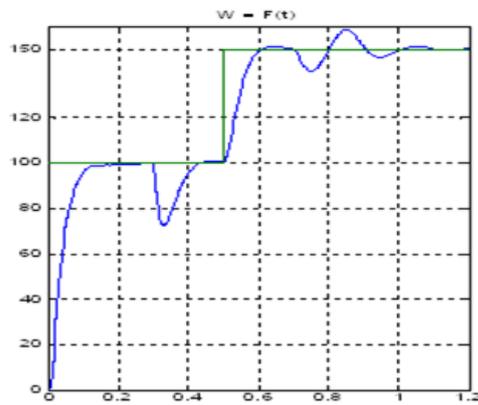


Fig.1.17 : la vitesse de rotation

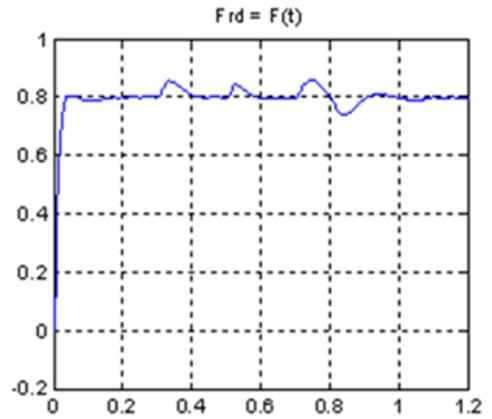


Fig.1.18 : le flux rotorique

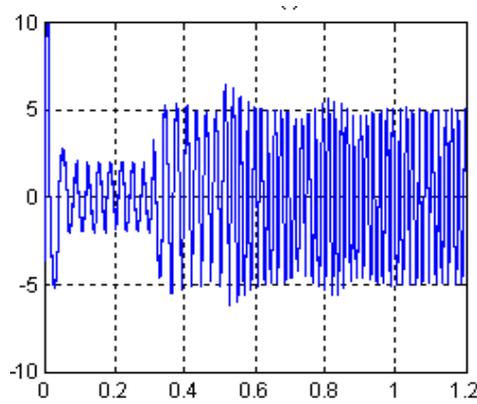


Fig.1.19 : les courants statorique dans le repère (α, β)

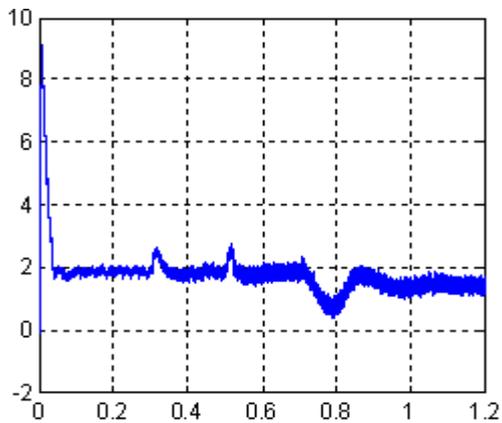
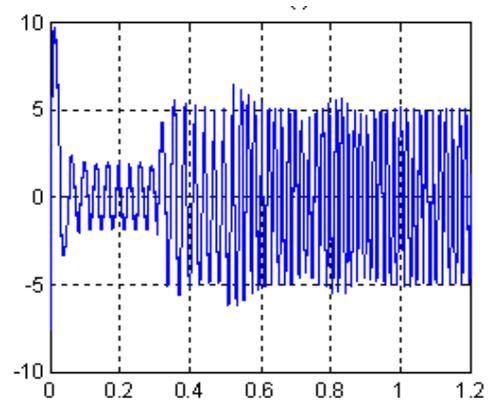
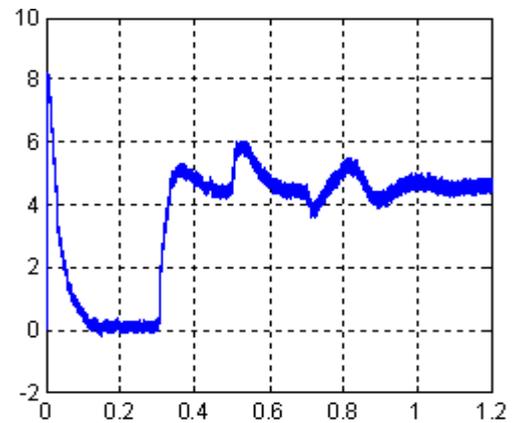


Fig.1.20 : les courants statorique dans le repère (d, q)



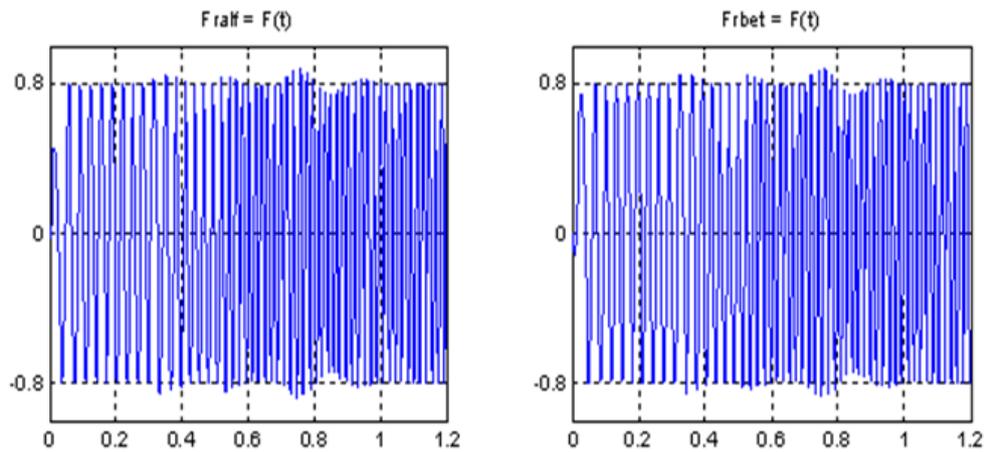


Fig.1.21 : le flux rotorique dans le repère (α, β)

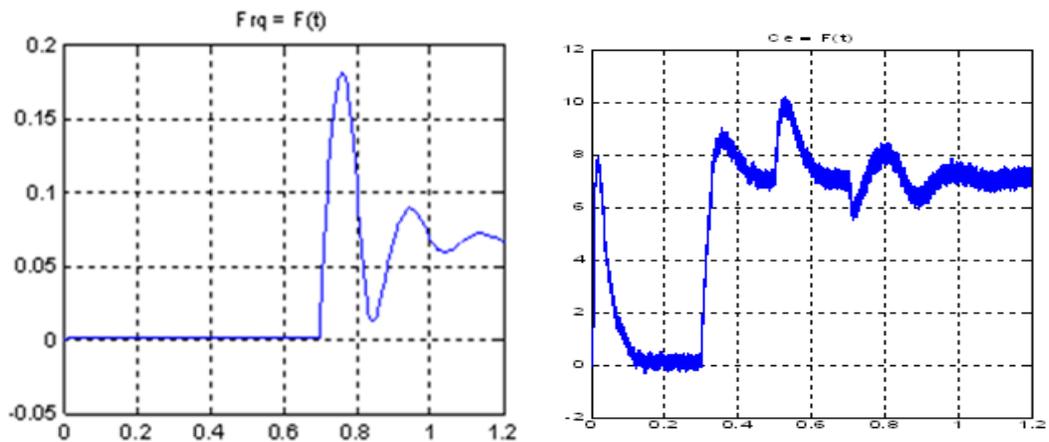


Fig.1.22 : le flux rotorique en quadrature Fig.1.23 : le couple électromagnétique

Pour le cas de la commande vectorielle de la machine avec les paramètres nominaux, on constate que la vitesse s'établit au bout d'un temps de 0.1s (Fig1.11). Pour vaincre l'inertie des masses tournantes au démarrage la machine développe un couple de 8N.m(fig.1.16), elle a besoin de 8 Ampère au niveau de la composante inverse du courant statorique(fig1.14), puis elle s'annule car la machine fonctionne à vide, cependant , on a besoin de 9 Ampère, pour ramener le flux rotorique à sa référence, puis la composante directe du courant statorique se stabilise sur la valeur de 2 Ampère, a cause du régulateur du flux qui maintient ce dernier constant(fig.1.12). Lorsque On applique une charge (t = 0.3s) (fig.1.16) on constate que la composante inverse du courant statorique passe de zéro à 5 Ampère et cela pour développer le couple demandé (fig.1.14) La machine perd de la

vitesse puis elle se rétablit. On augmente la vitesse de consigne pour $t = 0.6s$, la vitesse de la machine suit sa référence (Fig.1.12).

Dans le deuxième cas on suppose qu'à cause de l'échauffement du rotor ainsi la résistance rotorique passe de sa valeur nominale à 1.3 fois cette valeur pour $t = 0.7s$ (Fig.1.18). On remarque que la variation de la résistance rotorique engendre des oscillations au niveau de la vitesse et du couple ainsi que la perte du découplage, en effet la composante inverse du flux rotorique n'est pas nulle (Fig.1.17), (Fig.1.22) et (Fig.1.23).

1.8 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une commande vectorielle directe de la machine asynchrone par des régulateurs PI classique par la méthode de l'optimum symétrique. Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique de commande est parfaite pour la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elle n'est pas robuste face aux variations paramétriques. On effet, Les résultats de simulation montrent que cette commande est sensible aux variations paramétriques. La variation de la résistance rotorique engendre la perte du découplage, ainsi que la présence des oscillations au niveau de la vitesse et du couple électromagnétique ce qui nécessite des boucles de régulations robustes pour le flux rotorique, et la vitesse.

Pour maintenir les performances dynamiques ciblées on doit utiliser d'autres techniques de commande.

**CHAPITRE II: COMMANDE
VECTORIELLE DU MOTEUR
ASYNCHRONE PAR LE BACKSTEPPING**

2. Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone par le Backstepping

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on a montré que la commande vectorielle est sensible aux variations paramétriques, par conséquent des améliorations très importantes ont été apportées à cette technique de commande, dans le but de la rendre robuste.

Le comportement d'un système peut être modifié par le concept de rétroaction (ou loi de commande). En modifiant certaines variables apparaissant dans le système d'équations différentielles (les entrées) en utilisant l'information de certaines autres variables de cet ensemble (les sorties) de telle sorte que les variables d'entrées soient mises en correspondance avec les variables de sortie, le concept de boucle de rétroaction fait son entrée, et permet de modifier radicalement le comportement de l'ensemble des équations différentielles. Ainsi, un système initialement instable peut devenir stable [1].

Il est alors nécessaire d'exploiter la définition de la stabilité et de ces caractérisations pour élaborer les correspondances entre entrées et sorties (les lois de commande) de telle sorte de parvenir aux performances voulues. Dans la théorie des systèmes non linéaires, la stabilité est le facteur clé. Ce qui explique le regain d'activité que connaît ce domaine depuis plusieurs années. Pour une grande classe de systèmes non linéaires, les méthodes d'analyses linéaires donnent en général, des résultats acceptables, mais ce n'est pas le cas pour la majeure partie des systèmes. Des techniques plus générales, qui reposent sur une théorie rigoureuse, ont été proposées, cette théorie est la deuxième méthode (directe) de Lyapunov, qui fournit un outil très puissant pour tester la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant [2,21].

2.2 La stabilité au sens de Lyapunov

2.2.1 La première méthode de Lyapunov

Intuitivement le système est stable Si initialement légèrement perturbé de son point d'équilibre le système revient à ce point d'équilibre.

Un système est stable au sens de Lyapunov, si $\forall R > 0, \exists r > 0$ tel que :

$$\|x_0\| < r \text{ Implique } \|x(t)\| < R.$$

Cette définition signifie que, quelle que soit la boule de taille R , il est toujours possible de choisir une certaine sous-boule de taille r telle que, pour toutes les conditions initiales comprises dans cette sous-boule, les trajectoires résultantes seront, en tout temps, comprises dans la boule d'exigence de taille R [1]. Cette définition de la stabilité présente certains désavantages importants :

Il est nécessaire de pouvoir calculer de manière explicite chaque solution correspondant à chacune des conditions initiales. Par conséquent, des résultats permettant de déterminer la stabilité sans devoir intégrer les équations dynamiques seraient les bienvenus

2.2.2 La deuxième méthode de Lyapunov

Le comportement stable ou instable d'un système est relié à la fois à la caractéristique et à l'évolution de sa fonction d'énergie. La présence d'un maximum ou minimum d'énergie possède une influence critique. De plus, la présence des perturbations est responsable de la décroissance de l'énergie complète et influence donc la stabilité. Le comportement est stable lorsque :

- L'énergie E diminue et est minimum au point d'équilibre.
- L'énergie E est conservée et E est minimum à l'équilibre
- Par contre, le comportement est instable lorsque :
- L'énergie E augmente.
- L'énergie E est conservée mais elle ne correspond pas à un minimum à l'équilibre [1].

La théorie de Lyapunov et en particulier la deuxième méthode (dite aussi méthode directe) généralise cette constatation à une classe plus large de fonctions. Ces fonctions sont notées V .

Si une fonction de Lyapunov existe pour un système donné alors ce système est stable. Si la fonction de Lyapunov est strictement décroissante, c'est-à-dire que

$$\dot{V} < 0, \forall x \neq 0$$

Alors la stabilité est en plus asymptotique

Une fonction de Lyapunov est une fonction continue $V(x)$ telle que :

$$V(x) > 0 \quad \forall x \neq 0 \text{ et } V(x) = 0 \quad x = 0,$$

Ayant en plus la propriété

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \forall x \neq 0 \text{ et } \dot{V}(x) = 0 \quad x = 0$$

Cette méthode de Lyapunov peut être également utilisée pour synthétiser une commande

2.3 La commande par les méthodes de Lyapunov

La commande selon les méthodes basées sur la théorie de Lyapunov consiste à trouver Une fonction définie positive est associée au système, appelée candidat de Lyapunov. Lorsque la valeur de cette fonction décroît le long des solutions de l'équation différentielle représentant le système, la stabilité est garantie, et le candidat devient une fonction de Lyapunov [1, 3,4 ,5].

Pour trouver la commande selon la méthode de Lyapunov, pour le système défini par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{2.1}$$

Il s'agit de trouver une fonction définie positive $V(x)$ et une loi de commande $u = k(x)$ de telle sorte qu'en remplaçant la loi de commande dans l'expression du système (2.1). Il soit possible de trouver une fonction de Lyapunov $V(x)$ avec :

$$\begin{aligned} V(x) &> 0 \\ \dot{V}(x) &< 0 \end{aligned}$$

Le seul inconvénient de la commande basée sur la théorie de Lyapunov (la deuxième méthode), est la détermination de la fonction complémentaire $V(x)$ possédant les bonnes propriétés.

Il n'y pas de méthode constructive directe à proprement dit. Il s'agit de procéder de manière itérative en alternant entre, d'une part, imposer la première condition de positivité de la fonction de Lyapunov, et, d'autre part, imposer la seconde condition concernant la décroissance le long des solutions de la fonction de Lyapunov. Néanmoins, on trouve dans la littérature plusieurs méthodes de construction de la fonction de Lyapunov telle que la méthode de Krasovskii, Les formes quadratiques et aussi la méthode du gradient variable [1].

2.3.1 Commande par le backstepping

La technique de commande par le backstepping offre une méthode systématique de synthèse des lois de commande des systèmes non linéaires tout en gardant les non linéarités de ces derniers, cette méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov se fait récursivement en partant de l'intérieur de la boucle, à chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée à la dernière étape [6] [7] [8] [9].

Le backstepping consiste à négliger momentanément l'influence d'une partie de l'état sur une autre. Au lieu de calculer directement la fonction de Lyapunov pour le système complet, ainsi que la loi de bouclage final, une fonction intermédiaire impliquant uniquement la partie de l'état désignée est considérée [1].

Soit le système particulier :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)z \\ \dot{z} = u \end{cases} \quad (2.2)$$

Il s'agit de déterminer une fonction de Lyapunov réduite $V_0(x)$ et une loi de commande $z = K_0(x)$ de telle sorte que la dérivée de Lie de cette fonction le long du champ de vecteur $\check{f} = f(x) + g(x)K_0(x)$ soit négative.

On suppose qu'il est également possible de déterminer une fonction définie positive $W(x)$ telle que cette dérivée soit égale à $-W(x)$:

$$\dot{V}_0 = \frac{\partial V_0}{\partial x} (f(x) + g(x)K_0(x)) = -W(x) \quad (2.3)$$

À partir de la fonction de Lyapunov réduite, il est possible de trouver un candidat de Lyapunov pour le système complet en ajoutant à la fonction réduite $V_0(x)$ un terme d'erreur quadratique entre l'état z réel et sa valeur correspondant à $K_0(x)$.

La variable d'erreur

$$e = z - K_0(x) \quad (2.4)$$

Est introduite à partir de laquelle la fonction de Lyapunov complète s'exprime

$$V(x, z) = V_0(x) + \frac{1}{2} e^2 \quad (2.5)$$

La dérivée de $V(x, z)$ le long des trajectoires solutions devient

$$\dot{V}(x, z) = -W(x) + \frac{\partial V_0}{\partial x} g(x)e + e\dot{e} \quad (2.6)$$

En conséquence, la dérivée de la fonction de Lyapunov contient un terme clairement négatif, $-W(x)$ et deux termes de signe indéfini. On peut assigner une expression convenable à \dot{e} de telle sorte que les trois termes de $\dot{V}(x, z)$ deviennent négatifs.

$$\dot{e} = -\frac{\partial V_0}{\partial x} g(x) - ke \quad (2.7)$$

Ainsi :

$$\dot{V}(x, z) = -W(x) - ke^2 \leq 0 \quad (2.8)$$

La dérivée de l'erreur e est :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{z} - \frac{\partial V_0}{\partial x} \dot{x} \\ -\frac{\partial V_0}{\partial x} g(x) - ke &= u - \frac{\partial V_0}{\partial x} (f(x) + g(x)z) \end{aligned}$$

D'où :

$$u = \frac{\partial V_0}{\partial x} (f(x) + g(x)z) - \frac{\partial V_0}{\partial x} g(x) - ke \quad (2.9)$$

Ainsi, le système d'équations (2.2) sous la commande défini par l'équation (2.9) est stable.

2.3.2 Application à la machine asynchrone

Le modèle mathématique de la machine asynchrone représentée par le système d'équations (1.17) dans le repère tournant (d, q) peut être décomposé comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = -\frac{f}{j} \omega - \frac{C_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} (\Phi_r I_{sq}) \\ \dot{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_{sd} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \dot{I}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (2.11)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_d = -\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{T_r} \Phi_r \\ F_q = -\gamma I_{sq} - \omega_s I_{sd} - kp\omega \Phi_r \end{cases}$$

Notre objectif est de forcer la vitesse de rotation ω et le flux rotorique à suivre leurs références. Pour y parvenir, on va trouver une fonction de Lyapunov intermédiaire réduite $V_0(x)$ qui stabilisera le système (2.10).

On définit l'erreur de vitesse et du flux comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = \omega^* - \omega \\ e_2 = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (2.12)$$

Soit la fonction positive V_0 défini comme suit :

$$V_0 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (2.13)$$

La dérivée de V_0 est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1 \left(\dot{\omega}^* + \frac{f}{j} \omega + \frac{c_r}{j} - \frac{pM}{jL_r} (\phi_r I_{sq}) \right) + e_2 \left(\dot{\phi}_r^* + \frac{1}{T_r} \phi_r - \frac{M}{T_r} I_{sd} \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

On considère $\phi_r I_{sq}$ (représente le couple) et I_{sd} comme des entrées fictives de notre premier système, et avec un choix convenable de celles-ci on va rendre \dot{V}_0 négative:

D'où on tire :

$$\begin{cases} (\phi_r I_{sq})^* = \frac{jL_r}{pM} \left(K_1 e_1 + \dot{\omega}^* + \frac{f}{j} \omega + \frac{c_r}{j} \right) \\ I_{sd}^* = \frac{T_r}{M} \left(K_2 e_2 + \dot{\phi}_r^* + \frac{1}{T_r} \phi_r \right) \end{cases} \quad (2.15)$$

Le système d'équations (2.15) peut être schématisé comme suit :

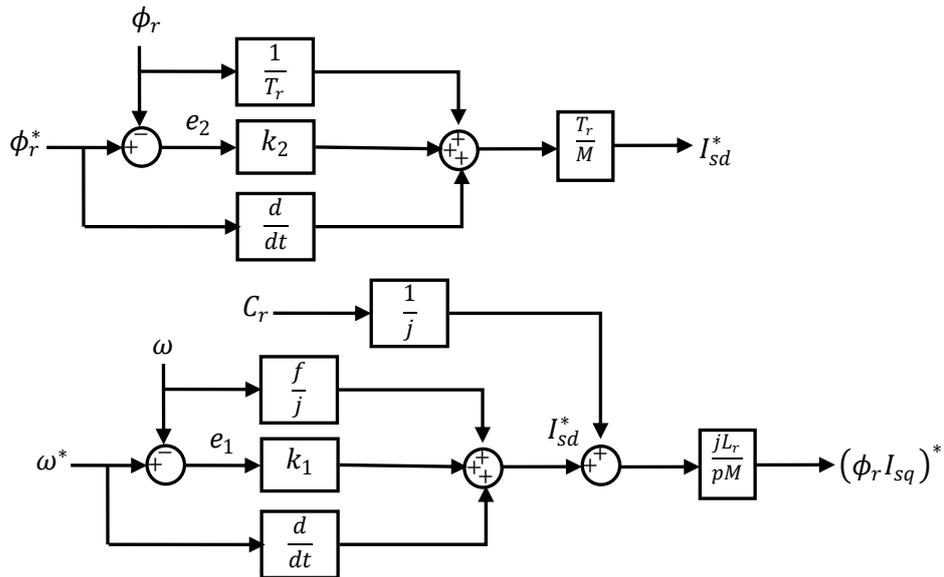


Fig.2.1 : les entrées virtuelles I_{sd}^* et ϕI_{sq}^*

Il est possible de trouver une fonction candidat de Lyapunov pour le système complet en ajoutant à la fonction réduite $V_0(x)$ un terme d'erreur quadratique entre les entrées désirées et les entrées réelles.

$$\begin{cases} e_3 = (\phi_r I_{sq})^* - (\phi_r I_{sq}) \\ e_4 = I_{sd}^* - I_{sd} \end{cases} \quad (2.16)$$

La fonction de Lyapunov complète s'exprime

$$V = V_0 + \frac{1}{2}(e_3^2 + e_4^2) \quad (2.17)$$

La dérivée de V

$$\dot{V} = \dot{V}_0 + e_3 \left((\phi_r \dot{I}_{sq})^* - \dot{\phi}_r I_{sq} - \phi_r \left(F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \right) + e_4 \left(\dot{I}_{sd}^* - F_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \quad (2.18)$$

On choisissant :

$$\begin{cases} V_{sq}^* = \frac{\sigma L_s}{\phi_r} (K_3 e_3 + (\phi_r \dot{I}_{sq})^* - \dot{\phi}_r I_{sq} - \phi_r F_q) \\ V_{sd}^* = \sigma L_s (K_4 e_4 + \dot{I}_{sd}^* - F_d) \end{cases} \quad (2.19)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, et par conséquent, notre système sous la commande représentée par le système d'équations (2.19) est stable

Cette commande est représentée par le schéma bloc de la figure (2.2).

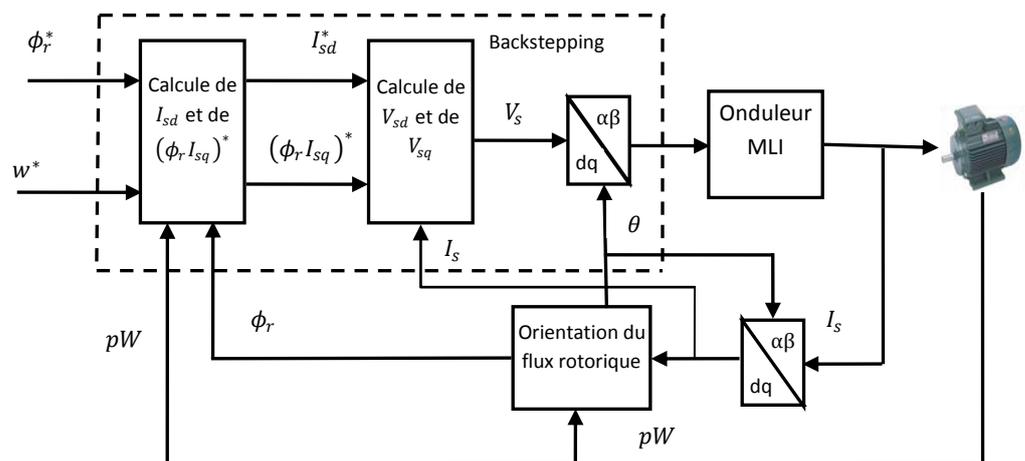


Figure.2.2 : diagramme de la commande par backstepping de la MAS

2.4 Commande robuste par Lyapunov

La technique du backstepping est utilisée pour stabiliser les systèmes nominaux (sans perturbations). En présence des perturbations on utilise la fonction de Lyapunov d'un système nominal pour calculer une commande additionnelle qui vient s'ajouter à la commande initial, pour robustifier la stabilité du système. Le problème de la resynthèse

peut être abordé de différentes façons, qui dépendent du niveau de connaissance que l'on a, concernant les incertitudes affectant le système.

2.4.1 Stabilisation robuste

Dans ce cas les incertitudes sont bien connues, à savoir qu'elles sont bornées. Cette borne supérieure, qui n'a pas à être petite, doit être connue. Soit à stabilisé le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(t, x) + g(t, x)u + \Delta(t, x, u) \quad (2.20)$$

$\Delta(t, x, u)$ Est une fonction qui représente les perturbations, en plus si cette fonction remplit la condition suivante :

$$\Delta(t, x, u) = g(t, x)\delta(t, x, u) \quad (2.21)$$

Le système (2.20) peut être réécrit comme suit :

$$\dot{x} = f(t, x) + g(t, x)[u + \delta(t, x, u)] \quad (2.22)$$

Dont le système nominal :

$$\dot{x} = f(t, x) + g(t, x)u \quad (2.23)$$

En va d'abord stabiliser le système nominal (2.23), on suppose que ce système est stable sous la commande :

$$u = \psi(t, x, u) \quad (2.24)$$

D'où l'existence d'une fonction de Lyapunov $V(x)$ qui satisfait l'inégalité suivante :

$$\alpha_1(\|x\|) \leq V(t, x) \leq \alpha_2(\|x\|) \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x} [f(t, x) + g(t, x)\psi(t, x, u)] \leq -\alpha_3(\|x\|) \quad (2.26)$$

α_1 , α_2 et α_3 sont des fonctions de classe k^∞ . On suppose que sous la commande :

$$u = \psi(t, x, u) + v \quad (2.27)$$

Le terme d'incertitude $\rho(t, x)$ satisfait l'inégalité suivante :

$$\|\delta(t, x, \psi(t, x, u) + v)\| \leq \rho(t, x) + k\|v\|, \quad 0 \leq k < 1 \quad (2.28)$$

$\rho(t, x)$ Est une fonction non négative. L'inégalité (2.28) est la seule information que l'on a besoin de connaître sur l'incertitude δ . Il faut noter que ρ n'a pas besoin d'être petite mais la seule condition est qu'il soit connu. Notre but est de montrer que, connaissant la fonction de Lyapunov, ρ et la constante k , on soit en mesure de trouver une loi de commande $v = \gamma(t, x)$ de sorte que $u = \psi(t, x, u) + v$ stabilise notre système perturbé.

Soit V la fonction de Lyapunov pour le système perturbé (2.22) donc :

$$\frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x} [f(t, x) + g[\psi + v + \delta]] \leq -\alpha_3(\|x\|) + \frac{\partial V}{\partial x} g[v + \delta]$$

On pose :

$$\omega^t = \frac{\partial V}{\partial x} g$$

On peut écrire :

$$\dot{V} \leq -\alpha_3(\|x\|) + \omega^t [v + \delta]$$

On remarque que cette inégalité est constituée de trois termes, dont le premier représente le système nominal et le second et le troisième représente l'effet de la commande et de la perturbation. La solution de ce problème est de choisir la commande v de façon à compensé l'effet de la perturbation.

On a :

$$\omega^t v + \omega^t \delta \leq \omega^t v + \|\omega\|_2 \|\delta\|_2$$

De l'inégalité (2.28) on a :

$$\omega^t v + \omega^t \delta \leq \omega^t v + \|\omega\|_2 [\rho(t, x) + k\|v\|_2]$$

Soit :

$$\eta(t, x) \geq \rho(t, x)$$

Choisissant :

$$v = -\frac{\eta(t, x)}{1-k} \frac{\omega}{\|\omega\|_2}$$

$$\begin{aligned} \omega^t v + \omega^t \delta &\leq -\frac{\eta}{1-k} \|\omega\|_2 + \rho \|\omega\|_2 + \frac{\eta k}{1-k} \|\omega\|_2 \\ &\leq \left[-\eta \left(\frac{1}{1-k} - \frac{k}{1-k} \right) + \rho \right] \|\omega\|_2 \\ &\leq [-\eta + \rho] \|\omega\|_2 = 0 \end{aligned}$$

Donc pour v ainsi choisi la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, et la commande $u = \psi(t, x, u) + v$ stabilise notre système perturbé. Cette technique est appelée le redésigne robuste par Lyapunov [5].

2.4.2 Amortissement non linéaire

Cette méthode s'applique dans le cas où tout ce que l'on sait de la perturbation est qu'elle est le produit d'une fonction connue et d'un terme inconnu dont on sait qu'il est borné mais on ne connaît pas la valeur de cette borne. La technique précédente ne peut être

appliquée, cela n'empêche pas de trouver une loi de commande qui assure, sans aucune information sur la borne, des trajectoires bornées du système en boucle fermée.

Reconsidérant le système (2.20) avec la condition :

$$\delta(t, x, u) = \Gamma(t, x)\delta_0(t, x, u)$$

$\Gamma(t, x)$ Est une fonction connue.

$\delta_0(t, x, u)$ Est une fonction bornée, dont la borne est inconnue.

$$\dot{x} = f(t, x) + g(t, x)[u + \Gamma(t, x)\delta_0(t, x, u)] \quad (2.29)$$

Soit $\psi(t, x)$ la commande qui stabilise le système nominal, est par conséquent l'existence d'une fonction de Lyapunov qui remplit l'inégalité (2.25) et (2.26). Si la borne de $\delta_0(t, x, u)$ est connue on trouvera la loi de commande v qui assurera la stabilité robuste comme dans la première méthode, si non on procède comme suit :

Soit :

$u = \psi(t, x, u) + v$ Une loi de commande qui borne les trajectoires du système perturbé. Si on calcule la dérivée de V le long de la solution de (2.29), on obtient :

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x} [f + g\psi] + \frac{\partial V}{\partial x} g[v + \Gamma\delta_0] \leq -\alpha_3(\|x\|) + \omega^t[v + \Gamma\delta_0]$$

Avec le choix :

$$v = -\gamma\omega\|\Gamma(t, x)\|_2^2, \quad \gamma > 0 \quad (2.30)$$

On obtient :

$$\dot{V} \leq -\alpha_3(\|x\|) - \gamma\|\omega\|_2^2\|\Gamma(t, x)\|_2^2 + \|\omega\|_2\|\Gamma(t, x)\|_2k_0$$

Avec k_0 est la borne supérieure inconnue de $\|\delta_0\|_2$

Le terme :

$$\gamma\|\omega\|_2^2\|\Gamma(t, x)\|_2^2 + \|\omega\|_2\|\Gamma(t, x)\|_2k_0 \text{ Atteint une valeur maximal égale à } \frac{k_0^2}{4\gamma}$$

pour $\|\omega\|_2\|\Gamma\|_2 = \frac{k_0}{2\gamma}$

Cela donne :

$$\dot{V} \leq -\alpha_3(\|x\|) + \frac{k_0^2}{4\gamma}$$

Donc on est sûr d'avoir \dot{V} négative à l'extérieur de la sphère définie par

$$\|x\|_2 \geq \alpha_3^{-1}\left(\frac{k_0^2}{4\gamma}\right)$$

La commande définie par (2.30) est appelée l'amortissement non linéaire [5].

2.4.3 Backstepping robuste

L'idée consiste à combiné la technique du backstepping avec l'une des méthodes déjà décrite (stabilisation robuste, amortissement non linéaire), afin d'améliorer les performances des systèmes perturbés. Pour illustrer Le principe de cette technique, soit a stabilisé le système non linéaire décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \Delta_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u + \Delta_2(x_1, x_2, u) \end{cases} \quad (2.31)$$

On veut trouver une commande qui stabilise notre système et que x_1 suit une référence x_r

Etape 1

On considère que x_2 est une entrée du premier sous système défini par la première équation du système (2.31). On défini l'erreur entre x_r et x_1 comme suit :

$$e = x_r - x_1 \quad (2.32)$$

On défini la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}e^2 \quad (2.33)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e\dot{e} \\ &= -k_1e^2 + e[k_1e + \dot{x}_r - f_1(x_1) - g_1(x_1)x_2 - \Delta_1(x_1, x_2)] \end{aligned}$$

Le système nominal est stabilisé sous la commande :

$$x_2^* = g_1^{-1}[k_1e + \dot{x}_r - f_1]$$

On suppose que la commande $x_3^* = x_2^* + k_{11}sgn(e)$ stabilise notre système perturbé, d'où la dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= -k_1e^2 + e[k_1e + \dot{x}_r - f_1(x_1) - g_1(x_1)[x_2^* + v_1] - \Delta_1(x_1, x_2)] \\ &= -k_1e^2 - k_{11}g_1\|e\| - \Delta_1(x_1, x_2)e \end{aligned} \quad (2.34)$$

De l'équation (2.34) on voit que, pour :

$$k_{11} \geq -\frac{\Delta_1}{g_1} \frac{e}{\|e\|} = -\frac{\Delta_1}{g_1} sgn(e)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, et le sous système défini par la première équation du système (2.31) est stable

Etape 2

On définit l'erreur entre la valeur désiré et la valeur réel de x_2 comme suit :

$$e_2 = x_3^* - x_2 \quad (2.35)$$

La fonction de Lyapunov

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_0 - k_2 e_2^2 + e_2 [k_2 e_2 + \dot{x}_3^* - f_2 - g_2 u - \Delta_2] \quad (2.36)$$

Le système nominal est stable sous la commande :

$$u = g_2^{-1} [\dot{x}_3^* - f_2]$$

On suppose que la commande ($u = g_2^{-1} [k_2 e_2 + \dot{x}_3^* - f_2] + k_{21} \text{sgn}(e_2)$) stabilise notre système, d'où on peut écrire :

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_0 - k_2 e_2^2 - [k_{21} g_2 \|e_2\| + \Delta_2 e_2]$$

Pour :

$$k_{21} \geq -\frac{\Delta_2}{g_2} \frac{e_2}{\|e_2\|} = -\frac{\Delta_2}{g_2} \text{sign}(e_2)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov le long des trajectoires solution du système (2.31) est négative, et par conséquent notre système est stable.

2.4.4 Application à la commande de la M.A.S

Le modèle de la machine à induction en présence des variations paramétriques est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = -\frac{f}{j} \omega - \frac{C_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} (\phi_r I_{sq}) + \delta_1 \\ \dot{\phi}_r = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} I_{sd} + \delta_2 \end{cases} \quad (2.37)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} + \delta_3 \\ \dot{I}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} + \delta_4 \end{cases} \quad (2.38)$$

Avec :

$$\begin{cases} \delta_1 = -\Delta \left(\frac{f}{j} \omega \right) - \Delta \left(\frac{C_r}{j} \right) + \Delta \left(\frac{pM}{jL_r} \phi_r I_{sq} \right) \\ \delta_2 = -\Delta \left(\frac{1}{T_r} \phi_r \right) + \Delta \left(\frac{M}{T_r} I_{sd} \right) \\ \delta_3 = -\Delta (\gamma I_{sd}) + \Delta \left(\frac{k}{T_r} \phi_r \right) + \Delta \left(\frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \\ \delta_4 = -\Delta (\gamma I_{sq}) - \Delta (kp\omega \phi_r) + \Delta \left(\frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \end{cases}$$

Les entrées virtuelles représentées par le système d'équation (2.15) stabilisent le système nominal (2.10), mais elles ne stabilisent pas le système perturbé (2.37).

Pour stabiliser ce dernier on ajoute une commande additionnelle soit :

$$\begin{cases} (\phi_r I_{sq})^* = \frac{jL_r}{pM} \left(K_{11} e_1 + \dot{\omega}^* + \frac{f}{j} \omega + \frac{C_r}{j} + K_{12} \text{sign}(e_1) \right) \\ I_{sd}^* = \frac{T_r}{M} \left(K_{21} e_2 + \dot{\phi}_r^* + \frac{1}{T_r} \phi_r + K_{22} \text{sign}(e_2) \right) \end{cases} \quad (2.39)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1 \left(\dot{\omega}^* + \frac{f}{j} \omega + \frac{C_r}{j} - \frac{pM}{jL_r} (\phi_r I_{sq}) - \delta_1 \right) + e_2 \left(\dot{\phi}_r^* + \frac{1}{T_r} \phi_r - \frac{M}{T_r} I_{sd} - \delta_2 \right) \\ &= (-K_{11} e_1^2 - K_{12} |e_1| - \delta_1 e_1) + (-K_{21} e_2^2 - K_{22} |e_2| - \delta_2 e_2) \end{aligned}$$

La condition nécessaire et suffisante Pour assurer la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\begin{cases} -K_{12} |e_1| - \delta_1 e_1 \leq 0 \\ -K_{22} |e_2| - \delta_2 e_2 \leq 0 \end{cases}$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{12} \geq -\delta_1 \text{sign}(e_1) \\ K_{22} \geq -\delta_2 \text{sign}(e_2) \end{cases} \quad (2.40)$$

Ainsi on peut écrire :

$$\dot{V}_0 = -W \quad (2.41)$$

Avec W est une fonction positive.

Pour stabiliser le système complet on utilise la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = V_0 + \frac{1}{2} (e_3^2 + e_4^2) \quad (2.42)$$

La dérivée de V

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_0 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \\ &= \dot{V}_0 + e_3 \left((\phi_r \dot{I}_{sq})^* - \dot{\phi}_r I_{sq} - \phi_r \left(F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} + \delta_4 \right) \right) \\ &\quad + e_4 \left(\dot{I}_{sd}^* - F_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \delta_3 \right) \end{aligned}$$

Pour

$$\begin{cases} V_{sq}^* = \frac{\sigma L_s}{\phi_r} \left(K_{31} e_3 + (\phi_r \dot{I}_{sq})^* - \left(-\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} I_{sd} \right) I_{sq} - \phi_r F_q + K_{32} \text{sign}(e_3) \right) \\ V_{sd}^* = \sigma L_s \left(K_{41} e_4 + \dot{I}_{sd}^* - F_d + K_{42} \text{sign}(e_4) \right) \end{cases} \quad (2.43)$$

On remplace dans l'équation de la dérivée de la fonction de Lyapunov on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_0 + (-K_{31} e_3^2 - K_{32} |e_3| - (\phi_r \delta_4 + I_{sq} \delta_2) e_3) \\ &\quad + (-K_{41} e_4^2 - K_{42} |e_4| - \delta_3 e_4) \end{aligned}$$

Pour assurer la négativité de \dot{V} il faut que :

$$\begin{cases} K_{32} \geq -(\phi_r \delta_4 + I_{sq} \delta_2) \text{sign}(e_3) \\ K_{42} \geq -\delta_3 \text{sign}(e_4) \end{cases} \quad (2.44)$$

1.4 Résultat de simulation

a) Commande par Backstepping du système nominal

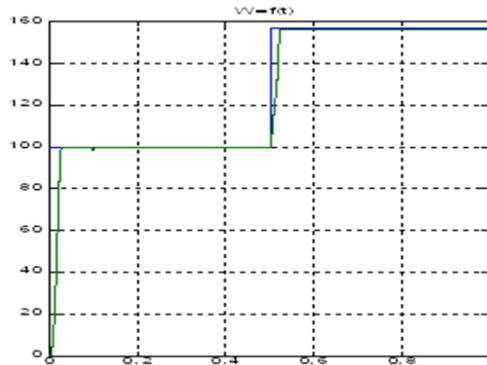


Fig.2.3 : la vitesse de rotation

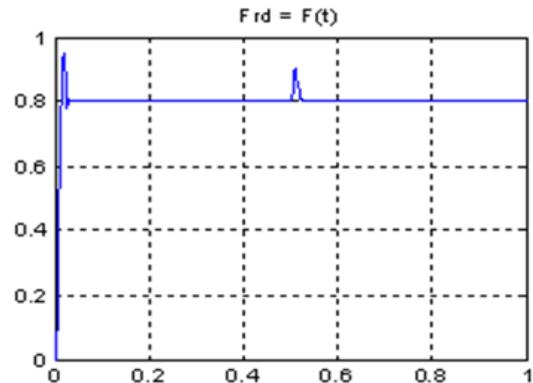


Fig.2.4 : le flux rotorique

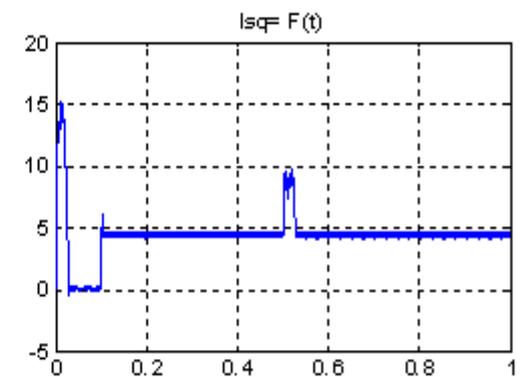
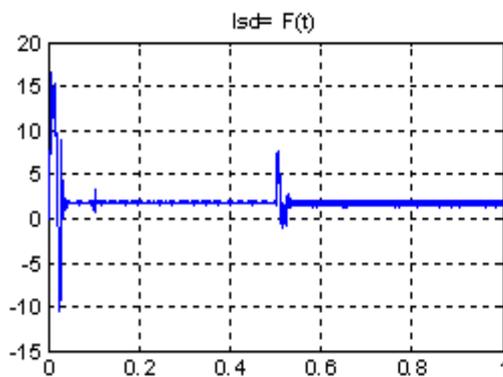
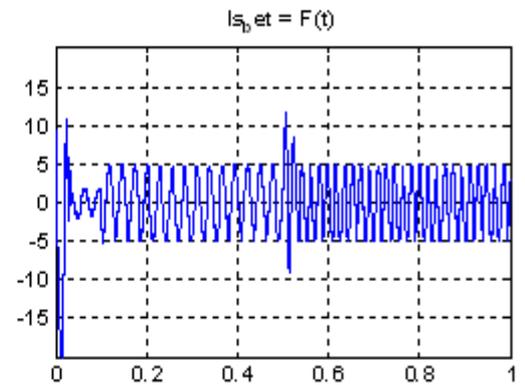
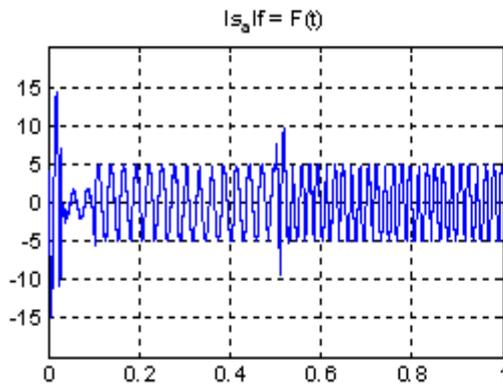


Fig.2.5 : les courants statoriques

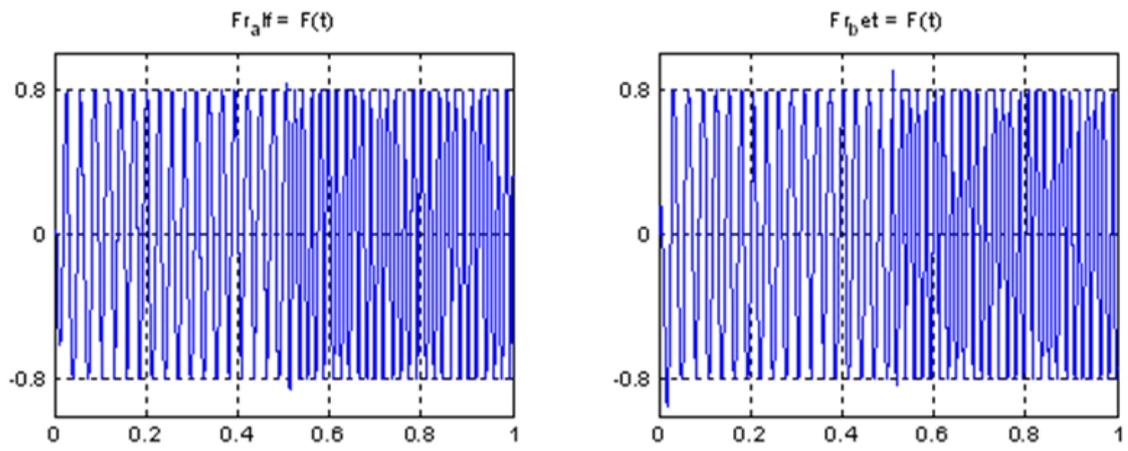


Fig.2.6 : le flux rotorique dans l'axe (α, β)

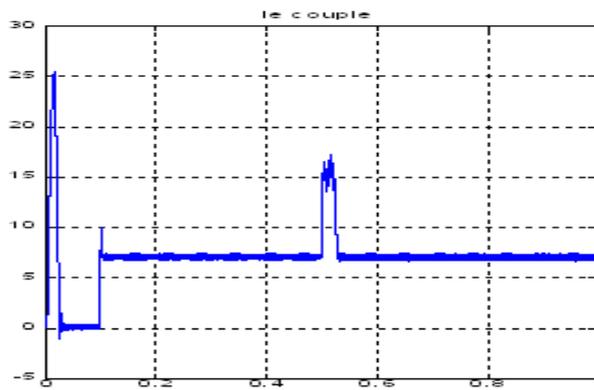


Fig.2.7 : le couple électromécanique

b) **Commande par Backstepping robuste**

1) **Cas de la variation de la résistance rotorique :**

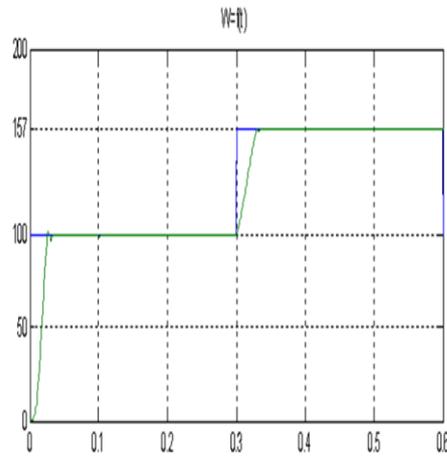


Fig.2.8 : la vitesse de rotation

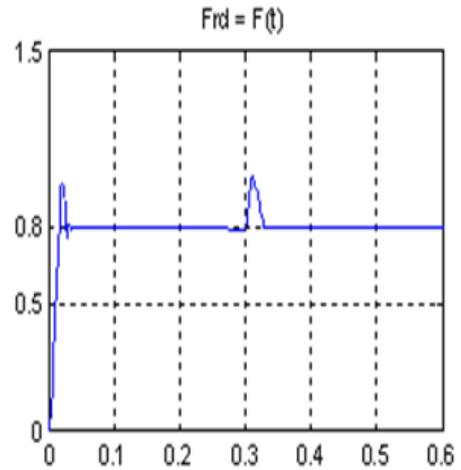


Fig.2.9 : le flux rotorique

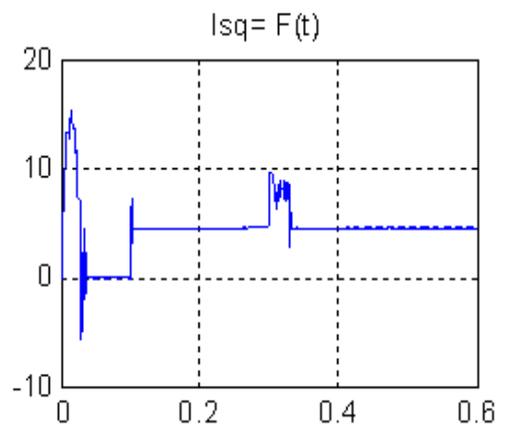
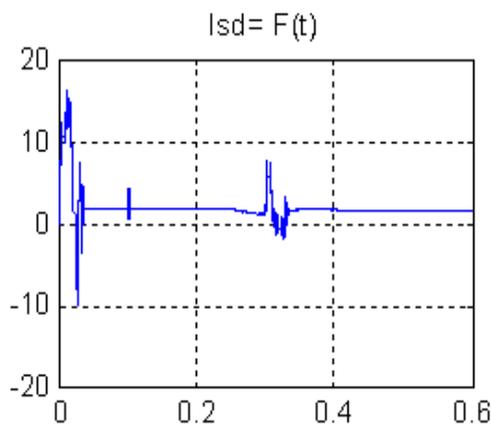
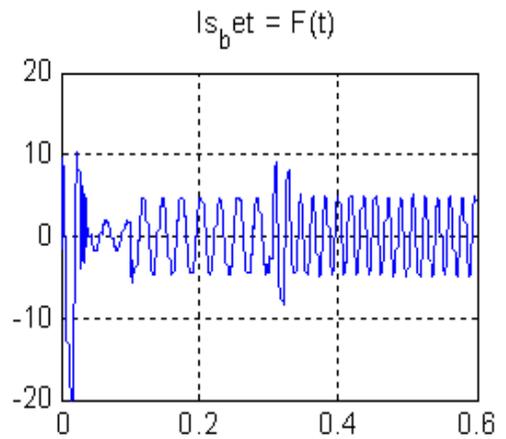
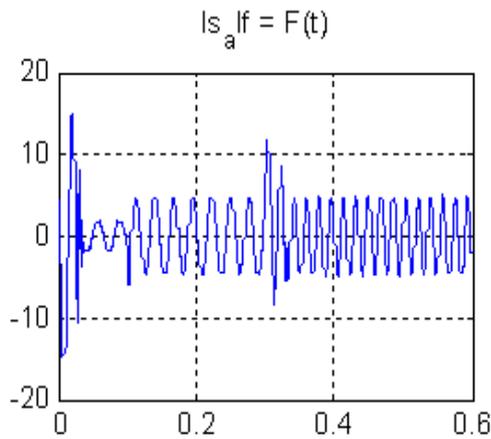


Fig.2.10 : les courants statorique.

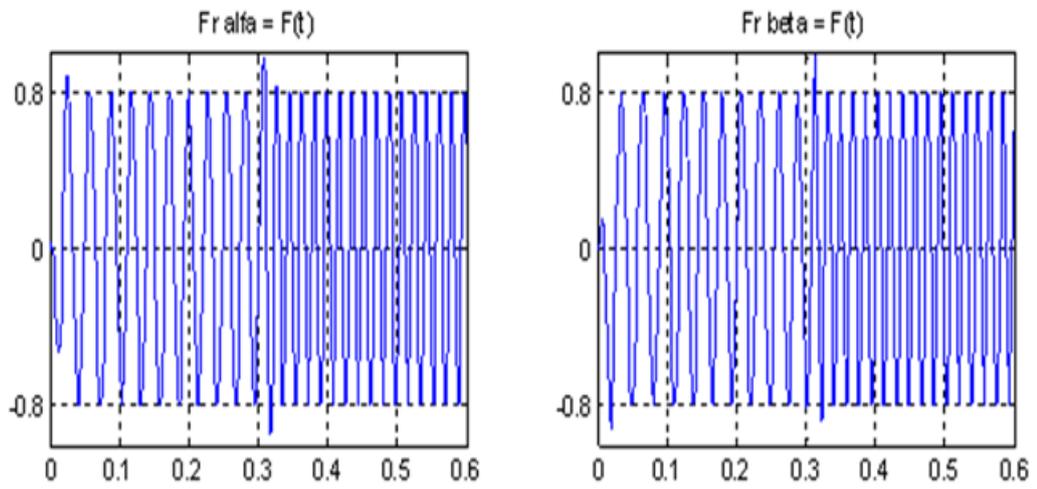


Fig.2.11 : les composantes du flux rotorique dans le repère (α, β) .

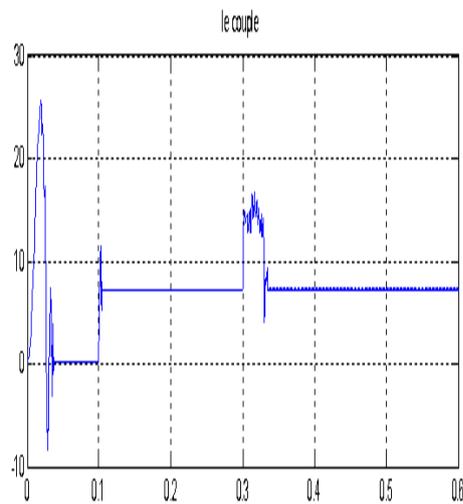


Fig.2.12: le couple électromécanique

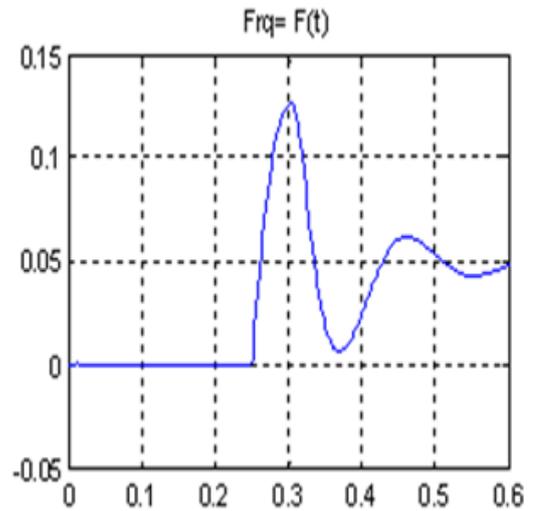


Fig.2.13: le flux rotorique en quadrature

2) Cas de la variation du couple de charge

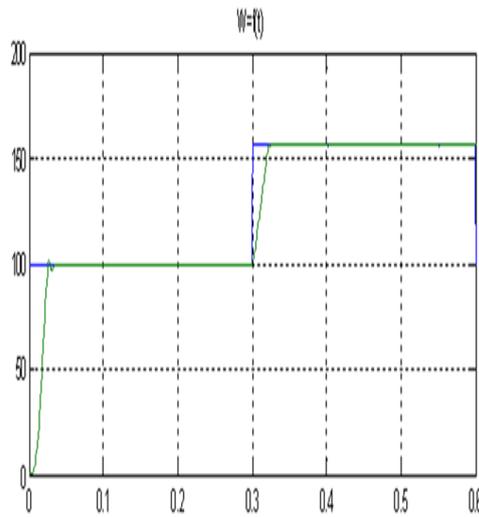


Fig.2.14 : la vitesse de rotation

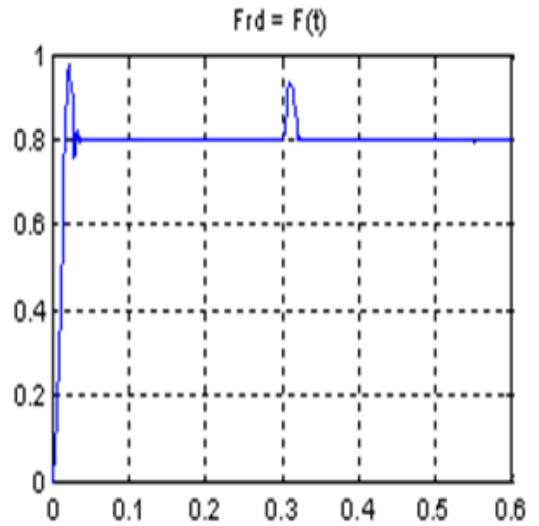


Fig.2.15 : le flux rotorique

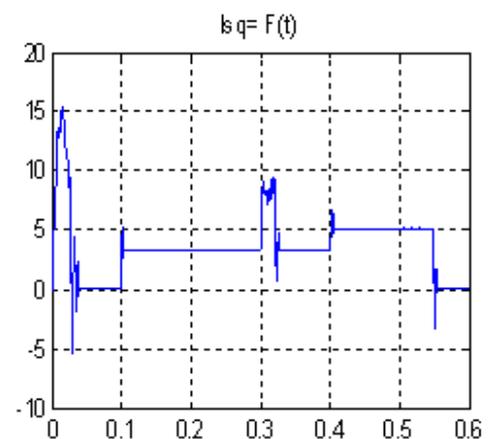
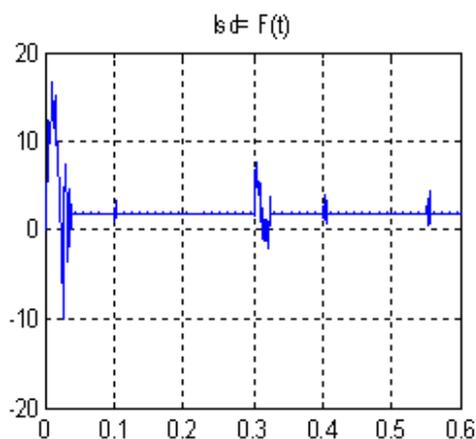
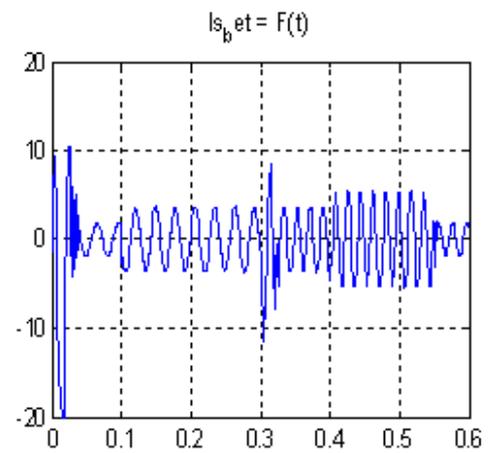
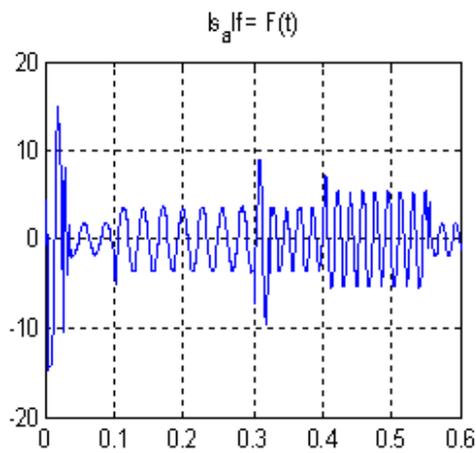


Fig.2.16 : les courants statorique

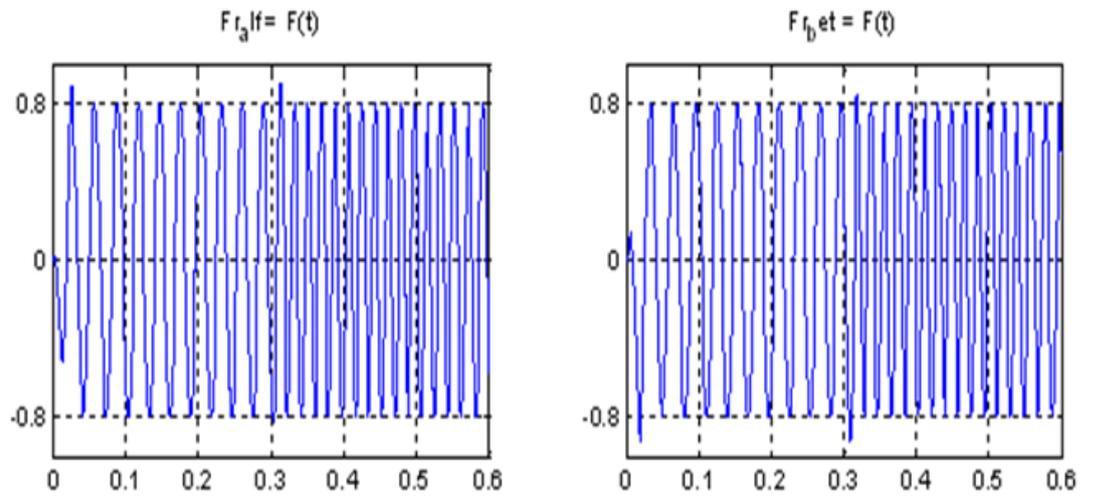


Fig.2.17 : le flux rotorique dans le repère (α, β) .

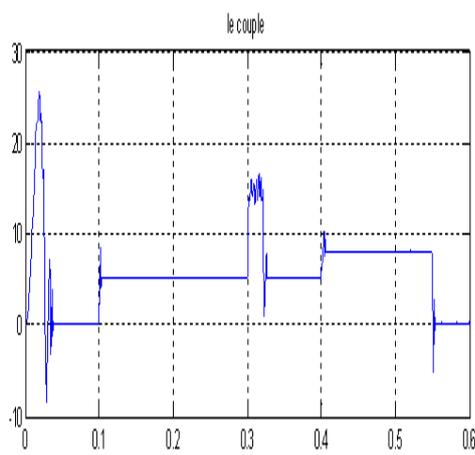


Fig.2.18 : le couple électromécanique

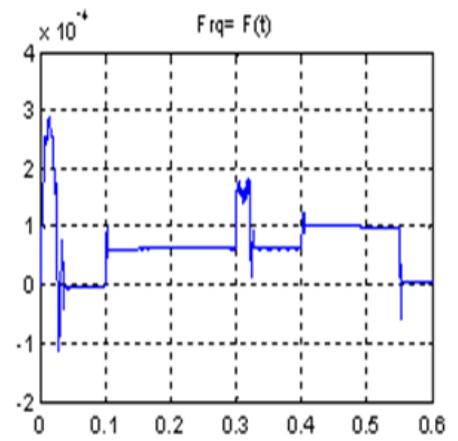


Fig.2.19: le flux rotorique en quadrature

3) Cas de la variation de la résistance rotorique est le couple de charge :

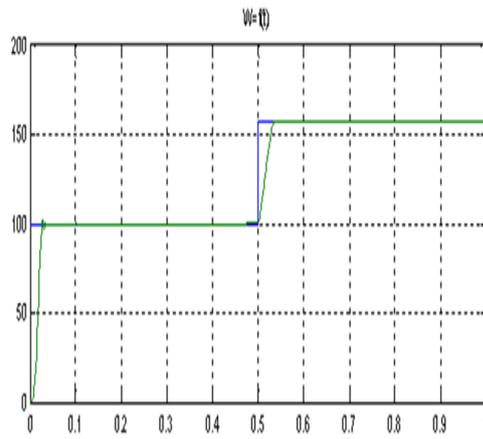


Fig.2.20 : la vitesse de rotation

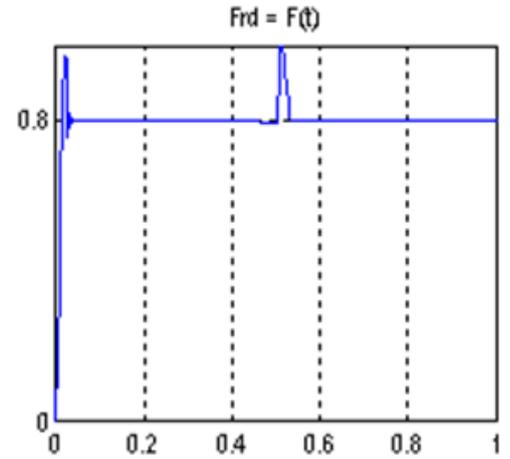


Fig.2.21 : le flux rotorique

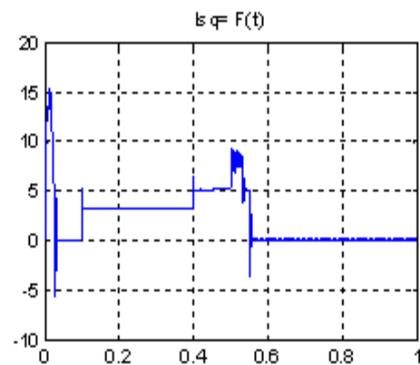
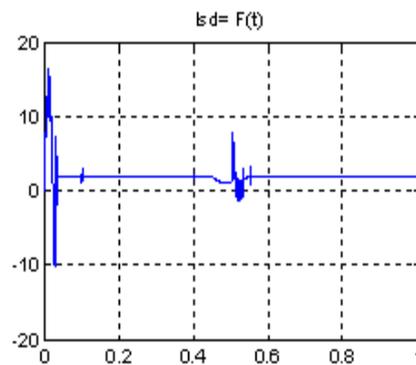
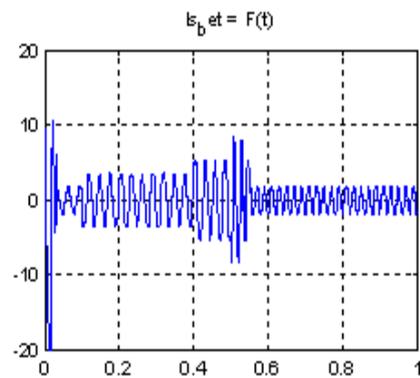
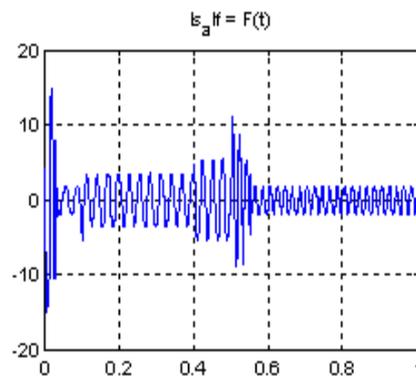


Fig.2.22 : les courants statorique

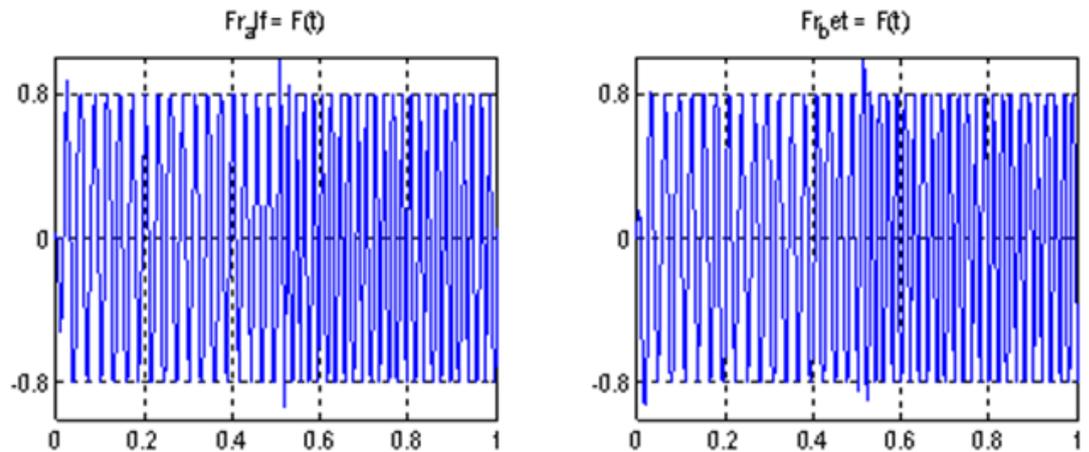


Fig.2.23 : le flux rotorique dans le repère(α, β).

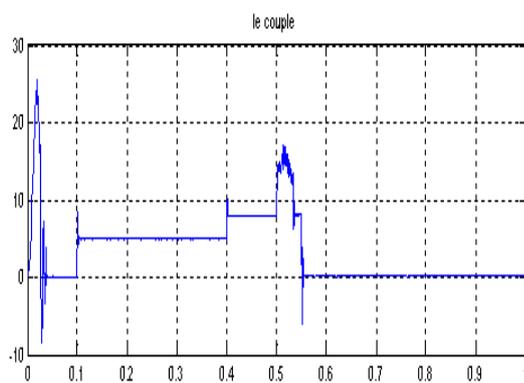


Fig.2.24 : le couple électromécanique

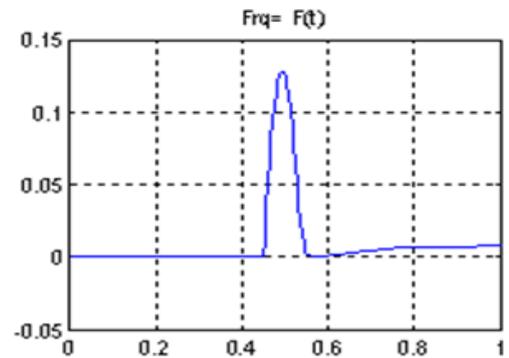


Fig.2.25: le flux rotorique en quadrature

La machine démarre à vide (backstepping nominal), La vitesse atteint sa valeur de référence pour un temps égale a 0.03s (Fig.2.3), pour cette raison la machine développe un très grand couple de démarrage (25 N.m) (fig.2.7), puis le couple s’annule.

Pour $t = 0.1$ En charge notre machine la composante inverse du courant statorique passe de zéro vers 4.9 Ampère, cela afin que la machine puisse développer le couple demandé (Fig.2.5)

Lorsqu’on varie la vitesse (Fig.2.3), cette dernière suit sa référence, on remarque l’apparition d’un pic aux niveaux du couple électromécanique, et du flux rotorique.

Pour Les résultats de la Commande par le backstepping robuste avec variation de la résistance rotorique, on remarque qu’à l’ instant où on varie cette dernière l’apparition d’un pic au niveau de la composante en quadrature du flux rotorique (Fig.2.13), puis elle

se stabilise au voisinage de zéro. La vitesse (Fig.2.8) et la composante directe du flux rotorique (Fig.2.9) suivent leurs références.

Si on maintient la résistance rotorique fixe et on varie le couple de charge, on remarque que la variation du couple de charge engendre la variation de la composante en quadrature du courant statorique (Fig.2.16).

Dans le troisième cas, on a supposé que le couple de charge est la résistance rotorique varient simultanément mais à des phases défirent. On constate que la variation du couple de charge engendre la variation des courants statorique (Fig.2.22) et celle de la résistance rotorique engendre l'apparition de la composante inverse du flux rotorique(Fig.2.25).

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la définition de la stabilité au sens de Lyapunov, on se basant sur ses deux méthodes (indirecte, directe), ainsi que la commande par le backstepping, qui est une méthode basée sur la méthode directe de Lyapunov. On a constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursives est systématique, et simple, tous en stabilisant notre système.

Pour faire face aux variations paramétriques, on a utilisé le backstepping combiné avec une commande additionnelle telle que la stabilisation robuste, qui a pour rôle la compensation des effets de ces variations.

Les résultats de simulation montrent la robustesse de cette dernière technique, face à la variation de la résistance rotorique et à la variation du couple de charge.

**CHAPITRE III: LA COMMANDE DU
MOTEUR ASYNCHRONE PAR LE
BACKSTEPPING ADAPTATIF**

3. Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone

Par le Backstepping Adaptatif

3.1 Introduction

La commande du moteur asynchrone est complexe car il y a beaucoup d'incertitudes et de perturbations dans le système. La résistance de rotor, par exemple, peut varier jusqu'à 50% en raison de l'échauffement du rotor lors du fonctionnement, et aussi l'échauffement des enroulements rotorique par effet Joule. Le couple de charge est inconnu dans la plupart des applications. La méthode la plus populaire pour la commande avec un rendement élevé des moteurs à induction dans l'industrie est la commande vectorielle par orientation du champ rotorique (**le champ orienté**). Il y a eu de grands efforts pour développer les commandes avec des performances élevées pour les systèmes sujets aux incertitudes. Il a été prouvé que La commande adaptative est l'une des techniques les plus prometteuses ce qui peut être appliqué à la commande d'une grande variété de systèmes et de processus.

La commande adaptative a été un domaine important de recherche active pendant plus de cinq décennies. Le contrôleur adaptatif est conçu en combinant un estimateur de paramètre, qui fournit des évaluations des paramètres inconnus, avec une loi de commande. Les paramètres du contrôleur sont ajustés pendant l'opération de la commande. Afin d'obtenir les performances désirées, il fournit également des méthodes d'adaptation pour quelques incertitudes, telles que les variations de vitesse, perturbation externe et incertitudes structurales [10].

L'estimation de paramètre emploie une collection de signaux disponibles dans le système, basée sur certains critères d'information et d'optimalité, pour produire des estimations des paramètres du système, c'est un procédé dynamique d'évaluation qui se sert des signaux mis à jour de système pour produire des évaluations mises à jour de paramètre.

Les clés pour l'estimation adaptative de paramètre incluent la paramétrisation linéaire des modèles du système, la représentation linéaire des modèles paramétriques d'erreur, la conception stable des algorithmes adaptatifs d'évaluation, la preuve analytique de la stabilité, la convergence de paramètre, et la robustesse de l'estimation adaptative [14].

3.2 Le Backstepping adaptatif

Pour illustrer l'idée de backstepping adaptatif, considérant d'abord le système suivant du second degré dont on suppose que les paramètres inconnus apparu linéairement dans l'équation du système :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \phi_1^t(x_1)\theta \\ \dot{x}_2 = u + \phi_2^t(x_1, x_2)\theta \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

θ Est un vecteur de paramètre inconnu

ϕ_1 Et ϕ_2 deux fonctions non linéaires connus.

Notre problème est de stabiliser le système (3.1), on forçant x_1 à suivre une référence x_r dont on suppose l'existence de ses deux premières dérivées. Pour ce faire on effectue le changement de variables suivant ;

$$e_1 = x_1 - x_r \quad (3.2)$$

Pour θ connu, et on considère que x_2 comme entrée de la première équation du système (3.1). On défini la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (3.3)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1(x_2 + \phi_1^t(x_1)\theta - \dot{x}_r) \\ &= -k_1 e_1^2 + e_1(k_1 e_1 + x_2 + \phi_1^t(x_1)\theta - \dot{x}_r) \end{aligned}$$

Pour assurer la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov, on choisi x_2 comme suit :

$$x_2^r = -k_1 e_1 - \phi_1^t \theta + \dot{x}_r \quad (3.4)$$

Pour stabiliser le système (3.1), on défini e_2 qui représente l'erreur entre x_2^r et x_2 comme suit :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 - \dot{x}_r \quad (3.5)$$

Avec :

$$\alpha_1 = -k_1 e_1 - \phi_1^t(x_1)\theta \quad (3.6)$$

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (3.7)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 \left(u + \phi_2^t \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \phi_1^t \theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r - \ddot{x}_r \right) \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 \left(k_2 e_2 + e_1 + u + \phi_2^t \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \phi_1^t \theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r - \ddot{x}_r \right) \end{aligned}$$

Pour :

$$u = -k_2 e_2 - e_1 - \phi_2^t \theta + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \phi_1^t \theta) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r + \ddot{x}_r \quad (3.8)$$

Pour u ainsi choisi La dérivée de la fonction de Lyapunov V_2 est négative, par conséquent, u est la commande qui stabilise le système (3.1), mais θ est inconnu, on ne peut pas donc utiliser cette commande, on va combiner la technique du backstepping avec une estimation de paramètres.

Du (3.2), (3.3), (3.5) et (3.8) on trouve :

$$\dot{e}_1 = e_2 + \alpha_1 + \phi_1^t \theta \quad (3.9)$$

Ou :

$$\alpha_1 = -k_1 e_1 - \phi_1^t \hat{\theta}_1 \quad (3.10)$$

Ou $\hat{\theta}_1$ est la valeur estimée de θ , et k_1 une constante positive.

Notre objectif est de stabiliser (3.9) avec respect à la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + \tilde{\theta}_1^t \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_1) \quad (3.11)$$

Avec :

$$\tilde{\theta}_1 = \theta - \hat{\theta}_1$$

Alors la dérivée de V_1 est donné par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 - \tilde{\theta}_1^t \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\ &= e_1 (e_2 + \alpha_1 + \phi_1^t \theta) - \tilde{\theta}_1^t \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 - \tilde{\theta}_1^t \Gamma^{-1} (\dot{\hat{\theta}}_1 - \Gamma \phi_1 e_1) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Pour :

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \Gamma \phi_1 e_1 \quad (3.13)$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (3.14)$$

La dérivée de e_2 est :

$$\begin{aligned}
\dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \ddot{x}_r \\
&= u + \phi_2^t \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \phi_1^t \theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \dot{\hat{\theta}}_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r - \ddot{x}_r \\
&= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 + \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \phi_1 e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r - \ddot{x}_r
\end{aligned}$$

Dans cette équation la commande u est a notre disposition, on défini donc une fonction de Lyapunov V_2 comme suit :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (3.15)$$

Et :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\
&= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 \left(u + k_2 e_2 + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 + \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t \theta \right. \\
&\quad \left. - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \phi_1 e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r - \ddot{x}_r \right)
\end{aligned} \quad (3.16)$$

La commande u est choisi de sort que le troisième terme de la dérivée de la fonction de Lyapunov soit nul.

$$u = -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t \theta + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \phi_1 e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r + \ddot{x}_r \quad (3.17)$$

Pour pouvoir éliminer le terme $\left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t \theta$, on doit considérer θ comme une nouvelle entrée inconnue. On peut donc écrire :

$$u = -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t \hat{\theta}_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \phi_1 e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r + \ddot{x}_r \quad (3.18)$$

Avec ce choix on a:

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 - e_1 + \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t (\theta - \hat{\theta}_2) \quad (3.19)$$

On pose

$$\tilde{\theta}_2 = \theta - \hat{\theta}_2 \quad (3.20)$$

On défini la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} (e_2^2 + \tilde{\theta}_2^t \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_2) \quad (3.21)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 - \tilde{\theta}_2^t \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_2 \\
&= -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 \left(-k_2 e_2 - e_1 + \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t \tilde{\theta}_2 \right) - \tilde{\theta}_2^t \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_2 \\
&= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + \tilde{\theta}_2^t \left(\left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right) e_2 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_2 \right) \\
&= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \tilde{\theta}_2^t \left(\dot{\hat{\theta}}_2 - \Gamma \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right) e_2 \right)
\end{aligned} \tag{3.22}$$

Pour :

$$\dot{\hat{\theta}}_2 = \Gamma \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right) e_2 \tag{3.23}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, et égal à :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \tag{3.24}$$

En conclusion, Le système (3.1) dont le vecteur de paramètres inconnu θ , est stabilisé sous la commande u , et les lois de mise à jour suivantes :

$$\begin{cases} u = -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right)^t \hat{\theta}_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \phi_1 e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r + \ddot{x}_r \\ \dot{\hat{\theta}}_1 = \Gamma \phi_1 e_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 = \Gamma \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \phi_1 \right) e_2 \end{cases} \tag{3.25}$$

3.3 Application à La commande de la M.A.S

Le modèle mathématique de la machine asynchrone représenté par le système d'équation (1.17) dans le repère (d, q) lié au champ tournant, est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = \frac{V_{sd}}{\delta L_s} + F_d \\ \dot{I}_{sq} = \frac{V_{sq}}{\delta L_s} + F_q \\ \dot{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \dot{\omega} = \frac{pM}{jL_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) - \frac{C_r}{j} - \frac{f}{j} \omega \end{cases} \tag{3.26}$$

Et :

$$\begin{cases} F_d = -\gamma I_{sd} + \omega_s I_{sq} + kp\omega \Phi_r \\ F_q = -\gamma I_{sq} - \omega_s I_{sd} - kp\omega \Phi_r \end{cases}$$

Notre but est de commander le moteur pour atteindre la vitesse désirée, sous un champ magnétique ϕ_r désiré ce qui va se traduire par le calcul des erreurs de vitesse, et du champ rotorique :

$$\begin{cases} e_1 = \omega^* - \omega \\ e_2 = \Phi_r^* - \Phi_r \end{cases} \tag{3.27}$$

ω^* Et ϕ_r^* sont respectivement la vitesse et le champ rotorique de référence

La dérivée de l'erreur est comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \left(k_1 e_1 - \frac{pM}{jL_r} (\phi_r I_{sq}) + \frac{C_r}{j} + \dot{\omega}^* \right) \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \left(k_2 e_2 - \frac{MR_r}{L_r} I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \end{cases} \quad (3.28)$$

Si tous les paramètres de la machine sont connus, on peut définir les fonctions stabilisantes suivant :

$$\begin{cases} ((\phi_r I_{sq})^* = \frac{j}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) + \frac{1}{\mu} C_r \\ (R_r I_{sd})^* = \frac{L_r}{M} \left(k_2 e_2 + \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r} \phi_r \right) \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\text{Avec } \mu = \frac{pM}{L_r}$$

On défini la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (3.30)$$

On tenant compte des deux fonctions stabilisantes on trouve :

$$\dot{V}_1 = -\sum_{i=1}^2 k_i e_i^2 \quad (3.31)$$

$$\dot{V}_1 < 0 \quad \forall k_i > 0$$

Ce qui traduit la convergence de l'erreur de vitesse ainsi que celle du flux vers leurs références. Le couple de charge et la résistance rotorique sont inconnus, ils doivent être estimés adaptativement, alors on peut définir :

$$\begin{cases} (\widehat{\phi_r I_{sq}})^* = \frac{\hat{j}}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) + \frac{\hat{C}_r}{\mu} \\ (\widehat{R_r I_{sd}})^* = \frac{L_r}{M} \left(k_2 e_2 + \dot{\phi}_r^* + \frac{\hat{R}_r}{L_r} \phi_r \right) \end{cases} \quad (3.32)$$

Où \hat{C}_r et \hat{R}_r sont respectivement les valeurs estimées du couple de charge et de la résistance rotorique. On défini l'erreur entre les valeurs désirés et les valeurs estimés suivants :

$$\begin{cases} e_3 = (\widehat{\phi_r I_{sq}})^* - \phi_r I_{sq} \\ e_4 = (\widehat{R_r I_{sd}})^* - R_r I_{sd} \end{cases} \quad (3.33)$$

On remplace $(\phi_r I_{sq})$ et $(R_r I_{sd})$ dans le système d'équations (3.28) trouve :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{\mu}{j} e_3 - \frac{\hat{C}_r}{j} - \frac{\hat{j}}{j} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \frac{M}{L_r} e_4 - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \phi_r \end{cases} \quad (3.34)$$

Avec :

$$\tilde{C}_r = \hat{C}_r - C_r$$

$$\tilde{R}_r = \hat{R}_r - R_r$$

On remplaçant $\dot{e}_1, \dot{e}_2, (\phi_r I_{sq}), (R_r I_{sd})$ dans le système d'équations (3.33) on trouve :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \phi_4 - \frac{j k_1}{\mu j} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) j - \frac{j k_1}{\mu j} \tilde{C}_r - \frac{\phi_r I_{sq}}{L_r} \tilde{R}_r - \frac{\phi_r}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dot{e}_4 = \psi_2 - \frac{1}{M} \left(k_2 e_2 - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \right) \phi_r \tilde{R}_r - \frac{R_r}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (3.35)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_1 = \frac{j}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) + \frac{\hat{C}_r}{j} \\ \phi_2 = \frac{j}{\mu} k_1 \left(-k_1 e_1 + \frac{\mu}{j} e_3 + \frac{1}{k_1} \dot{\omega}^* \right) \\ \phi_3 = - \left(k_2 e_2 + \dot{\phi}_r^* - \frac{M}{L_r} e_4 \right) I_{sq} - \phi_r F_q \\ \phi_4 = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 \end{cases} \quad (3.36)$$

Et :

$$\begin{cases} \psi_1 = \frac{L_r}{M} k_2 \left(-k_2 e_2 + \frac{M}{L_r} e_4 + \frac{1}{k_2} \ddot{\phi}_r^* \right) + \frac{\hat{R}_r}{M} \phi_r - R_r F_d \\ \psi_2 = \psi_1 + \frac{\hat{R}_r}{M} \left(k_2 e_2 - \frac{M}{L_r} e_4 + \dot{\phi}_r^* \right) \end{cases} \quad (3.37)$$

Pour stabiliser notre système, on définit la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V_2 = \frac{1}{2} \left(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + \frac{1}{L_r \lambda_1} \tilde{R}_r^2 + \frac{1}{j \lambda_2} \tilde{C}_r^2 + \frac{1}{j \lambda_3} j^2 \right) \quad (3.38)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + \frac{1}{T_r \lambda_1} \tilde{R}_r \dot{\tilde{R}}_r + \frac{1}{j \lambda_2} \tilde{C}_r \dot{\tilde{C}}_r + \frac{1}{j \lambda_3} j \dot{j} \quad (3.39)$$

D'où les lois de mise à jours des paramètres :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{R}_r}{dt} = \lambda_1 \phi_r \left[e_2 + I_{sq} e_3 + \frac{L_r}{M} \left(k_2 e_2 - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \right) e_4 \right] \\ \frac{d\tilde{C}_r}{dt} = \lambda_2 \left(e_1 + \frac{k_1 j}{\mu} e_3 \right) \\ \frac{dj}{dt} = \lambda_3 (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) \left(e_1 + \frac{k_1 j}{\mu} e_3 \right) \end{cases} \quad (3.40)$$

Et les lois de commande :

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{\delta L_s}{R_r} \left(k_4 e_4 + \psi_2 + \frac{M}{L_r} e_2 \right) \\ V_{sq} = \frac{\delta L_s}{\phi_r} \left(k_3 e_3 + \frac{\mu}{j} e_1 + \phi_4 \right) \end{cases} \quad (3.41)$$

Dans le domaine de Laplace, Le système d'équation (3.40) peut être écrit comme suit :

$$\left(s + \frac{e_4}{M} \lambda_1 \Phi_r\right) \hat{R}_r = \lambda_1 \Phi_r \left[e_2 + I_{sq} e_3 + \frac{L_r}{M} k_2 e_2 e_4\right]$$

$$\left(s + \lambda_3 (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) \frac{k_1}{\mu} e_3\right) \hat{j} = \lambda_3 (k_1 e_1 + \dot{\omega}^*) e_1$$

L'intégrateur pur dans la deuxième équation du système (3.17) est remplacé par un intégrateur bouclé.

$$\left(s + \frac{1}{\tau}\right) \hat{C}_r = \lambda_2 \left(e_1 + \frac{k_1 \hat{j}}{\mu} e_3\right)$$

2.4 Résultats de simulation

a) Le cas où la résistance rotorique est inconnue

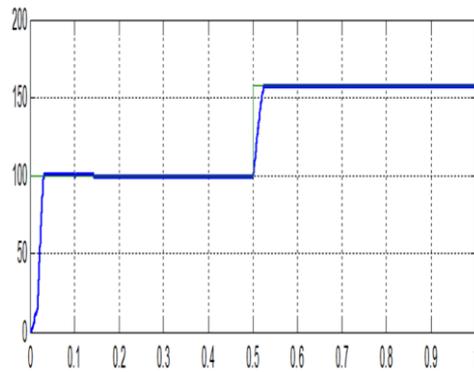


Fig.3.1 : la vitesse de rotation

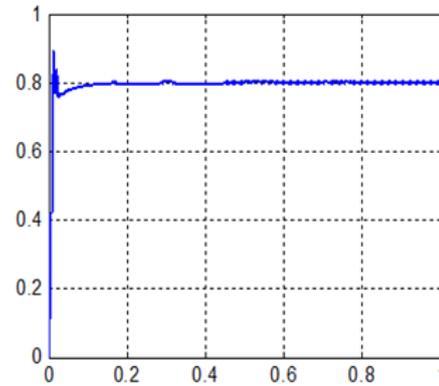


Fig.3.2 : le flux rotorique

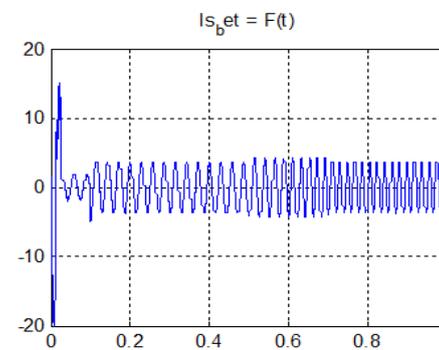
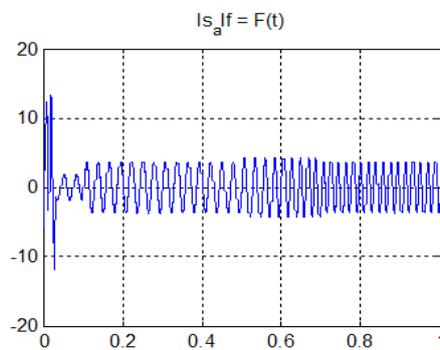


Fig.3.3 : les courants statorique dans le repère (α, β)

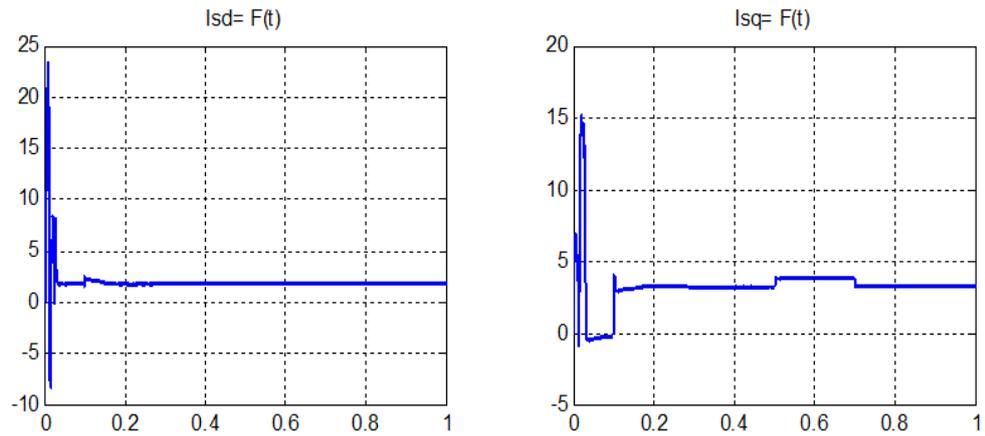


Fig.3.4 : les courants statorique dans le repère (d, q)

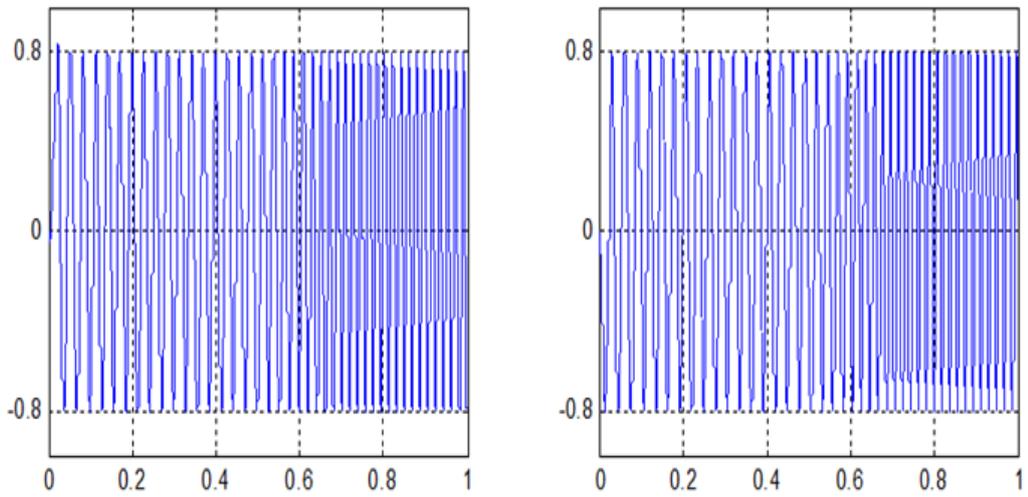


Fig.3.5 : le flux rotorique dans le repère (α, β)

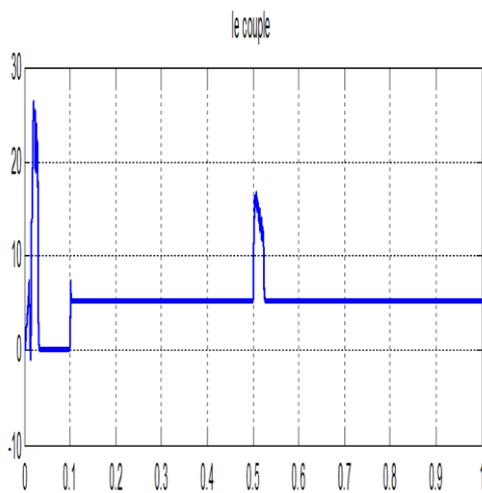


Fig.3.6 : le couple électromécanique

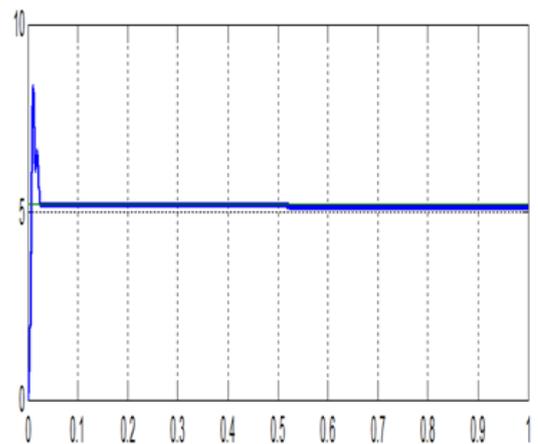


Fig.3.7 : la résistance rotorique estimée

b) Le cas ou le couple de charge est inconnu

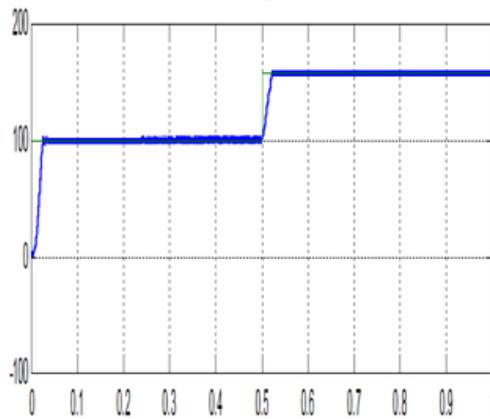


Fig.3.8 : la vitesse de rotation

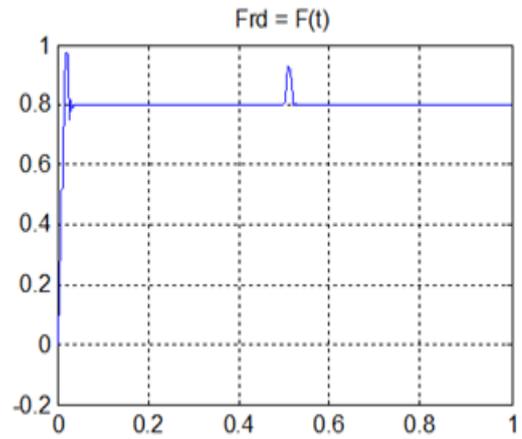


Fig.3.9 : le flux rotorique

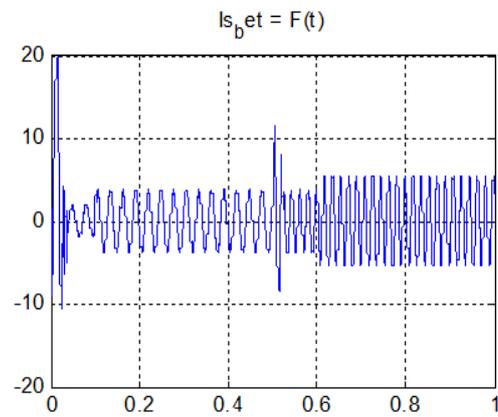
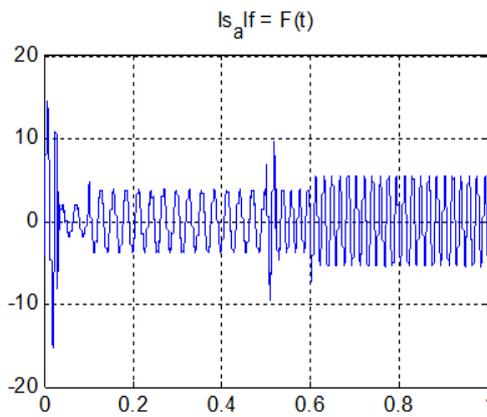


Fig.3.10 : les courants statorique dans le repère (α, β)

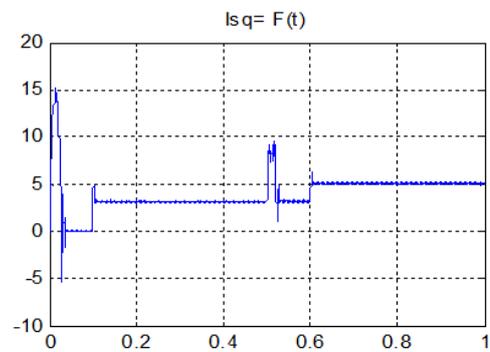
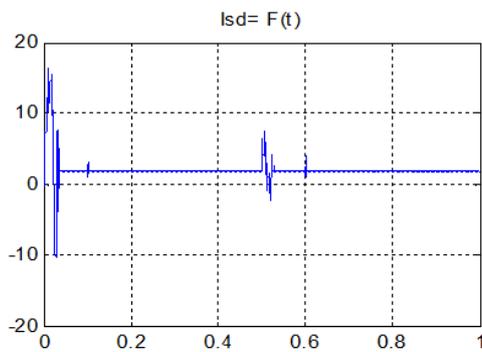


Fig.3.11: les courants statorique dans le repère (d, q)

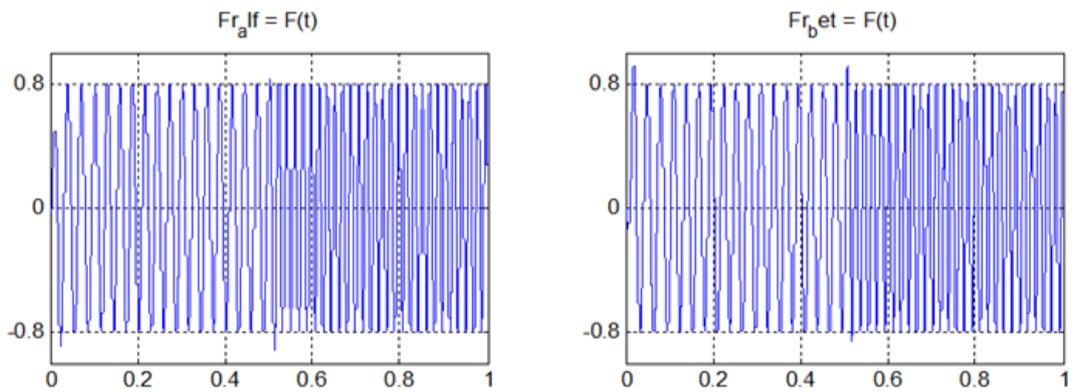


Fig.3.12 : le flux rotorique dans le repère (α, β)

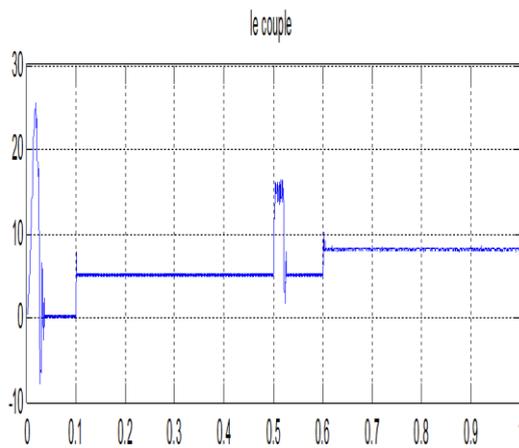


Fig.3.13 : le couple électromécanique

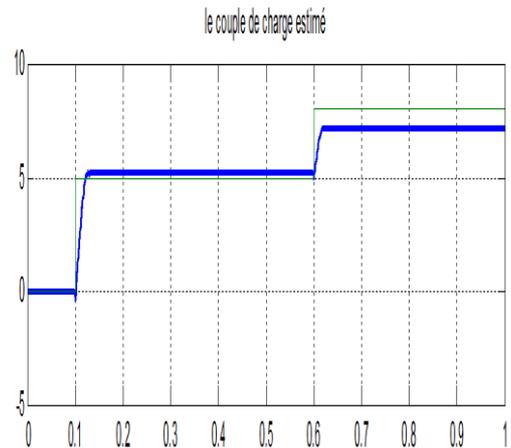


Fig.3.14 : le couple de charge estimé

Dans le cas où la résistance rotorique est inconnue, on constate que au démarrage ϕ_{rd} atteint un pic de valeur égal à 0.9 ceci est causé par l'estimateur qui fournit une valeur élevée de la résistance rotorique, puis ϕ_{rd} suit sa référence et ϕ_{rq} s'annule (Fig.3.1). Lorsqu'on varie la vitesse de rotation (Fig.3.1) une légère diminution de la résistance rotorique estimée est constatée (Fig.3.7). Tandis que la vitesse et le couple électromagnétique suivent leurs références (Fig.3.1) et (Fig.3.6).

Au début, l'estimateur du couple de charge donne une valeur égale à la valeur du couple de charge réelle, mais lorsque on augmente ce dernier, l'estimateur ne donne une valeur inférieure au couple de charge réel (Fig.3.14), le changement des gains de notre estimateur pour diminuer cette erreur statique engendre des surtensions, tandis que le flux rotorique et la vitesse de rotation suivent leurs références (Fig.3.8) et (Fig.3.9).

3.2 Conclusion

Dans ce chapitre on a utilisé le backstepping adaptatif, pour réaliser une commande vectorielle de la machine asynchrone avec des paramètres inconnus. Les incertitudes considérées dans ce travail sont la résistance rotorique et le couple de charge, les lois d'adaptation des paramètres et la loi de control final sont obtenus systématiquement. La preuve de la stabilité du système de control est obtenue en utilisant la théorie de Lyapunov.

Finalement, les résultats de simulation prouvent clairement que la commande backstepping adaptative proposée est robuste pour la commande de la vitesse de la machine à induction, quand le système est doté des incertitudes de paramètre et de perturbation du couple de charge

**CHAPITRE IV : COMMANDE SANS
CAPTEUR DE VITESSE DU MOTEUR
ASYNCHRONE PAR LE BACKSTEPPING**

4. Commande du Moteur Asynchrone Sans Capteur de Vitesse Par Le Backstepping

4.1 Introduction

Pour des raisons technologiques, de fiabilités ou encore économiques, dans de nombreuses applications la mesure de tous l'état n'est pas possible. On doit donc reconstruire les variables d'état non mesurables à l'aide des mesures disponibles. C'est le problème bien connu de l'observation.

Le problème d'estimation d'état des systèmes linéaires a été entièrement résolu, Une solution simple et optimale à ce problème a été proposée par Luenberger dans le cadre déterministe, et par Kalman dans le cadre stochastique, qui n'est pas le cas des systèmes non linéaires dont le domaine de l'estimation d'état est encore largement ouvert. Même si, de nombreuses méthodes ont été développées pour concevoir des observateurs des systèmes non linéaires bien spécifiques, le problème reste sans solution dans un grand nombre de cas. Les systèmes non linéaires ont des représentations d'état très variées, selon les propriétés de la fonction non linéaire qui intervient. Il semble donc difficile a priori, de trouver une théorie générale sur l'estimation d'état non linéaire, applicable à tous les systèmes non linéaires.

L'observateur est un système dynamique qui permet la reconstruction de l'état d'un système, à partir de ses entrées (commande), de ses sorties (mesures), et de la connaissance de son modèle dynamique.

Dans cette partie, Nous rappelons les notions d'observabilité des systèmes non linéaire, ensuite on présente une synthèse d'observateur adaptatif par le mode glissant, qui permet de résoudre le problème d'observation du flux rotorique de la machine. En effet, la majeure partie des lois de commande pour ce type de machine fait appel à la

connaissance de l'état non mesurable (flux). En outre, il y a aussi une demande industrielle importante concernant la commande de la machine sans capteur de vitesse

De ce fait, une commande sans capteurs de vitesse par le backstepping (commande non linéaire), dont le flux rotorique est estimé par un observateur adaptatif par mode glissant est réalisé.

4.2 Observabilité des systèmes non linéaire

La notion d'observabilité d'un système non linéaire peut être définie à partir de la notion d'indistinguabilité (Indiscernabilité), d'une paire d'états, au sens où un système sera dit observable si toute paire d'états du système peut être distinguée grâce aux sorties correspondantes, pour au moins une entrée. En d'autres termes le système non linéaire est dit observable s'il n'admet pas de paires indiscernables.

Deux états initiaux (x_1, x_2) sont dit indiscernables (indistinguables) si $\forall t \in [t_0, t_1]$ les sorties correspondantes sont identiques quelque soit l'entrée.

L'entrée qui nous permet de distinguer toute paire d'états est appelée entrée universelle. Dans le cas contraire, elle sera appelée entrée singulière.

Les critères permettant de déterminer l'observabilité d'un système non linéaire sont plus compliqués que dans le cas linéaire, en effet il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité. Cependant, une notion d'observabilité locale faible caractérisée par une condition de rang équivalente au cas linéaire. Qui peut être défini ainsi :

Soit le système non linéaire (Σ) décrit par le système d'équations suivant :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.1)$$

On dit que le système Σ est observable au sens du rang si pour un voisinage de x_0 il existe des entiers positifs l_1, l_2, \dots, l_p et $l_1 + l_2 + \dots + l_p = n$ tel que la matrice (4.2) ne soit pas singulière.

$$0 = \begin{bmatrix} L_f^0 \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_1-1} \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^0 \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^0 \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_2-1} \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^0 \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_p-1} \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Nous rappelons l'opérateur dérivé de Lie d'une fonction le long d'un champ de vecteurs $f(x) = [f_1(x) \cdots f_n(x)] : L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$. De façon récursive, nous définissons $L_f^{l_p} h(x) = L_f \left(L_f^{l_p-1} h(x) \right)$ avec $L_f^0 h(x) = h(x)$.

Comme on peut définir le teste de l'observabilité au sens du rang comme suit :

Soit l'ensemble des fonctions $P(x)$ contenant les sorties et leurs dérivées respectif suivants :

$$P(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_n \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \vdots \\ \dot{h}_n \\ \vdots \\ h_n^{p-1} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Le jacobien de $P(x)$ par rapport a l'état x permet de caractériser l'observabilité au sens du rang :

$$J(x) = \frac{\partial(P(x))}{\partial x} \text{ n'est pas singulier}$$

4.3 Observabilité de la machine asynchrone

Le modèle mathématique de la machine asynchrone lié au repère du stator, est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\gamma I_2 x_1 + k \left(\frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2 \right) x_2 + Bu \\ \dot{x}_2 = \frac{M}{T_r} I_2 x_1 - \left(\frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2 \right) x_2 \\ y = (I_2 \quad 0_2)(x_1 \quad x_2)^t \end{cases} \quad (4.4)$$

Avec :

$$x_1 = (I_{s\alpha} \ I_{s\beta})^t$$

$$x_2 = (\phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta})^t$$

$$x = (I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta})^t \text{ et } u = (V_{s\alpha} \ V_{s\beta})^t$$

$$I_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \text{ Et } J_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \text{ Et } 0_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

a) Le cas linéaire

Si on suppose que la vitesse de rotation varie lentement et reste constante pendant un pas de calcul, on peut établir la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (4.5)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma I_2 & k \left(\frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2 \right) \\ \frac{M}{T_r} I_2 & - \left(\frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2 \right) \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{1}{\delta L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C = [I_2 \quad 0_2]$$

L'observabilité du système (4.5) peut être vérifiée par le critère de Kalman

$$\bar{O} = \begin{pmatrix} C \\ CA \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_2 & 0_2 \\ -\gamma I_2 & k \left(\frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2 \right) \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

D'après les théories de l'algèbre linéaire, on a :

$$\begin{aligned} \det(O_{4 \times 4}) &= \det(\bar{O}) \cdot \det(\bar{O})^* \\ &= k^2 \left(\left(\frac{1}{T_r} \right)^2 + (p\omega)^2 \right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Ce résultat signifie théoriquement que quelque soit $p\omega$, le système est observable même pour la vitesse nulle.

b) Le cas non linéaire avec mesure de vitesse

Le modèle mathématique de la machine asynchrone lié au repère du stator, avec le couple de charge comme un état de notre système, est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + Bu \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.8)$$

Avec :

$$x = (I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{s\alpha} \ \phi_{s\beta} \ \omega \ c_r)^t$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{k}{T_r} x_3 + kp x_4 x_5 \\ -\gamma x_2 + \frac{k}{T_r} x_4 - kp x_3 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_3 x_5 \\ \frac{pM}{jL_r} (x_3 x_2 - x_4 x_1) - \frac{f}{j} x_5 - \frac{x_6}{j} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Pour tester l'observabilité au sens du rang, on défini :

$$P(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_3 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Dont Le Jacobien est :

$$J(x) = \frac{\partial(P(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Avec :

$$j_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad j_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$j_{21} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} \\ 0 & -\gamma & -kpx_5 \\ -\frac{pM}{jL_r}x_4 & \frac{pM}{jL_r}x_3 & \frac{pM}{jL_r}x_2 \end{bmatrix}, \text{ et } j_{22} = \begin{bmatrix} kpx_5 & kpx_4 & 0 \\ \frac{k}{T_r} & -kpx_3 & 0 \\ -\frac{pM}{jL_r}x_1 & -\frac{f}{j} & -\frac{1}{j} \end{bmatrix}$$

$$\det(J(x)) = -\frac{k^2}{j} \left(\frac{1}{T_r^2} + (px_5)^2 \right) \quad (4.12)$$

Le rang de la matrice $J(x)$ est égal à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse, ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine asynchrone avec mesures de vitesse et de courants est donc localement observable.

c) Le cas non linéaire sans mesure de vitesse

Les capteurs de vitesse réduisent la robustesse et la fiabilité dans le pilotage de la machine asynchrone et augmentent son coût ainsi que l'encombrement des montages ce qui a rendu la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone un sujet important, et un champ de la perspective industrielle.

Le problème de l'observabilité de la machine asynchrone sans mesure de vitesse est difficile à résoudre.

Dans ce cas :

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$P(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Et :

$$J(x) = \frac{\partial(P(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Avec :

$$j_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} \end{bmatrix}, \quad j_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ kpx_5 & kpx_4 & 0 \end{bmatrix}$$

$$j_{21} = \begin{bmatrix} 0 & -\gamma & -kpx_5 \\ a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix}, \text{ et } j_{22} = \begin{bmatrix} \frac{k}{T_r} & -kpx_3 & 0 \\ a_4 & a_5 & a_6 \\ b_4 & b_5 & b_6 \end{bmatrix}$$

Ou :

$$\begin{cases} a_1 = \gamma^2 + \frac{kM}{T_r^2} - kp\mu x_4^2 \\ a_2 = kp\mu x_4 x_3 + \frac{kpM}{T_r} x_5 \\ a_3 = -\frac{k}{T_r^2} + kp\mu x_4 x_2 + kp^2 x_5^2 - \frac{k\gamma}{T_r} \\ a_4 = -\gamma kpx_5 - 2\frac{kp}{T_r} x_5 + kp \left(\mu x_2 x_3 - \mu x_4 x_1 - \frac{f}{j} x_5 - \frac{1}{j} x_6 \right) - kp\mu x_4 x_1 \\ a_5 = -\gamma kpx_4 - \frac{kp}{T_r} x_4 - \frac{kpf}{j} x_4 + kp \left(\frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + px_3 x_5 \right) + kp^2 x_5 x_3 \\ a_6 = -\frac{kpf}{j} x_4 \end{cases}$$

Et :

$$\begin{cases} b_1 = k\mu x_4 x_3 - \frac{kpM}{T_r} x_5 \\ b_2 = \gamma^2 + \frac{kM}{T_r^2} - kp\mu x_3^2 \\ b_3 = \gamma kpx_5 - 2\frac{kp}{T_r} x_5 + kp \left(\mu x_2 x_3 - \mu x_4 x_1 - \frac{f}{j} x_5 - \frac{1}{j} x_6 \right) - kp\mu x_3 x_2 \\ b_4 = -\frac{k}{T_r^2} + kp\mu x_3 x_1 + kp^2 x_5^2 - \frac{k\gamma}{T_r} \\ b_5 = \gamma kpx_3 + \frac{kp}{T_r} x_3 + \frac{kpf}{j} x_3 - kp \left(\frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - px_4 x_5 \right) + kp^2 x_5 x_4 \\ b_6 = \frac{kpf}{j} x_3 \end{cases}$$

Il est très difficile d'évaluer L'expression littérale du déterminant de la matrice J. Néanmoins, des études pour des cas particuliers ont montré que :

Pour une vitesse de rotation constante, on perd l'observabilité dans le cas ou la variation du deux composante du flux rotorique $(\phi_{r\alpha} \phi_{r\beta})$ est nulle. On effet, lorsque $(\phi_{r\alpha} \phi_{r\beta})$ deviennent constant l'angle d'orientation du repère $(d q)$ devient constante, et par conséquent sa dérivée (w_s) s'annule. Dans le repère $(d q)$ On peut écrire :

$$0 = p\omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r}$$

$$C_e = \frac{pM}{jL_r} \phi_r I_{sq}$$

On trouve :

$$C_e = -\frac{(p\phi_r)^2}{jR_r} \omega = -k\omega$$

$C_e = f(\omega)$ Est une droite, Cette droite est appelée droite d'inobservabilité.

4.4 Synthèse de l'observateur Adaptative par mode glissant pour la MAS

Le modèle mathématique de la machine à induction dans un repère lié au stator est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{I}_s = -\frac{1}{\delta L_s} (R_s + a^2 R_r) I_2 I_s + k \left(\frac{R_r}{L_r} I_2 - p\omega J_2 \right) \phi_r + \frac{1}{\delta L_s} v_s \\ \dot{\phi}_r = \frac{M}{L_r} R_r I_2 I_s - \left(\frac{R_r}{L_r} I_2 - p\omega J_2 \right) \phi_r \end{cases} \quad (4.16)$$

Ce système peut être réécrit comme suit

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B v_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Avec

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\delta L_s} (R_s + a^2 R_r) & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\delta L_s} (R_s + a^2 R_r) \end{bmatrix}$$

$$A_{12} = k \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} \frac{M}{L_r} R_r & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r} R_r \end{bmatrix}$$

$$A_{22} = - \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

L'observateur peut être écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_s \\ \dot{\hat{\phi}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B v_s \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G \\ k_2 G \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Et:

$$k_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & 0 \\ 0 & k_{22} \end{bmatrix}$$

$$G = [k_1 \operatorname{sgn}(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) \quad k_2 \operatorname{sgn}(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta})]^t$$

$$k_2 = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 \\ l_3 & l_4 \end{bmatrix}$$

D'où L'erreur d'estimation :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_i \\ \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i \\ e_\phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta A_{11} & \Delta A_{12} \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} G \\ k_2 G \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Et :

$$e_i = I_s - \hat{I}_s$$

$$e_\phi = \phi_r - \hat{\phi}_r$$

$$\Delta A_{11} = \Delta A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta A_{12} = k \begin{bmatrix} 0 & p\Delta\omega \\ -p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta A_{22} = - \begin{bmatrix} 0 & p\Delta\omega \\ -p\Delta\omega & 0 \end{bmatrix}$$

L'observation se trouve lorsque les conditions du mode glissant sont satisfaites :

Attractivité et stabilité : $e_i^t \dot{e}_i < 0$

Convergence vers la surface de glissement : $e_i = 0$

Invariance sur la surface : $\dot{e}_i = 0$

De la première condition on peut écrire :

$$e_{i\alpha} \dot{e}_{i\alpha} + e_{i\beta} \dot{e}_{i\beta} < 0$$

$$e_{i\alpha} \left(k \frac{R_r}{L_r} e_{\phi\alpha} + kp\omega e_{\phi\beta} + kp\Delta\omega \hat{\phi}_{r\beta} - G_\alpha \right) < 0$$

$$e_{i\beta} \left(k \frac{R_r}{L_r} e_{\phi\beta} - kp\omega e_{\phi\alpha} - kp\Delta\omega \hat{\phi}_{r\alpha} - G_\beta \right) < 0$$

D'où on trouve :

$$\begin{cases} k_1 > \left| k \frac{R_r}{L_r} e_{\phi\alpha} + kp\omega e_{\phi\beta} + kp\Delta\omega \hat{\phi}_{r\beta} \right|_{max} \\ k_2 > \left| k \frac{R_r}{L_r} e_{\phi\beta} - kp\omega e_{\phi\alpha} - kp\Delta\omega \hat{\phi}_{r\alpha} \right|_{max} \end{cases} \quad (4.20)$$

De la seconde et de la troisième condition du mode glissant on a :

$$e_i \rightarrow 0 \quad \dot{e}_i \rightarrow 0$$

$$e_\phi = A_{12}^{-1} [-\Delta A_{12} \hat{\phi}_r + G]$$

Lorsque le mode est établi $\Delta\omega$ tendent vers zéro, alors on trouve :

$$e_\phi = A_{12}^{-1} G$$

$$\dot{e}_\phi = A_{22} e_\phi - k_2 G$$

$$A_{12} = -k A_{22}$$

$$\dot{e}_\phi = -\left(\frac{1}{k} + k_2\right) G$$

L'utilisation du théorème de Lyapunov détermine le mécanisme d'adaptation de la vitesse :

$$\begin{aligned}
V &= \frac{1}{2} \left(e_\phi^t e_\phi + \frac{(\omega - \hat{\omega})^2}{\mu_1} \right) \\
\dot{V} &= \frac{1}{2} \left(\dot{e}_\phi^t e_\phi + e_\phi^t \dot{e}_\phi - \frac{2\hat{\omega}}{\mu_1} \Delta\omega \right) \\
&= -G^t \left(\frac{1}{k} + k_2 \right)^t e_\phi - \frac{\hat{\omega}}{\mu_1} \Delta\omega \\
&= -G^t \left(\frac{1}{k} + k_2 \right)^t A_{12}^{-1} [-\Delta A_{12} \hat{\phi}_r + G] - \frac{\hat{\omega}}{\mu_1} \Delta\omega \\
&= \underbrace{-G^t \left(\frac{1}{k} + k_2 \right)^t A_{12}^{-1} G}_{\text{}} - \left[G^t \left(\frac{1}{k} + k_2 \right)^t A_{12}^{-1} [-\Delta A_{12} \hat{\phi}_r] + \frac{\hat{\omega}}{\mu_1} \Delta\omega \right]
\end{aligned}$$

La négativité de \dot{V} stipule que le premier terme soit négatif et que le deuxième soit nul. Pour cela il suffit de choisir

$$\begin{aligned}
\left(\frac{1}{k} + k_2 \right)^t A_{12}^{-1} &= \lambda I_2 \quad \text{et } \lambda > 0 \\
\left(\frac{1}{k} + k_2 \right)^t &= \lambda A_{12} \\
\begin{bmatrix} \frac{1}{k} + l_1 & l_3 \\ l_2 & \frac{1}{k} + l_4 \end{bmatrix} &= \lambda k \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \\
l_1 = \lambda k \frac{R_r}{L_r} - \frac{1}{k} = l_4 ; l_3 = -l_2 = \lambda k p \omega & \quad (4.21)
\end{aligned}$$

D'où le mécanisme d'adaptation suivants :

$$\dot{\hat{\omega}} = pk\mu_1 \lambda [k_1 \phi_{r\beta} \operatorname{sgn}(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - k_2 \phi_{r\alpha} \operatorname{sgn}(I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta})] \quad (4.22)$$

4.5 Commande de la M.A.S par le backstepping

Cette commande est déjà présentée dans le deuxième chapitre sauf que dans ce chapitre la vitesse ne sera pas mesurée, mais estimée par un observateur adaptatif par mode glissant et met à jour par le mécanisme d'adaptation (4.22). Les gains de l'observateur sont définis par les systèmes d'équations (4.20) et (4.21)

Les entrées fictives :

$$\begin{cases} (\phi_r I_{sq})^* = \frac{jL_r}{pM} \left(K_1 e_1 + \dot{\omega}^* + \frac{f}{j} \omega + \frac{C_r}{j} \right) \\ I_{sd}^* = \frac{T_r}{M} \left(K_2 e_2 + \dot{\phi}_r^* + \frac{1}{T_r} \phi_r \right) \end{cases} \quad (4.23)$$

Les lois de commande :

$$\begin{cases} V_{sq}^* = \frac{\sigma L_s}{\phi_r} (K_3 e_3 + (\phi_r \dot{I}_{sq})^* - \dot{\phi}_r I_{sq} - \phi_r F_q) \\ V_{sd}^* = \sigma L_s (K_4 e_4 + I_{sd}^* - F_d) \end{cases} \quad (4.24)$$

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure (4.1):

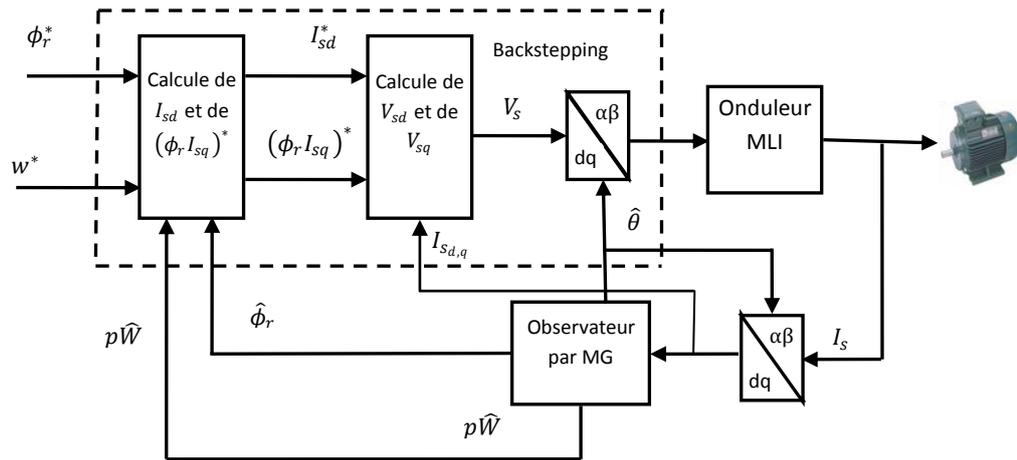


Figure.4.1 : diagramme de la commande sans capteur par le backstepping de la MAS

4.6 Résultats de simulation :

a) Commande sans capteur de vitesse par le backstepping.



Fig.4.2: la vitesse de rotation

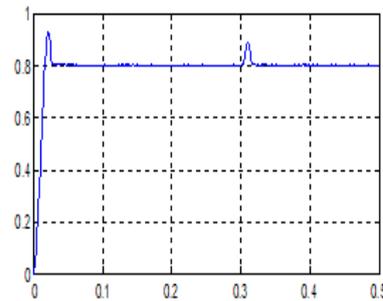


Fig.4.3 : le flux rotorique

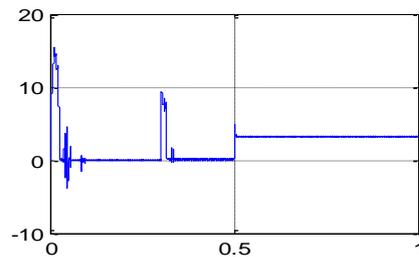
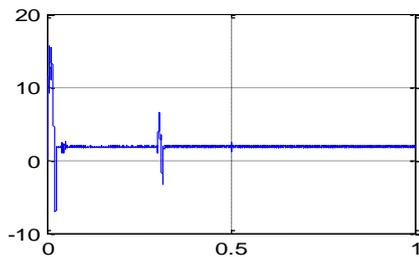
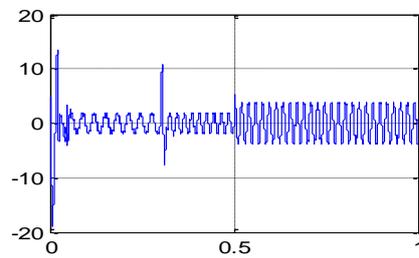
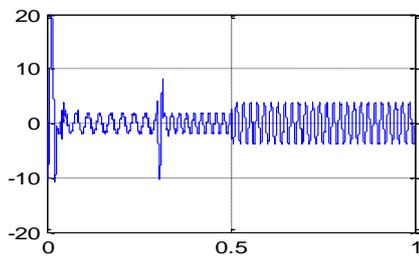


Fig.4.4: les courants statorique

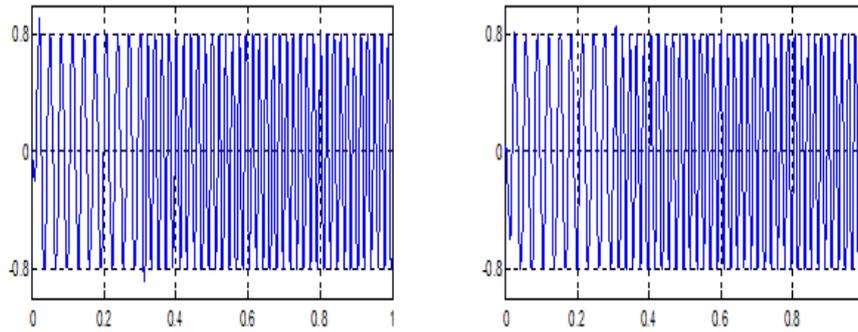


Fig.4.5: le flux rotorique dans le repère (α, β)

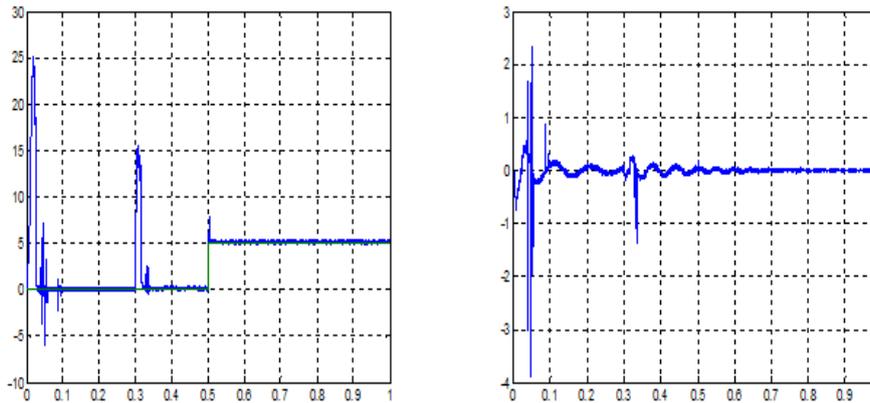


Fig.4.6: le couple

Fig.4.7 : L'erreur de vitesse

b) Commande sans capteur par le backstepping robuste

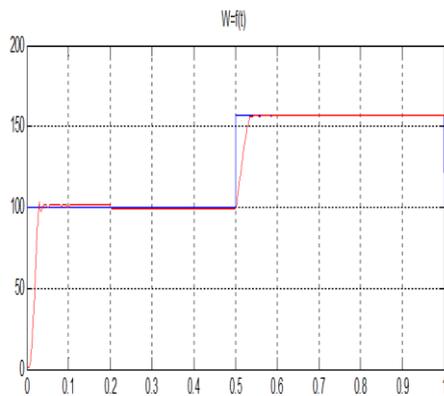


Fig.4.8 : le couple électromagnétique

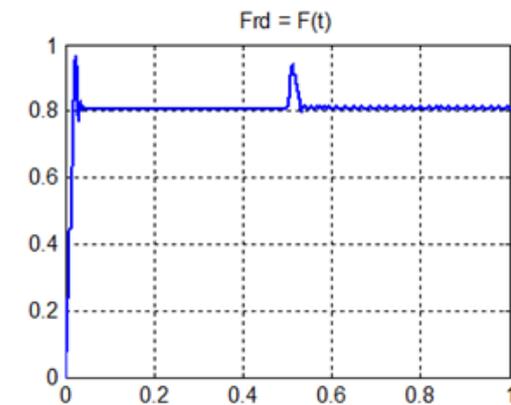


Fig.4.9 : le flux rotorique

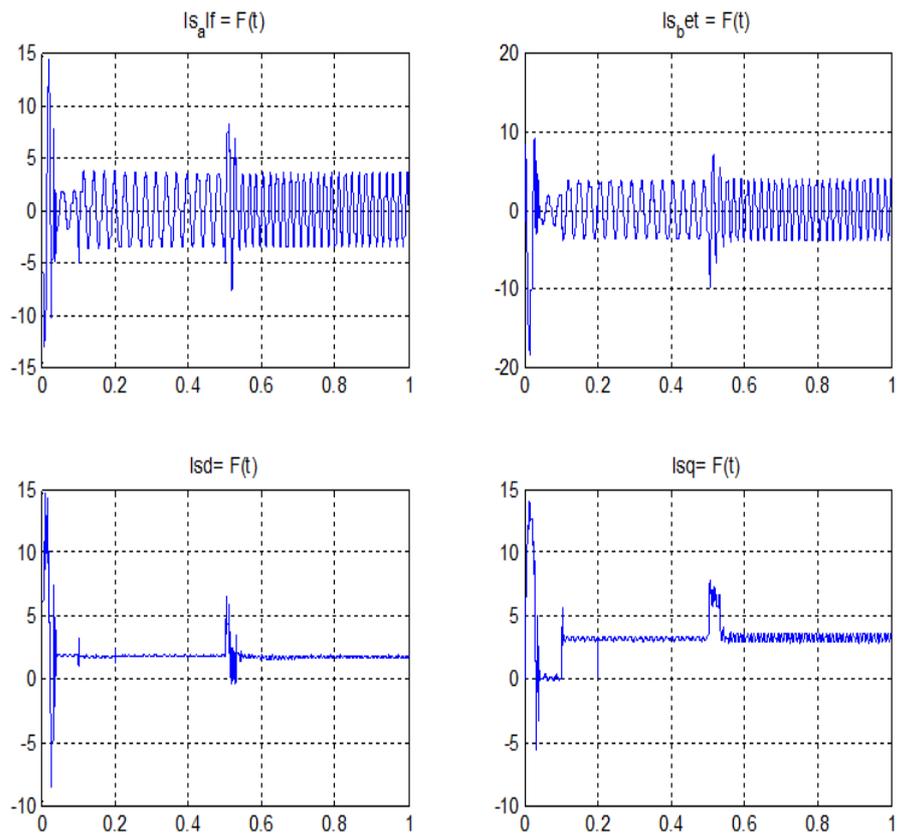


Fig.4.10: les courants statorique

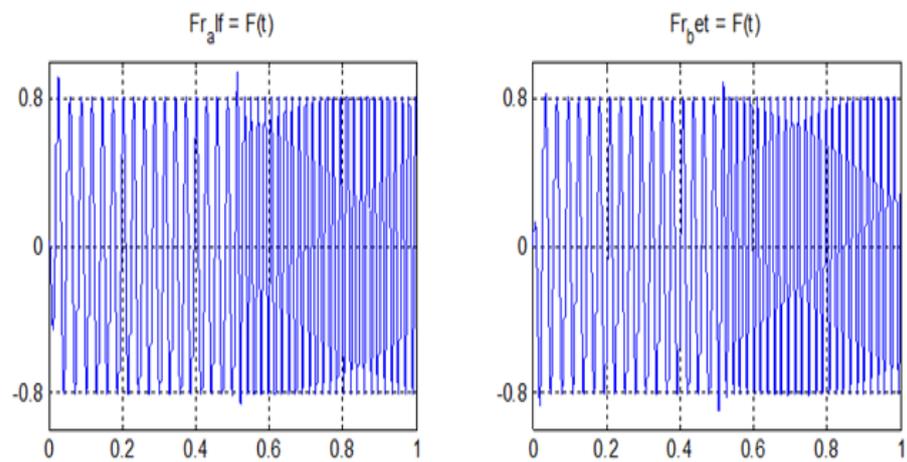


Fig.4.11: le flux rotorique dans le repère(α, β)

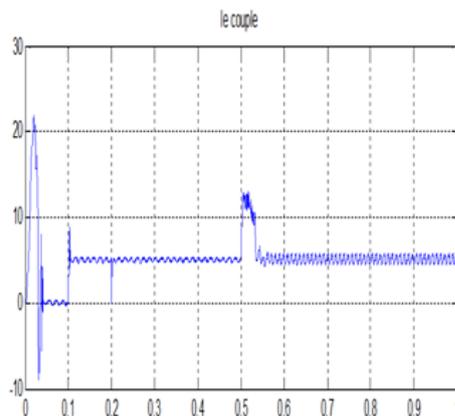


Fig.4.12 : le couple électromagnétique

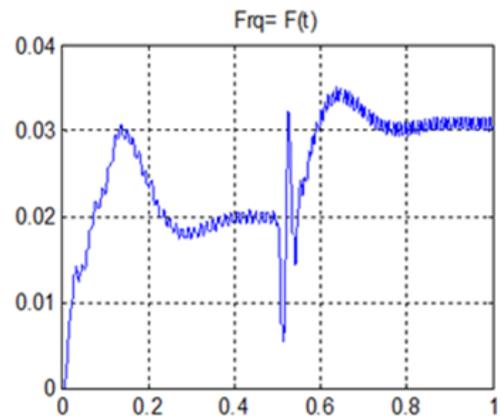


Fig.4.13 : le flux rotorique en quadrature

Dans le cas de la commande sans capteur de vitesse par le backstepping du système nominal de la machine asynchrone, on constate que la vitesse réelle de la machine coïncide avec la vitesse estimée de notre observateur, et suit sa référence (Fig.4.2). Le flux suit sa référence, et sa composante inverse est nulle (fig.4.3).

Dans le cas de la commande sans capteur de vitesse par le backstepping robuste on remarque que lorsqu'on varie la résistance rotorique la présence d'un pic au niveau de la composante du flux rotorique inverse, puis elle se stabilise sur une valeur presque nulle, tandis que la composante directe suit sa référence (Fig.4.8).

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a défini la notion d'observabilité pour les systèmes non linéaires pour pouvoir se prononcer sur l'observabilité de la machine à induction et la réalisation d'observateurs pour les grandeurs difficilement mesurable de cette dernière.

Comme, les observateurs par mode glissant sont robustes en stabilité vis-à-vis les incertitudes paramétriques. On a exposé la synthèse d'un observateur adaptatif de flux rotorique par le mode glissant, pour réaliser une commande vectorielle sans capteurs par le backstepping.

Les résultats de simulation montrent la robustesse de cette commande face aux variations paramétrique, ainsi que la convergence des grandeurs observés vers les grandeurs réelles.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire a mis en œuvre une étude d'un système de commande de vitesse basé sur les théories de Lyapunov pour une machine asynchrone triphasée avec une orientation de flux rotorique.

En premier lieu, on a montrés par simulation que la commande vectorielle par les régulateurs classiques du moteur asynchrone est sensible aux variations paramétriques.

Pour faire face à cette sensibilité, on a choisi la technique de commande robuste basée sur les théories de Lyapunov, qui consiste a trouvé des lois de commande qui stabilisent notre système.

Dans ce modeste travail, on a défini une technique de commande appelé le backstepping. Afin de rendre cette technique robuste face aux variations et aux incertitudes paramétriques, on a passé par les étapes suivants:

D'abord, on a combiné la technique de la stabilisation robuste et le backstepping (backstepping robuste), afin de faire face aux variations de la résistance rotorique et du couple de charge. Les résultats de simulation nous ont montré la robustesse de cette commande face à ses variations.

Ensuite, on a supposé que certains paramètres de notre machine sont incertains, pour pâler ce problème on a utilisé la commande adaptative par le backstepping pour l'estimation de ces paramètres.

Enfin, on a réalisé une commande sans capteur par le backstepping avec un estimateur de flux rotorique par le mode glissant.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

-
- [1] W.Leonhard. Control of Induction Drivers. Springer Verlag 2nd edition, 1996.
- [2] C.Canudas. Commande des Moteurs Asynchronies. Volume 1 et 2. Hermes,2000.
- [3] J.P .Caron and J.P.Hautier. Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone.
Edition Technip, 1995.
- [4] P.Borne, G.dauphin, J-P. Richard, F. Rotella Commande et Optimisation des
Processus. 1990. Edition technip.
- [5] Philippe Mullhaupt. 2007. Introduction à l'Analyse et à la Commande des
Systèmes Non Linéaires, Lausanne.
- [6] Gille, J, C. Système Asservis Non Linéaires, Dunod. 1988.
- [7] Benaskeur, A. 1997. Systèmes Non Linéaires. Technical Report N° 97-11,GR41131,
Univercité Laval.
- [8] Lasalle, J, lefschetz, S., Stability by Lyapunov's Direct Methode. academic press.
1961
- [9] Krstic, M, Kanellakopoulos, Kokotovic, P. Nonlinear and Adaptive Control Design,
Wiley inter-science publication. 1995.
- [10] Hassan K. Khalil . Nonlinear Systems, Prentice Hall. 1996.
- [11] Kanellakopoulos, I, Kokotovic, p. v. ,Morse, A, S. 1991. Systematic Design of
Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems. IEEE transactions on
automatic control 36(11), 1241-1253.
- [12] Feurer, A. Morse, A, S. 1978. Adaptive Control of Single Input Single Output
Linear Systems. IEEE transactions on automatic control 23(4), 557-569.
- [13] Tsinias, J, 1989. Sufficient Lyapunov like Conditions for Stabilization, math
. Control signal systems
- [14] Kokotovic, p. v. Sussmann, H,J. 1989. A positive real condition for global
stabilization Of nonlinear systems.
- [15] Simon Hykin. Adaptive control design and analysis. Wily-intercience 2003.

- [16] Jing Zhou, Changyun Wen. 2008. Adaptive Backstepping Control of Uncertain Systems Springer-Verlag Berlin Heidelberg
- [17] M.Toma, M.Morari. Nonlinear Observers and applications. Springer-verlag Berlin Heidelberg 2007
- [18] R. Hermann, and A.J. Krener. Nonlinear controllability and observability. IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 22, pp. 728-740, 1977.
- [19] G. Besançon and H. Hammouri. On Observer Design for Interconnected Systems. Journal of Mathematical Systems, Estimation and Control, vol.8, No.4,1998.
- [20] J. Chiasson. Non Linear Controllers For Induction Motors. IFAC Conference System Structure and Control, Nantes 5-7 July 1995.
- [21] Vance J. Vandoren. 2003. Techniques for adaptive control. Butterworth-Heinemann
- [22] Gang feng. Rogelio Lozano. 1999. Adaptive control systems. Butterworth-Heinemann
- [23] Hualin Tan, Jie Chang . 1999. Field Orientation and Adaptive Backstepping for Induction Motor Control. IEEE Control and Power Technology pp 2357-2363.
- [24] Arbin Ebrahim , Gregory Murphy. 2007. Adaptive Backstepping Control of a Speed-Sensorless Induction Motor Under Time-Varying Load Torque and Rotor Resistance Uncertainty. IEEE 39th Southeastern Symposium on System Theory pp 341-346.
- [25] C.C De Wit. Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC.
- [26] Slobodan N. Vukosavić. Digital Control of Electrical Drives. 2007 Springer Science and Business Media, LLC
- [27] Andrzej M. Trzynadlowski. Control of Induction Motors. Academic Press. 2001.
- J. Hu and D. M. Dawson. Adaptive Control of Induction Motor Systems Despite Rotor Resistance Uncertainty. 1996. Elsevier Science Vol. 32. No. 8. pp. 1127-1143

-
- [28] Michael Malisoff. Frédéric Mazenc. *Constructions of Strict Lyapunov Functions* Springer-Verlag London Limited 2009
- [29] Hualin Tan and Jie Chang . *Field Orientation and Adaptive Backstepping for Induction Motor Control*. IEEE 1999.
- [30] Randy A. freeman. Petar V.Kokotovc. *Robust Nonlinear Control and Design (State-space And Lyapunov Techniques)*. Birkhauser Boston 2008.
- [31] Jean-Jacques E. Slotine. *Applied Nonlinear Control*. 1991 by Prentice-Hall, Inc.
- [32] Gang Feng and Rogelio Lozano. *Adaptive Control Systems*. 1999.Newnes.
- [33] Yuhong Zheng and Kenneth A. Loparo. *Adaptive Flux Observer for Induction Motors*. 1998. IEEE.
- [34] Nguyen Phung Quang · Jōrg-Andreas Dittrich. *Vector Control of Three-Phase AC Machines*. Springer 2008.
- [35] J. Chiasson. *Non Linear Controllers For Induction Motors*. IFAC Conference System Structure and Control, Nantes 5-7 July 1995.
- [36] Alenka Hren. Karel Jezed. *Robust Sliding Mode Control of Induction Motor (IM) Drive Without Speed Sensor*. International Conference on Control Applications Trieste, Italy 1-4 September 1998.
- [37] Marco Tursini. Roberto Petrella and Francesco Parasiliti. *Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors*. IEEE transactions on industry applications, vol. 36, no. 5, september/october 2000.
- [38] Huangsheng Xu. Zheng Zhang and Layne Heilman. *Sensorless Direct Field Oriented Control of Threephase Induction Motors Based on "Sliding Mode" for Washing Machine Drive Applications*. IEEE 2005.
- [39] S. Chaouch. M.S. NAit-said, A. Makouf and L. Cherifi. *Backstepping Control based on Lyapunov Theory for Sensorless Induction Motor with Sliding Mode Observer*. ARISER Vol. 4 No. 1 (2008).