UNIVERSITE DE REIMS
CHAMPAGNE-ARDENNE

Thèse

Présentée pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Reims Champagne Ardenne

Spécialité

GENIE INFORMATIQUE, AUTOMATIQUE ET TRAITEMENT DU SIGNAL

par

Nabil EZZIANI

COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE BACKSTEPPING D'UNE MACHINE ASYNCHRONE AVEC ET SANS CAPTEUR MECANIQUE.

Soutenue le 1er Avril 2010 devant le jury

K.H. ADJALLAH	Professeur à l'ENI de Metz	Rapporteur
M. DJEMAI	Professeur à l'Université de Valenciennes	Rapporteur
D. MEHDI	Professeur à l'Université de Poitiers	Examinateur
A. HAMZAOUI	Professeur à l'Université de Reims Champagne Ardenne	Directeur de Thèse
N. ESSOUNBOULI	MdC HDR à l'Université de Reims Champagne Ardenne	Co-directeur de Thèse

Table de matières

Introduction générale

La machine asynchrone assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, vu que son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé. Quoique, depuis les dernières décennies, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour réaliser un contrôle découplé de la machine asynchrone utilisant des repères appropriés. Cette avancée est due essentiellement à l'évolution de la micro-électronique qui permet aujourd'hui de réaliser des algorithmes complexes de commande prenant en compte les difficultés liées aux non linéarités du modèle de la machine asynchrone.

Ces commandes, qualifiées de vectorielles, assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [Bla, 72]. Parmi celles-ci, nous pouvons citer la commande vectorielle à flux orienté [Bla, 72], [Nov, 96], [Car, 95], le contrôle directe du couple [Dep, 88], [Tak, 89]…etc.

La commande vectorielle à flux orienté a été réalisée par Blaschke [Bla, 72] sous le titre Commande découplée : découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Cependant, l'expérience a mis en valeur quelques faiblesses de cette méthode face aux perturbations dues aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des machines, ou qu'ils varient au cours du fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Il devient important d'utiliser des méthodes de commandes robustes, linéaires ou non linéaires pour remédier à ce problème.

Pour qu'une commande assure de bonnes performances, une information fiable provenant des processus à contrôler est nécessaire. Dans le cas de la machine asynchrone, cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation). La suppression du capteur mécanique pourrait devenir indispensable pour des difficultés qu'il peut représenter lors de son montage, pour sa sensibilité aux interférences extérieures et pour son coût [Lou, 92].

Cette thèse rentre dans le cadre de développement des approches basées sur le backstepping pour répondre à certains problèmes cités auparavant. Pour contourner le problème posé par la variation des paramètres de la machine asynchrone, qui rendent notre modèle incertain, nous proposons dans le chapitre 2 d'utiliser un approximateur universel basé sur l'approche adaptative floue. Validée par des simulations, cette technique, combinant le backstepping et l'approche adaptative floue, a donné des résultats très satisfaisants et a permis de prendre en compte les incertitudes pouvant entachées les paramètres de la machine.

Puis, nous nous sommes intéressés dans le chapitre 3 à l'amélioration de cette approche. En effet, nous avons remplacé l'approximateur flou initial par un système flou de type-2 pour une meilleure prise en compte des incertitudes aussi bien au niveau des variables qu'au niveau des informations linguistiques. Une commande backstepping adaptatif flou type-1 avec contraintes sur l'entrée : ayant pour objectif de réduire la consommation énergétique durant le régime transitoire. Nous avons ensuite introduit des contraintes sur la commande et sa variation pour réduire les sollicitations u démarrage tout en obtenant les mêmes performances de poursuite. Enfin, nous avons abordé le cas où l'utilisation d'un capteur mécanique de vitesse est indésirable. Pour se faire, nous avons introduit un observateur à grands gains où seuls la mesure des courants est nécessaire. Pour les différentes approches, la stabilité a été étudiée et satisfaite en utilisant la théorie de Lyapunov. A chaque fois, des simulations sont présentées pour illustrer l'efficacité de l'approche proposée.

Enfin, une implémentation en temps réel des différentes lois de commande développées sur un banc d'essais au sein de notre équipe fait l'objet du quatrième chapitre. Le dispositif expérimental comprenant les différents modules de commande et la description de la machine asynchrone sont explicités. Une comparaison entre les différents résultats obtenus, théoriques et expérimentaux, est illustrée et terminée par des conclusions.

Chapitre 1

Etat de l'art et notions de base

I. Introduction

La machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, où de hautes performances en couple sont requises. Cette omniprésence est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissances permettant d'avoir des convertisseurs statiques, à commutation rapide et de puissance élevée, qui assurent une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitudes et en fréquences. En parallèle, l'apparition des processeurs numériques de signaux (DSP), de plus en plus performant, a rendu possible l'implémentation à moindres coûts, des lois de commande sophistiquées telles que la commande vectorielle par orientation de flux [Car, 95], les commandes de linéarisation entrées-sorties [Isi, 89], le contrôle direct du couple [Can, 00], les commandes par modes glissants [Glu, 99], [Dje, 99], [Dje, 08], etc. En outre, ces deux technologies allant de paire, permettent aujourd'hui de contrôler les alimentations des machines avec un degré de précision remarquable. Cela a permis de retrouver, avec la machine asynchrone, la souplesse de contrôle et la qualité de la conversion électromécanique, naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continue.

Dans ce chapitre, nous exposerons un aperçu rapide sur des commandes répandues dans le domaine automatique-électrotechnique avant de détailler, par la suite, les principales techniques utilisées pour la conception de nos lois de commande. Nous mettrons l'accent sur la modélisation mathématique de la machine asynchrone triphasée avant de présenter son modèle dynamique en vue de sa commande.

II. Commande de la machine asynchrone

La machine asynchrone a un intérêt majeur, par rapport aux autres machines électriques, par ses qualités de robustesse et de faible coût de fabrication et d'entretient. De plus, elle est utilisable dans des régimes de fonctionnement très variés grâce à l'évolution de la micro-électronique et de l'électronique de puissance, permettant l'utilisation de différents processus de commande, et donc l'ajustement au mieux de la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge.

En ce qui concerne les lois de commande adoptées dans l'industrie, on peut en distinguer deux catégories selon le modèle utilisé lors de leur conception appropriée, à savoir :

- Les commandes scalaires, basées sur un modèle à une seule phase.
- Les commandes vectorielles, utilisant un modèle vectoriel triphasé.

Par ailleurs, les méthodes de la commande avancée ainsi que les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, peuvent être introduites dans les commandes précitées pour améliorer leurs performances et/ou pour réduire des contraintes de mise en œuvre.

II.1. Commande scalaire

Cette méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre de variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec de forts couples (par exemple le ventilateur, le compresseur, le climatiseur, etc.) ou des performances dynamiques très élevées [Def, 06].

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une large plage, égal à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport tension-fréquence V/f constant. De part son fondement, cette technique est sensible en régime transitoire aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [Bag, 99], [Def, 06], [Gre, 97].

II.2. Commande vectorielle

La Commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système commandé. Cette appellation vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances en régime transitoire.

La grande différence entre une commande scalaire et une commande vectorielle vient du modèle représentant la machine que l'on veut commander. Un modèle scalaire n'utilisant qu'une seule phase, ne permet pas de connaître le module et l'orientation du champ magnétique. Afin que ces derniers soient exploités, les commandes vectorielles font appel au modèle vectoriel établi en se reposant sur les relations de base des trois enroulements de la machine asynchrone. Et pour simplifier le calcul, on utilise une transformation mathématique qui permet de ramener ce modèle triphasé à un modèle biphasé.

Parmi les commandes vectorielles les plus répandues dans les domaines automatique et électrotechnique, nous pouvons citer brièvement :

- Le contrôle direct du couple, reconnu en anglais par direct torque control 'DTC',
- la commande vectorielle par orientation de flux, en anglais « field orientation control » 'FOC'.

Dans ce qui suit, nous allons exposer brièvement le principe de ces deux commandes.

II.2.1. Contrôle direct du couple (DTC)

La structure de contrôle direct du couple de la machine asynchrone a été introduite par Depenbrock [Dep, 88] et Takahashi [Tak, 89] pour concurrencer les méthodes classiques. Par la suite de nombreux travaux ont été menés dans ce contexte [Fai, 01], [Cas, 02] et ont permis de développer la connaissance de cette commande.

Les principaux avantages de la DTC sont la dynamique rapide de la réponse en couple, la robustesse contre les variations paramétriques et l'absence des transformations de coordonnées [Naï, 03]. Cependant, lors d'une étude comparative entre le contrôle vectoriel par orientation de flux et le contrôle direct du couple [Cas, 02], ce dernier a montré une certaine difficulté de commande à très basse vitesse.

II.2.2. Commande vectorielle par orientation du flux (FOC)

L'objectif de la commande vectorielle dite par orientation du flux, est d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celles d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple est naturel. Cette approche est largement répandue dans les variateurs de vitesse depuis son introduction par Blaschke en 1972 [Bla, 72]. Elle assure de bonnes performances en régime dynamique, et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque là on n'utilisait que la commande scalaire [Kat, 93]. Désormais, cette commande constitue la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif [Can, 00].

Les méthodes de commande vectorielle par orientation de flux sont qualifiées par directes ou indirectes [Maz, 92], [Lou, 92], [San, 01] selon la détermination de l'angle de position du flux, ou l'angle d'orientation. Si cet angle est donné directement à partir des composantes biphasées du flux, ces méthodes sont dites directes, sinon elles sont indirectes et l'angle en question devrait être calculé par l'intégration de la pulsation du stator déduite à partir de la combinaison linéaire de la pulsation de glissement et de la vitesse du rotor. On retiendra donc que les méthodes directes nécessitent un capteur de flux ou son estimation, alors que les méthodes indirectes nécessitent un capteur de vitesse ou son estimation.

III. Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [Bar, 87]. Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérées, nous avons besoin d'un modèle reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent [Bar, 87], [Car, 95].

Dans ce paragraphe, nous exposons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone qui sera adopté dans ce manuscrit ainsi que sa transformation dans le système biphasé.

III.1. Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température
- On admet que la force magnétomotrice (fmm) créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

III.1.1. Modèle dynamique de la machine asynchrone (MAS)

La MAS triphasée, représentée schématiquement par la figure (Fig.1-1), est munie de six enroulements [Car, 95].

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants triphasés.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques court-circuités dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle.

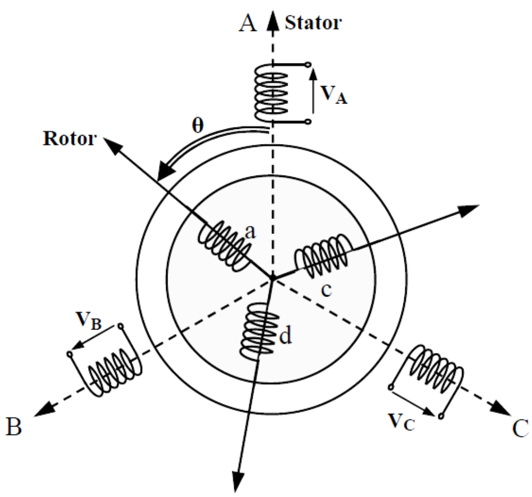


Fig.1-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

III.1.1.1. Equations électriques

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
[V_{sabc}] &= [R_s]\,[I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \\
[V_{rabc}] &= [R_r]\,[I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}]
\end{aligned} \qquad (1\text{-}1)$$

Avec

$$[V_{sabc}] = [V_A \quad V_B \quad V_C]^T; \qquad [I_{sabc}] = [I_A \quad I_B \quad I_C]^T; \qquad [\phi_{sabc}] = [\phi_A \quad \phi_B \quad \phi_C]^T$$

$$[V_{rabc}] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T; \qquad [I_{rabc}] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T; \qquad [\phi_{rabc}] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques de la MAS sont données par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \qquad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}^T$$

III.1.1.2. Equations magnétiques

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

$$\begin{aligned}
[\phi_{sabc}] &= [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \\
[\phi_{rabc}] &= [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}]
\end{aligned} \qquad (1\text{-}2)$$

Les différentes matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \qquad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

On obtient finalement le modèle de machine asynchrone triphasée suivant :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s]\,[I_{sabc}] + \frac{d}{dt}\left([L_s]\;\;[I_{sabc}] + [M_{sr}]\;\;[I_{rabc}]\right) \\ [V_{rabc}] &= [R_r]\,[I_{rabc}] + \frac{d}{dt}\left([M_{rs}]\;\;[I_{sabc}] + [L_r]\;\;[I_{rabc}]\right) \end{aligned} \tag{1-3}$$

III.1.2. Transformation du système triphasé

Dans le souci de simplifier la modélisation et ainsi réduire le temps de calcul, on utilise une transformation mathématique qui permet de remplacer 3 enroulements (a, b et c) décalés de 120 ° par deux enroulements (d et q) en quadrature et solidaires du rotor de la machine.

Pour que cette transformation soit valable, il est nécessaire d'admettre quelques hypothèses :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- Ce circuit magnétique et la répartition des forces magnétomotrices sont homogènes (indépendance vis-à-vis d'une rotation).
- La machine doit être alimentée, comme on le fait dans la pratique, par un système de tensions triphasées sans neutre. Dans ce cas, la somme des 3 courants est forcément nulle et la composante homopolaire est nulle.

Les transformations des systèmes triphasés sont ainsi utilisées dans l'étude des machines électriques afin de faciliter leurs commandes. Parmi celles-ci on cite la transformée de Park qui représente un outil mathématique, généralement utilisée pour passer d'un repère « fixe » lié au stator d'une machine électrique à un repère tournant lié à son rotor ou au champ magnétique.

III.1.2.1. Equations électriques d’un enroulement triphasé dans les axes d et q

Les équations électriques, de la machine asynchrone dans le système biphasé, obtenues en appliquant la transformation de Park aux équations précédemment mentionnées, sont données comme suit:

Pour le stator :

$$\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\left[V_{sdq}\right]=\left[R_s\right]\left(\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\left[I_{sdq}\right]\right)+\frac{d}{dt}\left(\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\left[\phi_{sdq}\right]\right) \tag{1-4}$$

En multipliant l'équation ci-dessus par $[P(\theta_s)]$ on obtient :

$$\left[V_{sdq}\right]=\left[\boldsymbol{R_s}\right]\left[I_{sdq}\right]+\left[P(\theta_s)\right]\frac{d}{dt}\left(\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\left[\phi_{sdq}\right]\right) \tag{1-5}$$

D'autre part on a :

$$\frac{d}{dt}\left(\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\left[\phi_{sdq}\right]\right)=\frac{d}{dt}\left(\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\right)\left[\phi_{sdq}\right]+\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\frac{d}{dt}\left(\left[\phi_{sdq}\right]\right) \tag{1-6}$$

On obtient :

$$\left[V_{sdq}\right]=\left[R_s\right]\left[I_{sdq}\right]+\left[P(\theta_s)\right]\frac{d}{dt}\left(\left[P(\theta_s)\right]^{-1}\right)\left[\phi_{sdq}\right]+\frac{d}{dt}\left(\left[\phi_{sdq}\right]\right) \tag{1-7}$$

En outre :

$$\left[P(\Psi)\right]\frac{d}{dt}\left(\left[P(\Psi)\right]^{-1}\right)=\begin{bmatrix}0 & -1 & 0\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\frac{d}{dt}(\Psi) \tag{1-8}$$

On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix}V_{sd}\\ V_{sq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_s & 0\\ 0 & R_s\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{sd}\\ I_{sq}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\phi_{sd}\\ \phi_{sq}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & -\omega_s\\ \omega_s & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\phi_{sd}\\ \phi_{sq}\end{bmatrix} \tag{1-9}$$

Avec $\omega_s=\frac{d}{dt}(\theta_s)$ et $\Psi=\theta_s$

Pour le rotor :

De même, en appliquant la transformation de Park sur les équations rotoriques, on obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \qquad (1\text{-}10)$$

Avec $\omega_r = \frac{d}{dt}(\theta_r)$ et $\Psi = \theta_r \;/\; \theta_r = \theta_s - \theta$

III.1.2.2. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En suivant le même raisonnement, l'application de la transformation de Park permet d'aboutir à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \qquad (1\text{-}11)$$

Puisque le système est équilibré, on a

$\phi_{so} = \phi_{ro} = 0$

Ceci permet de représenter la machine par la figure suivante :

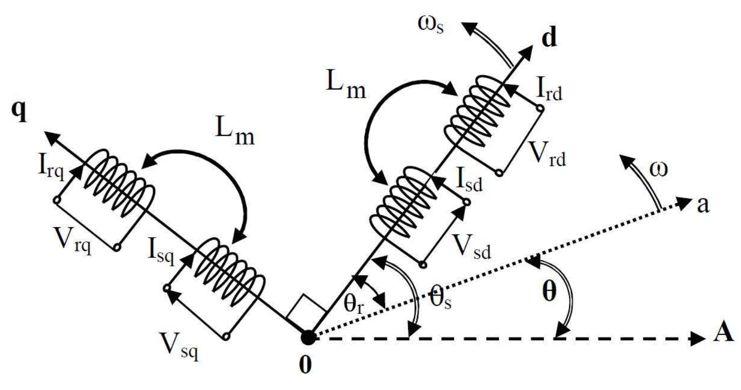


Fig.1-2 Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée

III.1.2.3. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance

Après avoir exprimé les équations de la machine, on va présenter celle du couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée comme suit :

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \quad (1\text{-}12)$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules

$$R_s \left(I_{sd}^2 + I_{sq}^2 \right) + R_r \left(I_{rd}^2 + I_{rq}^2 \right) \quad (1\text{-}13)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$I_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (1\text{-}14)$$

- Puissance mécanique

$$P_m = \left(\phi_{sd} I_{sd} - \phi_{sq} I_{sq} \right) \omega_c + \left(\phi_{rd} I_{rd} - \phi_{rq} I_{rq} \right) \omega_{sl} \quad (1\text{-}15)$$

Et d'autre part, l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_e = \frac{P_m}{\Omega} = p \left(\frac{P_m}{\omega} \right) \quad (1\text{-}16)$$

En utilisant les relations entre flux et courants, on peut en déduire plusieurs expressions, toutes égales, du couple, dont le choix dépendra du vecteur d'état utilisé. Il en résulte les expressions suivantes :

- $T_e = p\,L_m\left(I_{rd}I_{sq} - I_{rq}I_{sd}\right)$
- $T_e = p\left(\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}\right)$
- $T_e = p\left(\phi_{rq}I_{rd} - \phi_{sq}I_{rq}\right)$ (1-17)
- $T_e = \dfrac{L_m}{L_r}\left(\phi_{rd}I_{sq} - \phi_{rq}I_{sd}\right)$

III.1.2.4. Equation du mouvement

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse …). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_l - f\,\Omega \qquad (1\text{-}18)$$

III.1.2.5. Choix du référentiel d-q

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d,q) qui dépendent de l'objectif de l'application.

- Repère (d,q) lié au stator : $\omega_s = \dfrac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\omega_r = -\omega$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et du freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

- Repère (d,q) lié au rotor : $\omega_s = \dfrac{d\theta_s}{dt} = \omega$ et $\omega_r = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- Repère (d,q) lié au champ tournant : $\omega_s = \omega_e$ et $\omega_r = \omega_e - \omega$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

III.2. Modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande

La mise en œuvre d'une loi de commande performante requiert un modèle mathématique reflétant le comportement dynamique de la machine asynchrone. En effet, les commandes modernes, ainsi que les anciennes, de la machine asynchrone nécessitent la connaissance à tout instant du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine. Dans cette thèse, nous avons adopté quelques hypothèses simplificatrices pour modéliser la machine asynchrone à savoir :

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- L'effet de peau négligeable.
- La machine est alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées.
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- L'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.

Ces hypothèses permettent d'établir un modèle dynamique de la machine qui dispose de trois modes de fonctionnement d'ordre de grandeurs très différents : électrique (rapide), mécanique (lent) et thermique (très lent). Ainsi, nous nous sommes intéressés à un modèle qui permet de décrire son fonctionnement dans les deux régimes tout en facilitant la mise en œuvre d'une loi de commande basée sur le contrôle vectoriel et l'orientation du flux rotorique.

A partir des équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement de la machine asynchrone précédemment citées, et après quelques manipulations mathématiques, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone suivant :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \dfrac{3p^2L_m}{JL_r}\left(\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}\right) - \dfrac{f_c}{J}\omega - \dfrac{p}{J}T_l \\ \dot{\phi}_{rq} = \dfrac{L_m}{T_r}i_{sq} - \dfrac{1}{T_r}\phi_{rq} - \left(\omega_e - \omega\right)\phi_{rd} \\ \dot{\phi}_{rd} = \dfrac{L_m}{T_r}i_{sd} + \left(\omega_e - \omega\right)\phi_{rq} - \dfrac{1}{T_r}\phi_{rd} \\ \dot{i}_{sq} = \omega_e i_{sq} + \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \dfrac{L_m\omega}{\sigma L_s L_r}\phi_{rq} + \dfrac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\phi_{rd} + \dfrac{1}{\sigma L_s}v_{sq} \\ \dot{i}_{sd} = \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \omega_e i_{sd} + \dfrac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\phi_{rq} - \dfrac{L_m\omega}{\sigma L_s L_r}\phi_{rd} + \dfrac{1}{\sigma L_s}v_{sd} \end{cases} \tag{1-19}$$

Où :

v_{sq} et v_{sd} sont les variables de commande

ω, ϕ_{rq}, ϕ_{rd}, i_{sq} et i_{sd} sont les variables d'état

ω, ϕ_{rq}, ϕ_{rd} sont les variables de sortie commandée.

et $\omega = p\Omega;\ \sigma = 1 - \dfrac{L_m^2}{L_s L_r};\ T_r = \dfrac{R_r}{L_r}$

Afin que l'orientation du flux soit effective, nous imposons les conditions suivantes :

$$\phi_{rq} = 0;\ \phi_{rd} = \phi_r \tag{1-20}$$

Cela veut dire que l'on impose l'orientation du flux de manière à faire coïncider l'axe direct du référentiel tournant avec le vecteur du flux rotorique total, ainsi le flux rotorique en quadrature sera éliminé.

Nous obtenons par conséquent le nouveau modèle ou le modèle réduit de la machine asynchrone en vue de sa commande, qui va être exploité le long de nos travaux basés sur la commande vectorielle :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \dfrac{3p^2 L_m}{J L_r}\phi_r i_{sq} - \dfrac{f_c}{J}\omega - \dfrac{p}{J}T_l \\ \dot{\phi}_r = \dfrac{L_m}{T_r} i_{sd} - \dfrac{1}{T_r}\phi_r \\ \dot{i}_{sq} = \omega_e i_{sq} + \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \dfrac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\phi_r + \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \dot{i}_{sd} = \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \omega_e i_{sd} - \dfrac{L_m \omega}{\sigma L_s L_r}\phi_r + \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \end{cases} \quad (1\text{-}21)$$

IV. Logique floue

IV.1. Définition et historique

La logique floue est une technique utilisée en intelligence artificielle. Formalisée par Lotfi Zadeh en 1965, elle a été utilisée dans des domaines aussi variés que la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie, analyse du cycle de vie), la médecine (aide au diagnostic) etc.…

Elle s'appuie sur la théorie mathématique des ensembles flous. Cette théorie, introduite par Zadeh, est une extension de la théorie des ensembles classiques pour la prise en compte d'ensembles définis de façon imprécise. C'est une théorie formelle et mathématique dans le sens où Zadeh, en partant du concept de fonction d'appartenance pour modéliser la définition d'un sous-ensemble d'un univers donné, a élaboré un modèle complet de propriétés et de définitions formelles. Il a aussi montré que cette théorie des sous-ensembles flous se réduit effectivement à la théorie des sous-ensembles classiques dans le cas où les fonctions d'appartenance considérées prennent des valeurs binaires ({0,1}).

Les sous-ensembles flous ont été introduits donc pour modéliser la représentation humaine des connaissances, et ainsi améliorer les performances des systèmes de décision qui utilisent cette modélisation. Ils sont utilisés soit pour modéliser l'incertitude et l'imprécision, soit pour représenter des informations précises sous forme lexicale assimilable par un système expert.

IV.2. Commande floue / Système flou

En automatique, la majorité des approches de la commande non linéaire exige la disponibilité d'un modèle mathématique du système et ceci n'est pas toujours réalisable à cause de l'imprécision et l'incertitude liées aux paramètres mal connus, difficilement identifiables et/ou des dynamiques négligées [Slo, 91], [Mar, 95], [Kha, 96]. D'autre part, les méthodes de modélisation traditionnelles s'avèrent souvent incapables de refléter le comportement global d'un système donné.

L'utilisation des contrôleurs basés sur l'expertise humaine peut être une alternative à la commande de ce type de systèmes. Ils présentent l'avantage de tolérer l'incertitude du modèle et compensent son effet. Parmi ces approches, nous distinguons celles utilisant la logique floue (type-1 et type-2) [Haj, 05], [Pag, 05]. Les incertitudes, les non linéarités négligées et les différentes contraintes peuvent être ainsi compensées [Kol, 04], [Gue, 05], [Hus, 06]. Ces contrôleurs ont connu beaucoup de succès et sont devenus un sujet principal dans le domaine de la recherche des systèmes intelligents [Li, 96], [Car, 00], [Dio, 03], [Gue, 04], [Li, 05], [Eke, 06], [Hus, 07a], [Sal, 08].

IV.2.1. Généralités sur la logique floue type-1

L'introduction en commande de nouvelles techniques telles que la logique floue, a suscité un intérêt sans cesse croissant depuis quelques décennies. Il suffit de voir les nombreuses applications industrielles qui en découlent et de consulter l'abondante littérature sur le sujet pour s'en convaincre.

L'utilisation de la commande floue s'avère ainsi intéressante lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de fortes non-linéarités ou imprécisions.

Les systèmes flous permettent d'exploiter et de manipuler efficacement les informations linguistiques émanant de l'expert humain grâce à un fondement théorique important [Ibr, 04], [Jan, 07]. Leur structure de base se compose de trois parties principales comme le montre la figure (Fig.1-3).

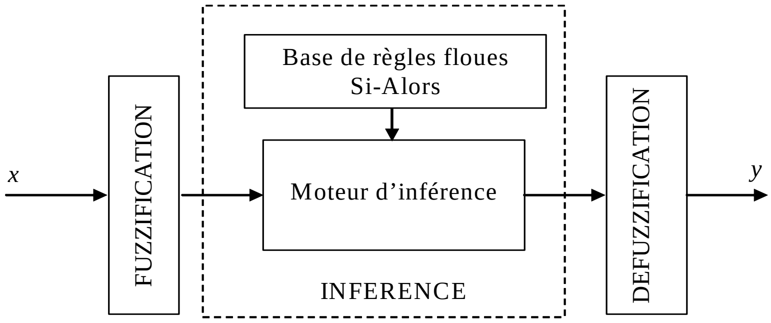


Fig.1-3 Système flou type-1

IV.2.1.1. Fuzzification

L'entrée x varie dans un domaine appelé univers de discours X, divisé en un nombre fini d'ensembles flous[1] de telle sorte que dans chaque zone il y a une situation dominante. Afin de faciliter le traitement numérique et l'utilisation de ces ensembles, on les décrit par des fonctions convexes dite d'appartenance. Elles admettent comme argument la position de x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction.

Il est à noter qu'il existe une autre forme de fonctions d'appartenance appelée singleton qui est largement utilisée dans les systèmes flous de type Takagi-Sugeno (TS). Cette fonction est définie par : $\mu(x)=1$ si $x=x_0$ et $\mu(x)=0, \forall x \neq x_0$ où l'ensemble se limite à un seul élément $E=\{x_0\}$.

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenances pour les différentes variables linguistiques. Le but est la conversion d'une grandeur physique en une linguistique. Il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous caractérisant cette variable. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou. Afin de garantir la couverture uniforme de l'univers de discours et d'éviter les indécisions ou les confusions entre les règles, on doit vérifier les propriétés suivantes :

[1] Un ensemble $E \subset X$ est dit flou, si on peut associer à un élément $x \in X$ un degré de vérité entre 0 et 1.

1. Complémentarité : des ensembles flous E_1, …, E_N sont dits complémentaires, si pour tout élément x de l'univers de discours, il existe au moins un ensemble flou $E_{i,1\leq i\leq N}$, tel que le degré d'appartenance de x à E_i est non nul.
2. Consistance : des ensembles flous E_1, …, E_N sont dits consistants si un élément x vérifie $\mu_{E_i}(x)=1$ alors, $\mu_{E_j}(x)<1$ pour tout $j\neq i$.

IV.2.1.2. Inférence

Les connaissances de l'opérateur humain sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles floues de la forme suivante :

$$\textbf{Si}\ \text{prémisse}\ \textbf{Alors}\ \text{conclusion} \tag{1-22}$$

où la prémisse est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous.

La partie conclusion peut être une description d'évolution dans le cas d'identification ou une action dans le cas de commande. Les opérateurs flous utilisés dans la partie prémisse sont les conjonctions : "ET", "OU".

L'interprétation de ces conjonctions dépend directement du type du moteur d'inférence adopté [Buh, 94], [Yin, 00]. La relation entre la prémisse et la conclusion "Alors" peut être traduite par le produit ou le minimum.

Dans ce travail, on s'intéressera aux systèmes flous de type Takagi-Sugeno à conclusion constante dont la $j^{ème}$ règle floue est donnée par :

$$\text{SI}\ x_1\ \ est\ \ E_1^j\ \text{ET}\,x_2\ \ est\ \ E_2^j\ \text{ET}\ldots\text{ET}\,x_n\ \ est\ \ E_n^j\ \text{ALORS}\ u_j=c^j \tag{1-23}$$

où x_i $(i=1,...,n)$ sont les entrées du système flou, E_i^j est l'ensemble flou correspondant à l'entrée x_i, c^j est un singleton et u_j est la sortie de la $j^{ème}$ règle. L'opérateur "ET" est interprété par le produit algébrique et "Alors" par le produit.

La sortie du système flou fait intervenir, généralement, plusieurs règles floues. La liaison entre ces règles se fait par l'opérateur "OU", ainsi la conclusion finale u sera :

$$u \text{ est : } u_1 \textbf{ OU } u_2 \textbf{ OU} \ldots \textbf{ OU } u_m . \tag{1-24}$$

L'agrégation des règles définie par "OU" est obtenue par la somme algébrique.

IV.2.1.3. Defuzzification

La commande nécessitant un signal précis, il faudra donc transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une valeur précise. Cette opération est appelée defuzzification. Parmi les méthodes utilisées dans la littérature [Buh, 94], [Pas, 98], [Yin, 00], on peut citer :

1. Le centre de gravité
2. La méthode de la hauteur
3. La méthode de la hauteur modifiée
4. La méthode de la valeur maximum
5. La méthode de la moyenne des centres

Dans ce travail, on utilisera le centre de gravité [Pas, 98] qui permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou, de simplifier sa mise en œuvre et de réduire le temps de calcul. Dans ce cas, la sortie du système flou de type Takagi-Sugeno est donnée par :

$$u = \frac{\sum_{j=1}^{m} c^j \prod_{i=1}^{n} \mu_i^j}{\sum_{j=1}^{m} \prod_{i=1}^{n} \mu_i^j} \tag{1-25}$$

où n et m sont respectivement le nombre d'entrées et celui de règles floues utilisées.

IV.2.2. Généralités sur la logique flou type-2

Comme il est connu dans la littérature, les systèmes flous sont constitués par des règles. La connaissance utilisée pour construire ces règles est d'une nature incertaine. Cette incertitude mène alors à obtenir des règles dont les prémisses ou les conséquences soient incertaines, ce qui donne des fonctions d'appartenance incertaines. Les systèmes flous type-1 dont les fonctions d'appartenance sont des ensembles flous type-1, sont incapables de prendre en compte de telles incertitudes de règles. Nous introduisons dans ce qui suit une nouvelle classe de systèmes flous appelée système flou type-2 dans laquelle les valeurs d'appartenance des prémisses ou des conséquences sont elles-mêmes des ensembles flous type-1. Les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous; par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes.

La théorie des probabilités est utilisée pour modéliser l'incertitude aléatoire, dans laquelle la fonction de distribution de probabilité (fdp) incarne la totalité des informations concernant les incertitudes aléatoires. Dans la plupart des applications pratiques, il est impossible de connaître ou de déterminer la fdp. Ainsi, on est obligé d'admettre le fait qu'une fdp serait complètement caractérisée par l'ensemble de ses moments.

On considère que la sortie d'un système flou type-1 correspond à la valeur moyenne d'une densité de probabilité fdp. Donc, nous devons considérer que la defuzzification pour un système flou de type-1 est équivalente au calcul de la moyenne d'une fdp. La variance nous fournit une mesure de dispersion autour de la valeur moyenne, et elle est généralement utilisée pour considérer plus d'informations concernant les incertitudes statistiques. Par conséquent, les systèmes flous ont aussi besoin d'une certaine mesure de dispersion pour leur permettre de tenir compte des incertitudes de règles. La logique floue de type-2 permet d'introduire ces mesures de dispersion.

Dans ce qui suit, nous allons introduire la logique floue type-2, et présenter tous les points clefs de cette technique. Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh [Zad, 75], [Joh, 07] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est à dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans [0, 1]. De tels ensembles peuvent être utilisés dans les situations où nous avons de l'incertitude sur les valeurs d'appartenance elles mêmes. L'incertitude peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres.

Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type-1. Du même, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans [0, 1], on utilise alors les ensembles flous type-2. Donc, idéalement, nous aurons besoin d'utiliser des ensembles flous type-∞ pour compléter la représentation de l'incertitude. Bien sur, nous ne pouvons pas réaliser cela pratiquement, parce que nous devons utiliser des ensembles flous de type fini. De ce fait, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre.

La structure d'un système flou type-2 est représentée dans la figure (Fig.1-4) [Hag, 07]. Nous allons supposer dans cette section que les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences sont de type-2.

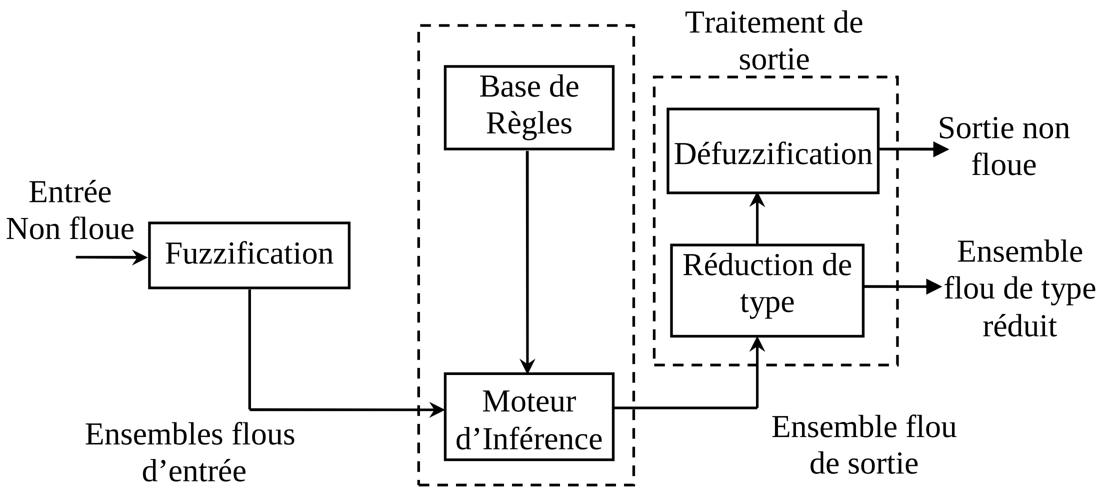


Fig.1-4 Structure d'un système flou type-2, avec ses deux sorties :
(a) l'ensemble de type réduit (b) la sortie défuzzifiée.

IV.2.2.1. Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1.

Pour illustrer cet aspect, nous allons considérer une fonction gaussienne avec :

1. une incertitude au niveau de la variance (Fig.1-5).
2. une incertitude au niveau du centre (Fig.1-6).

Dans notre thèse, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée [Ess, 08], en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire. Malgré cela, la fuzzification produit des degrés d'appartenance nombreux.

Afin de faciliter le calcul, nous ne prenons que deux degrés ; le plus grand et le plus petit. Mathématiquement, pour une entrée x nous aurons $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ tel que, $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ sont respectivement la valeur minimale et maximale de l'intervalle d'activation correspondant à l'entrée x. Si nous avons $x = 4$ comme entrée, donc nous aurons $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.05$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.45$ (selon la figure (1-3)) ou $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.29$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.69$ (selon la figure (Fig.1-6)).

Les figures Fig.1-5 et Fig.1-6 montrent aussi la construction d'un ensemble flou type-2 à partie d'un ensemble flou type-1.

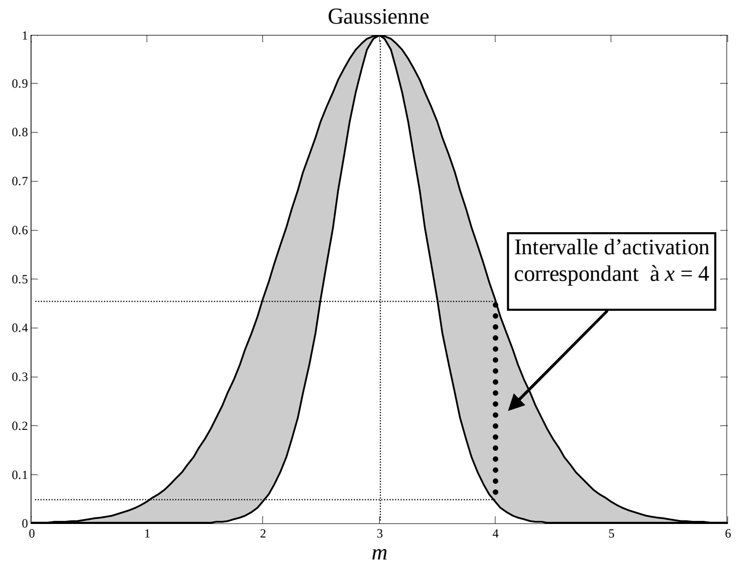


Fig.1-5 Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de variance appartenant à l'intervalle [0.05 ; 0.45] pour x=4.

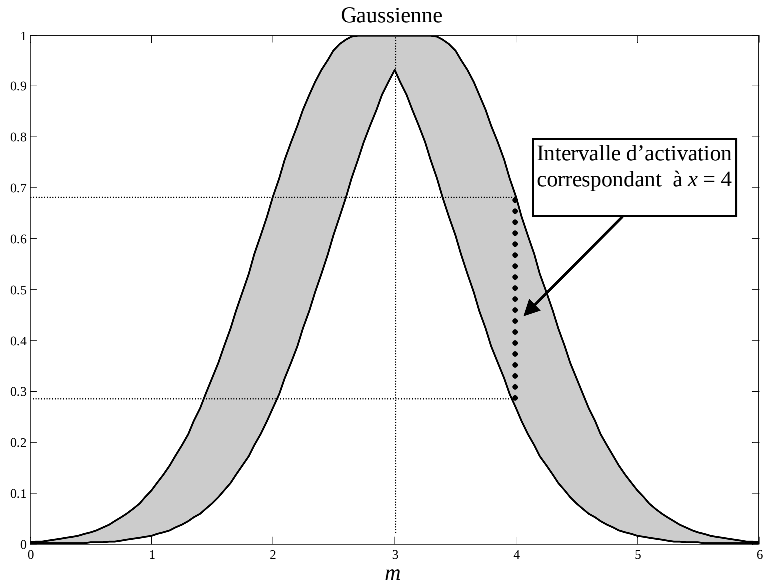


Fig.1-6 Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de valeur moyenne appartenant à l'intervalle [0.29 ; 0.69] pour x=4.

IV.2.2.2. Inférence

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $j^{ème}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme [Men, 02], [Cha, 06] :

$$\text{SI } x_1 \ \ est \ \ \tilde{E}_1^j \text{ ET } x_2 \ \ est \ \ \tilde{E}_2^j \text{ ET} \ldots \text{ ET } x_n \ \ est \ \ \tilde{E}_n^j \text{ ALORS } u_j = \tilde{c}^j \tag{1-26}$$

où x_i $(i = 1, ..., n)$ sont les entrées du système flou, $\tilde{E}_i^j$ est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i, $\tilde{c}^j$ est un singleton de type-2 et u_j est la sortie de la $j^{ème}$ règle. L'opérateur "ET" est interprété par le produit algébrique et "Alors" par le produit.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système le soit aussi.

Le degré d'activation correspondant à la $j^{ème}$ règle est alors :

$$E^j(x°) = \left[\underline{e}^j(x°)\,,\, \overline{e}^j(x°)\right] \equiv \left[\underline{e}^j\,,\, \overline{e}^j\right] \tag{1-27}$$

où $\underline{e}^j(x°)$ et $\overline{e}^j(x°)$ peuvent être écrits sous la forme :

$$\underline{e}^j\left(\underline{x}°\right) = \underline{\mu}_{\tilde{A}_1^j}\left(\overset{\circ}{x}_1\right) * \cdots * \underline{\mu}_{\tilde{A}_n^j}\left(\overset{\circ}{x}_n\right) = \prod_{i=1}^{n} \underline{\mu}_{\tilde{A}_i^j}\left(\overset{\circ}{x}_i\right) \tag{1-28}$$

$\underline{\mu}_{\tilde{A}_1^j}\left(\overset{\circ}{x}_1\right)$ est la valeur minimale de l'intervalle d'activation correspondant à $x = \overset{\circ}{x}_1$.

$$\overline{e}^j\left(\underline{x}°\right) = \overline{\mu}_{\tilde{A}_1^j}\left(\overset{\circ}{x}_1\right) * \cdots * \overline{\mu}_{\tilde{A}_n^j}\left(\overset{\circ}{x}_n\right) = \prod_{i=1}^{n} \overline{\mu}_{\tilde{A}_i^j}\left(\overset{\circ}{x}_i\right) \tag{1-29}$$

$\overline{\mu}_{\tilde{A}_1^j}\left(\overset{\circ}{x}_1\right)$ est la valeur maximale de l'intervalle d'activation correspondant à $x = \overset{\circ}{x}_1$. Tel que '*' représente l'opérateur de multiplication.

IV.2.2.3. Defuzzification

Pour obtenir la sortie non floue, nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en ensemble flou type-1 utilisant la méthode des centres d'ensembles [Men, 07]. Karnik et Mendel ont proposé l'équation (1-9) pour faire cette réduction [Kar, 99]:

$$Y\left(C^1,\ldots,C^M,E^1,\ldots,E^M\right) = \int_{C^1}\cdots\int_{C^M}\int_{E^1}\cdots\int_{E^M} 1 \Bigg/ \frac{\sum_{j=1}^{M} \tilde{c}^j e^j}{\sum_{j=1}^{M} e^j} = \left[c_L, c_R\right] \tag{1-30}$$

où Y est l'ensemble de type réduit caractérisé par ses deux points : à gauche y_l et à droite y_r.

$\tilde{c}^j$ est un élément de l'intervalle type-2 $C^j = \left[c_L^j\,,\, c_R^j\right]$.

e^j est un élément de l'intervalle d'activation $E^j = \left[\underline{e}^j\,,\, \overline{e}^j\right]$.

Le type réduit par (1-9) sera déterminé par le point le plus à droite et celui le plus à gauche, y_l et y_r respectivement.

En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie non floue sera donnée par [Cha, 06] :

$$Y = \frac{y_l + y_r}{2} \tag{1-31}$$

y_l peut être écrit comme un vecteur de fonctions à base floue (FBF) :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^{M} c_l^j e_l^j}{\sum_{j=1}^{M} e_l^j} = \sum_{j=1}^{M} c_l^j \xi_l^j = \underline{c}_l^T \underline{\xi}_l(\underline{x}) \tag{1-32}$$

où e_l^j est le degré d'activation (soit $\underline{e}^j$ ou $\overline{e}^j$), $\underline{\xi}_l(x) = \left[\xi_l^1, \ldots, \xi_l^M\right]$, et $\underline{c}_l^T = \left[c_l^1, \ldots, c_l^M\right]$ est la conclusion de système floue type-2.

$$\xi_l^j = \frac{e_l^j}{\sum_{j=1}^{M} e_l^j} \tag{1-33}$$

De la même façon,

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^{M} c_r^j e_r^j}{\sum_{j=1}^{M} e_r^j} = \sum_{j=1}^{M} c_r^j \xi_r^j = \underline{c}_r^T \underline{\xi}_r(\underline{x}) \tag{1-34}$$

$$\xi_r^j = \frac{e_r^j}{\sum_{j=1}^{M} e_r^j} \tag{1-35}$$

Finalement, (1-10) peut être réécrite:

$$Y = \frac{\underline{c}_l^T \underline{\xi}_l + \underline{c}_r^T \underline{\xi}_r}{2} \tag{1-36}$$

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement quelques techniques de commandes dédiées à la machine asynchrone. Puis, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande où nous avons présenté les différentes hypothèses de travail adoptées ainsi que le référentiel (d-q) choisi. Enfin, nous avons donné des notions de base de la logique floue de types 1 et 2 qui sera utilisée pour l'élaboration des approches développées dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Commande adaptative floue par backstepping

I. Introduction

Le contrôle à flux orienté (FOC) pour les machines asynchrones (MAS) a été très utilisé pour assurer un découplage entre le couple et le flux, pour obtenir un modèle similaire à celui d'une machine à courant continu [Bla, 92], [Kra, 86], [Mel, 03]. Dans ce cas, différents contrôleurs classiques peuvent être utilisés pour garantir les performances désirées [Mar, 93], [Bod, 94], [Daw, 98], [Tay, 94].

En général, deux boucles sont considérées dans le schéma de contrôle. Une boucle interne utilisant souvent un proportionnel intégral (PI) pour la régulation des courants, et une boucle externe où de nombreux contrôleurs peuvent être adoptés pour commander la vitesse ou le couple. Néanmoins, certaines performances ne peuvent pas être garanties en présence de variations paramétriques et/ou de perturbations externes. Il est alors nécessaire de synthétiser des commandes robustes vis à vis de ces perturbations [Bou, 06], [Naï, 99], [Mil, 02], [Bar, 03], [Zid, 01], [Reh, 01]. Cependant, leur mise en œuvre est effectuée à l'aide de certaines hypothèses simplificatrices qui ne permettent d'approximer qu'une partie des paramètres incertains. Ainsi, dans [Nou, 07] par exemple, un contrôleur adaptatif flou est synthétisé pour commander la machine asynchrone en vitesse. Toutefois, les performances obtenues sont limitées vu la complexité de l'approche. En outre, nous pouvons constater, à partir des résultats de simulation, que cette loi de commande se prête mieux pour la régulation que pour la poursuite. Malheureusement, les performances désirées ne peuvent pas être assurées en présence d'une large variation paramétrique et de fortes perturbations externes. Dans [Haz, 06], les auteurs ont proposé un schéma de commande dont le contrôleur est composé de deux parties, la première est un PI dont les gains sont ajustés en-ligne à l'aide de deux systèmes flous, et la seconde partie est terme robustificateur de type modes glissants pour améliorer la robustesse. Cependant, les systèmes flous utilisés nécessitent sept entrées ce qui alourdit le temps de calcul, et limite l'application de cette approche à la régulation. De plus, le calcul du terme robustificateur requiert la connaissance des paramètres généralement inconnus comme la borne supérieure des perturbations et des incertitudes.

La commande par backstepping présente un grand intérêt pour la commande des systèmes non linéaires [Sha, 06], [Ben, 00], [Krs, 95]. Elle met à profit les relations causales successives pour construire de manière itérative et systématique une loi de commande et une fonction de

Lyapunov stabilisante. Pour qu'elle puisse s'appliquer, le système non-linéaire doit être sous forme feedback strict : la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et doit dépendre additivement de la composante suivante. De plus, et contrairement au bouclage linéarisant, le backstepping offre la possibilité de conserver dans le bouclage les non-linéarités stabilisantes [Tay, 94] [Bou, 06]. Ainsi, Tan et Chang ont proposé dans [Tan-99a] une commande par backstepping pour une machine asynchrone. Les commandes virtuelle et appliquée sont calculées à l'aide de l'erreur du flux et de vitesse désirés. De plus, l'inertie et le couple de charge sont supposés inconnus et approximés en ligne. Dans [Tan-99b] les mêmes auteurs proposent une approche similaire où la résistance rotorique et le couple de charge sont approximés. Cependant, la stabilité dans ces deux approches est établie en supposant la connaissance des bornes supérieures des incertitudes ce qui est très difficile si ce n'est impossible en pratique. Dans [Bou-06], les auteurs proposent d'utiliser un PI muni d'un signal de type modes glissants pour le calcul des commandes virtuelle et appliquée où seule la résistance rotorique est approximée. Néanmoins, cette approximation se fait à l'aide d'un système flou de type Mamdani ayant 7 entrées. Ce qui nécessite un temps de calcul conséquent. De plus, cette approximation n'a pas été prise en compte dans l'étude de la stabilité.

Dans ce chapitre, nous proposons une commande adaptative floue par backstepping pour une machine asynchrone. Ceci nous permet d'exploiter efficacement aussi bien les avantages du backstepping que ceux de la logique floue. Ainsi, pour remédier à la contrainte liée aux dynamiques inconnues, l'utilisation d'une structure adaptative basée sur des systèmes flous serait une solution. Néanmoins, le schéma direct nécessite la connaissance du gain de contrôle, alors que l'indirect requiert deux systèmes flous où on peut être confronté aux problèmes de singularité. Pour remédier à ce problème, nous avons utilisé une transformation mathématique qui nous permet d'employer qu'un seul système adaptatif flou dont les paramètres sont ajustés en ligne à l'aide d'une loi d'adaptation déduite de l'étude de la stabilité. Afin d'assurer la robustesse du système en boucle fermée, un terme de robustification a été ajouté. L'approche proposée a été validée par plusieurs simulations.

II. Commande backstepping de la machine asynchrone

II.1. Principe

L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) définie positive, soit toujours négative. Pour cela, le système est décomposé en un ensemble de sous systèmes imbriqués. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. La loi de commande à appliquer est synthétisée à la dernière étape. Elle doit garantir, à chaque instant, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite ou en régulation.

Contrairement aux autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarités. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure dont les équations sont données sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + b_1(x_1)x_2 + \delta_1(x_1,t) \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1,x_2) + b_2(x_1,x_2)x_3 + \delta_2(x_1,x_2,t) \\ \vdots \\ \dot{x}_i = f_i(x_1,...,x_i) + b_i(x_1,...,x_i)x_{i+1} + \delta_i(x_1,...,x_i,t);\ i = 3,\ldots,n-1 \\ \dot{x}_n = f_n(x_1,...,x_n) + b_n(x_1,...,x_n)u + \delta_n(x_1,...,x_n,t) \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2-1}$$

Où x_i, $i = 1,\ldots,n$ sont les états du système, u et y sont respectivement l'entrée et la sortie du système. $f_i(\cdot)$ et $b_i(\cdot)$ sont des fonctions non linéaires, $\delta_i(\cdot)$ étant le terme de perturbations inconnues dues aux variations des paramètres du modèle et aux perturbations externes, tel que : $\|\delta_i(\cdot)\| \le d_i, d_i > 0$, $\forall i = 1,\ldots,n$.

Le principe de la commande par backstepping est donné par la figure Fig.2-1. Tout d'abord, nous calculons la première commande virtuelle à partir de l'erreur de poursuite $e_1 = y_{ref} - y$, qui va être utilisée au second étage comme signal de référence pour l'état suivant. Nous répèterons l'opération jusqu'à arriver au $n^{ième}$ étage qui nous permet de générer la commande qui va être appliquée au système.

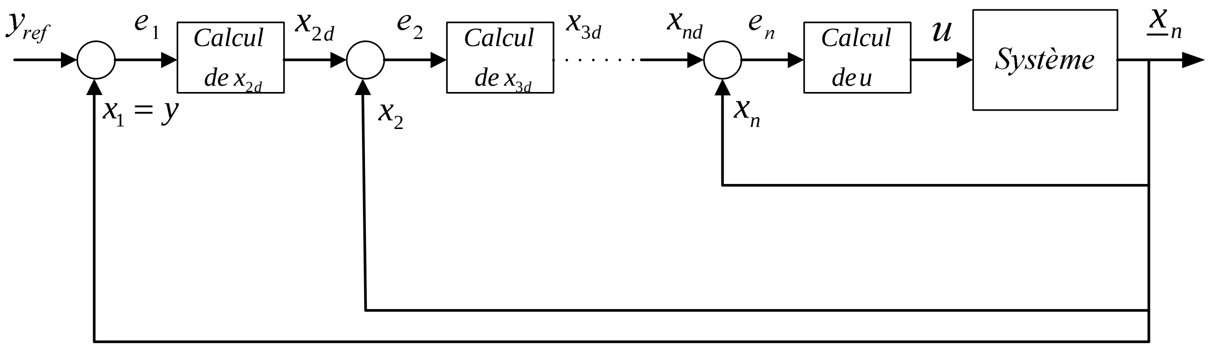


Fig.2-1 Schéma illustratif de la commande par backstepping ($\underline{x}_n = [x_1, \cdots, x_n]^T$)

II.2. Application de la commande backstepping à la machine asynchrone

Le système d'équations différentielles représentant la machine asynchrone peut se mettre sous une forme dite strict feedback ou forme paramétrique pure, par conséquent, nous pouvons lui appliquer la commande par backstepping.

Dans ce cas, le système utilisé sera le modèle réduit (1-21); l'équation du flux rotorique en quadrature est désormais éliminée vu que l'on impose l'orientation du flux.

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \dfrac{3p^2 L_m}{J L_r} \phi_r i_{sq} - \dfrac{f_c}{J}\omega - \dfrac{p}{J} T_l \\ \dot{\phi}_r = \dfrac{L_m}{T_r} i_{sd} - \dfrac{1}{T_r}\phi_r \\ \dot{i}_{sq} = \omega_e i_{sq} + \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} + \dfrac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\phi_r + \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \dot{i}_{sd} = \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sq} - \omega_e i_{sd} - \dfrac{L_m \omega}{\sigma L_s L_r}\phi_r + \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \end{cases} \tag{1-21}$$

Désormais, le modèle de la machine asynchrone sera décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + b_1(x_1)x_2 + \delta_1(x_1, t) \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + b_2(x_1, x_2)u + \delta_2(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2-2}$$

Tels que :

- $u = \begin{bmatrix} v_{sq} \\ v_{sd} \end{bmatrix}$ est l'entrée du système
- $y = x_1 = \begin{bmatrix} \omega \\ \phi_r \end{bmatrix}$ est sa sortie commandée
- $x_2 = \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix}$ est le vecteur de courants statoriques.
- $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ est le vecteur d'état

Il est à noter que les états du système (x_1 et x_2) seront tous mesurés sauf le flux rotorique ϕ_r qui sera estimé à partir des équations de flux du modèle (1-19) en imposant la condition (1-20) :

$$\begin{cases} 0 = \dfrac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_e - \omega)\phi_r \\ \dot{\phi}_r = \dfrac{L_m}{T_r} i_{sd} - \dfrac{1}{T_r}\phi_r \end{cases}$$

Ainsi, le flux rotorique estimé sera à partir de la deuxième équation tandis que la première servira pour calculer son angle de rotation $\theta_e = \int \omega_e dt$

$$\begin{cases} f_1 = \begin{bmatrix} -\dfrac{f_c}{J}\omega \\ -\dfrac{1}{T_r}\phi_r \end{bmatrix}; & b_1 = \begin{bmatrix} \dfrac{3p^2 L_m}{JL_r}\phi_r & 0 \\ 0 & \dfrac{L_m}{T_r} \end{bmatrix}; \ \delta_1 = \begin{bmatrix} \delta_{11} \\ \delta_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{p}{J}T_l \\ 0 \end{bmatrix} \\ f_2 = \begin{bmatrix} \omega_e i_{sq} + \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \dfrac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\phi_r \\ \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \omega_e i_{sd} + \dfrac{L_m \omega}{\sigma L_s L_r}\phi_r \end{bmatrix}; & b_2 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}; \quad \delta_2 = \begin{bmatrix} \delta_{21} \\ \delta_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

$f_i(\cdot)$, $b_i(\cdot)$ sont des fonctions non linéaires, $\delta_i(\cdot)$ est le terme de perturbations inconnues dues aux variations des paramètres du modèle et aux perturbations externes, tel que : $\left\|\delta_{ij}(\cdot)\right\| \le d_{ij}$, $d_{ij} > 0$ avec $i = 1;2$ et $j = 1;2$.

Ainsi, la synthèse de la loi de commande par backstepping se déroulera en deux étapes :

Étape 1

Nous avons comme trajectoires de référence $y_{ref} = \begin{bmatrix} \omega_{ref} & \phi_{rref} \end{bmatrix}^T$ à faire poursuivre par le procédé. Cela va engendrer une erreur en poursuite :

$$e_1 = y_{ref} - y \tag{2-3}$$

La dérivée dans le temps s'écrit,

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{y}_{ref} - \dot{y} \\ &= \dot{y}_{ref} - \dot{x}_1 \\ \dot{e}_1 &= \dot{y}_{ref} - f_1(x_1) - b_1(x_1)x_2 - \delta_1(x_1,t) \end{aligned} \tag{2-4}$$

La fonction candidate de Lyapunov est donnée par :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 \tag{2-5}$$

La fonction V_1 est une fonction de Lyapunov qui représente, en quelque sorte, l'énergie de l'erreur. Or, si cette fonction est toujours définie positive et que sa dérivée est toujours négative, alors l'erreur va être stable et tendra vers zéro. La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1^T \dot{e}_1 \\ &= e_1^T \left(\dot{y}_{ref} - f_1(x_1) - b_1(x_1)x_2 - \delta_1(x_1,t) \right) \end{aligned} \tag{2-6}$$

Pour avoir $\dot{V}_1 < 0$, il suffit de prendre

$$x_2 = b_1^{-1}(x_1)\left(\dot{y}_{ref} - f_1(x_1) + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \right) \tag{2-7}$$

Tel que : $k_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & 0 \\ 0 & k_{12} \end{bmatrix}$.

N.B. :

- Etant donné que la matrice b_1 n'est pas inversible au démarrage (machine defluxée), nous avons introduit un saturateur d'une façon qu'à $t = 0\,s$ le flux ne soit jamais nul
- Par abus de notation, nous désignons par $sign(e_1)$, le vecteur des fonctions $sign$ des composants de e_1, autrement dit : $sign(e_1) = \left[sign(e_{11}) \quad sign(e_{12}) \right]^T$, tel que : $e_1 = [e_{11} \quad e_{12}]^T$. De même, $sign(e_2) = \left[sign(e_{21}) \quad sign(e_{22}) \right]^T$, tel que : $e_2 = \left[e_{21} \quad e_{22} \right]^T$.

$\dot{V}_1$ devient alors :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1^T \left(\dot{y}_{ref} - f_1(x_1) - \left(\dot{y}_{ref} - f_1(x_1) + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \right) - \delta_1(x_1, t) \right) \\ &= e_1^T \left(-\left(c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \right) - \delta_1(x_1, t) \right) \\ &= e_1^T \left(-c_1 e_1 - k_1 sign(e_1) - \delta_1(x_1, t) \right) \\ \dot{V}_1 &= -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(x_1, t) \right) \end{aligned} \tag{2-8}$$

Donc $\dot{V}_1$ est toujours négative tant que $\left| \delta_{1j} (x_1, t) \right| \leq k_{1j}, k_{1j} > 0$ avec $j = 1; 2$.

L'équation (2-7) indique la valeur que doit prendre l'état x_2 pour que le sous-système soit stable. Alors qu'il est impossible d'agir directement sur l'état x_2, la notation x_{2d} sera donc utilisée pour indiquer la valeur désirée de l'état.

En donnant donc l'expression de la valeur souhaitée obtenue de l'état :

$$x_{2d} = b_1^{-1}(x_1) \left(\dot{y}_{ref} - f_1(x_1) + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \right) \tag{2-9}$$

Un terme d'erreur va être engendré en conséquence :

$$e_2 = x_{2d} - x_2 \tag{2-10}$$

D'où

$$x_2 = x_{2d} - e_2 \tag{2-11}$$

Recalculons la nouvelle expression de $\dot{e}_1$:

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \dot{y}_{ref} - f_1(x_1) - b_1(x_1)(x_{2d} - e_2) - \delta_1(x_1,t)\\ &= \dot{y}_{ref} - f_1(x_1) - b_1(x_1)x_{2d} + b_1(x_1)e_2 - \delta_1(x_1,t)\end{aligned} \tag{2-12}$$

Remplaçant x_{2d} par son expression dans l'équation (2-12), nous obtenons :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \dot{y}_{ref} - f_1(x_1) - b_1(x_1)b_1^{-1}(x_1)\left(\dot{y}_{ref} - f_1(x_1) + c_1e_1 + k_1 sign(e_1)\right) + b_1(x_1)e_2 - \delta_1(x_1,t)\\ &= \dot{y}_{ref} - f_1(x_1) - \left(\dot{y}_{ref} - f_1(x_1) + c_1e_1 + k_1 sign(e_1)\right) + b_1(x_1)e_2 - \delta_1(x_1,t)\\ \dot{e}_1 &= -c_1e_1 + b_1(x_1)e_2 - \left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(x_1,t)\right)\end{aligned} \tag{2-13}$$

D'où

$$\dot{V}_1 = -c_1e_1^Te_1 + e_1^Tb_1(x_1)e_2 - e_1^T\left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(x_1,t)\right) \tag{2-14}$$

Le terme $e_1^Tb_1(x_1)e_2$ va être compensé lors de la deuxième étape.

Étape 2

Comme nous avons cité précédemment, l'introduction de la commande intermédiaire dans le procédé a engendré l'erreur :

$$e_2 = x_{2d} - x_2 \tag{2-15}$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\begin{aligned}\dot{e}_2 &= \dot{x}_{2d} - \dot{x}_2\\ \dot{e}_2 &= \dot{x}_{2d} - \left(f_2(\cdot) + b_2(\cdot)u + \delta_2(\cdot)\right)\end{aligned} \tag{2-16}$$

La fonction de Lyapunov, cette fois-ci, est augmentée d'un autre terme qui vient prendre en considération l'erreur possible sur l'état x_2. Voici la nouvelle fonction candidate, déduite de (2-5)

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2 \tag{2-17}$$

En dérivant cette fonction et en substituant les dynamiques d'erreur (2-12) et (2-16), la relation suivante est trouvée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1^T \dot{e}_1 + e_2^T \dot{e}_2 \\ &= -c_1 e_1^T e_1 + e_1^T b_1(\cdot) e_2 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(\cdot) \right) + e_2^T \left(\dot{x}_{2d} - \left(f_2 + b_2(\cdot) u + \delta_2(\cdot) \right) \right) \\ &= -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(\cdot) \right) + e_2^T \left(b_1(\cdot) e_2 + \dot{x}_{2d} - \left(f_2(\cdot) + b_2(\cdot) u + \delta_2(\cdot) \right) \right) \end{aligned} \tag{2-18}$$

Nous choisissons la loi de commande stabilisante suivante :

$$u = b_2^{-1}(\cdot) \left(\dot{x}_{2d} - f_2(\cdot) + b_1(\cdot) e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \right) \tag{2-19}$$

Tel que : $k_2 = \begin{bmatrix} k_{21} & 0 \\ 0 & k_{22} \end{bmatrix}$.

$\dot{V}_2$ devient alors :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(\cdot) \right) \\ &\quad + e_2^T \left(b_1(\cdot) e_1 + \dot{x}_{2d} - \left(f_2(\cdot) + \left(\dot{x}_{2d} - f_2(\cdot) + b_1(\cdot) e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \right) + \delta_2(\cdot) \right) \right) \\ &= -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(\cdot) \right) + e_2^T \left(-c_2 e_2 - \left(k_2 sign(e_2) + \delta_2(\cdot) \right) \right) \\ \dot{V}_2 &= -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \delta_1(\cdot) \right) + -c_2 e_2^T e_2 - e_2^T \left(k_2 sign(e_2) + \delta_2(\cdot) \right) \end{aligned} \tag{2-20}$$

Donc $\dot{V}_2$ est toujours négative tant que $\left| \delta_{1j}(\cdot) \right| \le k_{1j}, k_{1j} > 0$ et $\left| \delta_{2j}(\cdot) \right| \le k_{2j}, k_{2j} > 0$ avec $j = 1;2$. Par conséquent, les lois de commande (2-9) et (2-19) permettent d'assurer la stabilité asymptotique de la machine asynchrone par un choix judicieux des paramètres k_{1j} et k_{2j}.

II.3. Résultats de simulation et conclusion

Pour illustrer l'efficacité et les performances de cette approche, nous présentons les simulations pour une machine asynchrone ayant les paramètres suivants :

$$R_s = 2.25\ \Omega;\quad R_r = 0.7\ \Omega;$$
$$L_s = 0.1232\,\mathrm{H};\ L_r = 0.1122\,\mathrm{H};\ L_m = 0.1118\,\mathrm{H};$$
$$\sigma{=}0.09;\quad T_r = 0.16;\quad J{=}0.038;\quad p{=}2;\quad f_c{=}0;$$

La machine est soumise à des perturbations externes présentées sous forme d'un couple de charge non nul $T_l = 5\,Nm$ introduit à l'instant $t = 1s$.

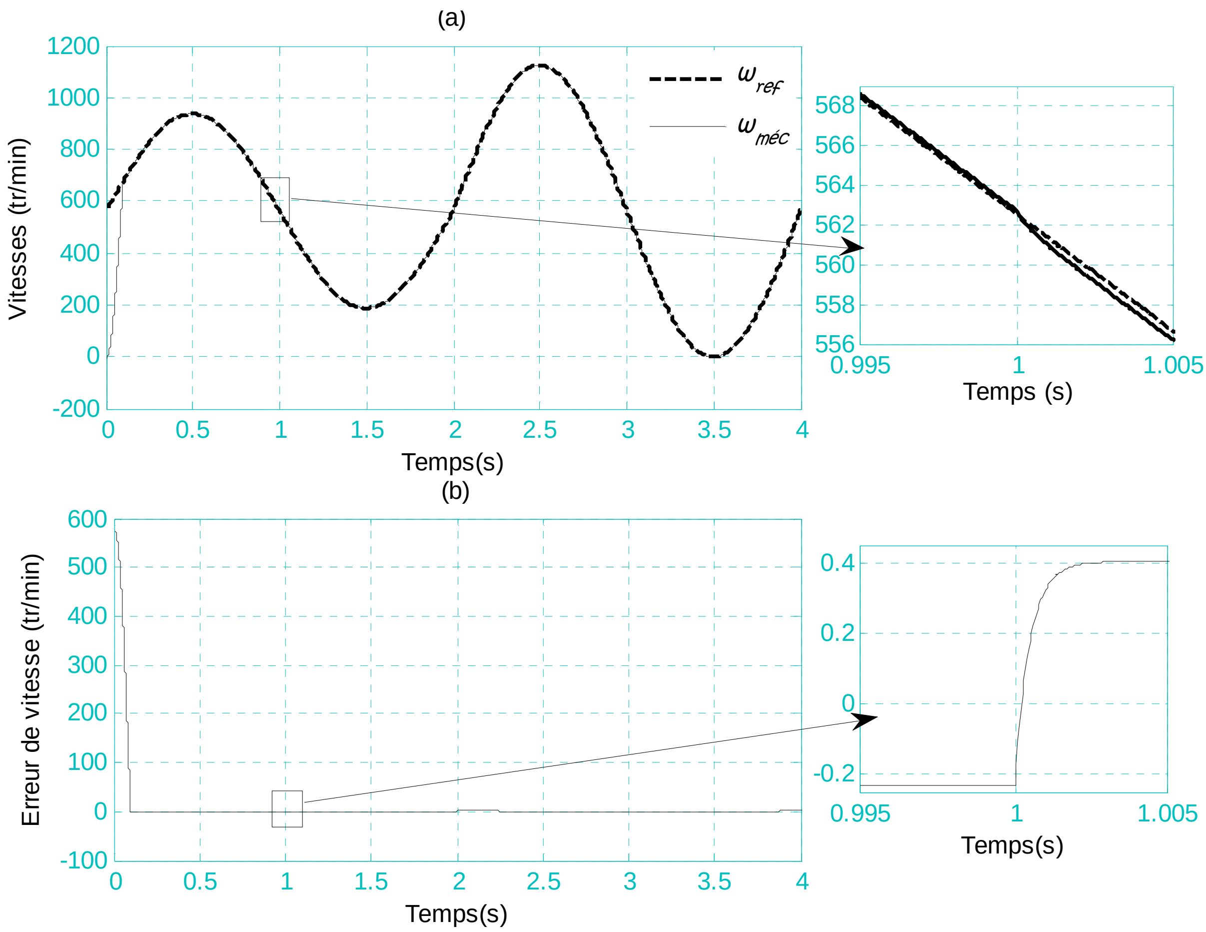


Fig.2-2 Vitesses mécaniques et erreur de vitesse (tr/min)

Les résultats de simulations obtenus sont donnés par les figures 2-2 à 2-5. La figure (2-2 a) représente la vitesse mécanique mesurée (ligne continue) et sa référence (ligne pointillée). A $t = 0\,s$, la vitesse initiale de référence est de 575 tr/min (≈60 rad/s) tandis que la vitesse mesurée est nulle (au démarrage). Nous remarquons que la vitesse de la machine atteint rapidement la référence avec une très faible erreur de poursuite (Fig.2-2 b). L'introduction du couple de charge à l'instant $t = 1s$ se manifeste par une légère chute de la vitesse mécanique (Fig.2-2 a). La figure 2-3 représente le flux rotorique estimé (ligne continue) et le flux rotorique de référence (ligne pointillée). Sur cette figure aussi, nous constatons une poursuite rapide du flux rotorique. Les commandes appliquée (tensions) et virtuelle (courants) sont données respectivement par les figures 2-4 et 2-5. On remarque l'absence de variations brusques et de chattering malgré l'introduction d'un couple de charge à l'instant $t = 1s$. De plus, l'effet de ce dernier a été parfaitement composé par la loi de commande ce qui a permis de maintenir les performances de poursuite comme montré sur la figure 2.2.

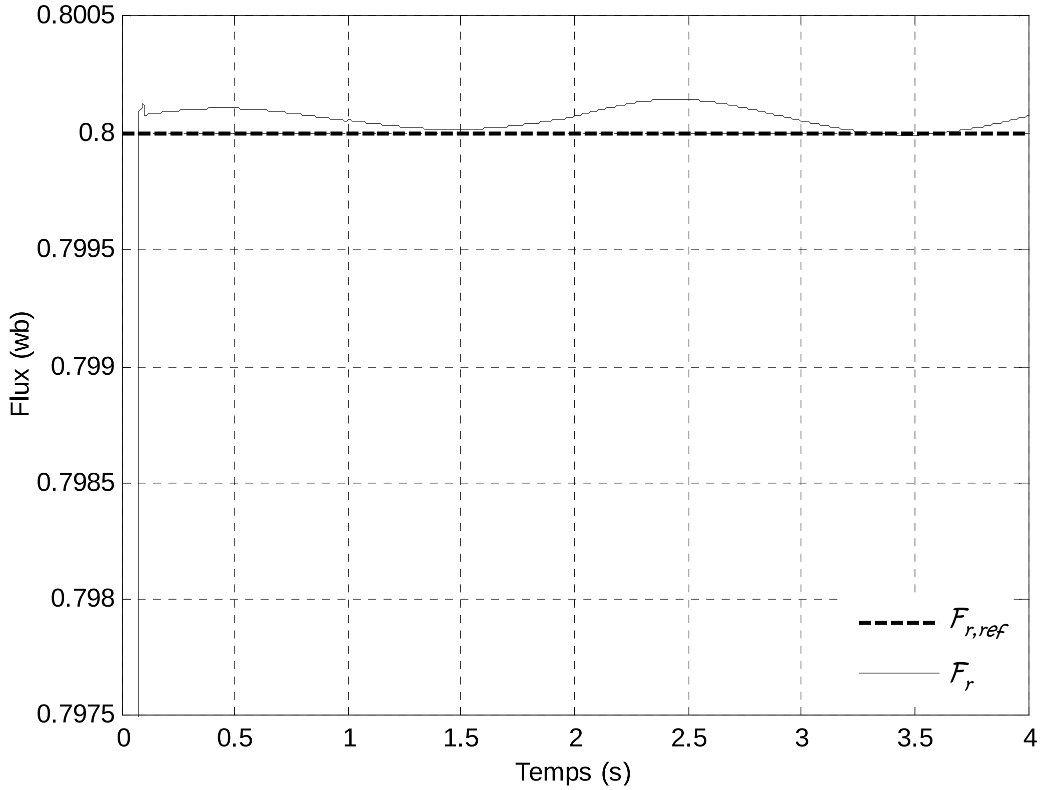


Fig.2-3 Flux rotorique et sa référence (wb)

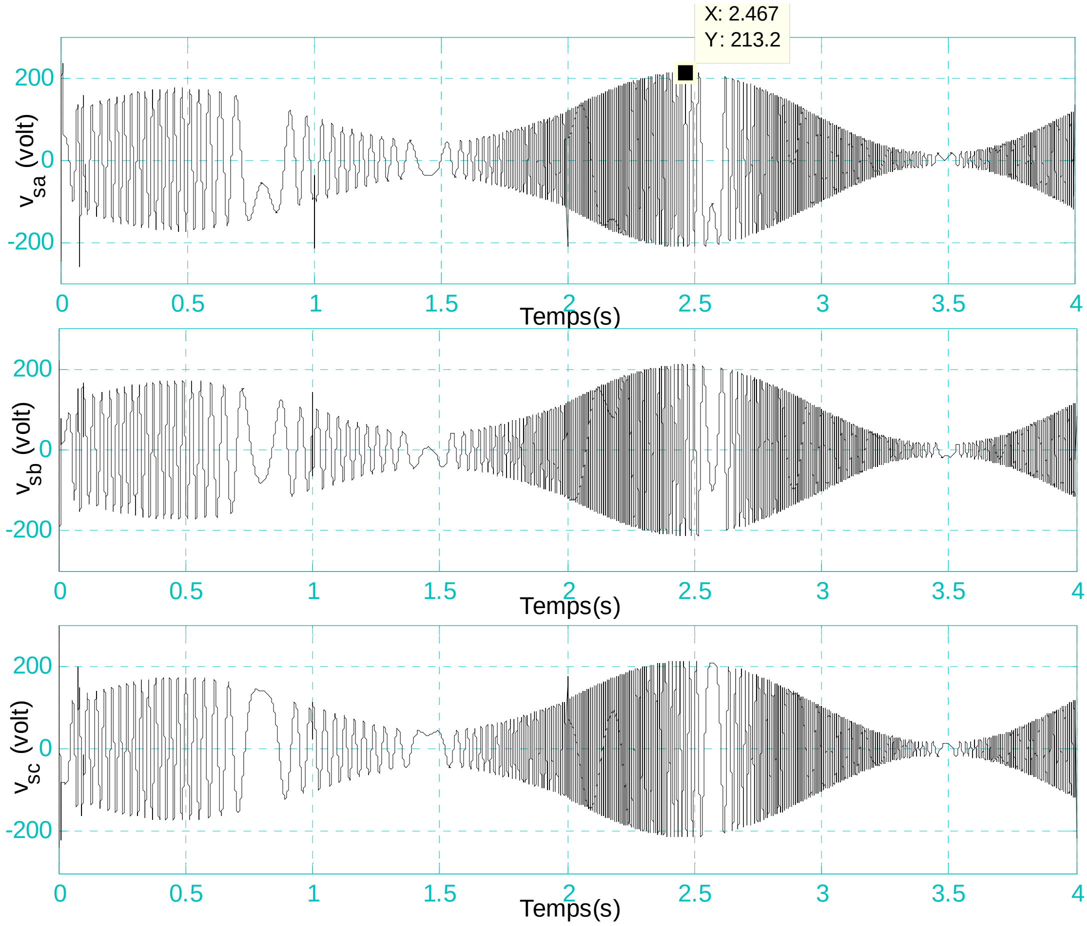


Fig.2-4 Tensions de commande triphasée (volt)

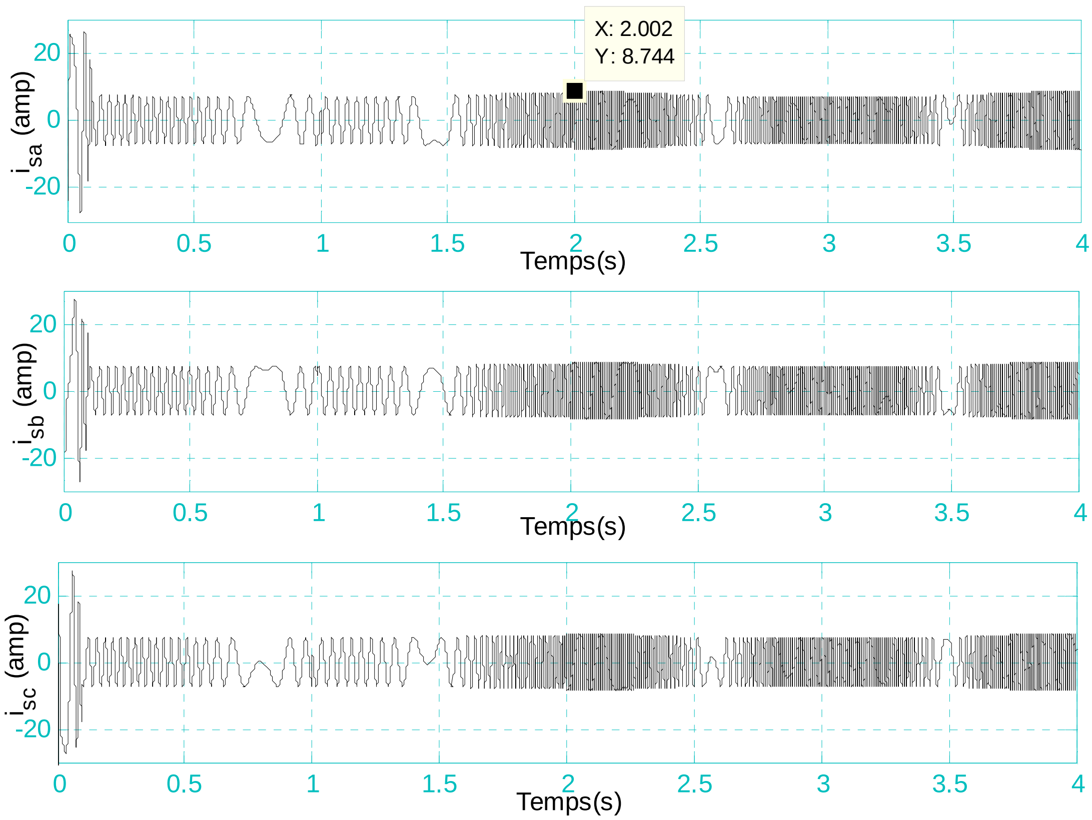


Fig.2-5 Courants statoriques triphasés (amp)

Conclusion

La loi de commande basée sur la technique du backstepping donne des résultats satisfaisants. Néanmoins, ces performances ne peuvent être atteintes que dans le cas d'une bonne connaissance des fonctions $f_i(\cdot),\ b_i(\cdot);\ i=1,2$, ce qui rend son application dans le cas de la machine asynchrone très difficile du fait que ses paramètres varient dans le temps et peuvent présenter des incertitudes. Celles-ci peuvent provenir de la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre, et aux évolutions des valeurs lors du fonctionnement ou aux méthodes utilisées pour l'identification des machines. Pour pallier ce problème, nous proposons dans ce qui suit d'utiliser des systèmes adaptatifs flous pour approximer les fonctions inconnues tout en gardant la même structure de commande. Les systèmes flous seront mis à jour selon des lois d'adaptation stabilisantes.

III. Commande adaptative floue basée sur le backstepping

La nature non linéaire de la machine asynchrone et la variation de ses paramètres rendent les fonctions $f_i(\cdot),\ b_i(\cdot);\ i=1,2$ incertaines. Ceci peut avoir pour conséquence une détérioration des performances de poursuite et éventuellement l'instabilité de la machine. Pour résoudre ce problème, nous proposons dans ce qui suit d'utiliser des systèmes flous type-1 pour les approximer tout en garantissant de bonnes performances de poursuite.

Rappelons les expressions de la commande virtuelle et la commande globale données précédemment par :

$$x_{2d}=b_1^{-1}(x_1)\left(\dot{y}_{ref}-f_1(x_1)+c_1e_1+k_1 sign(e_1)\right)$$
$$u=b_2^{-1}(\cdot)\left(\dot{x}_{2d}-f_2(\cdot)+b_1(\cdot)e_1+c_2e_2+k_2 sign(e_2)\right)$$

L'approximation des différentes fonctions $f_i(\cdot),\ b_i(\cdot);\ i=1,2$, requière quatre systèmes flous, ce qui est un peu contraignant au niveau du temps de calcul. De plus, la présence des termes $b_i^{-1}(\cdot)$ figurants dans les expressions des commandes virtuelle et globale peut engendrer un réel problème de singularité, ainsi conduire à l'instabilité du système notamment pour $\phi_r = 0$ à $t = 0$. Pour remédier à ce problème, nous pouvons équiper les lois d'adaptation par des algorithmes de projection comme présenté dans [Ess, 02]. Néanmoins, ceci augmentera le temps de calcul et par conséquent rendra l'implémentation en temps réel difficile. En outre, la mise en œuvre de ce type d'algorithmes nécessite une connaissance parfaite d'un certain nombre non négligeable de paramètres. Pour atteindre notre objectif et contourner ce problème, nous proposons d'utiliser une structure modifiée du modèle qui permet à la fois de garder la même structure de commande basée sur le backstepping et de réduire le nombre de systèmes flous utilisés dans l'approximation à deux [Ezz, 08a].

III.1. Structure modifiée du modèle de la machine asynchrone

Le système s'écrivant sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + b_1(x_1)x_2 + \delta_1(x_1, t) \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + b_2(x_1, x_2)u + \delta_2(x_1, x_2, t) \end{cases}$$

Multiplions respectivement les sous-systèmes par $b_1^{-1}(\cdot)$ et $b_2^{-1}(\cdot)$

$$\begin{cases} b_1^{-1}(\cdot)\dot{x}_1 = b_1^{-1}(\cdot) f_1(\cdot) + x_2 + b_1^{-1}(\cdot)\delta_1(\cdot) \\ b_2^{-1}(\cdot)\dot{x}_2 = b_2^{-1}(\cdot) f_2(\cdot) + u + b_2^{-1}(\cdot)\delta_2(\cdot) \end{cases} \tag{2-21}$$

Passons les premiers termes des équations de l'autre côté des égalités :

$$\begin{cases} 0 = -b_1^{-1}(\cdot)\dot{x}_1 + b_1^{-1}(\cdot) f_1(\cdot) + x_2 + b_1^{-1}(\cdot)\delta_1(\cdot) \\ 0 = -b_2^{-1}(\cdot)\dot{x}_2 + b_2^{-1}(\cdot) f_2(\cdot) + u + b_2^{-1}(\cdot)\delta_2(\cdot) \end{cases} \tag{2-22}$$

Ajoutons respectivement $\dot{x}_1$ et $\dot{x}_2$ dans les sous-systèmes

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \left(I - b_1^{-1}(\cdot)\right)\dot{x}_1 + b_1^{-1}(\cdot) f_1(\cdot) + x_2 + b_1^{-1}(\cdot)\delta_1(\cdot) \\ \dot{x}_2 = \left(I - b_2^{-1}(\cdot)\right)\dot{x}_2 + b_2^{-1}(\cdot) f_2(\cdot) + u + b_2^{-1}(\cdot)\delta_2(\cdot) \end{cases} \quad ; \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2-23}$$

Le modèle de la machine asynchrone sera exprimé, après ces manipulations mathématiques, comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = F_1 + x_2 + \Delta_1 \\ \dot{x}_2 = F_2 + u + \Delta_2 \end{cases} \tag{2-24}$$

Tels que :

$$\begin{aligned} F_1 &= \left(I - b_1^{-1}(\cdot)\right)\dot{x}_1 + b_1^{-1}(\cdot)\, f_1(\cdot)\,; \quad \Delta_1 = [\Delta_{11} \quad \Delta_{12}]^T = b_1^{-1}(\cdot)\,\delta_1(\cdot) \\ F_2 &= \left(I - b_2^{-1}(\cdot)\right)\dot{x}_2 + b_2^{-1}(\cdot)\, f_2(\cdot); \quad \Delta_2 = [\Delta_{21} \quad \Delta_{22}]^T = b_2^{-1}(\cdot)\,\delta_2(\cdot) \end{aligned} \tag{2-25}$$

En utilisant le modèle modifié, la synthèse des lois de commandes virtuelle et globale, données par la figure 2-6, est effectuée suivant le même algorithme précédent en deux étapes.

Ainsi, la commande virtuelle sera exprimée par :

$$x_{2d} = \dot{y}_{ref} - F_1 + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \tag{2-26}$$

et la commande globale par :

$$u = \dot{x}_{2d} - F_2 + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \tag{2-27}$$

$$u = u_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \Big| \; u_{eq} = \dot{x}_{2d} - F_2 \tag{2-28}$$

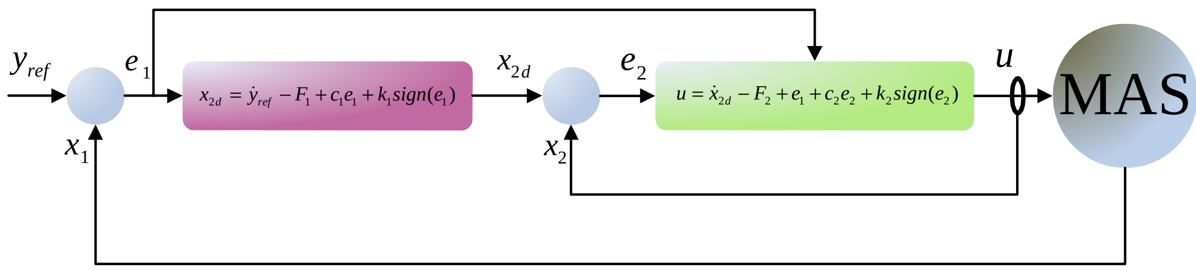


Fig.2-6 Schéma illustratif de la commande backstepping de la machine asynchrone

III.2. Synthèse de la Commande proposée

Les fonctions u_{eq} et F_1 étant inconnues ou incertaines, elles seront substituées par leurs approximations (annexe A2) respectives $\hat{u}_{eq} = \xi_2^T \theta_2$ et $\hat{F}_1 = \xi_1^T \theta_1$ en utilisant deux systèmes flous de type-1. Dans ce cas les nouvelles commandes virtuelle et globale seront données par :

$$\hat{x}_{2d} = \dot{y}_{ref} - \hat{F}_1 + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \tag{2-29}$$

$$\hat{u} = \hat{u}_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \tag{2-30}$$

Les lois d'adaptation seront déduites à l'issue de l'analyse de stabilité du système en boucle fermée à l'aide de la théorie de Lyapunov. Ainsi, en suivant le même raisonnement que précédemment, deux étapes de mise en œuvre seront nécessaires :

Étape 1

Nous avons : $\hat{x}_{2d} = \dot{y}_{ref} - \hat{F}_1 + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1)$ tel que $\hat{F}_1 = \xi_1^T \theta_1$ est la sortie du premier système flou type-1, où θ_1 étant le vecteur conclusion ajustable en-ligne pour réduire l'erreur d'approximation.

Si nous définissons la valeur optimale de θ_1 par θ_1^*, et l'erreur d'estimation par $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^*$, l'erreur minimale d'approximation peut être donnée par $w_1 = x_{2d}^* - x_{2d}$. Par conséquent, la dynamique de l'erreur de poursuite peut être décrite par l'expression suivante :

$$\dot{e}_1 = -c_1 e_1 - \left(k_1 sign(e_1) + \Delta_1\right) + e_2 - \xi_1^T \tilde{\theta}_1 + w_1 \tag{2-31}$$

Pour étudier la stabilité du système bouclé et synthétiser la loi d'adaptation pour le vecteur des paramètres θ_1, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 \tag{2-32}$$

où γ_1 désigne le taux d'apprentissage.

La dérivée de la fonction de Lyapunov peut être donnée par :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_1^T e_1 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \Delta_1 \right) + e_1^T e_2 + e_1^T w_1 - e_1^T \xi_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\theta}}_1^T \tilde{\theta}_1 \tag{2-33}$$

En considérant que $\left|\Delta_{1j}\left(\cdot\right)\right| \leq k_{1j}, k_{1j} > 0$ avec $j = 1;2$ et en utilisant l'expression ci-dessus, nous aboutissons à l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_1^T e_1 + e_1^T e_2 + e_1^T w_1 + \frac{1}{\gamma_1} \left(\dot{\theta}_1^T - \gamma_1 e_1^T \xi_1^T \right) \tilde{\theta}_1 \tag{2-34}$$

Si nous choisissons la loi d'adaptation telle que :

$$\dot{\theta}_1 = \gamma_1 \xi_1 e_1 \tag{2-35}$$

nous obtenons l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_1^T e_1 + e_1^T e_2 + e_1^T w_1 \tag{2-36}$$

Considérons que le scalaire c_1 peut être décomposé comme suit :

$$c_1 = c_{10} + c_{11} \Big/ \left(1 + \alpha_1 \, \mathrm{e}^{-\beta_1 t} \right); \quad \alpha_1, \beta_1, c_{10}, c_{11} > 0 \tag{2-37}$$

L'expression (2-36) devient :

$$\dot{V}_1 < -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1 + \alpha_1 \, \mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4 c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 + e_1^T e_2 \tag{2-38}$$

Tel que : $\left| w_{1j} \right| < \varepsilon_{1j}$ avec $w_1 = \left[w_{11} \quad w_{12} \right]^T$, $\varepsilon_1 = \left[\varepsilon_{11} \quad \varepsilon_{12} \right]^T$ et $j = 1;2$

Pour assurer une convergence rapide du terme $\frac{1 + \alpha_1 \, \mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4 c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1$, nous pouvons choisir c_{11} convenablement grand. Lorsque le temps t tend vers l'infini, le terme total converge asymptotiquement vers zéro et le terme résiduel $e_1^T e_2$ sera compensé lors de la seconde étape.

Étape 2

Cette étape consiste à désigner la loi de commande u de manière à forcer l'état x_2 à converger vers son signal de référence x_{2d} d'une part, et d'autre part à garantir la stabilité et la robustesse du système en boucle fermée. Pour atteindre notre objectif, nous pouvons utiliser la commande (2-28) :

$$u = u_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \Big| \; u_{eq} = \dot{x}_{2d} - F_2$$

Or, la fonction F_2 est inconnue ainsi que la dynamique $\dot{x}_{2d}$, ce qui rend la commande (2-28) inutilisable dans notre cas. Pour contourner ce problème, nous proposons d'utiliser un second système flou pour approximer u_{eq} : $\hat{u}_{eq} = \xi_2^T \theta_2$. Comme présenté précédemment, nous considérons les expressions suivantes : θ_2^* : valeur optimale de θ_2, $\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \theta_2^*$: erreur d'approximation, et $w_2 = u^* - u$: erreur minimale d'approximation.

Dans ce cas, la loi de commande globale sera donnée par :

$$\hat{u} = \hat{u}_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \tag{2-39}$$

Par conséquent, la dynamique de l'erreur sera sous la forme :

$$\dot{e}_2 = -c_2 e_2 - \left(k_2 sign(e_2) + \Delta_2\right) - e_1 - w_2 - \xi_2^T \theta_2 \tag{2-40}$$

Pour atteindre les objectifs de contrôle, nous définissons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 \tag{2-41}$$

dont la dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2^T \dot{e}_2 + \frac{1}{\gamma_{2L}} \tilde{\theta}_2^T \dot{\tilde{\theta}}_2 \tag{2-42}$$

En utilisant (2-38), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 < -c_{10}e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 + e_1^T e_2 + \frac{1}{\gamma_{2L}}\dot{\tilde{\theta}}_2^T\tilde{\theta}_2 \\ + e_2^T\left(-c_2e_2 - \left(k_2 sign(e_2) + \Delta_2\right) - e_1 - w_2 - \xi_2^T\tilde{\theta}_2\right)\end{aligned} \tag{2-43}$$

En considérant les constantes positives c_{20}, c_{21} et β_2 telles que $c_2 = c_{20} + c_{21}/\left(1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}\right)$, $\left|\Delta_{2j}(\cdot)\right| \le k_{2j}\,, k_{2j} > 0$ avec $j = 1;2$ et en choisissant la loi d'adaptation comme suit :

$$\dot{\theta}_2 = \gamma_2\xi_2 e_2 \tag{2-44}$$

nous obtenons l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_2 < -c_{10}e_1^T e_1 + \frac{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 - c_{20}e_2^T e_2 + \frac{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}{4c_{21}}\varepsilon_2^T\varepsilon_2 \tag{2-45}$$

Tel que : $\left|w_{2j}\right| < \varepsilon_{2j}$ avec $w_2 = \left[w_{21} \quad w_{22}\right]^T$, $\varepsilon_2 = \left[\varepsilon_{21} \quad \varepsilon_{22}\right]^T$ et $j = 1;2$

Un choix judicieux des paramètres c_{11} et c_{21} garantit la convergence asymptotique des termes $\frac{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1$ et $\frac{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}{4c_{21}}\varepsilon_2^T\varepsilon_2$ vers zéro lorsque le temps tend vers l'infini et ainsi, la stabilité globale.

Finalement, les lois de commande virtuelle et globale, garantissant la stabilité du système en boucle fermée ainsi que les performances désirées, peuvent être illustrées sur le schéma suivant :

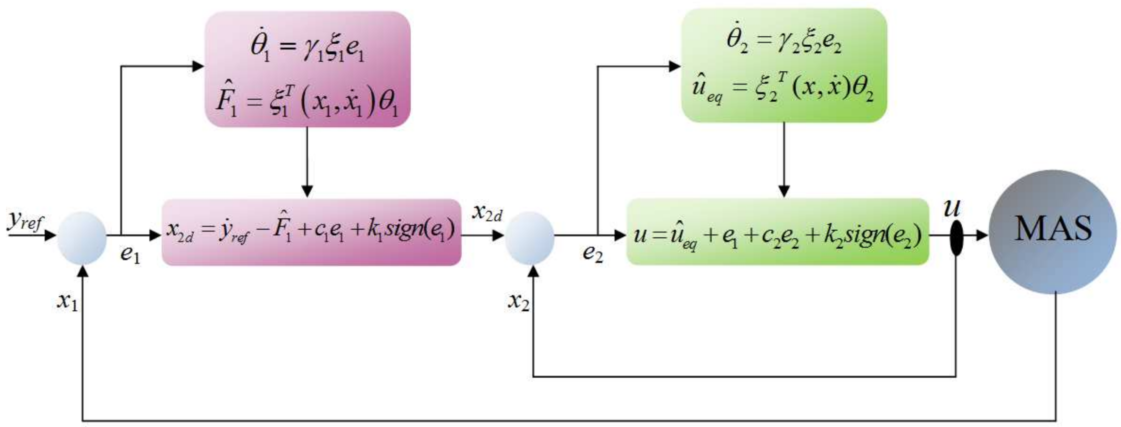


Fig.2-7 Schéma illustratif de la commande backstepping adaptative floue de la machine asynchrone

III.3. Simulations et résultats

Dans ce qui suit, nous présentons la validation par simulation de la nouvelle approche appliquée à une machine asynchrone dont les paramètres ont été définis dans le paragraphe II-3. Pour illustrer les avantages de cette approche, deux cas sont traités : dans le premier, la machine est soumise seulement aux perturbations externes (un couple de charge non nul). Dans le second cas, les contraintes sont augmentées en infligeant des incertitudes paramétriques au système.

Pour les deux cas, nous imposons une trajectoire sinusoïdale dont l'amplitude maximale varie sous la forme :

$$\begin{aligned} &Pour\ \ 0 \le t < 2s \rightarrow \omega_{ref} = 562{,}5 + 375 \cdot \sin(\pi t) \quad [tr/\min] \\ &Pour\ \ 2 \le t \le 4s \rightarrow \omega_{ref} = 562{,}5 + \ 562{,}5 \cdot \sin(\pi t) \quad [tr/\min] \end{aligned}$$

Les figures 2-8 à 2-11 présentent les résultats de simulation dans le cas du système soumis à un couple de charge de la forme $T_l = 5\,Nm$ introduit à l'instant $t = 1s$.

Nous remarquons que la loi de commande force le système à rejoindre rapidement les trajectoires de référence (Fig.2-8 et Fig.2-9) malgré la présence de perturbations externes et la variation de l'amplitude du signal de référence. Nous remarquons que les commandes virtuelle (Fig.2-11) et globale (Fig.2-10) ne contiennent aucune variation brusque.

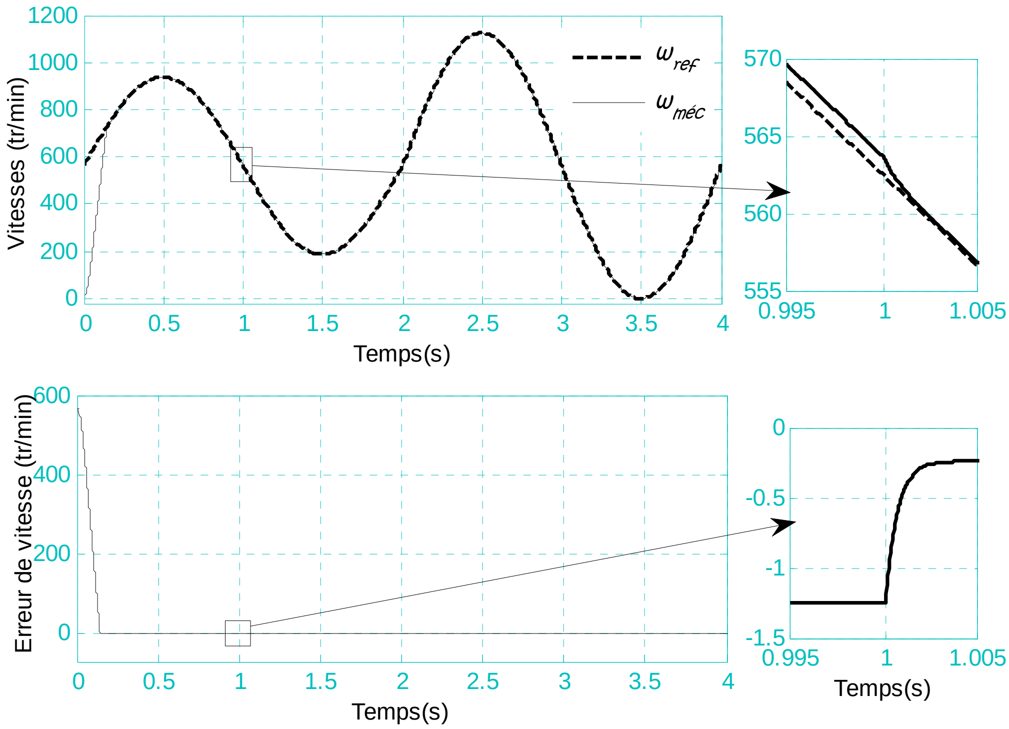


Fig.2-8 Vitesses et erreur de vitesse (tr/min) - modèle perturbé

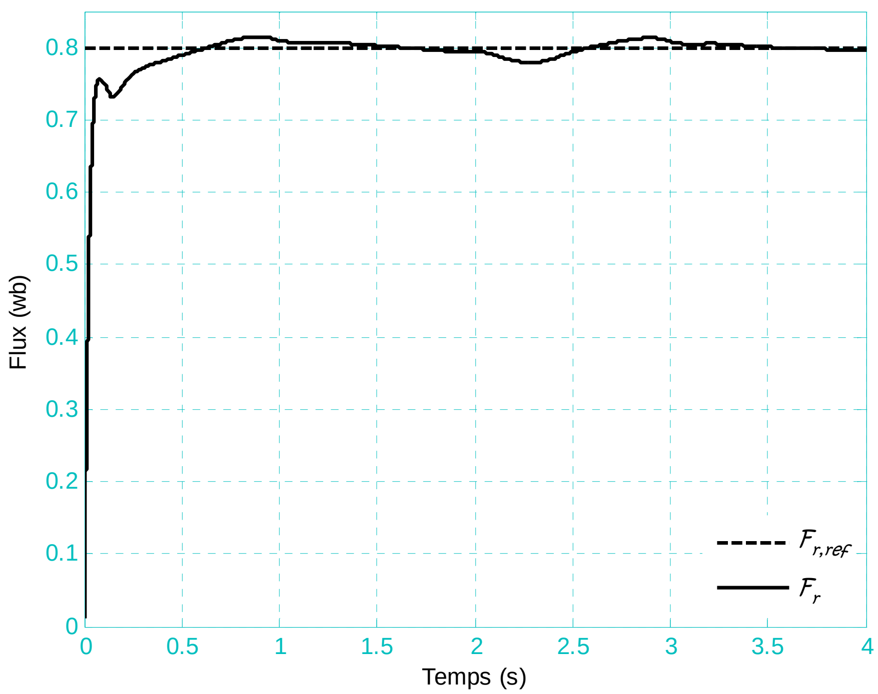


Fig.2-9 Flux rotorique et sa référence (wb)- modèle perturbé

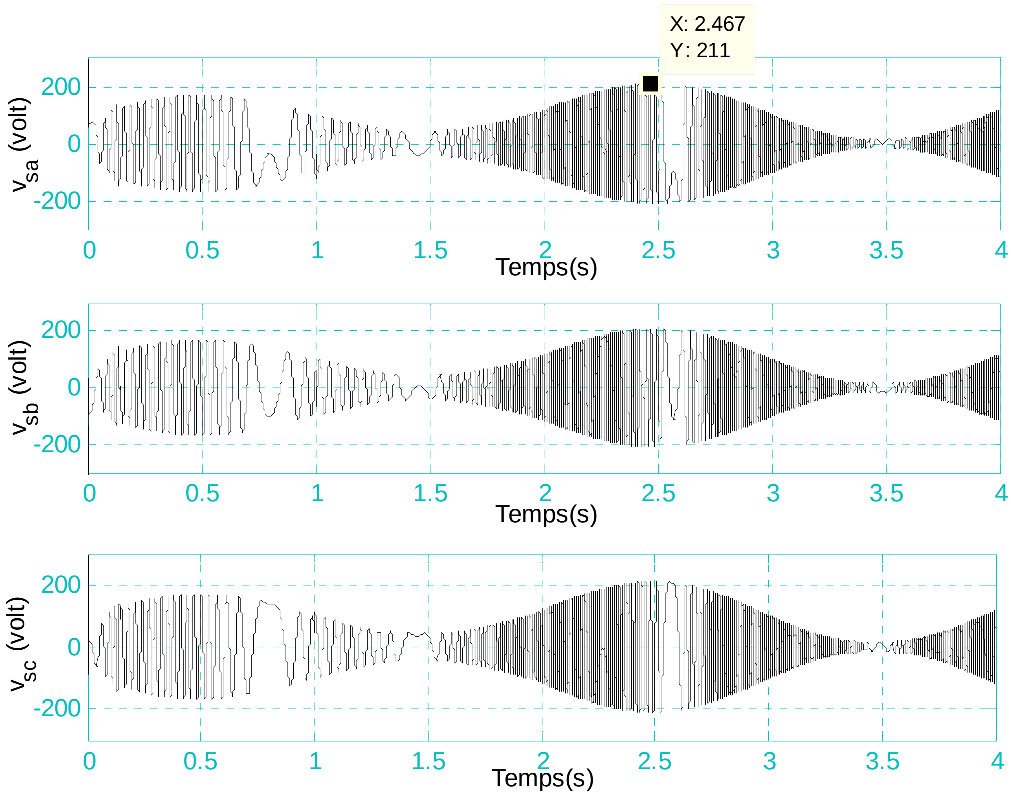


Fig.2-10 Tensions triphasées (volt)- modèle perturbé

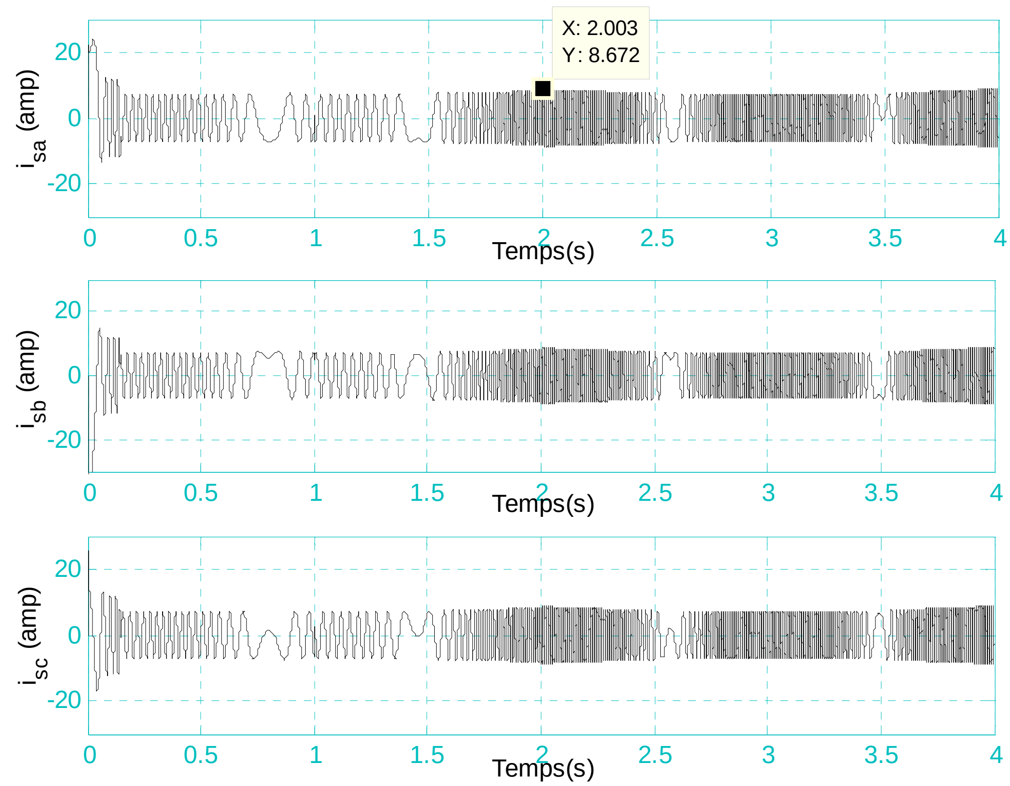


Fig.2-11 Courants statoriques (amp) - modèle perturbé

Pour tester plus la robustesse de la loi de commande proposée, nous avons ajouté des incertitudes de $\pm 50\ \%$ aux paramètres du système.

Les résultats de simulation du modèle incertain et perturbé sont donnés par les figures 2-12 à 2-15. Nous remarquons que malgré ces variations, la loi de commande maintient les mêmes performances de poursuite.

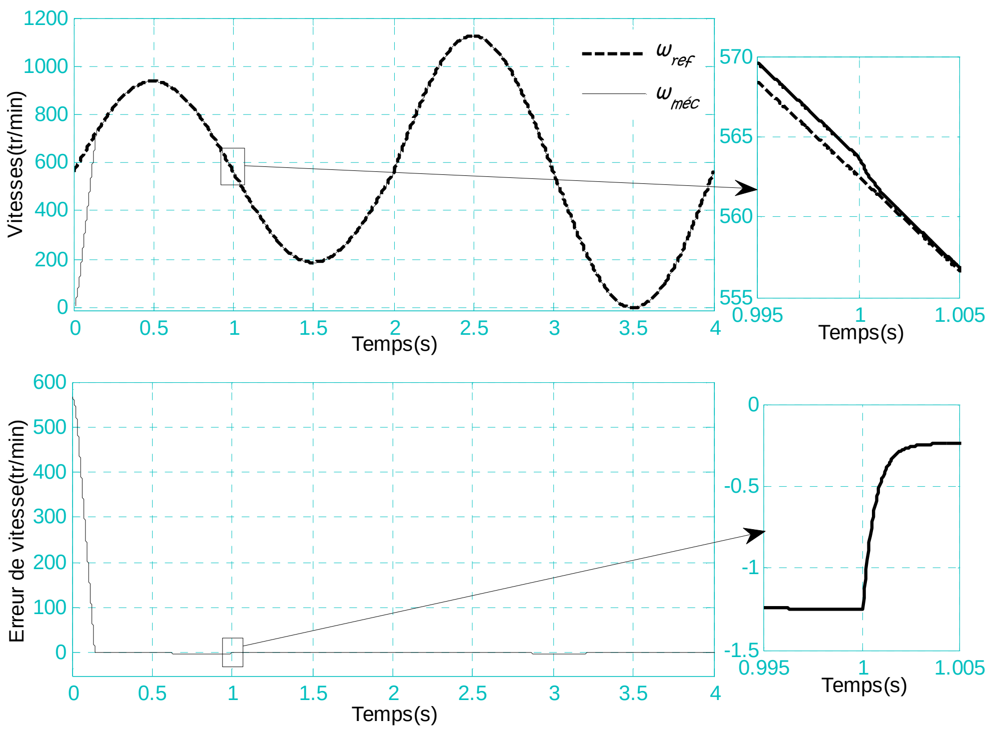


Fig.2-12 Vitesses et erreur de vitesse (tr/min) - modèle incertain perturbé

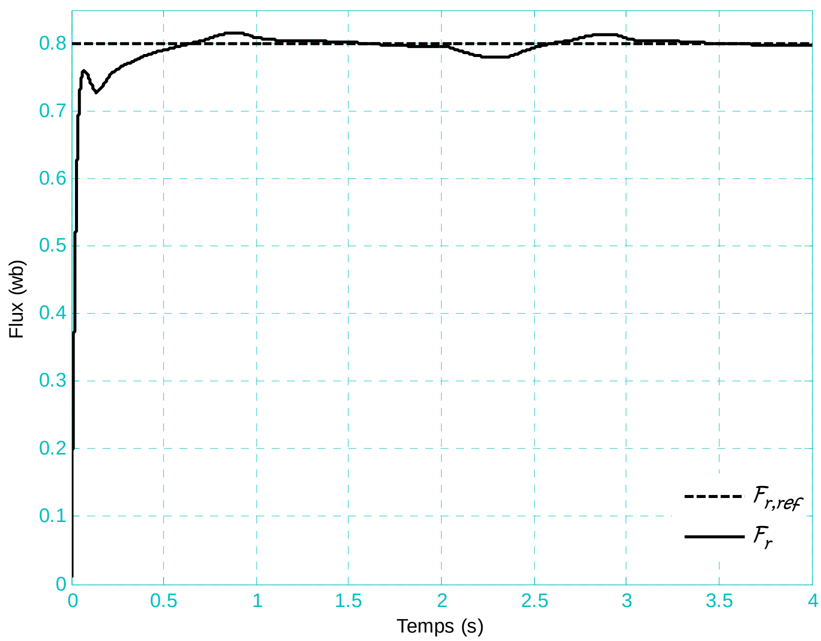


Fig.2-13 Flux rotorique et sa référence (wb)- modèle incertain perturbé

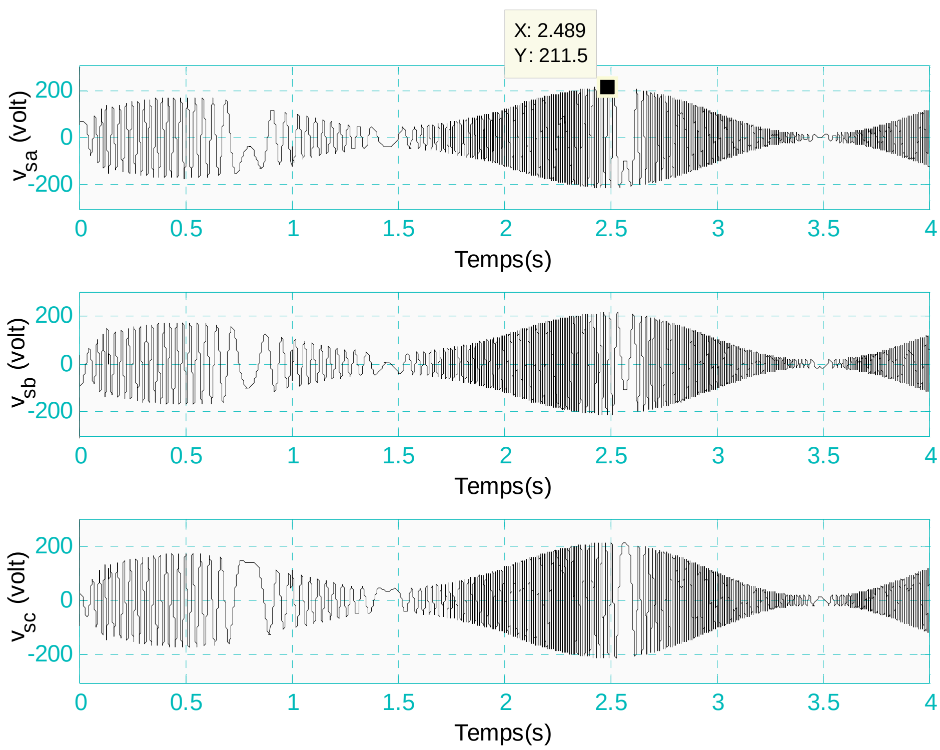


Fig.2-14 Tensions triphasées (volt)- modèle incertain perturbé

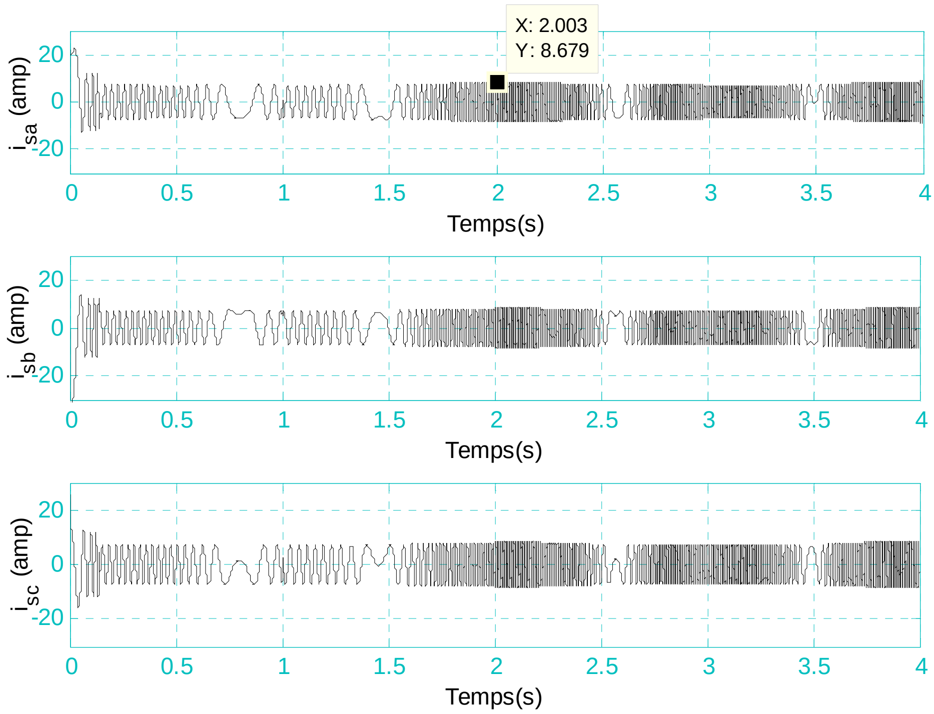


Fig.2-15 Courants statoriques (amp) - modèle incertain perturbé

IV. Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre s'inscrit dans le cadre de la commande adaptative floue robuste de la machine asynchrone. Après avoir présenté le modèle de cette dernière, ainsi que l'approche de commande stabilisante par backstepping, nous avons proposé d'introduire un terme de robustification pour remédier aux effets de perturbations au niveau de la charge. Les résultats obtenus lors de la simulation ont montré l'efficacité du backstepping modifié. Toutefois, les paramètres du modèle ont été considérés connus, alors qu'ils sont, en réalité, incertains s'ils ne sont pas inconnus. Ainsi, nous avons proposé une nouvelle approche utilisant des systèmes flous adaptatifs pour approximer les dynamiques inconnues et ainsi déduire les commandes virtuelle et globale. La mise à jour de ces systèmes est effectuée à l'aide des lois d'adaptation stabilisante déduite de l'étude de stabilité au sens de Lyapunov. Plusieurs simulations ont été présentées pour illustrer l'efficacité de cette approche en présence de perturbations externes (couple de charge) et des variations paramétriques.

Néanmoins, les systèmes flous utilisés ne permettent pas de prendre en compte les incertitudes pouvant entacher les entrées et les informations linguistiques (règles floues). De plus, la loi de commande nécessite la mesure de vitesse ce qui rend l'implémentation couteuse.

Chapitre 3

Améliorations de la commande adaptative floue par backstepping

I. Introduction

Une commande adaptative floue par backstepping d'une machine asynchrone a été présentée dans le chapitre précédent. Les dynamiques inconnues ont été regroupées en une seule fonction pour les approximer à l'aide d'un système flou de type-1. Celui-ci est ajusté à l'aide d'une loi d'adaptation déduite de l'étude de stabilité.

Dans ce chapitre, nous présentons des améliorations sur cette loi de commande à trois niveaux : approximateur, loi d'adaptation et mesure de la vitesse. Tout d'abord, nous proposons de remplacer le système flou de type-1 par un type-2 pour une meilleure prise en compte des incertitudes et ainsi améliorer la robustesse de la loi de commande. Un système flou de type-1 utilise comme entrée des valeurs numériques alors qu'un type-2 utilise des intervalles pour contourner une éventuelle présence d'incertitudes au niveau des valeurs d'entrée et/ou des règles linguistiques [Ezz, 08b].

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la réduction de la consommation énergétique durant le régime transitoire. Lors, la mise en œuvre de la loi de commande seules les performances de poursuite sont prises en compte, ce qui génère des sollicitations importantes aux niveaux des tensions et des courants. Pour remédier à cela, des saturations sont placées en amont de la machine pour imposer les valeurs minimales et maximales admissibles. Cependant, dans le cas de variations rapides une telle solution peut induire à l'instabilité du système surtout en poursuite. Pour contourner ce problème, nous avons proposé de modifier les lois d'adaptation des systèmes flous de telle sorte d'y incorporer des contraintes sur les signaux de commandes ainsi que leurs variation [Ezz, 09]. L'avantage de cette approche réside dans le fait que les nouvelles lois d'adaptations sont stabilisantes puisqu'elles sont déduites de l'étude de stabilité.

Enfin, nous nous sommes intéressés à la commande de la machine asynchrone en vitesse sans capteurs de mécanique pour réduire certains problèmes techniques dus à ce type de capteurs. Pour cela, nous avons utilisé un observateur à grand gain pour estimer la vitesse et le flux dans la loi de commande où seule la mesure des courants est nécessaire [Ezz, 10]. La stabilité globale commande+observateur a été prouvée analytiquement à l'aide de la théorie de Lyapunov.

II. Commande adaptative floue type-2 par backstepping

La logique floue a été largement utilisée dans la littérature pour sa capacité à résoudre les problèmes de modélisation et de commande des systèmes non linéaires. De plus, elle permet, d'une part, d'exploiter efficacement l'expertise humaine à travers les différentes informations linguistiques et, d'autre part, d'utiliser des techniques issues de la commande des systèmes linéaires comme la commande adaptative ou les techniques de robustification. Cependant, la logique floue dite de type-1, ou logique floue classique, ne peut pas prendre en compte toutes les incertitudes numériques et linguistiques présentes dans un système non linéaire.

Dernièrement, une attention particulière a été accordée à un autre type de systèmes flous appelés systèmes flous type-2. Son intérêt réside dans sa capacité à prendre en considération les différentes incertitudes numériques et linguistiques omises dans le cas d'un système flou type-1. Les fonctions d'appartenance floues type-1 sont bidimensionnelles, par contre, les fonctions d'appartenance floues de type-2 sont tridimensionnelles. La nouvelle (troisième) dimension des ensembles flous de type-2 fournit un degré de liberté supplémentaire permettant de prendre en charge la modélisation des incertitudes [Hag, 04], [Men, 06a]. Cet avantage est primordial lorsque nous savons que la modélisation de l'information linguistique et la prise de décision représentent l'application principale de la logique floue. Plusieurs publications ont montré des résultats intéressants lors des applications des systèmes flous de type-2 en automatique [Hag, 04], [Men, 06a], [Chaf, 07], [Cas, 07], [Sep, 07], [Hag, 07], [Hus, 07d], [Ezz, 08b].

Dans ce qui suit, nous proposons d'utiliser un système flou de type 2 pour approximer les dynamiques inconnues en suivant la même procédure de mise en œuvre développée dans le chapitre précédent.

II.1. Mise en œuvre de l'approche proposée

Pour améliorer l'approximation et pour une meilleure prise en compte des incertitudes, nous proposons dans cette section d'utiliser un système flou de type-2 à la place d'un type-1. La sortie de ce dernier est de la forme :

$$y = \frac{1}{2}\left(\xi_L^T \theta_L + \xi_R^T \theta_R\right) \tag{3-21}$$

Où $\xi_{L,R}$ représente le vecteur de régression (L pour à gauche et R pour à droite), et $\theta_{L,R}$ celui des paramètres ajustables. Comme dans le chapitre précédent, nous adoptons les notations suivantes : θ_L^* (respectivement θ_R^*) représente la valeur optimale de θ_L (respectivement θ_R) et $\tilde{\theta}_L = \theta_L - \theta_L^*$ (respectivement $\tilde{\theta}_R = \theta_R - \theta_R^*$) l'erreur d'estimation.

Comme précédemment, la synthèse de la commande se déroulera en deux étapes :

Étape 1

Ainsi, la nouvelle commande virtuelle peut être exprimée sous la forme suivante :

$$x_{2d} = \hat{x}_{2d,eq} + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \tag{3-22}$$

Où le signal équivalent est généré par le système flou suivant :

$$\hat{x}_{2d,eq} = \frac{1}{2}\left(\xi_{1L}^T \theta_{1L} + \xi_{1R}^T \theta_{1R}\right) \tag{3-23}$$

Dans ce cas, la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}_1 = -c_1 e_1 - \left(k_1 sign(e_1) + \Delta_1\right) + e_2 - \frac{1}{2}\left(\xi_{1L}{}^T \tilde{\theta}_{1L} + \xi_{1R}{}^T \tilde{\theta}_{1R}\right) + w_1 \tag{3-24}$$

Où $w_1 = x_{2d}^* - x_{2d}$ désigne l'erreur minimale d'approximation.

Pour prouver la stabilité et déduire les lois d'adaptation de θ_{1L} et θ_{1R}, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\gamma_{1L}} \tilde{\theta}_{1L}^T \tilde{\theta}_{1L} + \frac{1}{\gamma_{1R}} \tilde{\theta}_{1R}^T \tilde{\theta}_{1R}\right) \tag{3-25}$$

Où γ_{1L} et γ_{1R} sont des taux d'apprentissage.

Sa dérivation selon la variable temps donne :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 = &-c_1 e_1^T e_1 - e_1^T \left(k_1 sign(e_1) + \Delta_1\right) + e_1^T e_2 + e_1^T w_1 \\ &-\frac{1}{2} e_1^T \left({\xi_{1L}}^T \tilde{\theta}_{1L} + {\xi_{1R}}^T \tilde{\theta}_{1R}\right) + \frac{1}{\gamma_{1L}} \tilde{\theta}_{1L}^T \dot{\tilde{\theta}}_{1L} + \frac{1}{\gamma_{1R}} \tilde{\theta}_{1R}^T \dot{\tilde{\theta}}_{1R}\end{aligned} \tag{3-26}$$

En considérant que $\left|\Delta_{1j}(\cdot)\right| \le k_{1j}, k_{1j} > 0$ avec $j = 1;2$ et en utilisant l'expression ci-dessus, nous obtenons l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_1^T e_1 + e_1^T e_2 + e_1^T w_1 + \frac{1}{\gamma_{1L}}\left(\dot{\theta}_{1L}^T - \frac{1}{2}\gamma_{1L} e_1^T {\xi_{1L}}^T\right)\tilde{\theta}_{1L} + \frac{1}{\gamma_{1R}}\left(\dot{\theta}_{1R}^T - \frac{1}{2}\gamma_{1R} e_1^T {\xi_{1R}}^T\right)\tilde{\theta}_{1R} \tag{3-27}$$

Les lois d'adaptation choisies telles que :

$$\begin{aligned}\dot{\theta}_{1L} &= \frac{1}{2}\gamma_{1L}\xi_{1L} e_1 \\ \dot{\theta}_{1R} &= \frac{1}{2}\gamma_{1R}\xi_{1R} e_1\end{aligned} \tag{3-28}$$

permettent d'obtenir l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_1 < -c_1 e_1^T e_1 + e_1^T e_2 + e_1^T w_1 \tag{3-29}$$

Considérons que le scalaire c_1 peut être décomposé comme suit :

$$c_1 = c_{10} + \frac{c_{11}}{1 + \alpha_1 \mathrm{e}^{-\beta_1 t}}; \quad \alpha_1, \beta_1, c_{10}, c_{11} > 0 \tag{3-30}$$

L'expression (3-9) devient :

$$\dot{V}_1 < -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1 + \alpha_1 \mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4 c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 + e_1^T e_2 \tag{3-31}$$

Tel que : $\left|w_{1j}\right| < \varepsilon_{1j}$ avec $w_1 = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12}\end{bmatrix}^T$, $\varepsilon_1 = \begin{bmatrix}\varepsilon_{11} & \varepsilon_{12}\end{bmatrix}^T$ et $j = 1;2$

Pour assurer une convergence rapide du terme $\frac{1 + \alpha_1 \mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4 c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1$, nous pouvons choisir c_{11} convenablement grand. Lorsque le temps tend vers l'infini, le terme total converge asymptotiquement vers zéro et le terme résiduel $e_1^T e_2$ sera compensé lors de la seconde étape.

Étape 2

Cette étape consiste à désigner la loi de commande u de manière à faire converger l'état x_2 vers son signal de référence x_{2d} d'une part, et d'autre part à garantir la stabilité et la robustesse du système en boucle fermée. Celle-ci peut être de la forme suivante :

$$u = \hat{u}_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \tag{3-32}$$

Où $\hat{u}_{eq} = \frac{1}{2}\left(\xi_{2L}^T \theta_{2L} + \xi_{2R}^T \theta_{2R}\right)$ est un système flou de type-2 approximant les fonctions inconnues. Si l'on note par $w_2 = u^* - u$ l'erreur minimale d'approximation, la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}_2 = -c_2 e_2 - \left(k_2 sign(e_2) + \Delta_2\right) - e_1 - w_2 - \frac{1}{2}\left(\xi_{2L}^T \theta_{2L} + \xi_{2R}^T \theta_{2R}\right) \tag{3-33}$$

Pour atteindre les objectifs de contrôle, nous définissons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2 + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\gamma_{2L}} \tilde{\theta}_{2L}^T \tilde{\theta}_{2L} + \frac{1}{\gamma_{2R}} \tilde{\theta}_{2R}^T \tilde{\theta}_{2R}\right) \tag{3-34}$$

Dont la dérivée dans le temps est donnée par :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2^T \dot{e}_2 + \frac{1}{\gamma_{2L}} \tilde{\theta}_{2L}^T \dot{\tilde{\theta}}_{2L} + \frac{1}{\gamma_{2R}} \tilde{\theta}_{2R}^T \dot{\tilde{\theta}}_{2R} \tag{3-35}$$

Utilisant (3-11), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 < & -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 + e_1^T e_2 + \frac{1}{\gamma_{2L}} \tilde{\theta}_{2L}^T \dot{\tilde{\theta}}_{2L} + \frac{1}{\gamma_{2R}} \tilde{\theta}_{2R}^T \dot{\tilde{\theta}}_{2R} + \\ & e_2^T \left(-c_2 e_2 - \left(k_2 sign(e_2) + \Delta_2\right) - e_1 - w_2 - \frac{1}{2}\left(\xi_{2L}{}^T \tilde{\theta}_{2L} + \xi_{2R}{}^T \tilde{\theta}_{2R}\right)\right) \end{aligned} \tag{3-36}$$

Comme précédemment, si nous considérons les constantes positives c_{20}, c_{21} et β_2 telles que $c_2 = c_{20} + \dfrac{c_{21}}{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}$, et nous supposons que $\left|\Delta_{2j}(\cdot)\right| \le k_{2j}, k_{2j} > 0$ avec $j = 1;2$ et en prenant les lois d'adaptation suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{\theta}_{2L} &= \frac{1}{2}\gamma_{2L}\xi_{2L}e_2\\ \dot{\theta}_{2R} &= \frac{1}{2}\gamma_{2R}\xi_{2R}e_2\end{aligned} \tag{3-37}$$

nous parvenons à l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_2 < -c_{10}e_1^T e_1 + \frac{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 - c_{20}e_2^T e_2 + \frac{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}{4c_{21}}\varepsilon_2^T\varepsilon_2 \tag{3-38}$$

Tel que : $\left|w_{2j}\right| < \varepsilon_{2j}$ avec $w_2 = \left[w_{21} \quad w_{22}\right]^T$, $\varepsilon_2 = \left[\varepsilon_{21} \quad \varepsilon_{22}\right]^T$ et $j = 1;2$

Un choix judicieux des paramètres c_{11} et c_{21} garantit la convergence asymptotique des termes $\dfrac{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1$ et $\dfrac{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}{4c_{21}}\varepsilon_2^T\varepsilon_2$ vers zéro lorsque le temps tend vers l'infini et ainsi, la stabilité globale est assurée.

Finalement, nous concluons que les lois de commandes virtuelle et globale données par :

$$\begin{aligned}x_{2d} &= \hat{x}_{2d,eq} + \left(c_{10} + \frac{c_{11}}{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}\right)e_1 + k_1 sign(e_1)\\ u &= \hat{u}_{eq} + e_1 + \left(c_{20} + \frac{c_{21}}{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}\right)e_2 + k_2 sign(e_2)\end{aligned} \tag{3-39}$$

avec les lois d'adaptation (3-17) ajustées en-ligne, garantissent la stabilité globale du système en boucle fermée.

Remarque

La fonction $sign$ introduit ce que l'on appelle du 'chattering' dans le signal de commande. Pour minimiser les effets secondaires qui sont éventuellement néfastes au bon fonctionnement du procédé, elle est substituée par la fonction $tanh$.

II.2. Résultats de Simulation

Pour valider l'approche proposée et monter son efficacité, nous avons soumis notre machine asynchrone à un couple de charges variables dans le temps tels que $T_l = 0\,Nm$ pour $0s \leq t < 1s$ et $T_l = 10\,Nm$ pour $1s \leq t \leq 5s$. Nous avons également introduit des variations paramétriques de l'ordre de ±50%. Les résultats de simulations sont donnés par les figures 3-1 à 3-3. Nous remarquons que malgré la sévérité des perturbations et des variations paramétriques, la nouvelle loi de commande arrive à forcer le système à atteindre les trajectoires de références.

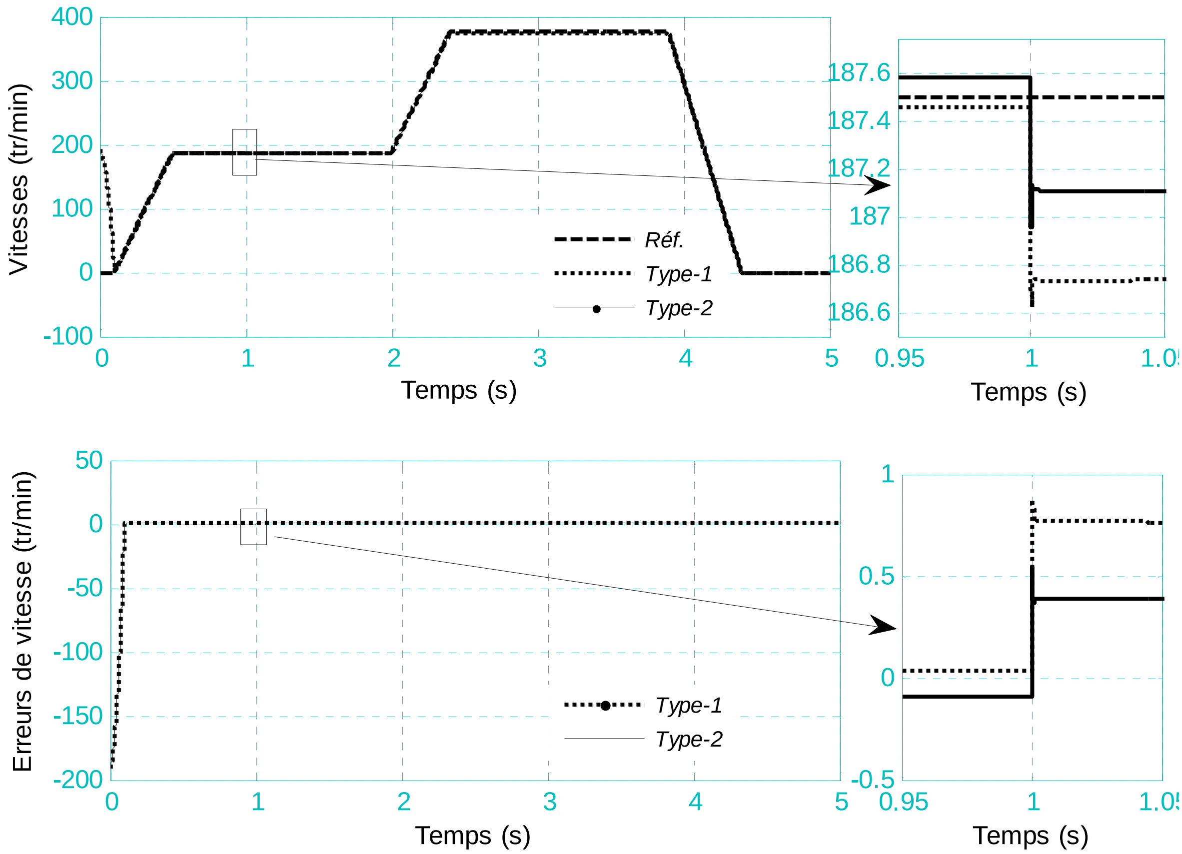


Fig.3-1 Vitesses et erreurs de vitesse (tr/min)

Au niveau des signaux de commande, les valeurs des tensions et des courants restent admissibles vu la nature des perturbations et des incertitudes appliquées à la machine. De plus, les variations brusques au niveau des tensions sont relatives à la compensation des perturbations par la commande pour maintenir les performances de poursuite.

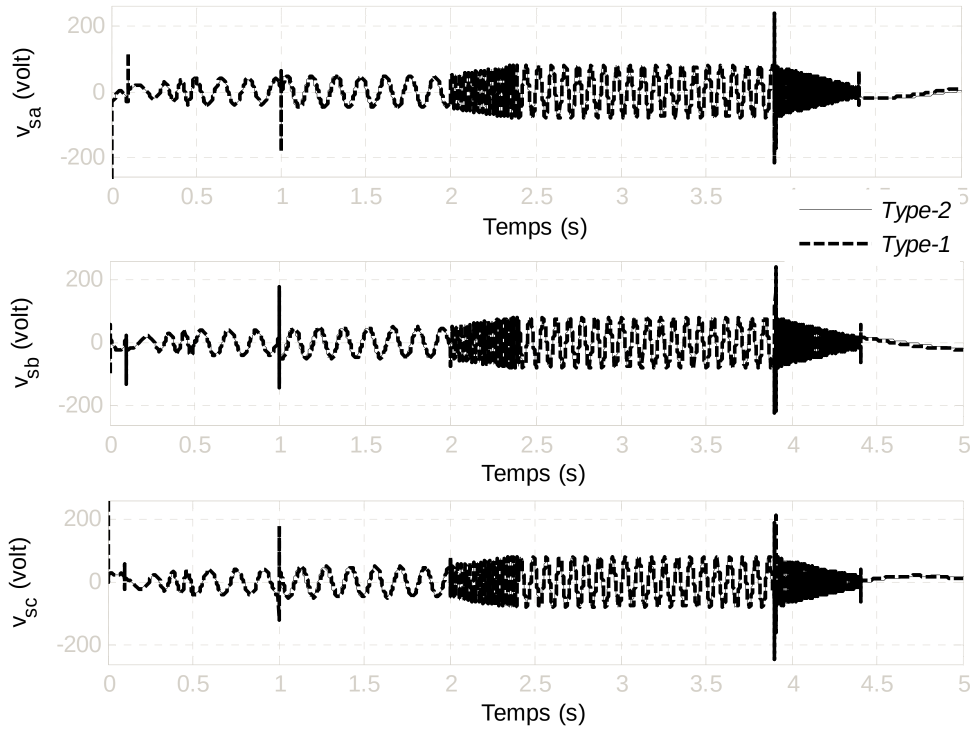


Fig. 3-3 Tensions statoriques triphasées (volt)

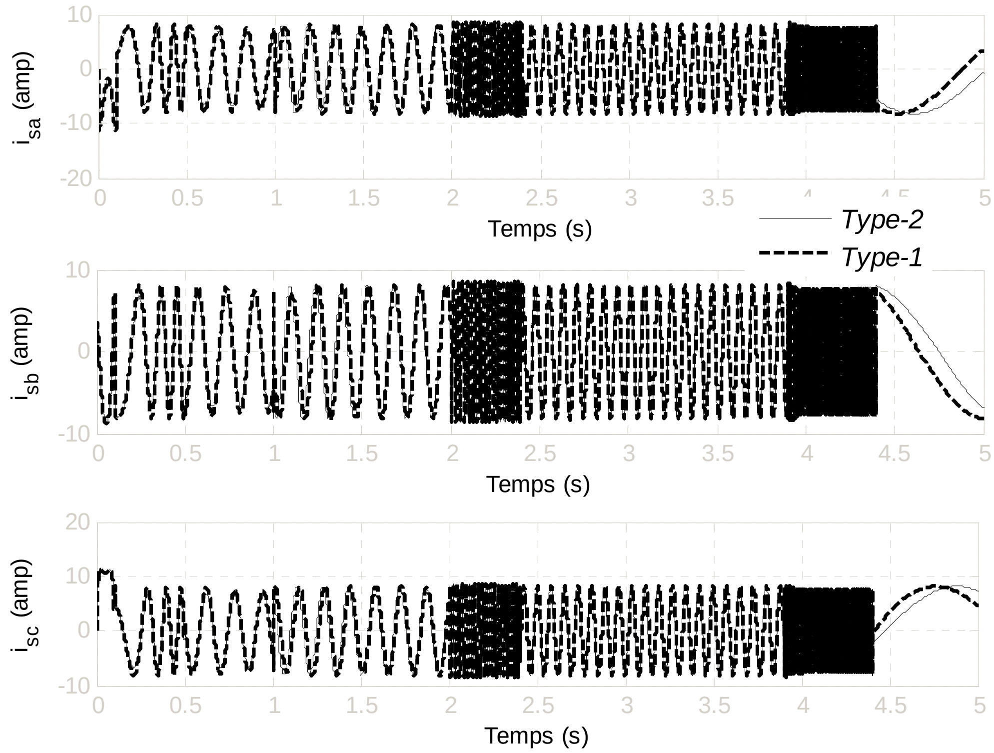


Fig. 3-4 Courants statoriques triphasées (amp)

III. Commande adaptative floue par backstepping avec contraintes

En général, lors de la mise en œuvre d'un contrôleur seules les performances de poursuite et de stabilité sont prises en compte. Or, pour atteindre ces objectifs, des sollicitations très importantes au niveau de la commande apparaissent ce qui peut endommager soit le système soit la source. Pour remédier à ce problème, on place un saturateur à la sortie du contrôleur ce qui peut introduire des erreurs de poursuite et même mener à l'instabilité [Hip, 06], [Wan, 05], [Zho, 08].

Dans ce paragraphe, nous proposons de modifier la commande adaptative floue backstepping de telle sorte de prendre en compte des contraintes sur la tension et le courant sans avoir recours à une saturation classique. Pour cela, nous allons modifier les lois d'adaptations des systèmes floues de telle sorte que nous imposons les valeurs maximales des commandes ainsi que leurs variations. L'avantage de cette structure est que ces contraintes sont prises en compte dans l'étude de stabilité et les lois d'adaptation déduites sont stabilisantes.

III.1. Mise en œuvre de l'approche proposée

Pour atteindre nos objectifs, nous considérons les contraintes sur la commande comme suit :

$$\begin{aligned} &u_{\min} \leq u(t) \leq u_{\max} \\ &\dot{u}_{\min} \leq \dot{u}(t) \leq \dot{u}_{\max} \end{aligned} \tag{3-40}$$

où $u_{\min}$ ($u_{\max}$) sont les bornes minimales (maximales) de la saturation en amplitude et $\dot{u}_{\min}$ ($\dot{u}_{\max}$) les bornes minimales (maximales) de la saturation en dynamique.

Afin de traiter à la fois les contraintes sur l'amplitude et sur la dynamique, nous regroupons celles-ci en une seule contrainte comme suit :

$$u(t-\delta t)+\delta t \cdot \dot{u}_{\min} \leq u(t) \leq u(t-\delta t)+\delta t \cdot \dot{u}_{\max} \tag{3-41}$$

Si l'on considère la définition suivante de la dérivée :

$$\dot{u}(t) = \lim_{\delta t \to 0} \frac{u(t) - u(t - \delta t)}{\delta t} \tag{3-42}$$

Nous pouvons écrire pour un δt considérablement petit :

$$\dot{u}(t) \cong \frac{u(t) - u(t - \delta t)}{\delta t} \tag{3-43}$$

D'autre part, définissons la fonction de saturation suivante :

$$u_{sat}(t) = \begin{cases} \overline{u}(t) & u(t) > \overline{u}(t) \\ u(t) \quad \text{si} & \underline{u}(t) \leq u(t) \leq \overline{u}(t) \\ \underline{u}(t) & u(t) < \underline{u}(t) \end{cases} \tag{3-44}$$

où :

$$\begin{cases} \overline{u}(t) = \min\left(u_{\max}, u(t - \delta t) + \delta t \cdot \dot{u}_{\max}\right) \\ \underline{u}(t) = \max\left(u_{\min}, u(t - \delta t) + \delta t \cdot \dot{u}_{\min}\right) \end{cases} \tag{3-45}$$

Cette saturation sera appliquée seulement sur la commande globale. Ainsi, nous avons la commande virtuelle, développée dans le chapitre 2, qui est donnée par :

$$x_{2d} = \hat{x}_{2d,eq} + c_1 e_1 + k_1 sign\left(e_1\right) \tag{3-46}$$

avec :

$$\hat{x}_{2d,eq} = \xi_1^T \theta_1 \tag{3-47}$$

et la commande globale appliquée à la machine sous la forme :

$$\hat{u} = \hat{u}_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2) \tag{3-48}$$

Où la commande équivalente est donnée par le système flou suivant :

$$\hat{u}_{eq} = \xi_2^T(x, \dot{x})\theta_2 \tag{3-49}$$

Par ailleurs, nous considérons que la commande optimale à estimer: $u^* = u^*_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2)$ vérifie la contrainte imposée $\underline{u}(t) \le u^*(t) \le \bar{u}(t)$. Par conséquent, la dynamique de l'erreur sera donnée par :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_{2d} - F_2 - u_{sat} - \Delta_2 \tag{3-50}$$

En additionnant et soustrayant $\hat{u} + u^* + u$ au second terme de l'égalité (3-30), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_{2d} - F_2 - (u_{sat} - \hat{u}) - (\hat{u} - u^*) - (u^* - u) - u - \Delta_2 \\ \dot{e}_2 &= -c_2 e_2 - \left(k_2 sign(e_2) + \Delta_2\right) - e_1 - w_2 - \xi_2^{\,T} \tilde{\theta}_2 - (u_{sat} - \hat{u}) \end{aligned} \tag{3-51}$$

Pour atteindre les objectifs de contrôle, nous définissons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 \tag{3-52}$$

dont la dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2^T \dot{e}_2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T \dot{\tilde{\theta}}_2 \tag{3-53}$$

Utilisant (2-38), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 < {} & -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 + e_1^T e_2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T \dot{\theta}_2 \\ & + e_2^T \left(-c_2 e_2 - \left(k_2 sign(e_2) + \Delta_2\right) - e_1 - w_2 - \xi_2^{\,T} \tilde{\theta}_2 - (u_{sat} - \hat{u})\right) \end{aligned} \tag{3-54}$$

Considérant les constantes positives c_{20}, c_{21} et β_2 telle que $c_2 = c_{20} + c_{21} \big/ \left(1 + \alpha_2\, \mathrm{e}^{-\beta_2 t}\right)$, supposons que $\left|\Delta_{2j}(\cdot)\right| \le k_{2j}, k_{2j} > 0$ avec $j = 1;2$, nous parvenons à l'inégalité suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 < {} & -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 - c_{20} e_2^T e_2 + \frac{1}{4c_{21}} w_2^T w_2 \\ & + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_2^T \dot{\theta}_2 - e_2^T \xi_2^{\,T} \tilde{\theta}_2 + e_2^T (\hat{u} - u_{sat}) \end{aligned} \tag{3-55}$$

Discussion

1er cas :

Si la saturation n'a pas lieu $\hat{u} = u_{sat}$ ou si $e_2^T(\hat{u} - u_{sat}) < 0$ i.e. ($e_2 < 0$ et $\hat{u} > u_{sat}$) ou ($e_2 > 0$ et $\hat{u} < u_{sat}$), nous utilisons la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\theta}_2 = \gamma_2 \xi_2 e_2 \tag{3-56}$$

Ce qui permet d'avoir :

$$\dot{V}_2 < -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 - c_{20} e_2^T e_2 + \frac{1}{4c_{21}} w_2^T w_2 \tag{3-57}$$

Que nous pouvons réécrire sous la forme suivante :

$$\dot{V}_2 < -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 - c_{20} e_2^T e_2 + \frac{1}{4c_{21}} \varepsilon_2^T \varepsilon_2 \tag{3-58}$$

Tel que : $\left| w_{2j} \right| < \varepsilon_{2j}$ avec $w_2 = \begin{bmatrix} w_{21} & w_{22} \end{bmatrix}^T$, $\varepsilon_2 = \begin{bmatrix} \varepsilon_{21} & \varepsilon_{22} \end{bmatrix}^T$ et $j = 1;2$

2nd cas :

Si la saturation a lieu $e_2^T(\hat{u} - u_{sat}) > 0$ i.e. ($e_2 < 0$ et $\hat{u} < u_{sat}$) ou ($e_2 > 0$ et $\hat{u} > u_{sat}$). Pour $\eta > 0$, l'utilisation de la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\theta}_2 = -\eta \gamma_2 \xi_2 e_2 \tag{3-59}$$

permet d'avoir :

$$\begin{gathered} \dot{V}_2 < -c_{10} e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}} \varepsilon_1^T \varepsilon_1 - c_{20} e_2^T e_2 + \frac{1}{4c_{21}} \varepsilon_2^T \varepsilon_2 \\ -\eta e_2^T \xi_2{}^T \tilde{\theta}_2 - e_2^T \xi_2{}^T \tilde{\theta}_2 + e_2^T (\hat{u} - u_{sat}) \end{gathered} \tag{3-60}$$

Par ailleurs, nous avons :

$$\xi_2{}^T \tilde{\theta}_2 = \hat{u} - u^* \tag{3-61}$$

En l'introduisant dans l'inégalité (3-40), nous obtenons :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 < -c_{10}e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 - c_{20}e_2^T e_2 + \frac{1}{4c_{21}}\varepsilon_2^T\varepsilon_2 \\ -\eta e_2^T(\hat{u}-u^*) + e_2^T(u^* - u_{sat})\end{aligned} \tag{3-62}$$

Etant donné que u^* est supposée satisfaire la condition $\underline{u} \le u^* \le \overline{u}$, et de plus si $e_2 > 0$; $\hat{u} > u_{sat}$ (donc. $u_{sat} = \overline{u}$) ou si $e_2 < 0$; $\hat{u} < u_{sat}$ (donc $u_{sat} = \overline{u}$), nous obtenons :

$$-\eta e_2^T(\hat{u}-u^*) + e_2^T(u^* - u_{sat}) < 0 \tag{3-63}$$

Par conséquent :

$$\dot{V}_2 < -c_{10}e_1^T e_1 + \frac{1}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 - c_{20}e_2^T e_2 + \frac{1}{4c_{21}}\varepsilon_2^T\varepsilon_2 \tag{3-64}$$

Comme précédemment, un choix judicieux des paramètres c_{11} et c_{21} garantit la convergence des termes $\frac{1}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1$ et $\frac{1}{4c_{21}}\varepsilon_2^T\varepsilon_2$ vers zéro, et ainsi la stabilité globale.

Finalement, nous concluons que les lois de commandes virtuelle et globale données par :

$$\begin{aligned} x_{2d} &= \hat{x}_{2d,eq} + c_1 e_1 + k_1 sign(e_1) \\ u &= \hat{u}_{eq} + e_1 + c_2 e_2 + k_2 sign(e_2)\end{aligned} \tag{3-65}$$

avec les lois d'adaptation :

$$\begin{gathered}\dot{\theta}_1 = \gamma_1\xi_1 e_1 \\ \dot{\theta}_2 = \gamma_2\xi_2 e_2 \text{ si } \hat{u} = u_{sat} \text{ ou si } e_2^T(\hat{u}-u_{sat}) < 0 \\ \dot{\theta}_2 = -\eta\gamma_2\xi_2 e_2 \text{ si } e_2^T(\hat{u}-u_{sat}) > 0\end{gathered} \tag{3-66}$$

garantissent la stabilité globale du système en boucle fermée.

III.2. Résultats de Simulation

Les figures 3-5 à 3-7 représentent les résultats de simulation obtenus en appliquant les lois de commande (3-45) avec les mises à jour décrites par les équations (3-46). Nous remarquons que nous avons les mêmes performances de poursuites et les signaux de commandes (avec et sans contraintes) sont confondus.

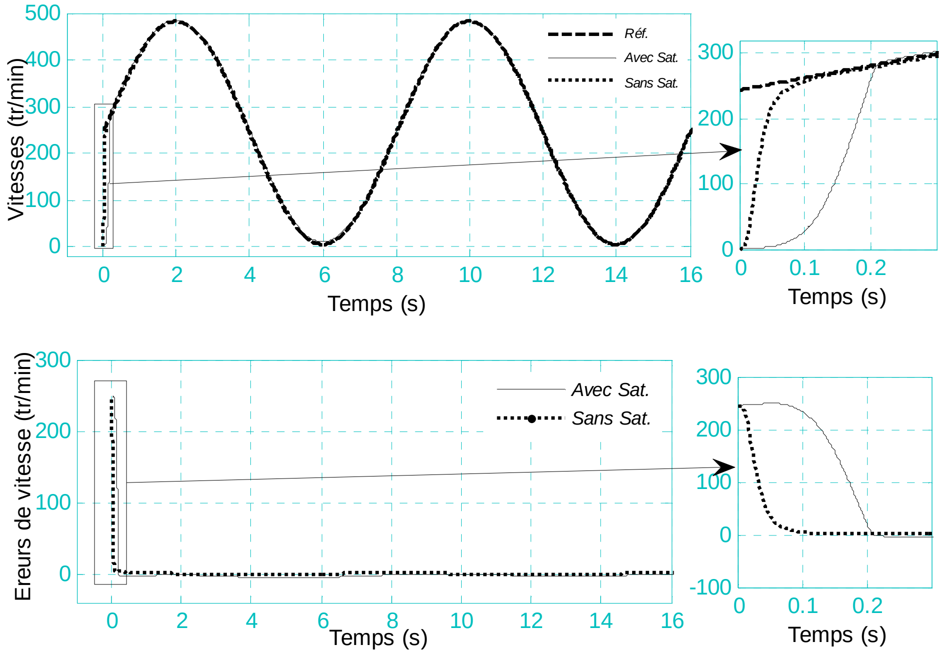


Fig.3-5 Vitesses et erreurs de vitesse (tr/min)

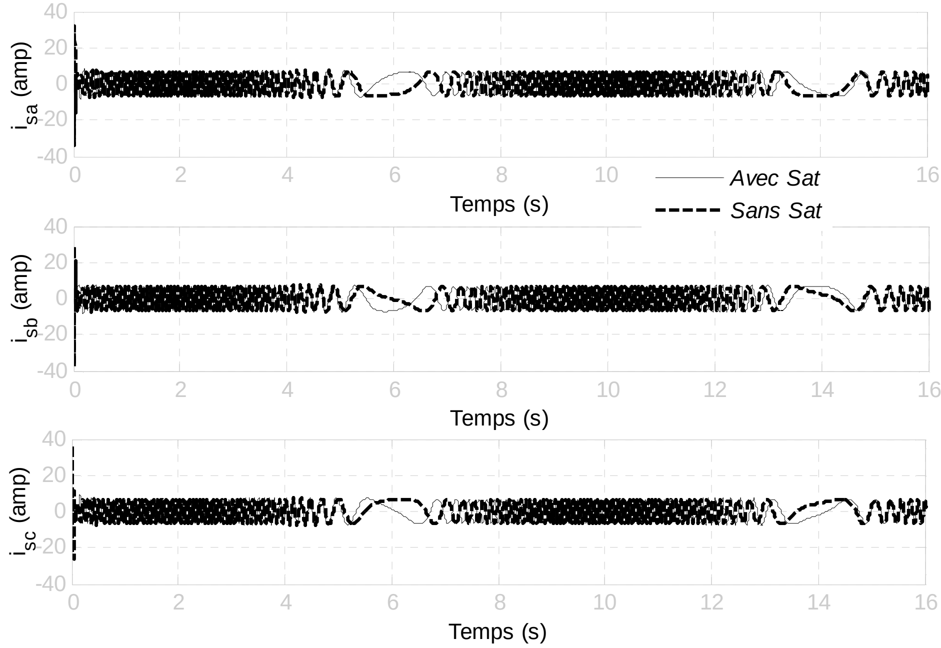


Fig.3-6 Courants statoriques triphasées (amp)

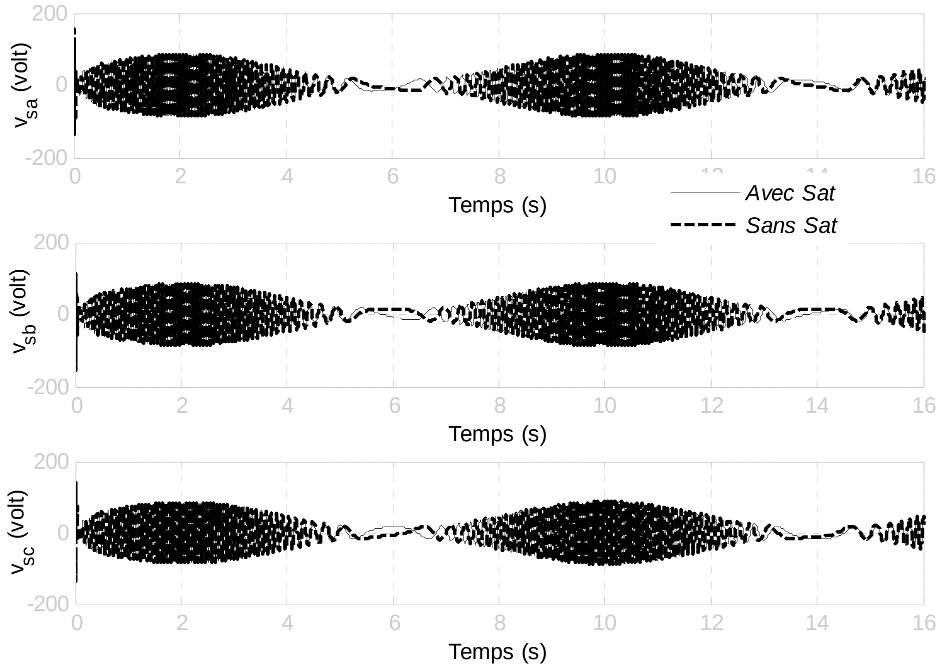


Fig.3-7 Tensions statoriques triphasées (volt)

Néanmoins, si l'on effectue un zoom sur les régimes transitoires (figures 3-8 et 3-9), nous observons une réduction dans les courants et les tensions appliquées. Une quantification numérique nous permet d'évaluer ce gains à 25% ce qui montre notre objectif a été partiellement atteint. En effet, une étude plus approfondie doit être menée sur un calcul optimal des gains d'apprentissage, ce qui aura comme conséquence une réduction optimale de la consommation énergétique durant le régime transitoire tout en maintenant les mêmes performances de poursuite. Les déphasages observés sur les signaux (courants et tensions statoriques) en régime transitoire sont dus aux saturations infligés à la commande. Ces dernières expliquent aussi le retard en réponse de vitesse constaté sur le zoom des trajectoires des vitesses (Fig.3-5).

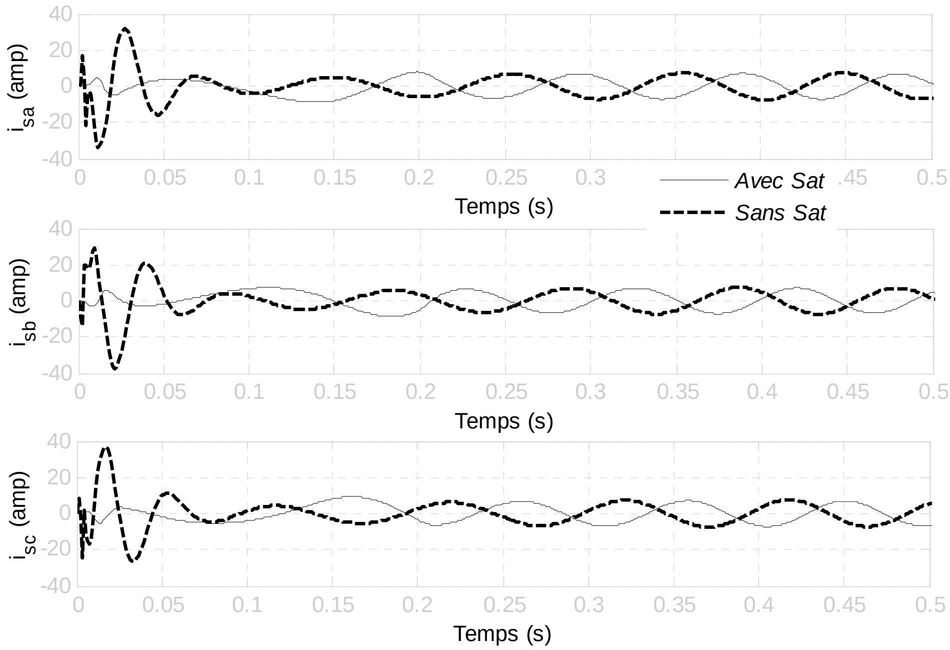


Fig.3-8 Courants statoriques triphasées - zoom (amp)

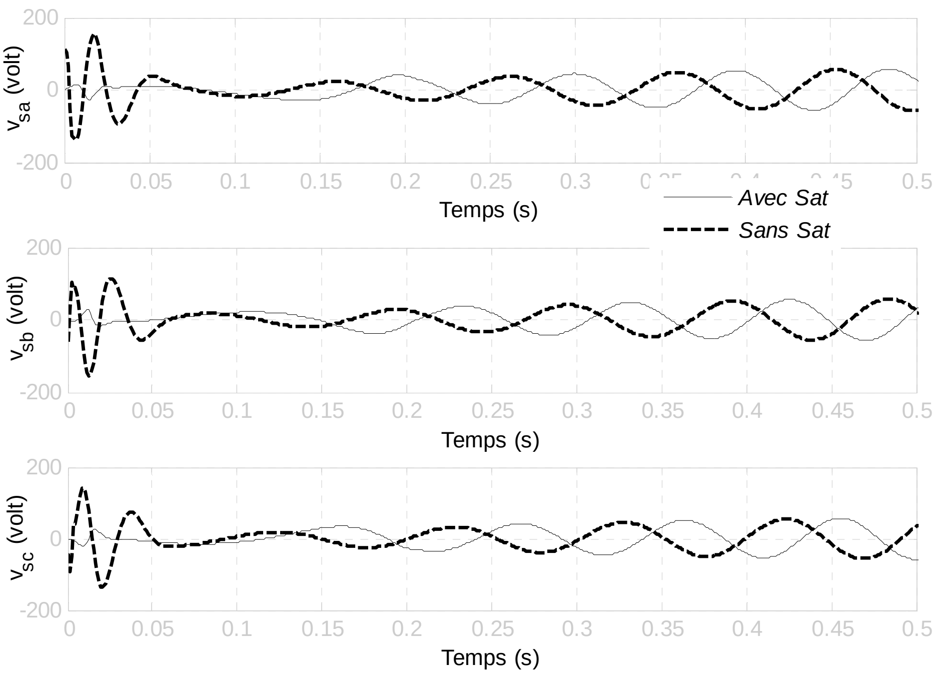


Fig. 3-9 Tensions statoriques triphasées - zoom (volt)

IV. Commande adaptative floue par backstepping avec observateur

La commande adaptative floue par backstepping développée précédemment nécessite la mesure de la vitesse et du flux ce qui est physiquement contraignant vu les problèmes d'encombrement, de coût et de maintenance. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans ce qui suit d'introduire un observateur à grand gains et ainsi seule la mesure des courants sera nécessaire.

IV.1. Mise en œuvre de l'approche proposée

Pour atteindre notre objectif, nous considérons dans ce paragraphe que la sortie mesurée sera les courants statoriques et la sortie estimée concernera la vitesse et le flux.

En se basant sur la structure modifiée du système d'état (2-24), l'observateur est donné par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{F}_1^o + \hat{x}_2 - L_1\hat{\varepsilon} \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{F}_2^o + u - L_2\hat{\varepsilon} \end{cases} \tag{3-67}$$

Où :

$$\begin{aligned} \hat{F}_1^o &= \left(I - \hat{b}_1^{-1}(\cdot)\right)\dot{\hat{x}}_1 + \hat{b}_1^{-1}(\cdot)\,\hat{f}_1(\cdot) \\ \hat{F}_2^o &= \left(I - \hat{b}_2^{-1}(\cdot)\right)\dot{\hat{x}}_2 + \hat{b}_2^{-1}(\cdot)\,\hat{f}_2(\cdot) \end{aligned} \tag{3-68}$$

Tel que :

$$\begin{cases} \hat{f}_1 = \begin{bmatrix} -\dfrac{f_c}{J}\hat{\omega} \\ -\dfrac{1}{T_r}\hat{\phi}_r \end{bmatrix}; & \hat{b}_1 = \begin{bmatrix} \dfrac{3p^2L_m}{JL_r}\hat{\phi}_r & 0 \\ 0 & \dfrac{L_m}{T_r} \end{bmatrix} \\ \hat{f}_2 = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e\hat{i}_{sq} + \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)\hat{i}_{sd} + \dfrac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\hat{\phi}_r \\ \left(\dfrac{-R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)\hat{i}_{sq} - \hat{\omega}_e\hat{i}_{sd} + \dfrac{L_m\omega}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_r \end{bmatrix}; & \hat{b}_2 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \end{cases}$$

$L_1 = \begin{bmatrix} L_{11} & 0 \\ 0 & L_{12} \end{bmatrix}$ et $L_2 = \begin{bmatrix} L_{21} & 0 \\ 0 & L_{22} \end{bmatrix}$ sont les matrices des gains de l'observateur, le vecteur $\hat{x}_2 = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sq} & \hat{i}_{sd} \end{bmatrix}^T$ est l'observation des courants, $y_2 = \begin{bmatrix} i_{sq}^{\text{mes}} & i_{sd}^{\text{mes}} \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des courants mesurés et $\hat{\varepsilon} = [\hat{\varepsilon}_1 \quad \hat{\varepsilon}_2]^T = \hat{x}_2 - y_2$ est l'erreur de l'observation.

Comme précédemment, nous procédons à la synthèse de la commande en deux étapes :

Étape 1

Nous notons par $\hat{y} = \hat{x}_1 = \begin{bmatrix} \hat{\omega} & \hat{\phi}_r \end{bmatrix}^T$ la sortie estimée (à commander) de la machine asynchrone, et par $y_{ref} = \begin{bmatrix} \omega_{ref} & \phi_{r,ref} \end{bmatrix}^T$ le signal de référence. Dans ce cas, l'erreur de poursuite est donnée par $\hat{e}_1 = y_{ref} - \hat{y}$, et sa dérivée par $\dot{\hat{e}}_1 = \dot{y}_{ref} - \dot{\hat{x}}_1 = \dot{y}_{ref} - \hat{F}_1^o - \hat{x}_2 + L_1\hat{\varepsilon}$.

Considérons la fonction candidate de Lyapunov $V_1 = \frac{1}{2}\hat{e}_1^T\hat{e}_1$, sa dérivée dans le temps sera donnée par :

$$\dot{V}_1 = \hat{e}_1^T\dot{\hat{e}}_1 = \hat{e}_1^T\left(\dot{y}_{ref} - \hat{F}_1^o - \hat{x}_2 + L_1\hat{\varepsilon}\right) \tag{3-69}$$

Le terme $L_{1j}\hat{\varepsilon}_j$ est supposé borné. Donc, il existe au moins une constante h_{1j} positive telle que $\left|L_{1j}\hat{\varepsilon}_j\right| < h_{1j}$ avec $j = 1;2$. D'autre part, si nous choisissons la commande virtuelle donnée par l'expression ci-dessous:

$$x_{2d} = \dot{y}_{ref} - \hat{F}_1 + c_1\hat{e}_1 + h_1 sign(\hat{e}_1) \tag{3-70}$$

telle que : $h_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & 0 \\ 0 & h_{12} \end{bmatrix}$, nous pouvons garantir que $\dot{V}_1 < 0$, et ainsi la stabilité du système en boucle fermée. c_1 est un scalaire positif permet d'assurer la convergence de l'erreur de poursuite. Notons que la constante h_{1j} peut être calculée selon les spécifications de la machine, incluant la valeur maximale supportée du couple de charge et les perturbations externes tolérées.

En se basant sur le fait que la loi de commande virtuelle (3-49) désigne la valeur désirée de l'état $\hat{x}_2$, nous devons définir une erreur additionnelle de poursuite $\hat{e}_2 = x_{2d} - \hat{x}_2$. Dans ce cas, l'expression (3-48) est réévaluée comme suivant :

$$\dot{V}_1 = -c_1 \hat{e}_1^T \hat{e}_1 - \hat{e}_1^T \left(h_1 sign(\hat{e}_1) - L_1 \hat{\varepsilon} \right) + \hat{e}_1^T \hat{e}_2 \tag{3-70}$$

En utilisant l'expression (3-50), nous pouvons montrer que:

$$\dot{V}_1 < -c_1 \hat{e}_1^T \hat{e}_1 + \hat{e}_1^T \hat{e}_2 \tag{3-71}$$

Pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative $\dot{V}_1 < 0$, le terme résiduel $\hat{e}_1^T \hat{e}_2$ sera compensé lors de la deuxième étape.

La fonction $\hat{F}_1^o$ étant considérée inconnue, la loi de commande (3-49) ne peut être exploitée sous sa forme actuelle. Pour contourner ce problème, nous proposons d'estimer ce terme. Il a été montré dans [Ess, 06], [Hus, 07] et [Ezz, 08a], qu'un système flou peut approximer uniformément une fonction continue bornée liée à une précision donnée. Selon la définition de $\hat{F}_1^o$, nous utilisons un système flou de type Takagi-Sugeno avec $\hat{x}_1$ et $\dot{\hat{x}}_1$ comme entrées et $\hat{\hat{F}}_1$ comme sortie. En choisissant le centre de gravité pour la Défuzzification, le produit de règles pour l'inférence et les singletons pour la Fuzzifiction, la sortie du système flou peut être donnée par $\hat{\hat{F}}_1 = \xi_1^T \left(\hat{x}_1, \dot{\hat{x}}_1 \right) \theta_1$, où $\xi_1^T \left(\hat{x}_1, \dot{\hat{x}}_1 \right)$ représente la matrice de régression et θ_1 le vecteur des paramètres ajustables. Ce dernier sera mis à jour en-ligne pour réduire l'erreur d'approximation.

Si nous désignons par θ_1^* la valeur optimale de θ_1, par $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^*$ l'erreur de l'estimation et par $w_1 = \hat{\hat{F}}_1^* - \hat{\hat{F}}_1$, tel que $\hat{\hat{F}}_1^* = \xi_1^T \left(\hat{x}_1, \dot{\hat{x}}_1 \right) \theta_1^*$, l'erreur minimale d'approximation, la nouvelle loi de commande virtuelle sera donnée par :

$$\hat{x}_{2d} = \dot{y}_{ref} - \hat{\hat{F}}_1 + c_1 \hat{e}_1 + h_1 sign(\hat{e}_1) \tag{3-72}$$

Dans ce cas, la dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{\hat{e}}_1 = -c_1 \hat{e}_1 - \left(h_1 sign(\hat{e}_1) - L_1 \hat{\varepsilon} \right) + \hat{e}_2 - \xi_1^T \tilde{\theta}_1 - w_1 \tag{3-73}$$

Pour prouver la stabilité et déduire la loi d'adaptation, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}\hat{e}_1^T \hat{e}_1 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 \tag{3-74}$$

En dérivant l'expression (3-54) dans le temps nous obtenons :

$$\dot{V}_1 = \hat{e}_1^T \dot{\hat{e}}_1 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1$$

$$\dot{V}_1 = -c_1\hat{e}_1^T \hat{e}_1 - \hat{e}_1^T \left(h_1 sign(\hat{e}_1) - L_1\hat{\varepsilon}\right) + \hat{e}_1^T \hat{e}_2 - \hat{e}_1^T w_1 + \frac{1}{\gamma_1}\left(\dot{\theta}_1^T - \gamma_1\hat{e}_1^T \xi_1^T\right)\tilde{\theta}_1 \tag{3-75}$$

Ainsi, nous pouvons obtenir l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_1 < -c_1\hat{e}_1^T \hat{e}_1 + \hat{e}_1^T \hat{e}_2 - \hat{e}_1^T w_1 + \frac{1}{\gamma_1}\left(\dot{\theta}_1^T - \gamma_1\hat{e}_1^T \xi_1^T\right)\tilde{\theta}_1 \tag{3-76}$$

En choisissant la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\theta}_1 = \gamma_1\xi_1\hat{e}_1 \tag{3-77}$$

Nous obtenons :

$$\dot{V}_1 < -c_1\hat{e}_1^T \hat{e}_1 + \hat{e}_1^T \hat{e}_2 - \hat{e}_1^T w_1 \tag{3-78}$$

Comme précédemment, en considérons que : $\left|w_{1j}\right| < \varepsilon_{1j}$ avec $w_1 = \left[w_{11} \quad w_{12}\right]^T$, $\varepsilon_1 = \left[\varepsilon_{11} \quad \varepsilon_{12}\right]^T$ et $j = 1;2$

et en décomposant la constante c_1 sous la forme suivante :

$$c_1 = c_{10} + c_{11}\Big/\left(1 + \alpha_1\, \mathrm{e}^{-\beta_1 t}\right) \tag{3-79}$$

tels que $\alpha_1, \beta_1, c_{10}, c_{11} > 0$, l'équation (3-59) devient :

$$\dot{V}_1 < -c_{10}\hat{e}_1^T\hat{e}_1 + \frac{1+\alpha_1 e^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 + \hat{e}_1^T\hat{e}_2 \tag{3-80}$$

c_{11} est choisi convenablement grand pour assurer une convergence rapide du terme $\frac{1+\alpha_1 e^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1$. Lorsque le temps tend vers l'infini, ce terme converge asymptotiquement vers zéro et le terme résiduel $\hat{e}_1^T\hat{e}_2$ sera compensé lors de la seconde étape.

Étape 2

Cette étape consiste à désigner la loi de commande u de manière à faire converger l'état $\hat{x}_2$ vers son signal de référence x_{2d} d'une part, et d'autre part à garantir la stabilité et la robustesse du système en boucle fermée.

Pour atteindre les objectifs de poursuite désirés, nous avons proposé d'utiliser la commande suivante :

$$\begin{aligned} u &= \dot{x}_{2d} - \hat{F}_2^o + \hat{e}_1 + c_2\hat{e}_2 + h_2 sign(\hat{e}_2) \\ &= u_{eq} + \hat{e}_1 + c_2\hat{e}_2 + h_2 sign(\hat{e}_2) \end{aligned} \tag{3-81}$$

Tel que :

$$u_{eq} = \dot{x}_{2d} - \hat{F}_2^o \tag{3-82}$$

et $h_2 = \begin{bmatrix} h_{21} & 0 \\ 0 & h_{22} \end{bmatrix}$ avec $h_{2j} > 0 \mid j = 1;2$.

Or, la fonction $\hat{F}_2^o$ ayant une forme inconnue ainsi que la dynamique $\dot{x}_{2d}$, la commande (3-62) ne peut être implémentée. Pour contourner ce désagrément, nous estimons u_{eq} par $\hat{u}_{eq} = \xi_2^T(\hat{x},\dot{\hat{x}})\theta_2$. Comme présenté précédemment, nous désignons par θ_2^* la valeur optimale de θ_2. $\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \theta_2^*$ représente l'erreur d'estimation et $w_2 = u^* - u$ désigne l'erreur minimale d'approximation. Dans ce cas, la nouvelle loi de commande est donnée par :

$$\hat{u} = \hat{u}_{eq} + \hat{e}_1 + c_2\hat{e}_2 + h_2 sign(\hat{e}_2) \tag{3-83}$$

Par définition, la dynamique de l'erreur $\dot{e}_2$ est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{e}}_2 &= \dot{x}_{2d} - \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{e}}_2 &= \dot{x}_{2d} - \left(\hat{F}_2^{\,o} + u - L_2\hat{\varepsilon}\right) \end{aligned} \tag{3-84}$$

Après quelques manipulations mathématiques, nous obtenons l'expression suivante :

$$\dot{\hat{e}}_2 = -c_2\hat{e}_2 - \left(h_2 sign(\hat{e}_2) - L_2\hat{\varepsilon}\right) - \hat{e}_1 - w_2 - \xi_2^{\,T}\tilde{\theta}_2 \tag{3-85}$$

Pour atteindre les objectifs de contrôle, nous définissons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}\hat{e}_2^T\hat{e}_2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{\theta}_2^T\tilde{\theta}_2 \tag{3-86}$$

Dont la dérivée dans le temps est donnée par :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \hat{e}_2^T\dot{\hat{e}}_2 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{\theta}_2^T\dot{\tilde{\theta}}_2 \tag{3-87}$$

Nous avons :

$$\dot{V}_1 < -c_{10}\hat{e}_1^T\hat{e}_1 + \frac{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 + \hat{e}_1^T\hat{e}_2 \tag{3-61}$$

Nous pouvons donc en déduire que :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 < &-c_{10}\hat{e}_1^T\hat{e}_1 + \frac{1}{4c_{11}}\varepsilon_1^T\varepsilon_1 + \hat{e}_1^T\hat{e}_2 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{\theta}_2^T\dot{\theta}_2 \\ &+ \hat{e}_2^T\left(-c_2\hat{e}_2 - \left(h_2 sign(\hat{e}_2) - L_2\hat{\varepsilon}\right) - \hat{e}_1 - w_2 - \xi_2^{\,T}\tilde{\theta}_2\right) \end{aligned} \tag{3-88}$$

De même, en considérant les constantes positives c_{20}, c_{21}, β_2 et α_2 telles que $c_2 = c_{20} + c_{21}\big/\left(1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}\right)$ et $\left|L_{2j}\hat{\varepsilon}_j\right| < h_{2j}$ avec $j = 1;2$, et en choisissant la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\theta}_2 = \gamma_2 \xi_2 \hat{e}_2 \tag{3-89}$$

nous obtenons, après quelques manipulations, l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_2 < -c_{10}\hat{e}_1^T \hat{e}_1 + \frac{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T \varepsilon_1 - c_{20}\hat{e}_2^T \hat{e}_2 + \frac{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}{4c_{21}}\varepsilon_2^T \varepsilon_2 \tag{3-90}$$

Tel que : $\left|w_{2j}\right| < \varepsilon_{2j}$ avec $w_2 = \left[w_{21} \quad w_{22}\right]^T$, $\varepsilon_2 = \left[\varepsilon_{21} \quad \varepsilon_{22}\right]^T$ et $j = 1;2$

Un choix judicieux des paramètres c_{11} et c_{21} garantit la convergence asymptotique des termes $\frac{1+\alpha_1\,\mathrm{e}^{-\beta_1 t}}{4c_{11}}\varepsilon_1^T \varepsilon_1$ et $\frac{1+\alpha_2\,\mathrm{e}^{-\beta_2 t}}{4c_{21}}\varepsilon_2^T \varepsilon_2$ vers zéro lorsque le temps tend vers l'infini et ainsi, la stabilité globale est assurée.

Finalement les lois de commande virtuelle et globale, sont données par :

$$\begin{aligned} \hat{x}_{2d} &= \dot{y}_{ref} - \hat{\hat{F}}_1 + c_1\hat{e}_1 + h_1 sign(\hat{e}_1) \\ \hat{u} &= \hat{u}_{eq} + \hat{e}_1 + c_2\hat{e}_2 + h_2 sign(\hat{e}_2) \end{aligned} \tag{3-91}$$

avec les lois d'adaptation suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_1 &= \gamma_1 \xi_1 \hat{e}_1 \\ \dot{\theta}_2 &= \gamma_2 \xi_2 \hat{e}_2 \end{aligned} \tag{3-92}$$

garantissent la stabilité du système en boucle fermée ainsi que les performances désirées. Ceci sera validé dans ce qui suit, par des simulations sur l'outil Simulink/Matlab.

IV.2. Résultats de Simulation

Les résultats de simulation sont donnés par les figures 3-10 à 3-12. Nous observons une bonne poursuite et la convergence de l'observateur vers la valeur estimée. L'erreur qui apparaît à l'instant t=2s est due à une application d'un couple de charge mais la commande proposée arrive à forcer le système à converger de nouveau vers la trajectoire de référence ce qui prouve la robustesse de la commande. De plus, une analyse de l'erreur d'observation donnée par la figure 3-12 montre que l'approche développée arrive à maintenir l'erreur minimale malgré la présence de perturbations (couple de charges et variations paramétriques).

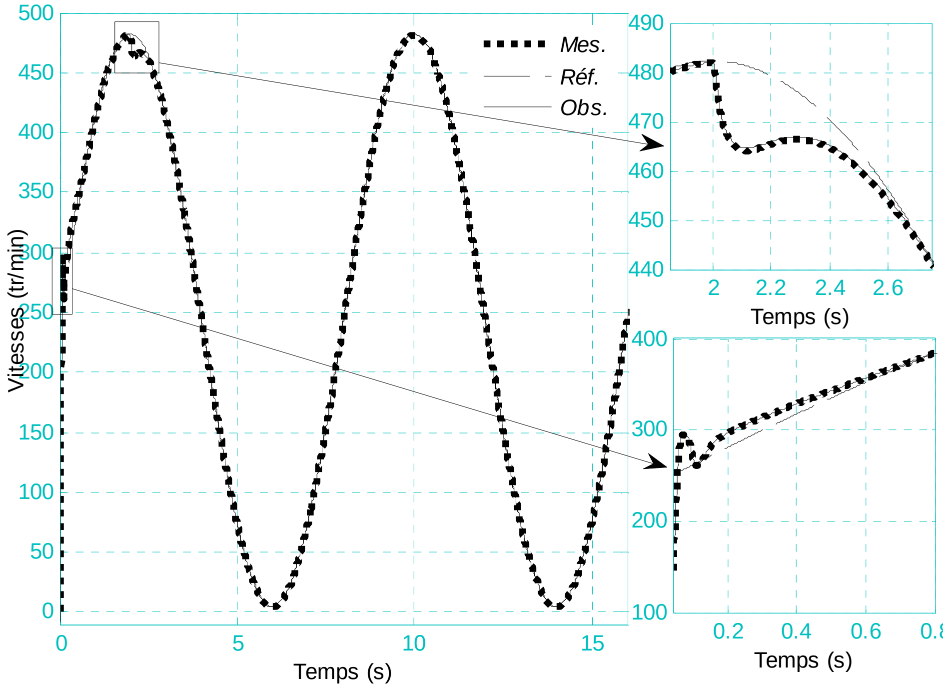


Fig.3-10 Vitesses et référence (tr/min)

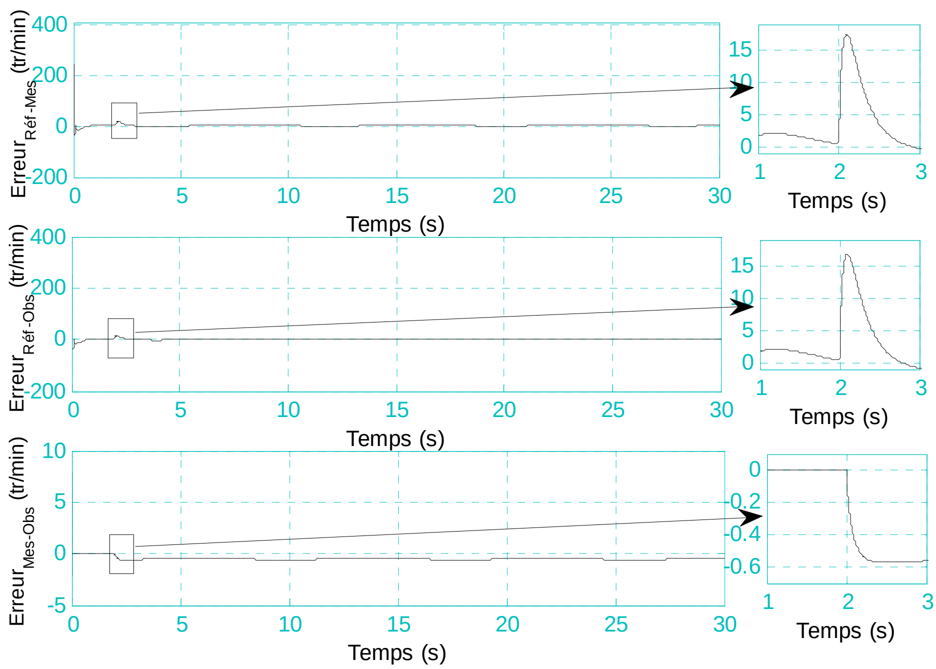


Fig. 3-11 Erreurs de vitesses (tr/min)

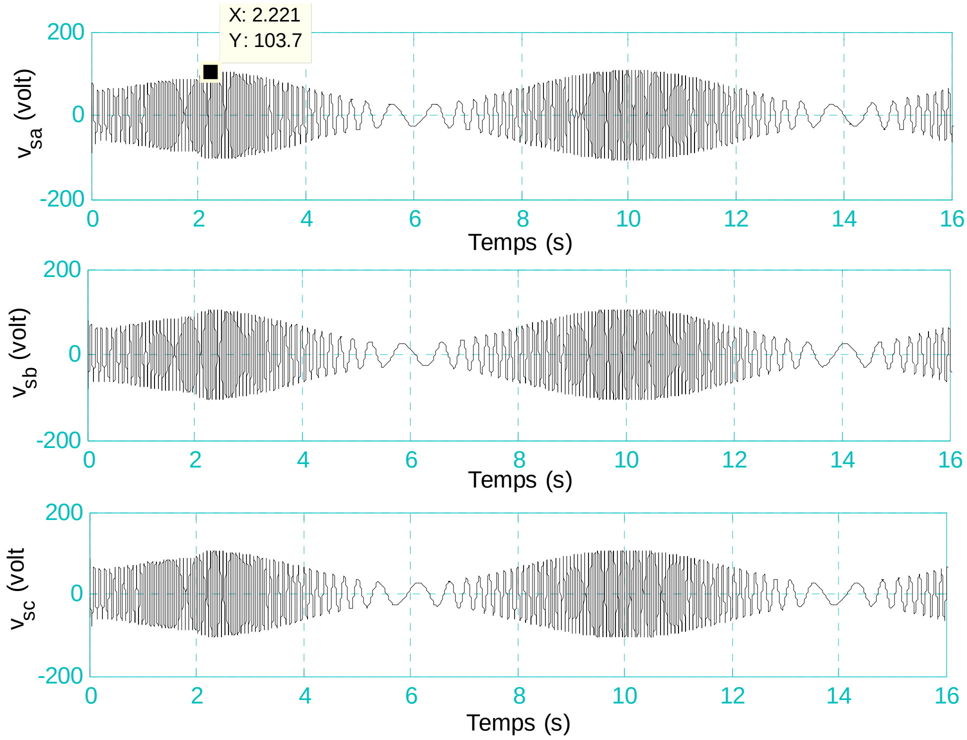


Fig. 3-12 Tensions statoriques triphasées (volt)

V. Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'amélioration de la commande adaptative floue par backstepping afin de remédier à certaines contraintes et d'obtenir de meilleures performances aussi bien au niveau de la poursuite qu'au niveau de la commande. Ainsi, nous avons remplacer l'approximateur flou par un système flou de type-2 pour une meilleure prise en compte des incertitudes et d'éventuelles erreurs dans les informations linguistiques formant la base de règles floues. Malgré les résultats satisfaisants, le temps de calcul pénalise cette loi de commande vu qu'on utilise dans sa conception le double des systèmes flous et des lois d'adaptation. De plus, les performances obtenues sont très proches de celles réalisées en utilisant la commande adaptative floue type-1 par backstepping. Pour ces raisons, nous avons opté pour les approximateurs flous de type-1 dans la suite de nos études.

Le second paragraphe a fait l'objet de la synthèse d'une commande backstepping adaptative floue avec contraintes sur l'amplitude et la dynamique de l'entrée. L'avantage de cette approche par rapport à celles développées dans la littérature c'est que ces contraintes sont prises en compte dans l'étude de stabilité au travers les systèmes flous. Les résultats de simulations montrent clairement l'avantage de faire subir des saturations à l'entrée, vu que les tensions et courants d'appel diminuent incontestablement, ce qui permet un gain économique (maintenance, durée de vie, énergie) et écologique.

Enfin, le dernier paragraphe a été dédié à la conception d'une commande avec observateur pour contourner l'utilisation d'un capteur mécanique de vitesse. Nous avons étudié la stabilité globale de la machine en prenant en compte l'observateur à l'opposé de certains travaux de la littérature. Nous avons montré l'efficacité de cette approche avec des simulations où la machine a subi un couple de charges et des variations paramétriques. Néanmoins, une étude approfondie de la perte d'observabilité doit être menée car lors de la mise en œuvre nous avons supposé que les états de la machine sont observables à chaque instant.

Chapitre 4

Validation expérimentale

I. Introduction

Lors du développement théorique d'une commande, parfois, on a recourt à des hypothèses simplificatrices, soit au niveau de la modélisation, soit au niveau de la commande. La validation par simulation permet d'avoir une idée sur l'efficacité de la commande comme l'erreur de poursuite, la robustesse, le temps de réponse, … etc.

Néanmoins, ces simulations ne peuvent pas refléter tous les phénomènes physiques car il est difficile de les modéliser. De plus, les contraintes technologiques ne sont pas prises en compte en général lors de la simulation comme les erreurs de mesures dues aux capteurs, le temps d'échantillonnage, les retards, les temps de traitement de données, les bruits de mesure, …

Ce chapitre est dédié à la validation en temps réel des approches présentées dans les chapitres 2 et 3 sur un banc d'essais au sein de notre laboratoire. Nous commencerons par une description du banc d'essais utilisé puis des résultats expérimentaux obtenus lors de l'application des méthodes proposées.

Banc d'essais

Les tests ont été réalisés sur un banc d'essais développé au sein du groupe **AUTO** du **CReSTIC** de Troyes. Celui-ci est constitué d'une machine asynchrone triphasée, des capteurs de courants et de vitesse, d'un onduleur, d'un module dSPACE 1104 et d'un ordinateur équipé de logiciels spécifiques. Le schéma synoptique du banc est donné par la figure Fig.4-1.

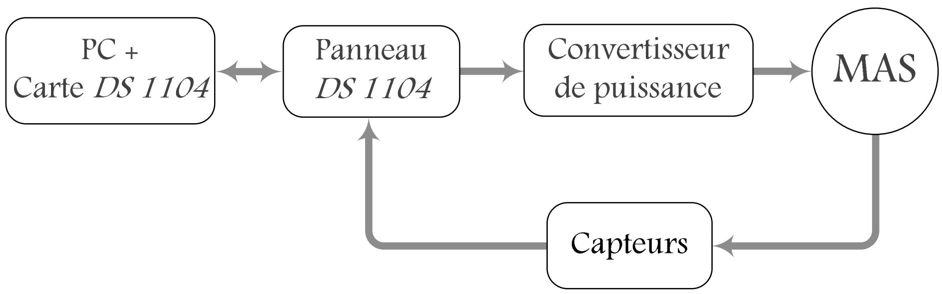


Fig.4-1 Synoptique du banc d'essais

Les différentes lois de commandes proposées ont été développées en utilisant l'outil ***Matlab/Simulink*** *version 7.4.0 (R2007a)*, puis compilées et exploitées via l'interface de commande ***ControlDesk***.

N.B. : Plus de détails sur le banc d'essais sont exposés en annexe A1

II. Résultats expérimentaux

Les différents tests ont été effectués avec un temps d'échantillonnage $t_e = 1ms$, pour une vitesse de référence : $\omega_{ref} = 243,5 + 239 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}t\right)\ [tr/\min]\ \left(\omega_{ref} \approx 25,5 + 25 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}t\right)\ [rad/s]\right)$

II.1. Commande adaptative floue type-1 par backstepping (CAFB-T1)

Deux essais sont réalisés pour étudier les performances de cette loi de commande.

II.1.1. Essai à vide

Cet essai comprend l'application de notre loi de commande CAFB-T1 {(2-29), (2,30)} avec un couple de charge nul. Les résultats sont présentés par les figures Fig.4-2 à Fig.4-6.

Dans Fig.4-2, nous remarquons que la vitesse mesurée ω_{mes} rejoint la vitesse obtenue par le modèle ω avec une erreur $-2 \le e_\omega \le 3[tr/\min]$, qui représente un taux d'erreur inférieur à $2,5\%$, $\left|(\omega_{mes} - \omega)/\omega\right|$. Ce taux peut atteindre 50% en basses fréquences (Fig.4-4) et ceci peut s'expliquer par la division de l'erreur par des valeurs de vitesses proches de zéro.

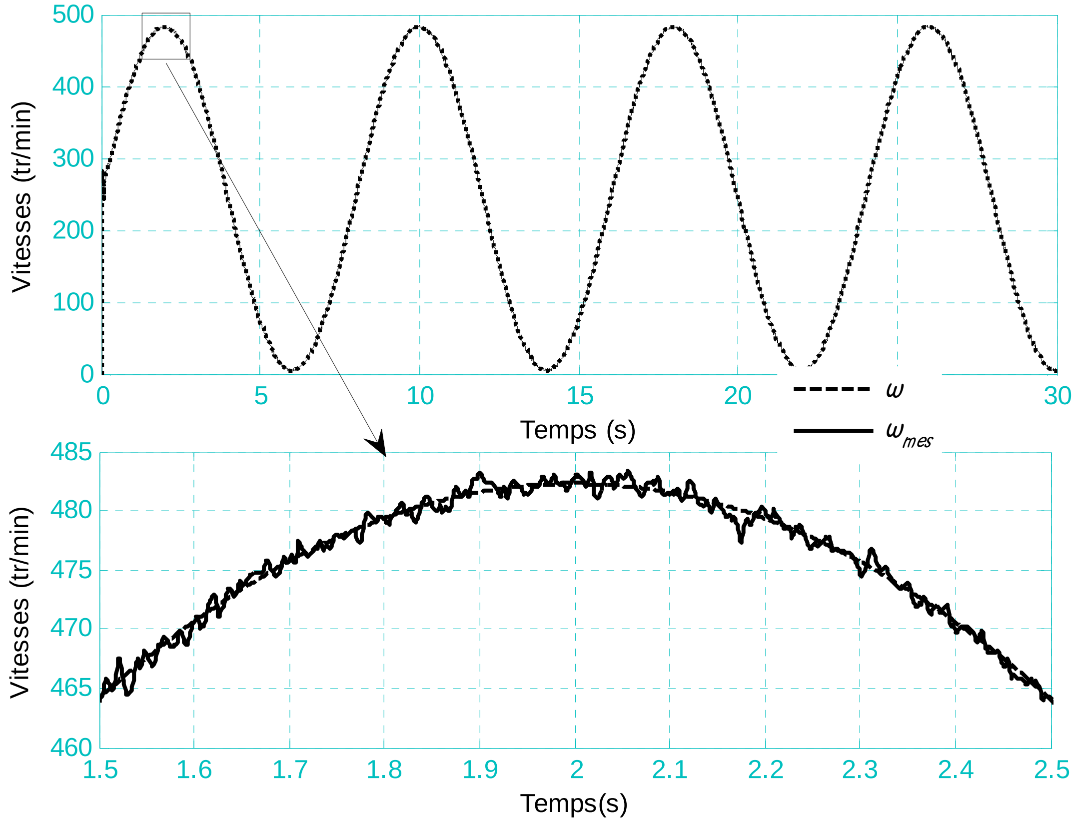


Fig.4-2 Vitesse mesurée et vitesse du modèle (tr/min) - CAFB-T1 à vide

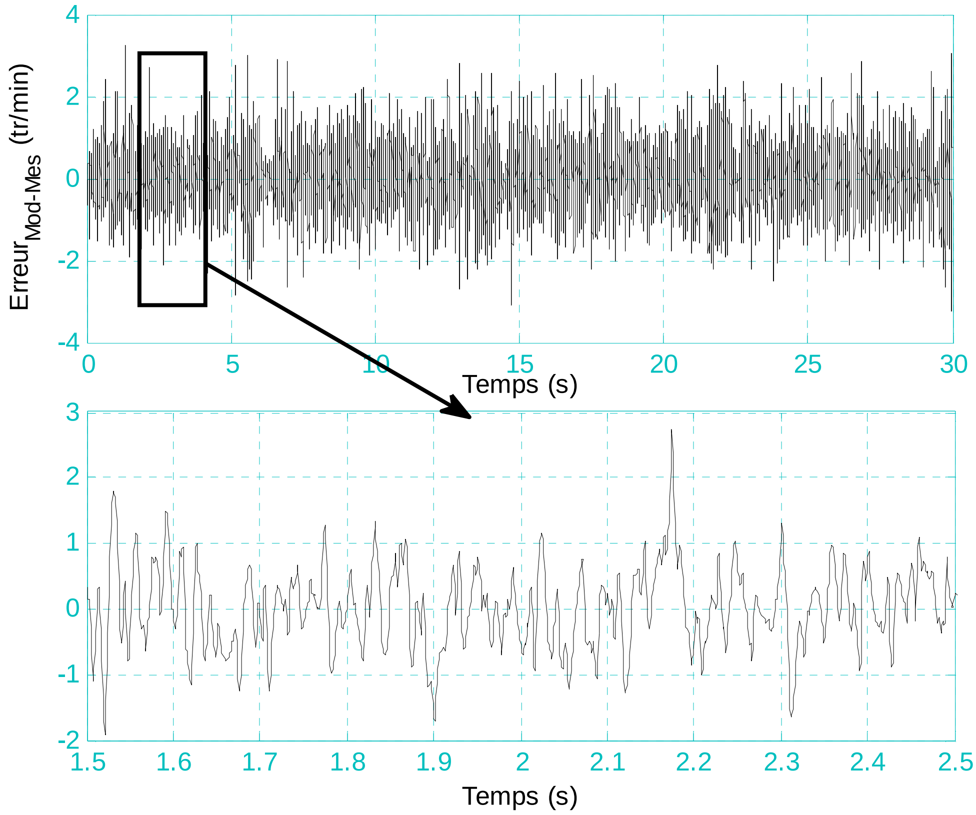


Fig.4-3 Erreur de vitesse (tr/min) - CAFB-T1 à vide

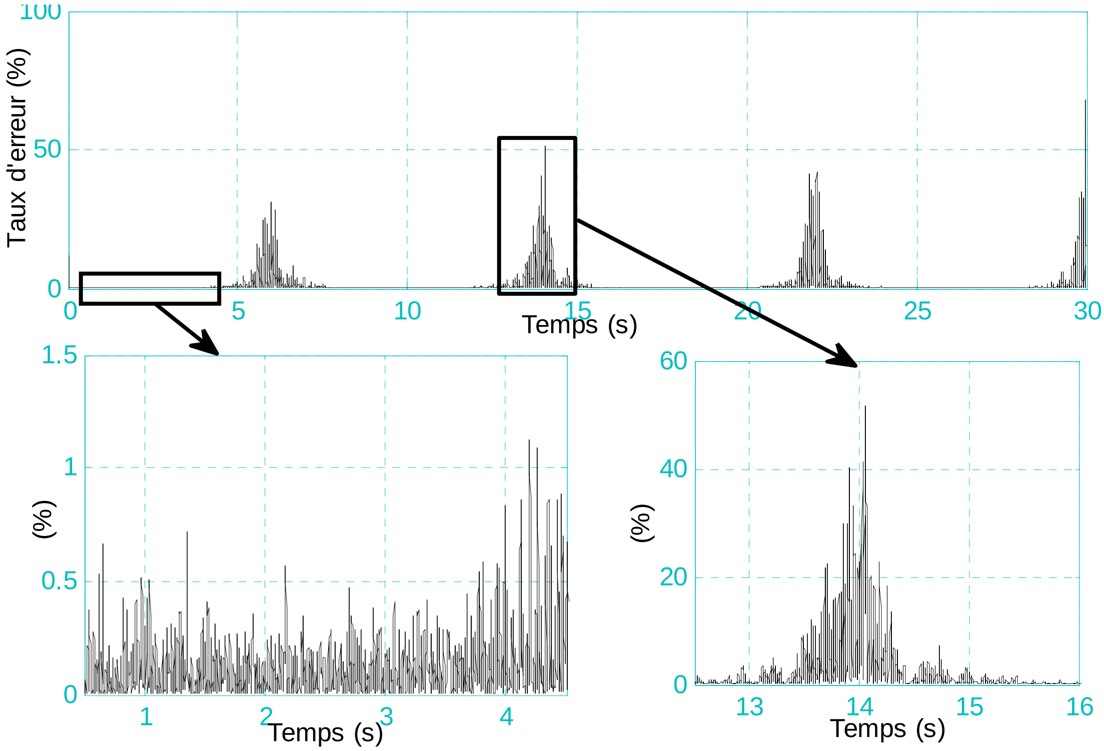


Fig.4-4 Taux d'erreur de vitesse (%)- CAFB-T1 à vide

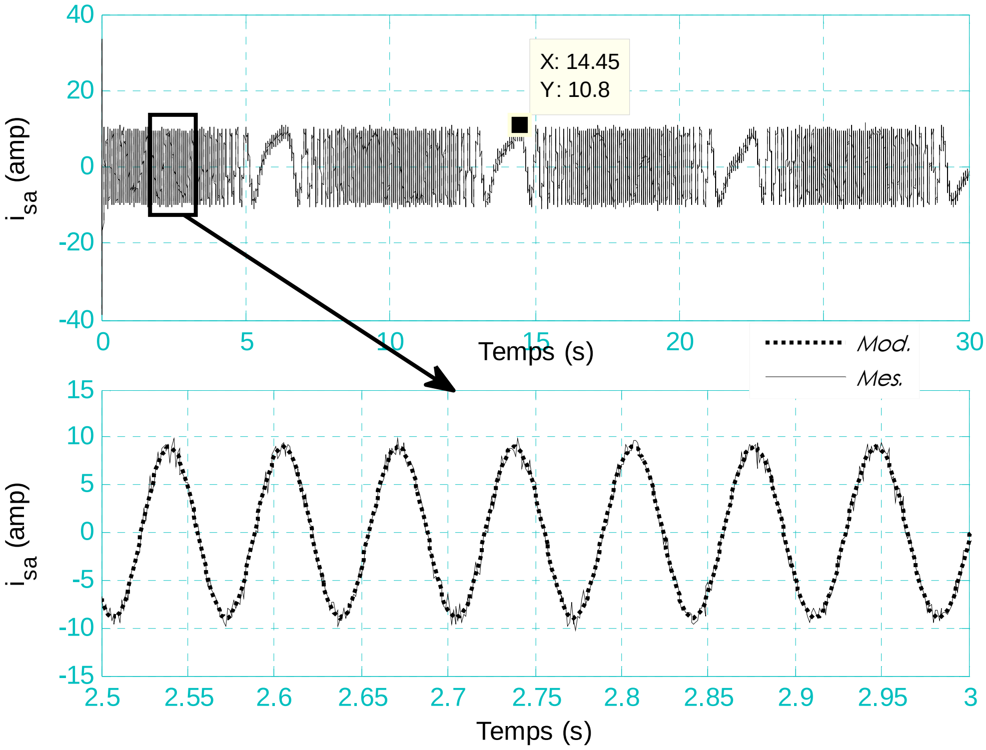


Fig.4-5 Courants statoriques d'une phase (amp) - CAFB-T1 à vide

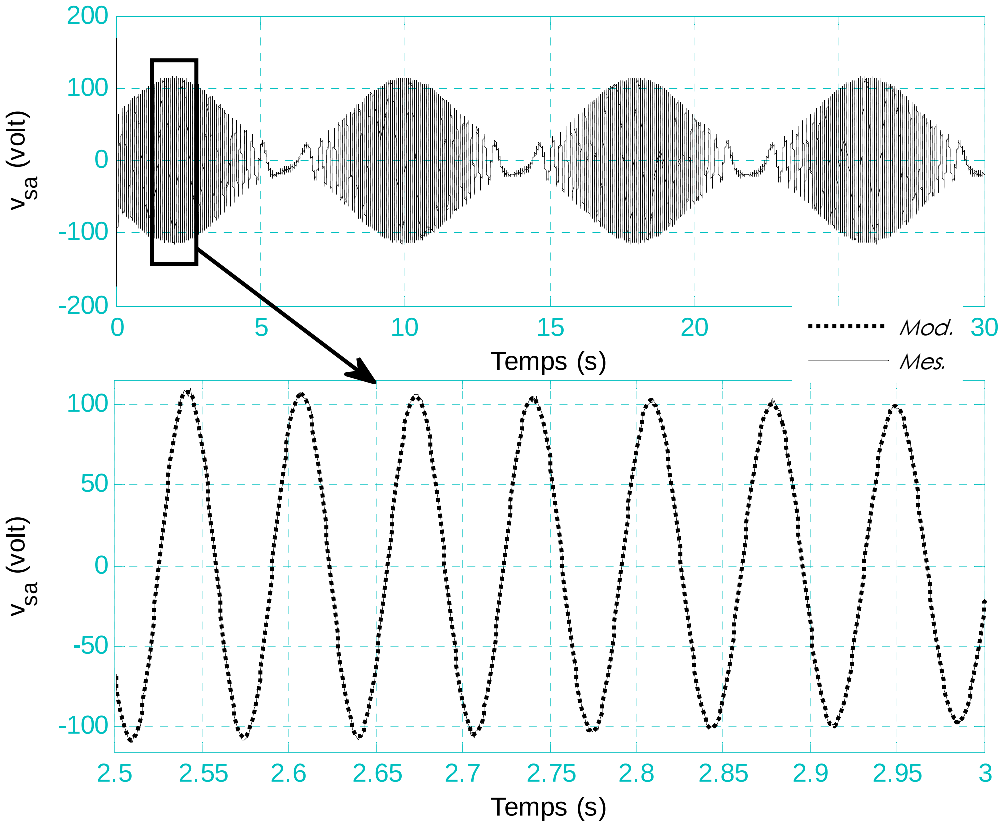


Fig.4-6 Tensions statoriques d'une phase (volt) - CAFB-T1 à vide

II.1.2. Essai avec une charge

Cette fois-ci, nous avons introduit un couple de charges non nul à l'instant $t = 2\,s$ lors de l'application de notre loi de commande CAFB-T1 $\{$(2-29), (2,30)$\}$. Dans Fig.4-7, la vitesse mesurée ω_{mes} rejoint la vitesse obtenue par le modèle ω avec une erreur $-2 \le e_\omega \le 3\ [tr/\min]$, qui représente un taux d'erreur inférieur à $2,5\%$. Ce taux peut atteindre 60% en basses fréquences (Fig.4-8). Nous remarquons aussi, une augmentation de l'amplitude des courants et des tensions statoriques lors de l'introduction du couple de charge pour maintenir les mêmes performances de poursuite.

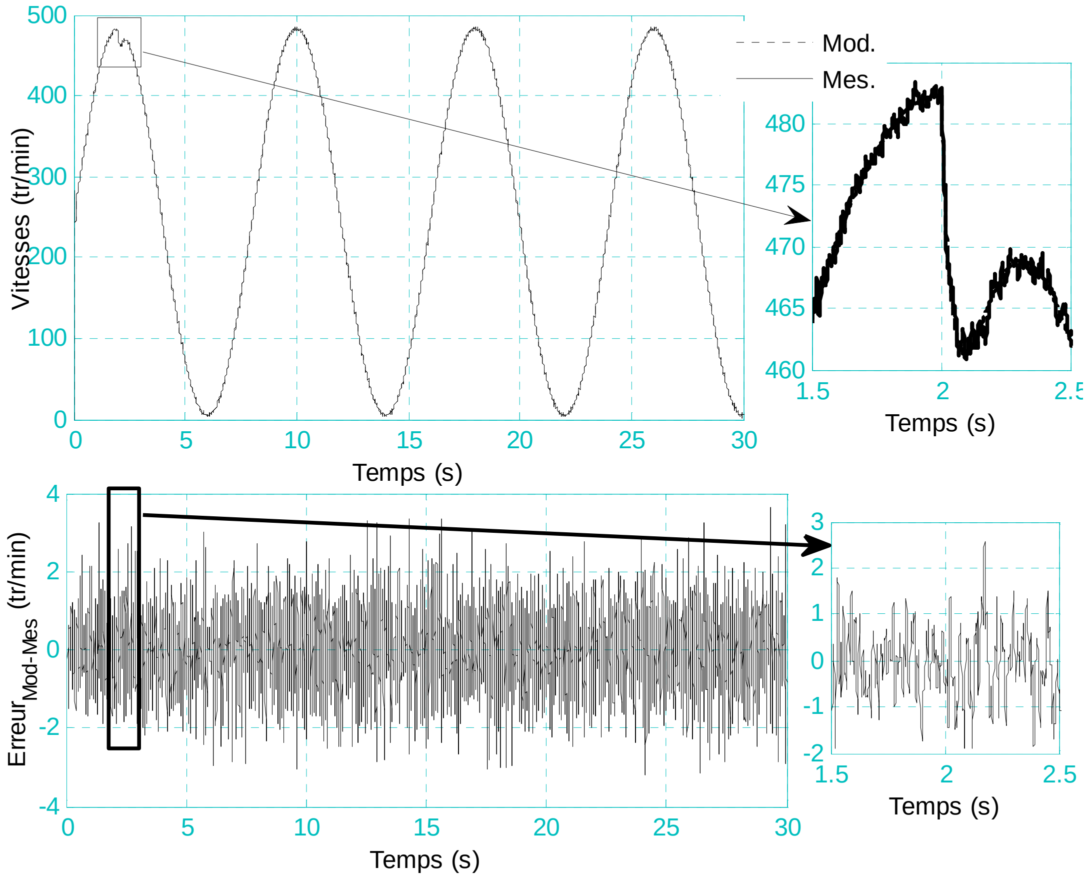


Fig.4-7 Vitesses et erreur de vitesse (tr/min) - CAFB-T1 avec une charge

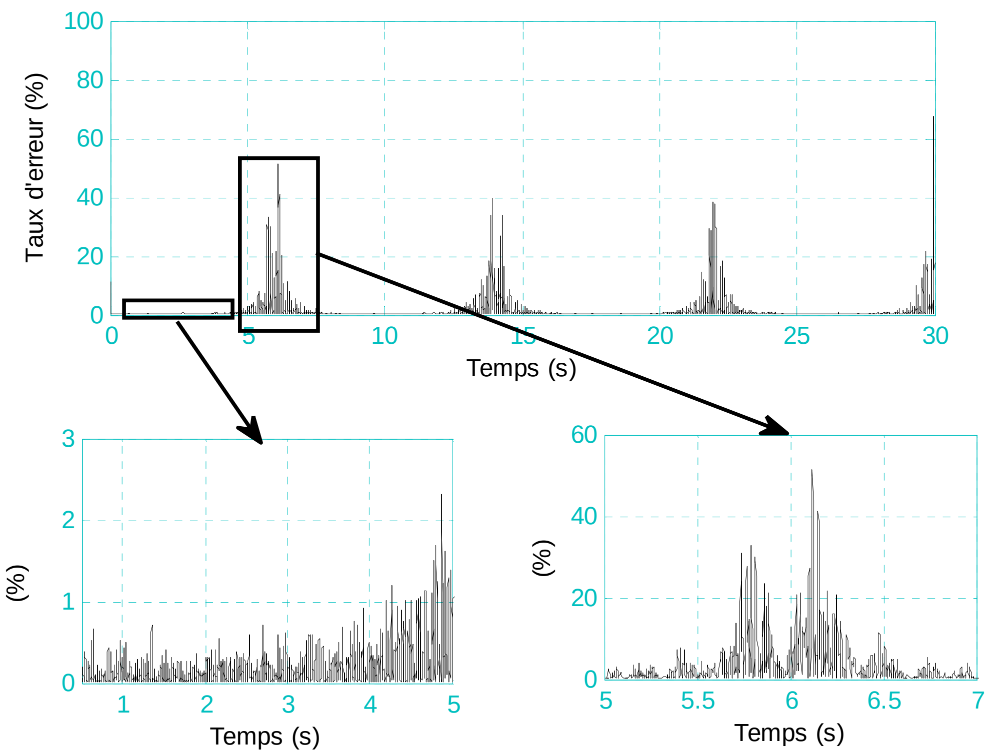


Fig.4-8 Taux d'erreur de vitesse (%)- CAFB-T1 avec une charge

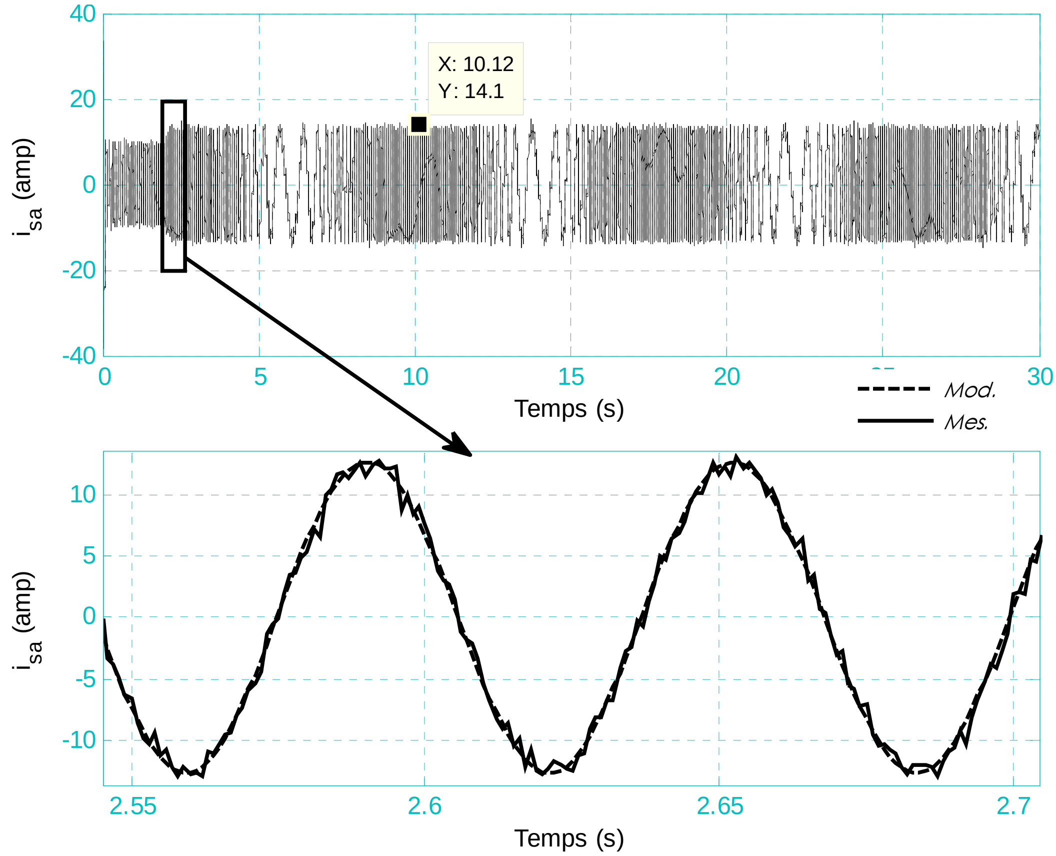


Fig. 4-9 Courants statoriques d'une phase (amp) - CAFB-T1 avec une charge

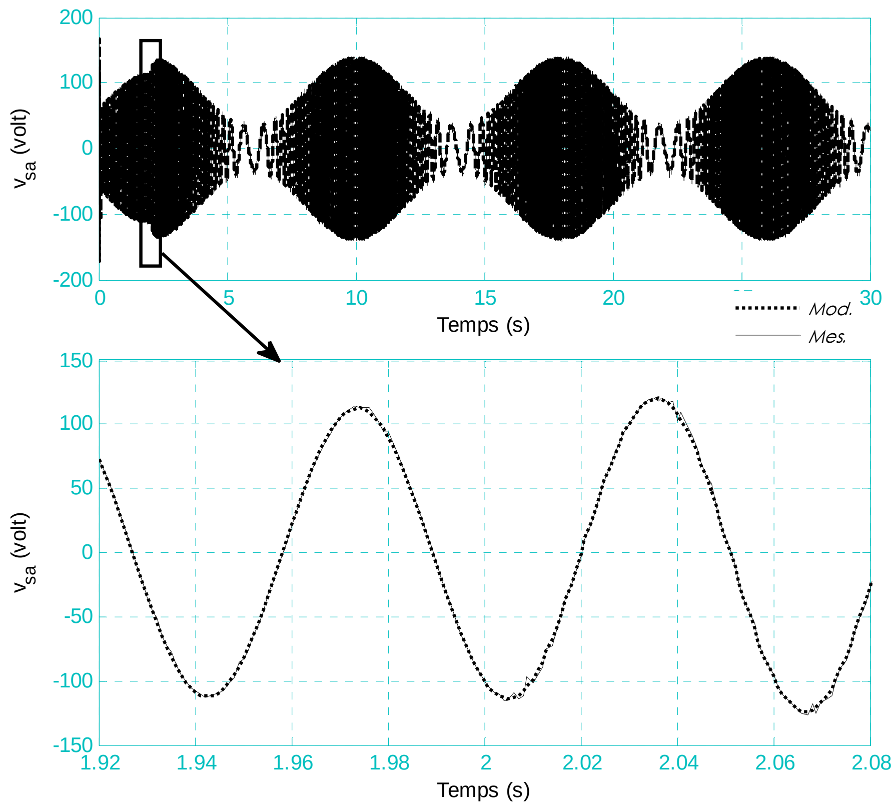


Fig.4-10 Tensions statoriques d'une phase (volt) - CAFB-T1 avec une charge

II.2. Commande adaptative floue de type-2 par backstepping (CAFB-T2)

Cet essai comprend l'application de notre loi de commande CAFB-T2 donnée par (3-19), avec un couple de charges non nul. Les résultats sont présentés par les figures Fig.4-11 à Fig.4-13.

Dans Fig.4-10, nous remarquons que la vitesse mesurée ω_{mes} rejoint la vitesse obtenue par le modèle ω_r avec une erreur $-2 \le e_{\omega_r} \le 3\,[tr/\min]$. Cette marge d'erreur est équivalente à celle de la loi de commande CAFB-T1 (Fig.4-2). Les autres performances restent aussi très proches au niveau des amplitudes des courants et des tensions.

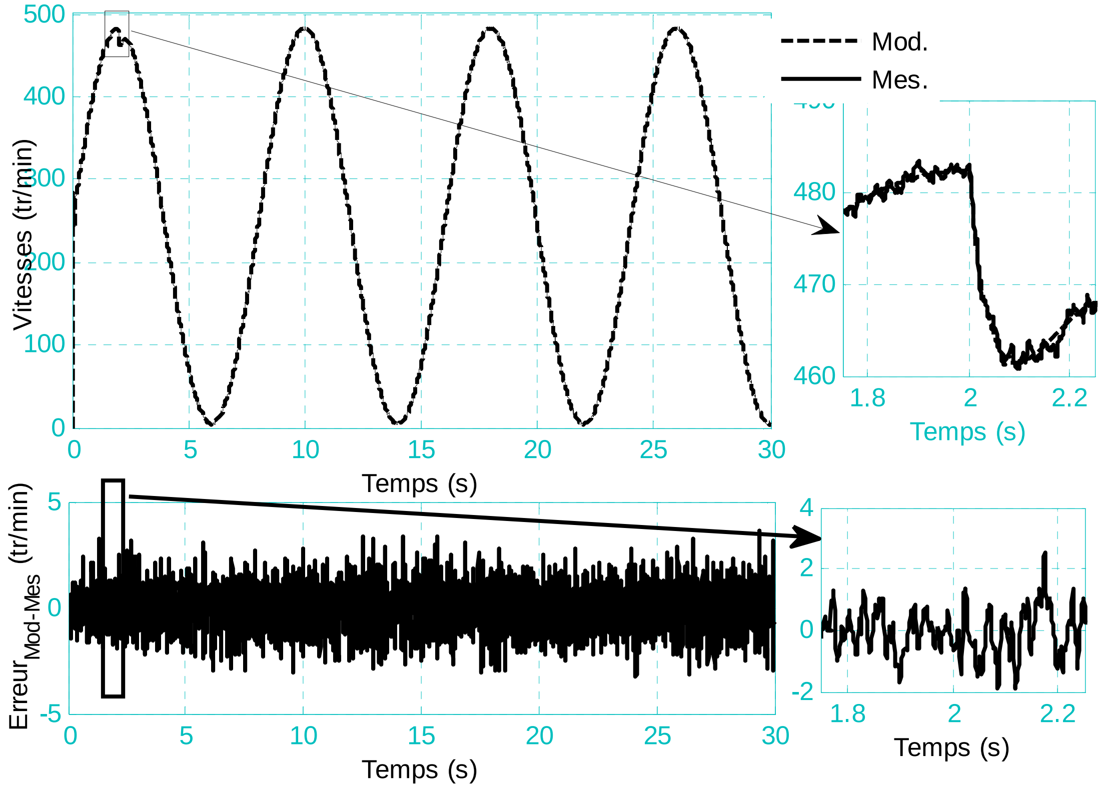


Fig.4-11 Vitesses et erreur de vitesse (tr/min) - CAFB-T2

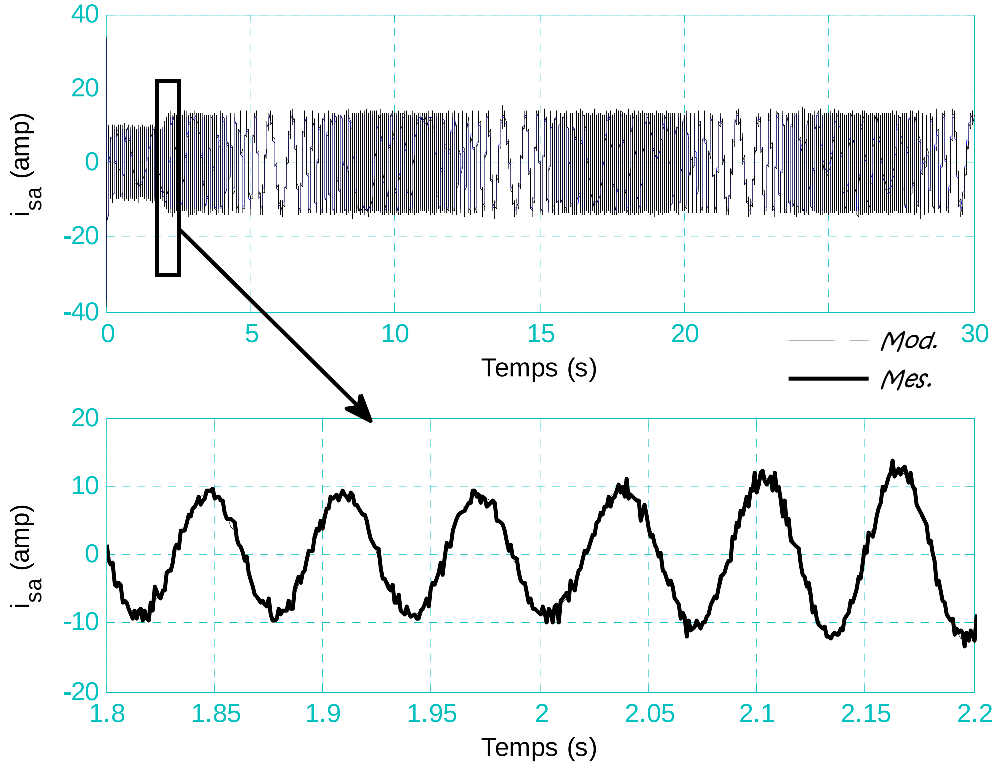


Fig.4-12 Courants statoriques d'une phase (amp) - CAFB-T2

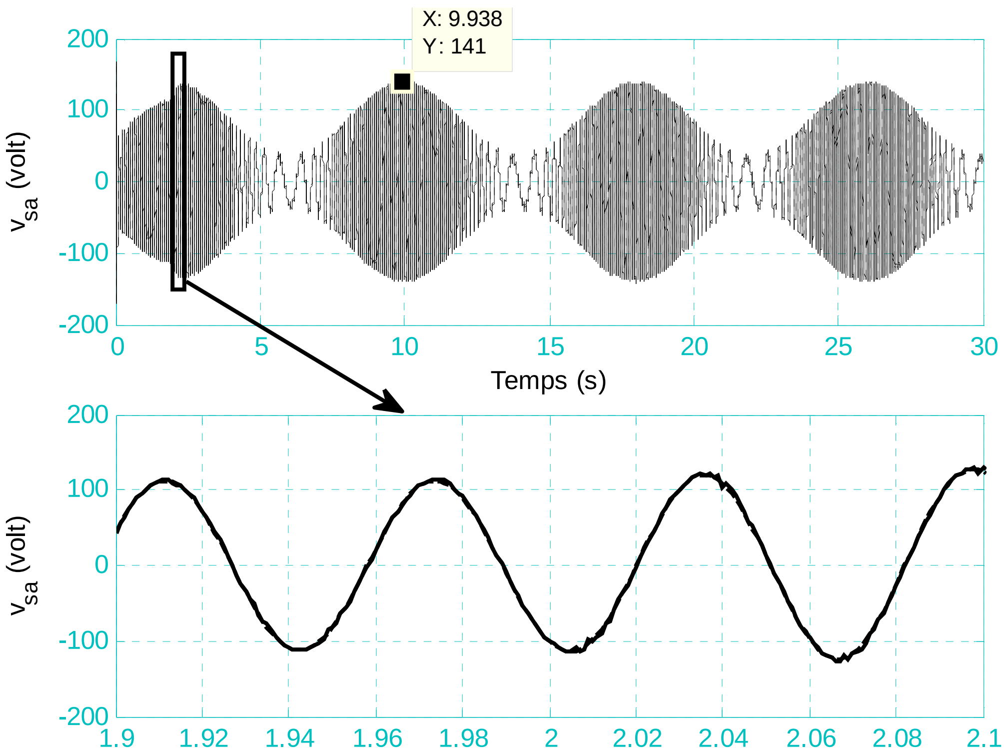


Fig.4-13 Tensions statoriques d'une phase (volt) - CAFB-T2

II.3. Commande CAFB-T1 avec contrainte

Dans cette manipulation, nous nous sommes intéressés à l'application de la commande CAFB-T1 (3-45) en soumettant l'entrée à des saturations d'amplitude et de dynamique, avec une charge non nulle.

Les figures Fig.4-14 à Fig.4-16 illustrent les performances obtenues. La vitesse mesurée ω_{mes} rejoint la vitesse obtenue par le modèle ω avec une erreur $-5 \le e_\omega \le 5 \ [tr/\min]$ (Fig.4-14).

Dans Fig.4-15, l'amplitude du courant s'élève à $10,08\,amp$, alors qu'en appliquant la commande CAFB-T1 sans contrainte sur l'entrée, l'amplitude du courant atteint $14,1\ amp$ (Fig.4-9), ce qui nous permet d'avoir une baisse de $4\ amp$ au niveau du courant.

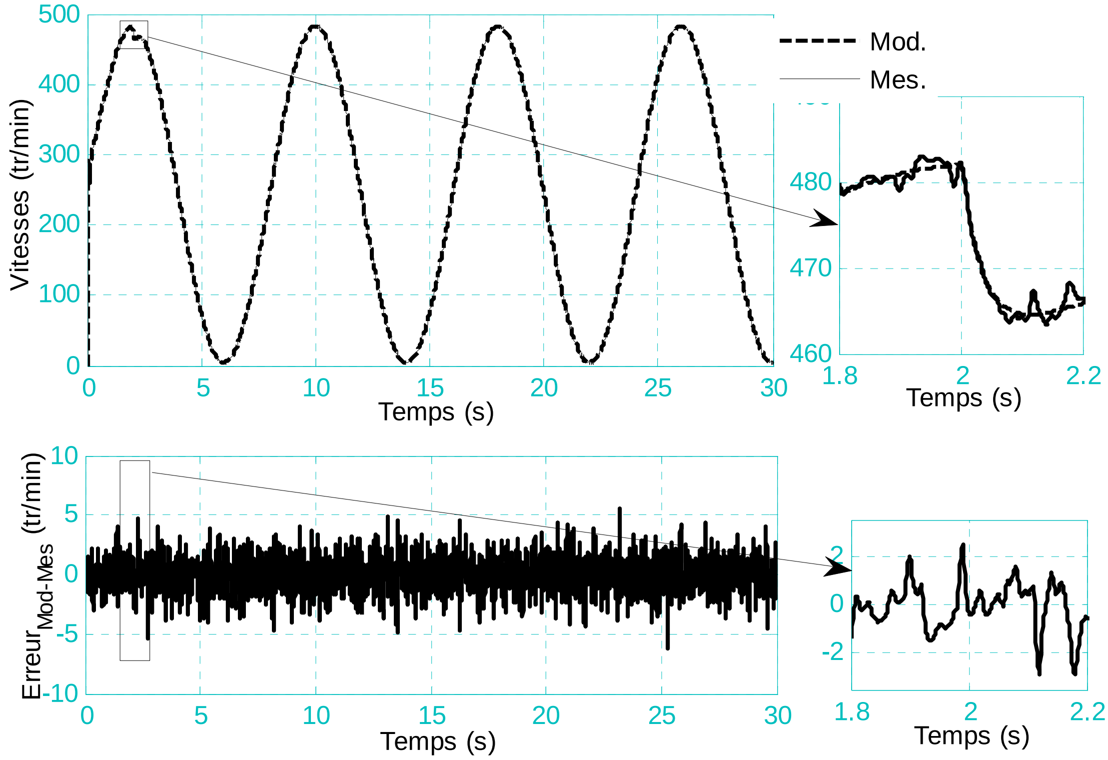


Fig.4-14 Vitesses et erreur de vitesse (tr/min) - CAFB-T1 avec contraintes

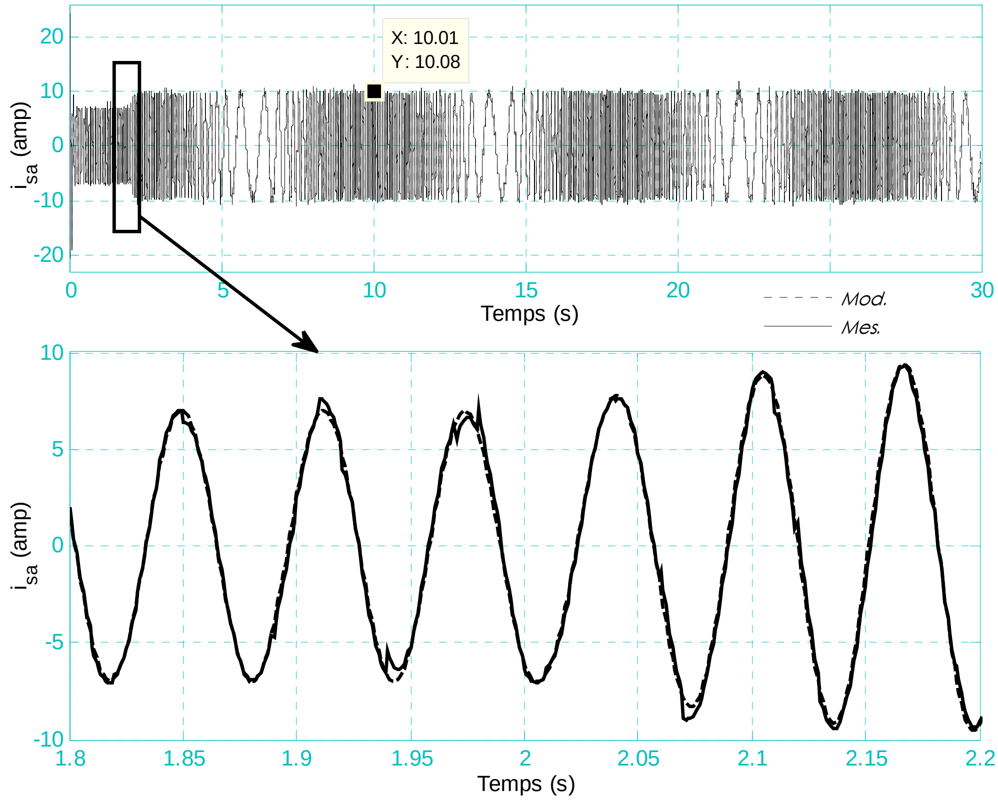


Fig.4-15 Courants statoriques d'une phase (amp) - CAFB-T1 avec contraintes

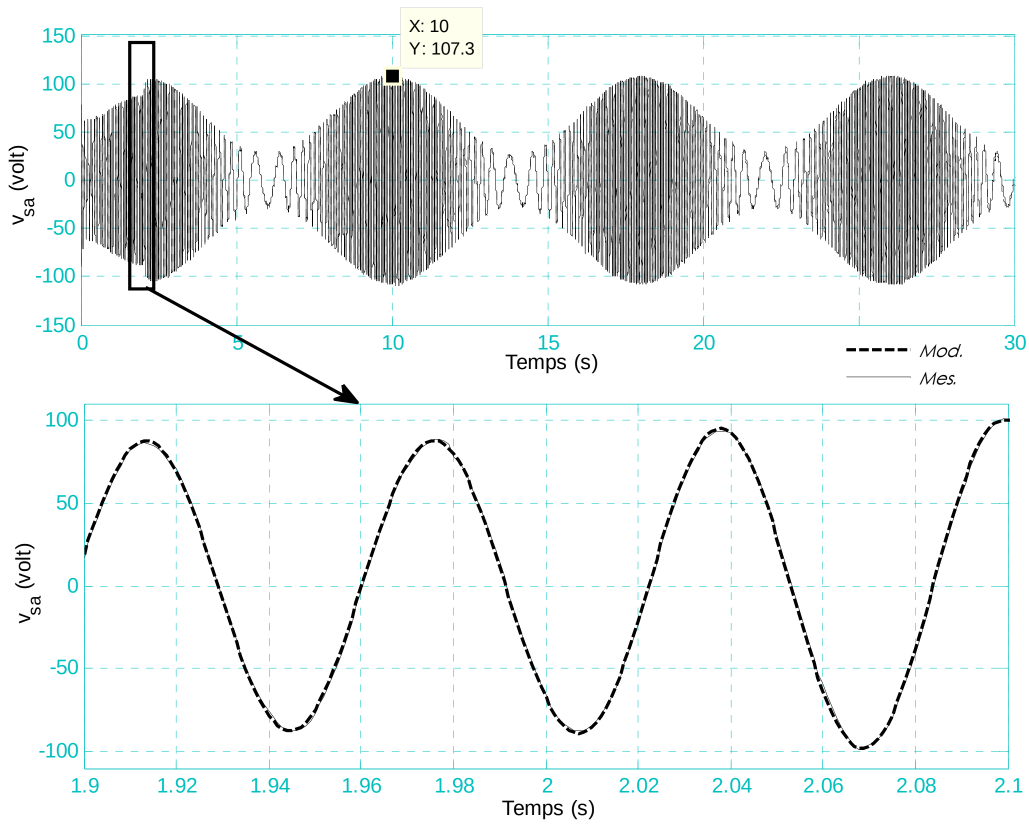


Fig.4-16 Tensions statoriques d'une phase (volt) - CAFB-T1 avec contraintes

II.4. Commande adaptative floue type-1 avec observateur

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats obtenus par l'application de la commande adaptative floue par backstepping avec observateur (3-72) sur le banc d'essais. La figure 4-17 illustre la convergence de la vitesse observée ω_{obs} vers celle mesurée ω_{mes} avec une erreur qui reste bornée $-10 \le e_{\omega} \le 10\ [tr/\min]$. La figure Fig.4-18 présente les erreurs de vitesse mesurée-référence $\omega_{mes} - \omega_{réf}$ et observée-référence $\omega_{obs} - \omega_{réf}$ et leurs zooms respectifs. Nous remarquons la loi de commande proposée permet d'assurer la poursuite de la trajectoire désirée malgré l'introduction d'un couple de charge. Ceci a eu pour effet l'augmentation des courants et des tensions statoriques.

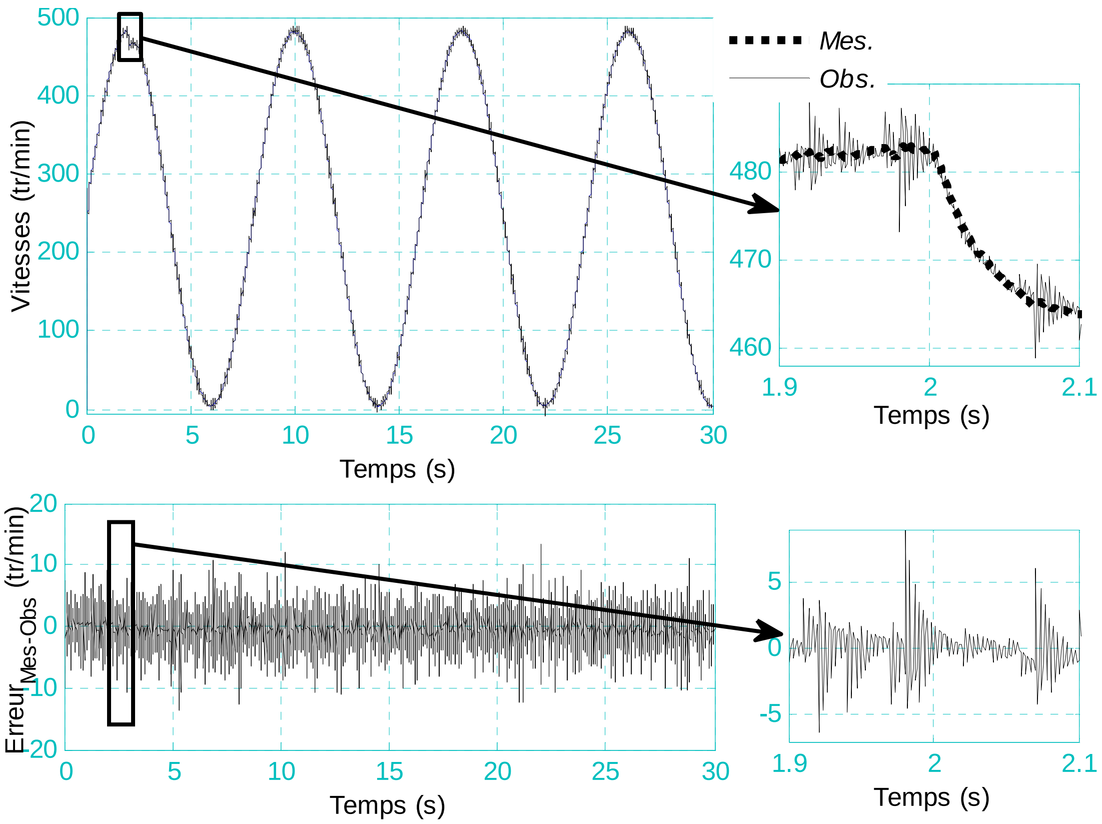


Fig.4-17 Vitesses et erreur de vitesse (tr/min) - CAFB-T1+Observateur

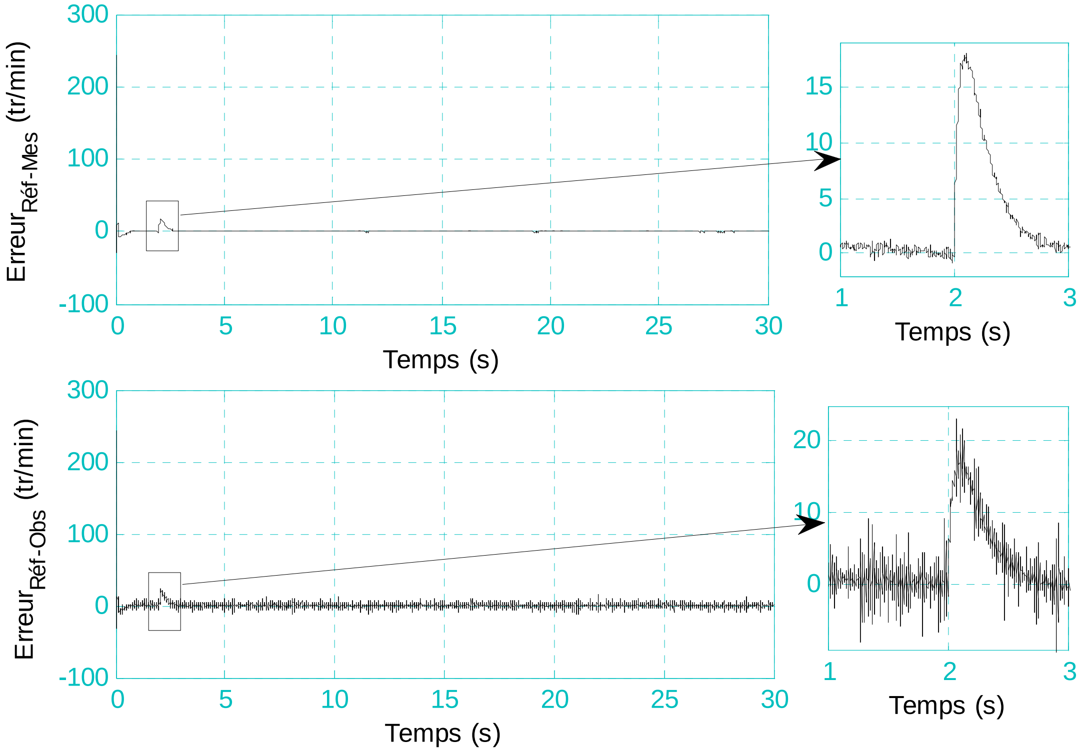


Fig.4-18 Erreurs de vitesse (tr/min) - CAFB-T1+Observateur

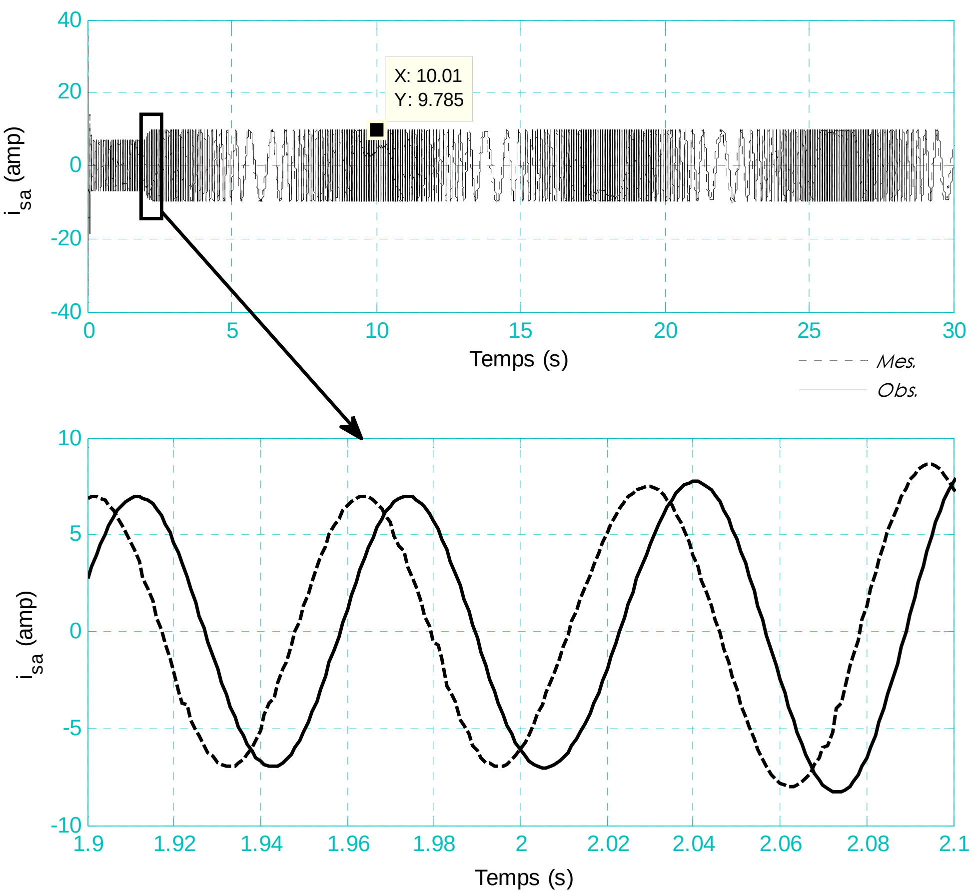


Fig.4-19 Courants statoriques d'une phase (amp) - CAFB-T1+Observateur

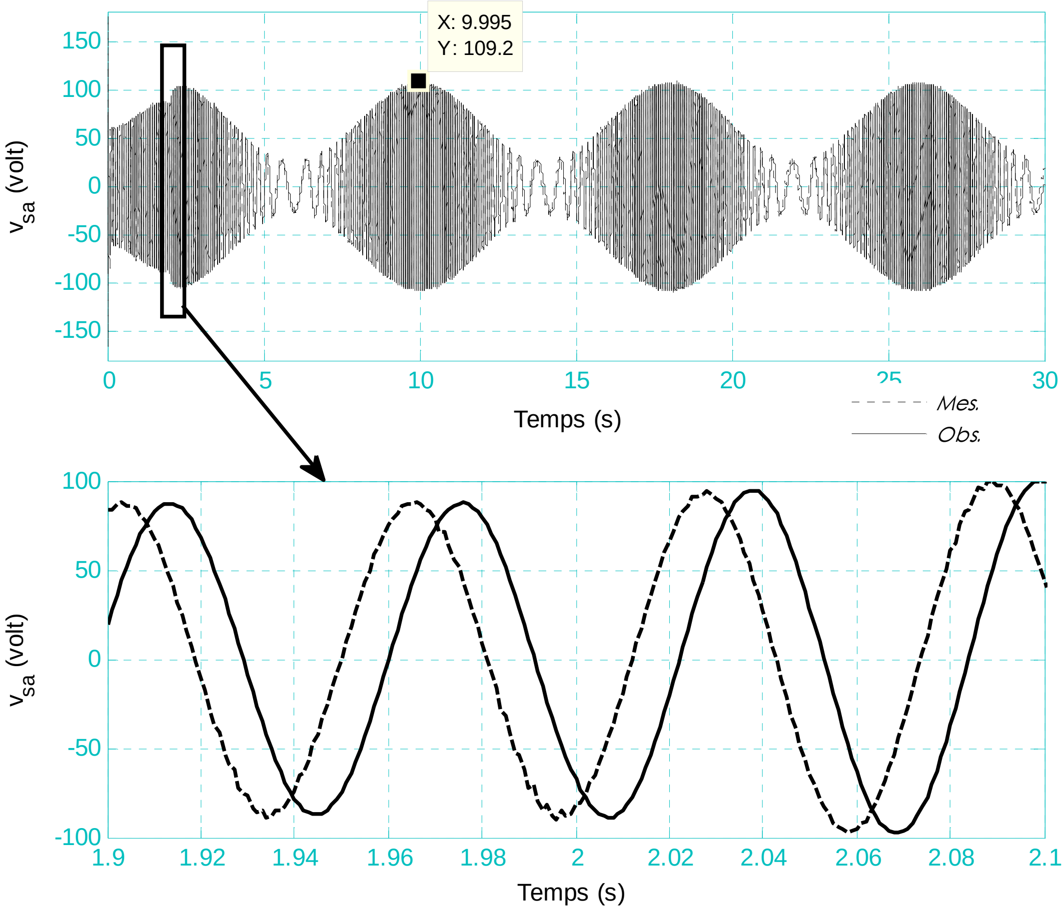


Fig.4-20 Tensions statoriques d'une phase (volt) - CAFB-T1+Observateur

III. Conclusion

Dans chapitre, nous avons appliqué les différentes approches développées sur un banc d'essais développés au sein de notre laboratoire. Nous avons montré la cohérence entre les résultats expérimentaux et par simulation. Ainsi, nous pouvons conclure sur l'importance de la mise en place d'une contrainte sur la commande qui nous permet de réduire considérablement le courant et la tension, et d'éviter d'abimer l'alimentation surtout en présence de forts couples de charge. Par ailleurs, l'introduction d'un système flou de type-2 ne nous a pas permis d'avoir une amélioration sensible par rapport à un type-1 vu le temps de calcul conséquent que demande un tel système. Au niveau de l'observateur, nous avons montré la convergence de la vitesse estimée vers la variable mesurée. Néanmoins, le type de l'observateur rend la commande sensible aux erreurs de poursuite vu la nature grand-gain de l'observateur.

Comme perspective à ces travaux, il serait intéressant d'étudier la possibilité de mettre en œuvre une structure simplifiée d'un système flou de type-2 qui a pour but de prendre en compte les incertitudes négligés par un système flou de type-1 mais qui nécessite un temps de calcul réduit et une implémentation en temps réel simple.

Par ailleurs, il est nécessaire d'établir une étude approfondie de la perte d'observabilité en passant de très basses vitesses à la vitesse nominale. De plus, l'étude d'un observateur plus robuste comme ceux de modes glissants serait nécessaire.

Conclusion générale

Cette thèse a pour objectif d'apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de commande en vitesse des machines asynchrones avec ou sans capteur mécanique. Il s'agit de développer des lois de commande adaptatives floues robustes basées sur le backstepping afin d'assurer les performances de poursuite, tout en respectant l'analyse de la stabilité globale du système étudié.

Après avoir donné, dans le premier chapitre, un aperçu sur les techniques répandues dans le cadre de la commande de la machine asynchrone, nous avons mis l'accent sur la modélisation de cette dernière avant de présenter son modèle dynamique en vue de sa commande. Par la suite, nous avons exposé les deux types des approximateurs flous utilisés dans la mise en œuvre de nos approches.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une commande stabilisante par backstepping. Ensuite, nous avons proposé d'y introduire un terme de robustification pour remédier aux effets de perturbations au niveau de la charge. Les résultats obtenus lors de la simulation ont montré l'efficacité du backstepping modifié. Toutefois, vu que les paramètres du modèle sont incertains, nous avons proposé une nouvelle approche utilisant des systèmes flous adaptatifs pour approximer les dynamiques inconnues et ainsi déduire les commandes virtuelle et globale. La mise à jour de ces systèmes est effectuée à l'aide des lois d'adaptation stabilisantes déduites de l'étude de stabilité au sens de Lyapunov.

Pour améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, dans le troisième chapitre, une nouvelle commande adaptative floue type-2 basé sur le backstepping. Ainsi, nous avons utilisé un système flou de type-2 pour prendre en compte les incertitudes négligées dans le cas d'un système flou classique (type-1), et par conséquent, améliorer les approximations. Ayant pour objectif de réduire la consommation énergétique durant le régime transitoire, nous avons proposé une commande adaptative floue par backstepping améliorée prenant en compte des contraintes sur l'entrée. Nous avons également introduit observateur d'états dans la boucle de commande dans le cadre de la commande de la machine asynchrone en vitesse sans capteur mécanique afin de réduire certains problèmes techniques résultant de l'utilisation de ce dernier. Des simulations ainsi que des études comparatives ont été présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par ces approches.

Le quatrième chapitre a été consacré à la validation expérimentale sur un banc d'essais, au sein de notre laboratoire, des approches développées. Différentes situations ont été envisagées afin de tester d'une part les performances de poursuite et d'autre part la robustesse. Les résultats obtenus ont permis de confirmer ceux obtenus en simulation et la convergence de l'erreur de poursuite n'a pas dépassé généralement 5% avec moins de sollicitations au niveau de la commande malgré des perturbations externes plus importantes.

Comme perspective à ce travail, nous proposons d'effectuer une étude approfondie sur la mise en œuvre sur une nouvelle génération de systèmes flous de type-2 permettant à la fois une meilleure prise en compte des incertitudes et la réduction du temps de calcul. De plus, les lois d'adaptations des systèmes flous ont été synthétisées de telle sorte qu'elles soient seulement stabilisantes. Ainsi, il serait judicieux de voir la possibilité d'y incorporer la notion de convergence en temps fini sans avoir recourt à des lois de projection.

Enfin, une étude poussée sur plusieurs types d'observateurs doit être menées afin de trouver celui qui nous permet d'avoir un compromis entre le temps de calcul, la simplicité et la robustesse vis à vis des différentes erreurs et incertitudes.

Bibliographie

[Bag, 99] L. Baghli, Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux neurones et des algorithmes génétiques. *Thèse de doctorat UHP*, Nancy 1999

[Bar 87] P. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*. Edition Eyrolles, Paris 1987.

[Bar, 03] G. Bartolini, A. Pisano, and P. Pisu, Simplified Exponentially Convergent Rotor Resistance Estimation for Induction Motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 2, pp. 325-330, Feb 2003.

[Ben, 00] A. Benaskeur, L.N. Paquin and A. Desbiens, Toward Industrial Process Control Applications of the Backstepping. *In Proc. Process Control and Instrumentation*, pp.62-67, 2000.

[Bla, 72] F. Blaschke, The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. *Siemens Rev.*, vol. 34, pp. 217-220, 1972.

[Bod, 94] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotnak, High performance induction motor control via input-output linearization. *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, no. 4, pp.25-33, 1994.

[Bou, 06] I. K. Bousserhane, A. Hazzab, M. Rahli, M. Kamli and B. Mazari, Direct field-oriented control using backstepping strategy with fuzzy rotor resistance estimator for induction motor speed control. *Information Technology and Control*, vol. 4, no. 4, pp.403-411, 2006.

[Buh, 94] H. Bühler, *Réglage par logique floue*, Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.

[Can, 00] C. Canudas de Wit, *Commande des moteurs asynchrones 1 et 2, Modélisation contrôle vectoriel et DTC*. Edition Hermes Science Europe 2000.

[Car, 00] J. Carvajal, G. Chen et H. Ogmen, Fuzzy PID controller: design performance evaluation and stability analysis, *Inter. Jour, of Information Sciences*, pp. 249-170, 2000.

[Car, 95] J-P. Caron, J-P. Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Edition TECHNIP, Paris 1995.

[Cas, 02] D. Casadei, F. Profumo, G. Serre and A. Tani, FOC and DTC/ tow variable schemes for induction motors torque control,' *IEEE . Power. Electronics.*, vol. 17, no. 5, pp. 779-787, Sep 2002.

[Cha, 06] K. Chafaa, L. Saidi, M. Ghanai et K. Benmahammed, Direct Adaptive Type-2 Fuzzy Control For Nonlinear Systems, *International Journal of Computational Intelligence and Applications*, vol. 6, no. 3, pp. 389–411, 2006.

[Daw, 98] D. M. Dawson, J. Hu, and T.C. Burg, *Nonlinear Control of Electric Machinery*, Marcel Dekker, 1998.

[Def, 06] B. De fornel, Machines asynchrones: Commande par contrôle scalaire. *Techniques de l'ingénieur,* no. D3622, vol. D7, Paris 2006.

[Dep, 88] M. Depenbrock, Direct self control DSC of inverter-fed induction machine. *IEEE Trans. Power. Electronics.*, vol. 3, n°4, pp. 420-429, Oct 1988.

[Dio, 03] A. Diordiev, O. Ursaru, M. Lucanu et L. Tigaeru, A hybrid PID-fuzzy controller for dc/dc converters. *Inter. Symp. on Signals Circuits and Systems*, *SCS 2003*, pp. 97-100, 2003.

[Dio, 03] A. Diordiev, O. Ursaru, M. Lucanu et L. Tigaeru, A hybrid PID-fuzzy controller for dc/dc converters. *Inter. Symp. on Signals Circuits and Systems*, *SCS 2003*, pp. 97-100, 2003.

[Dje, 99] M. Djemai, J.P. Barbot, A. Glumineau, R. Boisliveau, Nonlinear Flux Sliding mode Oberver for Induction Motor : Experimental study. *3rd IMAACS/IEEE International Multiconférence*, Athens, Grèce 1999.

[Dje, 08] H. Chekireb, M. Tadjine, M. Djemaï, On a class of manifolds for sliding mode Control of induction motor. *Journal of Nonlinear Dynamics and Systems Theory*, pp. 1-14, 2008.

[Eke, 06] İ. Eker, Y. Torun, Fuzzy logic control to be conventional method, *Energy Conversion and Management*, pp. 337-394, 2006.

[Ess, 02] N. Essounbouli, A. Hamzaoui and J. Zaytoon (2002), A supervisory robust adaptive fuzzy controller, *In Proceeding of 15th IFAC World Congress on Automatic and Control*, Barcelona, Spain, 2002.

[Ess, 06] N. Essounbouli, A. Hamzaoui, Direct and indirect robust adaptive fuzzy controllers for a class of nonlinear systems. *International Journal of control, Automation and Systems*, vol. 4, no. 2, pp.146-154, 2006.

[Ezz, 08a] N. Ezziani, N. Essounbouli, A. Hamzaoui, Backstepping Fuzzy Adaptive Controller of Induction Machine. *16th Mediterranean Conference on Control and Automation*. Ajaccio, France, pp. 1622-1627, 2008.

[Ezz, 08b] N. Ezziani, A. Hussain, N. Essounbouli, A. Hamzaoui, Backstepping Adaptive Type-2 Fuzzy Controller for Induction Machine. *IEEE International Symposium on Indus. Electronics.*, Cambridge (UK), pp. 443-448, 2008.

[Ezz, 09] N. Ezziani, N. Essounbouli, A. Hamzaoui, An AFB Controller of Induction Machine under Amplitude and Rate Saturation Constraints. *IEEE Industrial Electronics Society*, Portugal, pp. 1026-1032, 2009.

[Ezz, 10] N. Ezziani, N. Essounbouli, A. Hamzaoui, An adaptive fuzzy backstepping observer based control for induction machine. *IEEE, ISIE,* Italie, 2010. (Soumis).

[Fai, 01] J. Faiz, M.B. Sharifian, Differents techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle. *IEEE Trans. Energy. Convt.*, vol. 16, no. 1, pp. 104-109, Mar 2001.

[Glu, 99] A. Glumineau, L. C. De Souza Marques, R. Boisliveau, Sliding Modes Control of the Induction Motor: A Benchmark experimental test. *Proceeding International Scholl in Automatic Control*, pp. 22, Lille, France, septembre 1999

[Gre, 97] G. Grellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques – Principes Modèles Commande.* Edition Eyrolles, Paris 1997.

[Gue, 04] K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, Commande hybride par mode glissant flou appliquée à un moteur à induction, *Proc. du CIFA'2004*, Douze (Tunisie), 2004.

[Gue, 05] K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, A fuzzy logic controller synthesis for a boost converter, *IFAC'05 World Congress*, Prague (République tchèque), 2005.

[Hag, 07] H. Hagras, Type-2 FLCs: A New Generation of Fuzzy Controllers. *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 30-43, 2007.

[Haj, 05] A. El Hajjaji, A. Ciocan et D. Hamad, Four Wheel steering control by fuzzy approach, *Journal of intelligent and robotics systems*, vol. 41, no. 2-3, pp.141-156, 2005.

[Haz, 06] I. K. Hazzab, Bousserhane, M. Kamli & M. Rahli, Adaptive fuzzy sliding mode controller for induction motor control. *ICTTA'06 IEEE* in *Conf. on Information and Communication Technologies: from Theory to Applications,* vol. 1, pp. 163–168, April 2006.

[Hip, 06] P. Hippe, Stable and Unstable Systems with Amplitude and Rate Saturation. *Lecture Notes In Control and Information Sciences*, 2006, pp 31-60.

[Hua, 99a] T. Hualin, Ch. Jie, Field orientation and adaptive backstepping for induction motor control. In *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, vol. 4, pp.2357-2363, Oct 1999.

[Hua, 99b] T. Hualin, Ch. Jie, Adaptive backstepping control of induction motor with uncertainties. In *Proc. American Control Conf.*, vol. 1, pp.1-5, Jun 1999.

[Hus, 06] A. Hussain, N. Essounbouli et A. Hamzaoui, A Robust Adaptive Fuzzy Controller for Non-Linear Systems: Sliding Mode Approach, *7th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control, STA-2006*, Hammamet (Tunisie), 2006.

[Hus, 07] A. Hussain, N. Essounbouli, A. Hamzaoui Adaptive variable structure fuzzy wavelet network based controller for nonlinear systems. In *Proc. 3rd IFAC Workshop on Advanced Fuzzy and Neural Control 2007, AFNC'07,* Oct 29-30, Valenciennes- France, 2007.

[Ibr, 04] A.M. Ibrahim, *Fuzzy logic for embedded systems applications*. Elsevier Science, 2004.

[Isi, 89] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*. 2nd Edition. New York, NY Springer-Verlag, 1989.

[Jan, 07] J. Jantzen, *Foundations of Fuzzy Control*. John Wiley & Sons Ltd, 2007.

[Joh, 07] R.I. John et S. Coupland, Type-2 Fuzzy Logic a Historical View. *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 57-62, 2007.

[Kar, 99] N.N. Karnik, J. M. Mendel et Q. Liang, Type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 6, pp. 643-658, 1999.

[Kat, 93] T. Kataoka, Y. Sato and A. Bendibdellah, A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range. *The European Power Electronics association*, pp. 485-488, 1993.

[Kha, 96] H.K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice Hall, 1996.

[Kol, 04] Y. V. Kolokolov, S. L. Koschinsky, A. Hamzaoui, Comparative study of the dynamics and overall performance of boost converter with conventional and fuzzy control in application to PFC. *Power Elect. Spec. Conf.*, pp. 2165-2171, 2004.

[Kra, 86] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery.* New York, NY: McGraw-Hill, 1986.

[Krs, 95] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design.* John Wiley & Sons,1995.

[Li, 05] H.-X. Li, L. Zhang, K.-Y. Cai et G. Chen, An improved robust fuzzy-PID controller with optimal fuzzy reasoning. *IEEE Trans. on Sys. Man, and Cyber.*, pp. 1283-1294, 2005.

[Li, 96] H.-X. Li et H. B. Gatland, Conventional fuzzy control and its enhancement. *IEEE Trans. on sys. Man and Cyber.*, pp. 791-796, 1996.

[Lou, 92] J.P. Louis, C. Bergmann, Commande numérique des ensembles convertisseurs-machines. *RGE*, vol. 92, no. 5, pp. 124-133, Mai 1992.

[Mar, 93] Marino, R., S. Peresada, and P. Valigi, Adaptive input-output linearizing control of induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, 1993, pp.208-221.

[Mar, 95] R.. Marino et P. Tomei, *Nonlinear control design: Geometric, Adaptive and Robust.* Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall. 1995.

[Maz, 92] L. Mazence, Les techniques de commande vectorielles des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance. *Direction des Etudes et Recherches EDF*, Jan 1992.

[Mel, 03] H. Melkote, F. Khorrami, P. Krishnamurthy, *Modeling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors.* Springer, 2003.

[Men, 02] J.M. Mendel et R.I.B. John, Type-2 fuzzy sets made simple. *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 10, no. 2, pp. 117-127, 2002.

[Men, 07] Mendel, J.M. Mendel, Type-2 Fuzzy Sets and Systems and Overview. *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 20-29, 2007.

[Mil, 02] Y. Miloud and A. Draou, Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Industrial Electronics Society, IECON02*, vol. 2, pp. 961-966, Nov 2002.

[Naï, 03] N. Naït-Said, *Contribution à l'identification et à la commande de la machine à induction.* Thèse de doctorat, Université de Batna, 2003

[Naï, 99] M. S. Naït Saïd., M.E.H. Benbouzide, Induction motors direct field oriented control with robust on-line tuning of rotor resistance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp.1038-1042, 1999.

[Nou, 07] H. N. Nounou H. Rehman, Application of adaptive fuzzy control to ac machines. *Applied Soft Computing*, vol.7, no. 3, pp.899-907, Jun 2007.

[Nov, 96] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*. Clarendon Press, Oxford 1996.

[Pag, 05] O. Pagès et A. El Hajjaji, Two fuzzy multiple reference model tracking control designs with an application to vehicle lateral dynamics control. *IEEE Conf. on Decision and Control*, *the European Control Conference*, pp. 3267-3272, 2005.

[Pas, 98] K. V. Passino, S. Yurkovich, *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman, 1998.

[Reh, 01] H. Rehman, A. Derdiyok, M.K. Guven, and L. Xu, An MRAS Scheme for On-line Rotor Resistance Adaptation of an Induction Machine. In *Proc IEEE Power Electronics Specialists* , vol. 2, pp. 817-822, June 2001.

[Sal, 08] S. Salehi et M. Shahrokhi, Adaptive fuzzy approach for H∞ temperature tracking control of continuous stirred tank reactors. *Control Engineering Practice*, vol. 16, no. 9, pp. 1101-1108, 2008.

[San, 01] J.A. Santisteban, R. Stéphan, Vector control methods for induction machines: an overview. *IEEE Trans. Educat.*, vol. 44, no. 2, pp. 170-175, May 2001.

[Sha, 06] T. Shaocheng, L. Yongming, Direct adaptive fuzzy backstepping control for nonlinear systems. In *conf. International Conf. on Innovative Computing, Information and Control*, pp.623-627, 2006.

[Slo, 91] J.-J. E. Slotine et W. Li, *Applied nonlinear control*, Prentice Hall, N.J., 1991.

[Tak, 89] I. Takahashi, Y. Ohmori, High performance direct torque control of an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol 25, no. 2, pp. 257-264, Mar/Apr 1989.

[Tay, 94] D. G. Taylor, Nonlinear control of electric machines: an overview. *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, no. 6, pp.41-51, 1994.

[Wan, 05] J. Wang, C. W. Chan, J. Zhang, Global stability of systems with amplitude and rate saturation compensation. *International Journal Robust Nonlinear Control*, pp 155–170, 2005.

[Yin, 00] H. Ying, *Fuzzy control and modeling, analytical foundations and applications.* IEEE Press, NJ, 2000.

[Zad, 75] L.A. Zadeh, The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning. *Information Sciences*, vol. 8, pp. 199-249, 1975.

[Zho, 08] J. Zhou, C. Wen, *Adaptive Backstepping Control of Uncertain Systems: Nonsmooth Nonlinearities.* Springer, 2008.

[Zid, 01] F. Zidani, M.S. Nait-Said, M. E .H. Benbouzid, D. Diallo, and R. Abdessemed, A Fuzzy Rotor Resistance Updating Scheme for an IFOC Induction Motor Drive. *IEEE Power Engineering Review*, pp. 47-50, Nov 2001

Nomenclature

R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductances cyclique rotorique
L_m	Inductance mutuelle cyclique
p	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie
T_l	Couple de charge
σ	Coefficient de Blondel
T_r	Constante d temps rotorique
ω_e	Pulsation électrique
ω	Vitesse angulaire mécanique
ϕ_{rd}	Flux rotorique selon l'axe d
ϕ_{rq}	Flux rotorique selon l'axe q
ϕ_r	Flux rotorique total
i_{sq}, i_{sd}	Courants statoriques selon l'axe d
i_{sq}	Courants statoriques selon l'axe q
v_{sd}	Tension statorique selon l'axe d
v_{sq}	Tension statorique selon l'axe q

Annexes

Annexe1

A1 Banc d'essais

Les tests ont été réalisés sur un banc d'essais développé au sein du groupe **AUTO** du **CReSTIC** de Troyes. Celui-ci est constitué d'une machine asynchrone triphasée, des capteurs de courants et de vitesse, d'un onduleur, d'un module dSPACE 1104 et d'un ordinateur équipé de logiciels spécifiques. Le schéma synoptique du banc est donné par la figure Fig.1-1.

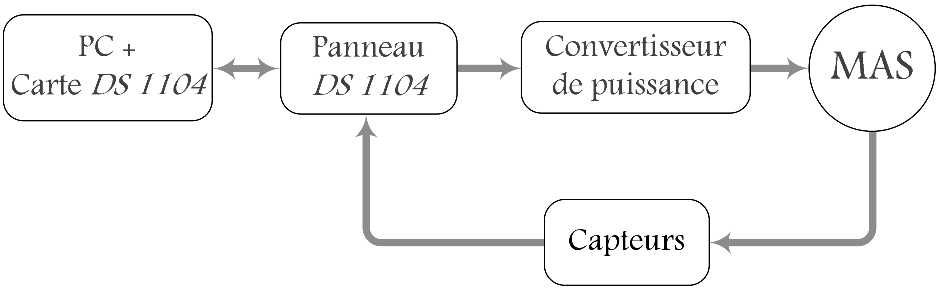


Fig.A1-1 Synoptique du banc d'essais

- ***Le module DS 1104 :***

Développé par la société **dSPACE**, se compose de deux parties :

- ➢ Une **carte d'interface** équipée d'un processeur DSP permettant l'acquisition et le traitement de données sur ordinateur ainsi que l'envoi de signaux vers les autres modules du banc (Fig.A1-2).
- ➢ Un **panneau du contrôle** composé de 16 prises BNC permettant la conversion de signaux analogiques en numérique avant de les transmettre à la carte. Il contient également 16 sorties délivrant en analogique les signaux numériques envoyés par la carte. Le panneau comporte aussi une connexion MLI (*PWM*), deux connexions série : RS232, RS422, deux connexions pour codeur et une connexion entrée sortie numérique (Fig.A1-3).

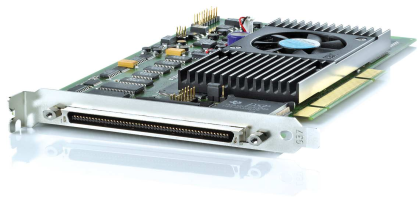


Fig.A1-2 Carte d'interface DS1104

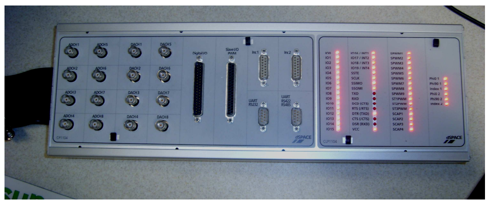
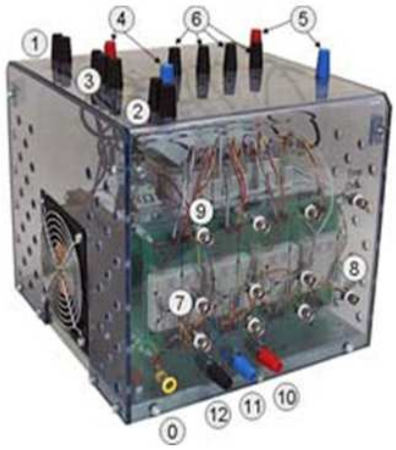


Fig.A1-3 Panneau de contrôle DS1104

- ***Convertisseur de puissance :***



0	Earth connection	0V
1	Fan power supply	230V/50Hz
2	Thermal trip	15V 5A
3	Rectifier input	230/400V
4	DC rectifier outputs	600 VDC
5	DC IGBT inverter inputs	600 VDC
6	AC IGBT inverter +chopper outputs	400VAC/600VDC
7	PWM input of inverter	
8	PWM input of brake choppe	
9	Error output	
10	15V driver power supply	15V
11	0V driver power supply	15V
12	Temperature sensor	0-5V

Fig.A1-4 Convertisseur de puissance

Développé par la société **SEMIKRON**, ce module (Fig.A1-4) est composé d'un redresseur et d'un onduleur.

- Le **redresseur** '*SKD 51/14'* a pour but de convertir la tension triphasée du réseau en une tension continue 400 VAC/ 600 VDC.
- L'**onduleur** est à base d'**IGBT** '*SKM 50GB123D'*, Transistor Bipolaire à Grille Isolée (de l'anglais ***I****nsulated* ***G****ate* ***B****ipolar* ***T****ransistor*), a pour objectif de générer la tension triphasée commandée par le panneau *DS 1104* à travers la connexion ***PWM***.

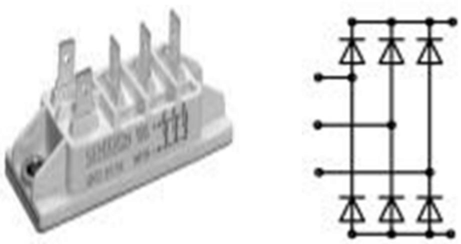


Fig.A1-5 Redresseur SKD 51/14

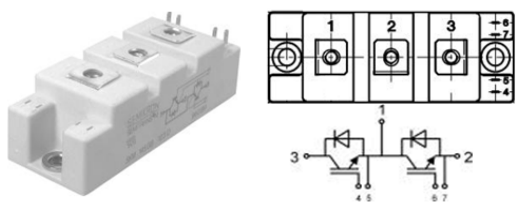


Fig.A1-6 IGBT SKM 50GB123D

- ***Machine asynchrone MAS :***

La machine dédiée à cette étude est une machine asynchrone à rotor bobiné. Nous exposons les paramètres obtenus à travers l'identification.

Fig.A1-7 Machine asynchrone

- Plaque signalétique :

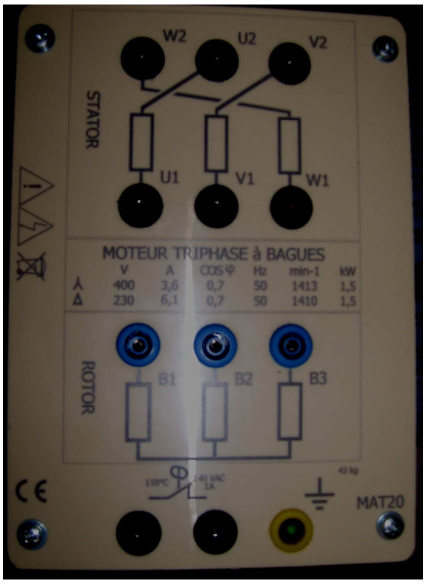


Fig.A1-8 Plaque signalétique de la machine asynchrone

- Paramètres identifiés :
  - ✓ La résistance statorique : $R_s = 7.3\Omega$
  - ✓ La résistance rotorique : $R_r = 0.35\Omega$
  - ✓ L'inductance cyclique statorique : $L_s = 0.7728\,\mathrm{H}$
  - ✓ L'inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.0203\,\mathrm{H}$
  - ✓ L'inductance cyclique mutuelle : $L_m = 0.1194\,\mathrm{H}$

Annexe2

A2 Approximateur adaptatif flou

L'approximateur adaptatif flou consiste à équiper un système flou d'un algorithme d'adaptation. Dans ce cas la sortie du système flou, ayant pour entrée un vecteur $\underline{x} = [x_1, \ldots, x_n]^T$, peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\underline{\xi}^T(\underline{x})\underline{\theta}(\underline{x}) = \underline{\theta}^T(\underline{x})\underline{\xi}(\underline{x}) \tag{A2.1}$$

Où :

- $\underline{\theta}(\underline{x}) = [\theta_1, \cdots, \theta_m]^T$ est le vecteur des paramètres ajustables en ligne. Dans notre cas, la forme de sa mise à jour est définie à partir de l'analyse de stabilité du système étudié.

- $\underline{\xi}(\underline{x}) = \left[\xi_1(\underline{x}), \cdots, \xi_m(\underline{x})\right]^T$ le vecteur de régression dont la $i^{ème}$ composante est donnée par : $\xi_i(\underline{x}) = \dfrac{\prod_{j=1}^{n} \mu_{A_j^i}(x_j)}{\sum_{i=1}^{M}\left(\prod_{j=1}^{n} \mu_{A_j^i}(x_j)\right)}$. (même structure que dans le cas d'un système flou ordinaire).

L'écriture (A2.1) permet d'une part d'exploiter les différents algorithmes adaptatifs linéaires et, d'autre part, d'introduire directement des informations linguistiques émanant de l'expert humain

A l'être le plus cher au monde,

à ma mère