



**HAL**  
open science

## Commande Non Linéaire à Retour de Sortie de la Génératrice Synchrone à Aimants Permanents

Abdelmounime El Magri, Fouad Giri, Abderrahim Elfadili, Luc Dugard

► **To cite this version:**

Abdelmounime El Magri, Fouad Giri, Abderrahim Elfadili, Luc Dugard. Commande Non Linéaire à Retour de Sortie de la Génératrice Synchrone à Aimants Permanents. CIFA 2012 - 7ème Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Jul 2012, Grenoble, France. pp.961-966. hal-00782900

**HAL Id: hal-00782900**

**<https://hal.science/hal-00782900>**

Submitted on 30 Jan 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Commande Non Linéaire à Retour de Sortie de la GSAP

A. El magri<sup>1</sup>, F.Giri<sup>1</sup>, A. Elfadili<sup>1</sup>, L.Dugard<sup>2</sup>.

<sup>1</sup> GREYC, Université de Caen, France,  
magri\_mounaim@yahoo.fr, foad.giri@unicaen.fr, elfadili\_abderrahim@yahoo.fr

<sup>2</sup> 2 GIPSA lab, ENSIEG, INPG, France,  
luc.dugard@gipsa-lab.grenoble-inp.fr;

**Résumé**— Dans le contexte de commande non linéaire, l'association directe des lois de commande stabilisantes et des observateurs d'état synthétisés indépendamment ne donne pas forcément lieu à un régulateur stabilisant. Une analyse explicite de la boucle fermée constituée du régulateur (incluant l'observateur) et du système commandé, s'avère indispensable afin de mettre en évidence les ajustements paramétriques nécessaires à la stabilité. C'est dans ce cadre que dans ce papier, une commande à retour de sortie est proposée pour le contrôle du Générateur Synchrone à Aimants Permanents (GSAP). Les grandeurs mécaniques (Position, vitesse et le couple d'entraînement) ainsi que les flux rotoriques sont supposés non accessibles. L'observateur est conçu en utilisant la technique interconnecté adaptatif, de type Kalman. La conception de la loi de commande est basée sur le modèle de la machine dans le repère estimé. En effet, nous avons construit un retour de sortie dans lequel on introduit l'observateur qui produira une estimation de l'état complet qui sera utilisée, par la suite, dans la loi de commande. Les performances de la commande proposée sont illustrées par le biais des simulations numériques dans l'environnement MATLAB/Simulink.

**Mots-clés**— Observateur adaptatif, commande Non linéaire, machine synchrone.

## I. INTRODUCTION

L'utilisation de la Génératrice Synchrone à Aimants Permanents (GSAP) trouve son intérêt particulier dans les applications de l'énergie éolienne de faible puissance, en raison de leur petite taille et densité de puissance élevée. Dans ce papier, l'accent est mis sur le système de génération de la fig. 1 qui inclut une GSAP qui convertit l'énergie éolienne en une tension de sortie dont l'amplitude et la fréquence varient en fonction de la vitesse du vent. La GSAP, qui devrait fonctionner à vitesse variable, est contrôlée par un convertisseur de puissance (Fig. 1) dont les états de ses interrupteurs statiques dépendent de la position du rotor. Comme il est très connu, la loi de commande exige la connaissance des valeurs de la vitesse rotorique et le couple d'entraînement. Or, l'installation des capteurs mécaniques est une solution coûteuse et moins fiable. La conception des observateurs d'états se révèle une alternative tout à fait naturelle pour obtenir des estimés des grandeurs mécaniques en utilisant uniquement des variables électriques facilement mesurables. Cela a été tenté pour GSAP en utilisant différentes approches. Dans [1], [4] et [5], la méthode d'injection d'un signal à été proposée en utilisant la propriété de la variation de l'inductance par injection de signal à haute fréquence. Cette approche fournit des informations sur la position du rotor à basse vitesse. Cependant, elle nécessite une

saillance dans la machine. En plus, l'injection de signal à haute fréquence n'est pas souhaitable pour un fonctionnement à vitesse élevée. Dans [2], [6], l'EMF (la forme d'onde de la tension induite dans les enroulements du stator) a été utilisée pour estimer la position du rotor au moyen d'observateurs d'états ou des filtres de Kalman. Cette approche fonctionne bien dans les applications à grande vitesse mais au contraire, elle n'est pas précise à faible vitesse du moment où la EMF est faible.

Dans ce travail, un observateur adaptatif est proposé afin d'obtenir des estimés des flux, la vitesse rotorique et le couple d'entrée à partir des mesures des tensions et les courants statoriques. La position du rotor est déterminée à partir de la position du flux estimés sans nécessité de la détection de la position initiale. Cet observateur est conçu en utilisant la technique interconnecté adaptatif, de type Kalman, basée sur le modèle ( $\alpha$ - $\beta$ ) de la machine. Cette technique consiste à synthétiser séparément deux observateurs adaptatifs pour chacun des sous-systèmes composant le système considéré. La propriété de persistance des entrées [8], pour chaque sous systèmes, sera invoquée pour démontrer que le système en boucle fermée fonctionne bien.

Dans le contexte de commande non linéaire, l'association directe des lois de commande stabilisantes et des observateurs d'état synthétisés indépendamment ne donne pas forcément lieu à un régulateur stabilisant. Une analyse explicite de la boucle fermée constituée du régulateur (incluant l'observateur) et du système commandé, s'avère indispensable afin de mettre en évidence les ajustements paramétriques nécessaires à la stabilité. C'est dans ce cadre que dans ce travail, une commande à retour de sortie est proposée pour le contrôle de la GSAP en vitesse variable. La conception des lois de commande est basée sur le modèle de la machine dans le repère estimé ( $\delta$ - $\lambda$ ). En effet, nous avons construit un retour de sortie dans lequel on introduit l'observateur qui produira une estimation de l'état complet qui sera utilisée, par la suite, dans la loi de commande. Nous avons présenté une analyse complète de l'ensemble régulateur-observateur pour prouver la convergence des erreurs des poursuites des différentes consignes. La stabilité de l'ensemble de système et l'observateur est formellement prouvée.

Ce travail est organisé comme suit: le modèle de la GSAP est présenté par son équation d'états dans la section 2; l'observateur d'états considéré est synthétisé dans la section 3; la stratégie de commande à retour de sortie du système est décrite et analysée théoriquement dans la section 4; les performances de cette commande sont illustrées plus loin dans la section 5 par le biais des simulations numériques dans

l'environnement MATLAB/Simulink, une conclusion est à la fin du papier.

## II. MODELE DE LA GENERATRICE DANS LE REPERE $\alpha$ - $\beta$

Le convertisseur, présenté par la fig. 1 fonctionne selon le principe de modulation de largeur d'impulsion (MLI). La dynamique d'état du système complet est décrite par un modèle non linéaire moyenné d'ordre 7 [3]. Parce que notre objectif est d'estimer la position du rotor, la vitesse et le couple d'entraînement, seule la partie du modèle décrivant le générateur synchrone à aimants permanents sera utilisé dans la synthèse de l'observateur. En outre, le modèle de la machine est maintenant présenté dans les coordonnées  $\alpha\beta$  qui sont les plus adaptées pour la conception d'observateur (le repère d-q est généralement utilisé, grâce à sa simplicité, dans la conception du contrôleur). Le modèle de la génératrice synchrone, dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ , est donné par l'équation ci-dessous: [9]

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -a_1 i_{s\alpha} + a_2 \omega \phi_{r\beta} - a_3 u_{s\alpha} \quad (1a)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -a_1 i_{s\beta} - a_2 \omega \phi_{r\alpha} - a_3 u_{s\beta} \quad (1b)$$

$$\frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -p \omega \phi_{r\beta} \quad (1c)$$

$$\frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = p \omega \phi_{r\alpha} \quad (1d)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -b_1 (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - b_2 \omega + b_3 T_g \quad (1e)$$

où  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\phi_{r\alpha}$ ,  $\phi_{r\beta}$ ,  $u_{s\alpha}$ ,  $u_{s\beta}$ ,  $\omega$  et  $T_g$  sont les courants statoriques dans le repère  $\alpha\beta$ , les flux rotoriques, tensions statoriques, vitesse angulaire rotorique et le couple d'entraînement de la génératrice, respectivement. Les indices s et r fait référence au rotor et stator, respectivement. Les paramètres  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  et  $b_3$  sont définis par:

$$a_1 = R_s / L_s, \quad a_2 = p / L_s, \quad a_3 = 1 / L_s, \quad b_1 = p / J, \quad b_2 = F / J, \quad b_3 = 1 / J \quad (2)$$

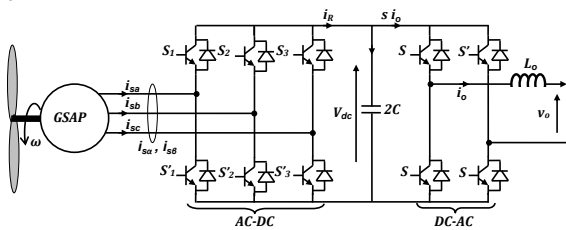


Fig. 1: Architecture du convertisseur AC/DC/AC dans un système de l'énergie éolienne

## III. SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR ADAPTATIF INTERCONNECTÉ POUR LE GSAP

Le système non linéaire considéré peut être vu comme une interconnexion entre deux sous-systèmes, où pour chacun en satisfaisant certaines conditions, un observateur peut être synthétisé [10].

### A. Mise en forme interconnectée du modèle

Notre objectif est de concevoir un observateur qui fournit des estimations des variables d'état  $\phi_{r\alpha}$ ,  $\phi_{r\beta}$ ,  $\omega$ ,  $R_s$  et  $T_g$  en plus il doit garantir la convergence rapide des erreurs

d'estimation à zéro. Les tensions statoriques ( $u_{s\alpha}$ ,  $u_{s\beta}$ ) et les courants ( $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ) sont supposés mesurables. Notez que, une fois les estimations des flux ( $\hat{\phi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\phi}_{r\beta}$ ) sont disponibles, alors la position du rotor peut être obtenue comme suit:

$$\hat{\theta} = \frac{1}{p} \tan^{-1} \left( \frac{\hat{\phi}_{r\beta}}{\hat{\phi}_{r\alpha}} \right) \quad (3)$$

Le couple d'entrée et la résistance des enroulements statoriques sont supposés inconnus, mais constants et bornés (avec leurs limites supérieures sont disponibles). Elles subissent alors aux équations:

$$\frac{dT_g}{dt} \approx 0; \quad \frac{dR_s}{dt} \approx 0 \quad (4)$$

Le modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents augmenté, composé de (1) et (4), se révèle être une interconnexion entre deux sous-systèmes, noté  $\Sigma_1$  et  $\Sigma_2$ :

$$\Sigma_1 \begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(X_2, y) X_1 + G_1(X_2, y, u) + \Phi T_g \\ y_1 = C_1 X_1 \end{cases} \quad (5)$$

$$\Sigma_2 \begin{cases} \dot{X}_2 = A_2(X_1) X_2 + G_2(u) \\ y_2 = C_2 X_2 \end{cases} \quad (6)$$

avec:

$$A_1(\cdot) = \begin{bmatrix} 0 & a_2 \phi_{r\beta} & -a_3 i_{s\alpha} \\ 0 & -b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad A_2(\cdot) = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 \omega & 0 \\ 0 & 0 & -p \omega \\ 0 & p \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (7a)$$

$$G_1(X_2, y, u) = \begin{bmatrix} -a_3 u_{s\alpha} \\ -b_1 (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ 0 \end{bmatrix}; \quad G_2(\cdot) = \begin{bmatrix} -a_3 u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7b)$$

$$\Phi = [0 \quad b_3 \quad 0]^T; \quad C_1 = C_2 = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (7c)$$

$$X_1 = [i_{s\alpha} \quad \omega \quad R_s]^T; \quad X_2 = [i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T \quad (7d)$$

Evidemment  $u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T$  et  $y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$  sont les vecteurs des entrées de commande et les sorties mesurées de la machine respectivement.

### B. Synthèse de l'observateur

La stratégie de conception consiste à synthétiser séparément un observateur adaptatif pour chacun des sous-systèmes (5) et (6). Lors de traitement d'un des deux sous-systèmes, l'état de l'autre est supposé disponible. L'observabilité est formellement garantie par les hypothèses suivantes:

**Hyp 1 :** Les deux vecteurs  $(u, X_2)$  (respectivement  $(u, X_1)$ ) sont des entrées bornées (et connues) à excitation persistante pour le sous-système  $\Sigma_1$  (respectivement  $\Sigma_2$ ).

**Hyp 2 :** La vitesse rotorique ne s'annule (pour préserver l'observabilité des sous-systèmes).

**Hyp 3 :** La machine synchrone opère dans le domaine physique, noté  $\wp$ , définis par:

$$\wp = \left\{ X \in \mathbb{R}^6 \mid |\phi_{r\alpha}| \leq \Phi^{MAX}, |\phi_{r\beta}| \leq \Phi^{MAX}, |i_{s\alpha}| \leq I^{MAX}, |i_{s\beta}| \leq I^{MAX}, |\omega| \leq \omega^{MAX}, |T_g| \leq T_g^{MAX} \right\}$$

où  $X = [\phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \omega \quad T_g]^T$  désigne le vecteur d'état de l'ensemble du système.

**Remarque 1**

En utilisant l'hypothèse 3, il est facile de vérifier par simple inspection de (7a-c) que:

- i)  $A_1(X_1, X_2)$  : globalement lipschitz par rapport à  $X_1$  et  $X_2$ ,
- ii)  $A_2(X_1, X_2)$  est globalement lipschitz par rapport à  $X_1$ ,
- iii)  $G_1(X_1, X_2, u)$  : globalement lipschitz par rapport à  $(X_1, X_2)$ .

En se basant sur les propriétés (Lipschitziennes) de la remarque 1, les observateurs interconnectés qui suivent sont obtenus en appliquant l'approche 'Type Kalman' (e.g. [12]) aux sous-systèmes (5) et (6):

$$O_1 \begin{cases} \dot{\hat{X}}_1 = A_1(\hat{X}_2, y) \hat{X}_1 + G_1(\hat{X}_2, y, u) + \Phi \hat{T}_g \\ \quad + [\lambda \Lambda S_2^{-1} \Lambda^T + \lambda S_1^{-1}] C_1^T C_1 (X_1 - \hat{X}_1) \\ \dot{\hat{T}}_g = \lambda S_2^{-1} \Lambda^T C_1^T C_1 (X_1 - \hat{X}_1) \\ \dot{S}_1 = -\theta_1 S_1 - A_1^T(\hat{X}_2, y) S_1 - S_1 A_1(\hat{X}_1, \hat{X}_2) + C_1^T C_1 \\ \dot{S}_2 = -\theta_2 S_2 + \Lambda C_1^T C_1 \Lambda^T \\ \dot{\lambda} = (A_1(\hat{X}_2, y) - \lambda S_1^{-1} C_1^T C_1) \lambda + \Phi \\ y_1 = C_1 X_1 \end{cases} \quad (8)$$

$$O_2 \begin{cases} \dot{\hat{X}}_2 = A_2(\hat{X}_1) \hat{X}_2 + G_2(u) + S_3^{-1} C_2^T C_2 (X_2 - \hat{X}_2) \\ \dot{S}_3 = -\theta_3 S_3 - A_2^T(\hat{X}_1) S_3 - S_3 A_2(\hat{X}_1) + C_2^T C_2 \\ y_2 = C_2 X_2 \end{cases} \quad (9)$$

Avec  $\hat{X}_1 = [\hat{i}_{s\alpha} \quad \hat{\omega} \quad \hat{R}_s]^T$ ,  $\hat{X}_2 = [\hat{i}_{s\beta} \quad \hat{\phi}_{r\alpha} \quad \hat{\phi}_{r\beta}]^T$  sont les états estimés;  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \lambda$  : des constantes positives (les gains de l'observateur);  $S_1, S_2$  et  $S_3$  sont des matrices symétriques définies positives obtenues en résolvant les équations de Lyapunov (8)-(9).

#### C. Dynamique de l'observateur

Introduisons les erreurs d'estimation suivantes:

$$e_1' = X_1 - \hat{X}_1, \quad e_2 = T_g - \hat{T}_g, \quad e_3 = X_2 - \hat{X}_2 \quad (10)$$

En suite, Il résulte de (4)-(5) et (8)-(9) qu'on peut décrire les dynamiques de ces erreurs sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1' &= A_1(X_2, y) X_1 - A_1(\hat{X}_2, y) \hat{X}_1 \\ &\quad + G_1(X_2, y, u) - G_1(\hat{X}_2, y, u) \\ &\quad + \Phi e_2 + [\Lambda S_2^{-1} \Lambda^T + S_1^{-1}] C_1^T C_1 e_1' \end{aligned} \quad (11a)$$

$$\dot{e}_2 = -S_2^{-1} \Lambda^T C_1^T C_1 e_1' \quad (11b)$$

$$\dot{e}_3 = A_2(X_1) X_2 - A_2(\hat{X}_1) \hat{X}_2 - S_3^{-1} C_2^T C_2 e_3 \quad (11c)$$

Si nous introduisons l'erreur  $e_1 = e_1' - \Lambda e_2$ , on obtient:

$$\dot{e}_1 = \dot{e}_1' - \dot{\Lambda} e_2 - \Lambda \dot{e}_2 \quad (12a)$$

Par utilisation de (11a-c) et (7a-d), l'équation (12a) conduit à :

$$\dot{e}_1 = [A_1(\hat{X}_2, y) - S_1^{-1} C_1^T C_1] e_1 + [A_1(X_2, y) - A_1(\hat{X}_2, y)] X_1 + [G_1(X_2, y, u) - G_1(\hat{X}_2, y, u)] \quad (12b)$$

$$\dot{e}_2 = -S_2^{-1} \Lambda^T C_1^T C_1 (e_1 + \Lambda e_2) \quad (12c)$$

$$\dot{e}_3 = [A_2(\hat{X}_1) - S_3^{-1} C_2^T C_2] e_3 + [A_2(X_1) - A_2(\hat{X}_1)] X_2 \quad (12d)$$

#### IV COMMANDE A RETOUR DE SORTIE

##### A. Modélisation dans le repère $\delta$ - $\lambda$

La modélisation de la machine synchrone est généralement effectuée dans le repère tournant  $d$ - $q$ . En revanche, la transformation de Park exige la connaissance

exacte de la position rotorique. Comme ce n'est pas le cas, un repère estimé nommé  $\delta$ - $\lambda$  est proposé (fig. 2).

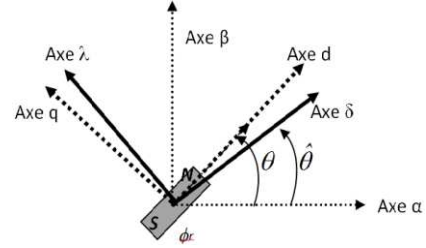


Fig. 2: Transformation du repère déphasé fixe en repères diphasés tournant estimé.

La transformation de modèle observé (8)-(9) dans le repère estimé ( $\delta$ - $\lambda$ ) conduit à la représentation suivante :

$$\frac{d\hat{x}_1}{dt} = -b_2 \hat{x}_1 - b_1 (\hat{x}_4 \hat{x}_2 - \hat{x}_5 \hat{x}_3) + b_3 \hat{T}_g + \tilde{\theta}_w \quad (14a)$$

$$\frac{d\hat{x}_2}{dt} = -\hat{a}_1 \hat{x}_2 - p \hat{x}_1 \hat{x}_3 + a_2 \hat{x}_1 \hat{x}_4 - a_3 u_1 + \tilde{\theta}_{i\lambda} \quad (14b)$$

$$\frac{d\hat{x}_3}{dt} = -\hat{a}_1 \hat{x}_3 + p \hat{x}_1 \hat{x}_2 - a_2 \hat{x}_1 \hat{x}_5 - a_3 u_2 + \tilde{\theta}_{i\delta} \quad (14c)$$

$$\frac{d\hat{x}_4}{dt} = \tilde{\theta}_{\phi\delta} \quad (14d)$$

$$\frac{d\hat{x}_5}{dt} = \tilde{\theta}_{\phi\lambda} \quad (14e)$$

où

$$[\hat{x}_1 \quad \hat{x}_2 \quad \hat{x}_3 \quad \hat{x}_4 \quad \hat{x}_5] = [\hat{\omega} \quad \hat{i}_{s\lambda} \quad \hat{i}_{s\delta} \quad \hat{\phi}_{r\delta} \quad \hat{\phi}_{r\lambda}] \quad (15a)$$

$$\tilde{\theta}_w = [0 \quad 1 \quad 0] [\Lambda S_2^{-1} \Lambda^T + S_1^{-1}] C_1^T (y_1 - C_1 \hat{X}_1); \quad (15b)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{\theta}_{i\delta} \\ \tilde{\theta}_{i\lambda} \end{pmatrix} = P(p\hat{\theta})^T \begin{pmatrix} [1 \quad 0 \quad 0] [\Lambda S_2^{-1} \Lambda^T + S_1^{-1}] C_1^T (y_1 - C_1 \hat{X}_1) \\ [1 \quad 0 \quad 0] S_3^{-1} C_2^T (y_2 - C_2 \hat{X}_2) \end{pmatrix} \quad (15c)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{\theta}_{\phi\delta} \\ \tilde{\theta}_{\phi\lambda} \end{pmatrix} = P(p\hat{\theta})^T \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} S_3^{-1} C_2^T (y_2 - C_2 \hat{X}_2) \quad (15d)$$

$u_1 = v_{s\lambda}, u_2 = v_{s\delta}$  désignent les tensions statoriques moyennes (sur une période de modulation MLI) dans les cordonnées  $\delta$ - $\lambda$  (Transformation de Park en utilisant l'angle estimé  $\hat{\theta}$  (14d)).

##### B. Synthèse des régulateurs de vitesse et courant

###### Régulateur de vitesse

En utilisant les équations (14a-b) du modèle, la loi de commande  $u_1$  soit désormais conçue pour que la vitesse du moteur  $\omega$  poursuive un signal de référence donné  $\omega_{ref}$ . Suite à la technique de conception de Lyapunov [11], soit  $z_1$  désigne l'erreur de poursuite de vitesse :

$$z_1 = \hat{\omega} - \omega_{ref} = \hat{x}_1 - \omega_{ref} \quad (16)$$

Compte tenu de (14a), l'erreur ci-dessus obéi à :

$$\dot{z}_1 = -b_2 \hat{x}_1 + b_1 (\hat{x}_4 \hat{x}_2 - \hat{x}_5 \hat{x}_3) - \dot{\omega}_{ref} - \tilde{\theta}_w \quad (17)$$

Dans (17), la quantité  $\alpha = b_1 (\hat{x}_4 \hat{x}_2 - \hat{x}_5 \hat{x}_3)$  s'apparente à une entrée de commande (virtuelle) pour la dynamique de  $z_2$ .

Soit  $\alpha^*$  désigne la fonction stabilisante associée. L'équation (17) suggère le choix de  $\alpha^*$  suivant:

$$\alpha^* = -c_1 z_1 + b_2 \hat{x}_1 + \hat{T}_g + \dot{\omega}_{ref} \quad (18)$$

où  $c_1 > 0$  un paramètre de conception.

Ce choix, et si  $\alpha = \alpha^*$ , conduit à une dynamique de  $z_1$  sous :

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + \tilde{\theta}_w \quad (19)$$

Puisque  $\alpha = b_1(\hat{x}_4 \hat{x}_2 - \hat{x}_5 \hat{x}_3)$  n'est pas une entrée de commande réelle, on ne peut pas avoir  $\alpha = \alpha^*$ . Néanmoins, l'expression de  $\alpha^*$  est retenue et une nouvelle erreur est introduite

$$z_2 = \alpha - \alpha^* \quad (20)$$

En utilisant (18)-(20), il suit de (17) que la dynamique  $z_1$  subie à l'équation:

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + \tilde{\theta}_w \quad (21)$$

La dynamique de l'erreur  $z_2$  est obtenue en dérivant en fonction de temps l'équation (21) i.e.:

$$\dot{z}_2 = b_1(\dot{\hat{x}}_4 \hat{x}_2 - \dot{\hat{x}}_5 \hat{x}_3 + \hat{x}_4 \dot{\hat{x}}_2 - \hat{x}_5 \dot{\hat{x}}_3) - \dot{\alpha}^* \quad (22)$$

Utilisons (18)-(20) et (14a-b) dans (22) donnent:

$$\dot{z}_2 = \beta(\hat{X}_1, \hat{X}_2, \hat{T}_g) + \tilde{A} + c_1 z_2 + b_1 a_3 x_7 (\hat{x}_4 u_1 - \hat{x}_5 u_2) \quad (23)$$

avec

$$\beta(\hat{X}_1, \hat{X}_2, \hat{T}_g) = b_1 \{ \hat{x}_4 (-\hat{a}_1 \hat{x}_2 - p \hat{x}_1 \hat{x}_3 - a_2 \hat{x}_1 \hat{x}_4) - \hat{x}_5 (-\hat{a}_1 \hat{x}_3 + p \hat{x}_1 \hat{x}_2 + a_2 \hat{x}_1 \hat{x}_5) \} - \hat{T}_g - \dot{\omega}_{ref} \quad (24)$$

$$\tilde{A} = (c_1 - b_2) \tilde{\theta}_w + b_1 (\hat{x}_2 \tilde{\theta}_{\phi\delta} - \hat{x}_3 \tilde{\theta}_{\phi\lambda} + \hat{x}_4 \tilde{\theta}_{i\lambda} - \hat{x}_5 \tilde{\theta}_{i\delta}) - b_2 (-b_2 \hat{x}_1 + b_1 (\hat{x}_2 \hat{x}_4 - \hat{x}_3 \hat{x}_5) - \hat{T}_g) - c_1^2 z_1 \quad (25)$$

La réécriture des équations (21) et (23) mène à:

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + \tilde{\theta}_w \quad (26a)$$

$$\dot{z}_2 = \gamma + c_1 z_2 \quad (26b)$$

$$\text{avec } \gamma = \beta(\hat{X}_1, \hat{X}_2, \hat{T}_g) + \tilde{A} + b_1 a_3 (\hat{x}_4 u_1 - \hat{x}_5 u_2) \quad (27)$$

Notez que les entrées de commande réelles  $u_1, u_2$  apparaissent, pour la première fois dans la seconde équation différentielle (27), par la quantité  $\gamma$  qui agit là comme une variable de contrôle. Considérons la fonction quadratique candidate de Lyapunov:

$$V_2 = 0.5 z_1^2 + 0.5 z_2^2 \quad (28)$$

Utilisons (26), l'équation (28) aboutie à:

$$\dot{V}_2 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 = -c_1 z_1^2 + \gamma z_2 + c_1 z_2^2 + z_1 z_2 + z_1 \tilde{\theta}_w \quad (29)$$

Ceci suggère pour la variable de contrôle  $\gamma$  le choix suivant:

$$\gamma = -c_2 z_2 \quad (30)$$

où  $c_2 > 0$  est un nouveau paramètre de conception. En effet, l'équation (30) dans (29) donne:

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - (c_2 - c_1) z_2^2 + z_1 z_2 + z_1 \tilde{\theta}_w \quad (31)$$

Maintenant, substitutions (30) dans (26a-b) on obtient la représentation en boucle fermée de la vitesse rotorique:

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + \tilde{\theta}_w \quad (32)$$

$$\dot{z}_2 = -(c_2 - c_1) z_2 \quad (33)$$

Finalement, (30) et (27) conduisent à une première équation ou les deux entrées de commande réelles ( $u_1, u_2$ ) sont apparues

$$b_1 a_3 (\hat{x}_4 u_1 - \hat{x}_5 u_2) = -(c_2 - c_1) z_2 - \beta(\hat{X}_1, \hat{X}_2, \hat{T}_g) - \tilde{A} \quad (34)$$

### Regulation du courant statorique direct

La composante directe du courant statorique  $\hat{x}_3$  subit l'équation différentielle (14c) dans laquelle la quantité,

$$v = p \hat{x}_1 \hat{x}_2 + a_2 \hat{x}_1 \hat{x}_5 + a_3 u_2 x_7 + \tilde{\theta}_{i\delta} \quad (35)$$

agit comme une entrée virtuelle.

Rappelons que le signal de référence  $i_{dref}$  est nul. Donc, il s'ensuit de (14c) que la dynamique de l'erreur  $z_3 = \hat{x}_3 - i_{dref}$  s'écrit comme:

$$\dot{z}_3 = -\hat{a}_1 \hat{x}_3 + v - \dot{i}_{dref} \quad (36)$$

Pour stabiliser asymptotiquement ce système de premier ordre, une commande de type proportionnel suffit:

$$v^* = -c_3 z_3 + \hat{a}_1 \hat{x}_3 + \dot{i}_{dref} \quad (37)$$

Substituons le côté droit de (37) à  $v$  dans (36), on aboutit à la représentation de la boucle de courant  $i_{s\delta}$  suivante:

$$\dot{z}_3 = -c_3 z_3 \quad (38)$$

En utilisant les équations (35) et (37) et (34), on aboutit aux entrées ( $u_1, u_2$ ).

$$u_1 = \left( -(c_2 - c_1) z_2 - \beta(\hat{X}_1, \hat{X}_2, \hat{T}_g) - \tilde{A} \right) / (b_1 a_3 \hat{x}_4) + \hat{x}_5 u_2 / \hat{x}_4 \quad (39a)$$

$$u_2 = \left( -c_3 z_3 + \hat{a}_1 \hat{x}_3 - \tilde{\theta}_{i\delta} - p \hat{x}_1 \hat{x}_2 - a_2 \hat{x}_1 \hat{x}_5 \right) / a_3 \quad (39b)$$

**Proposition 1.** Considérons le système en boucle fermée composé de sous-système (14a-c) et le régulateur (39a-b).

Alors, la dynamique de vecteur des erreurs  $Z \stackrel{def}{=} [z_1, z_2, z_3]^T$  est décrite par:

$$\dot{Z}(t) = B Z(t) + \tilde{\Theta} \quad (40)$$

avec

$$B = \begin{pmatrix} -c_1 & 1 & 0 \\ 0 & -(c_2 - c_1) & 0 \\ 0 & 0 & -c_3 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{\Theta} = \begin{pmatrix} \tilde{\theta}_w \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{où: } z_1 = \hat{x}_1 - \omega_{ref}, \quad z_2 = \alpha - \alpha^*, \quad \alpha = b_1(\hat{x}_4 \hat{x}_2 - \hat{x}_5 \hat{x}_3),$$

$$\alpha^* = -c_1 z_1 + b_2 \hat{x}_1 + \hat{T}_g + \dot{\omega}_{ref}, \quad z_3 = \hat{x}_3 - i_{dref},$$

**Théorème 1.** Considérons le système composé d'une génératrice synchrone à aimants permanents piloté par un convertisseur DC/AC. Afin de synthétiser un régulateur, le système est représenté par son modèle moyen équivalent (14a-e) et (4)-(5). Les signaux des références  $\omega_{ref}$  et  $i_{dref}$  sont choisis tel que  $i_{dref} = 0$  et  $\omega_{ref}$  dérivable deux fois. Soit le contrôleur défini par les lois de commande (39a-b) et l'observateur défini par les équations (8) et (9). Les paramètres de conception (i.e.  $c_i$  et  $\theta_i$   $i=1,2,3$ ) sont choisis tel que :

$$\delta = \min(\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4, \delta_5, c_3) > 0 \quad (41a)$$

$$\delta_1 = c_1 - \nu_3 \mu_3 - \nu_4 \mu_4 - \frac{1}{2}; \quad \delta_2 = c_2 - c_1 - \frac{1}{2} \quad (41b)$$

$$\delta_3 = \theta_1 - 2k_1 k_{12} - \mu_1 \nu_1 - \mu_2 \nu_2 - \frac{\mu_4}{\nu_4}$$

$$\delta_4 = \theta_2 - \frac{\mu_1}{\nu_1} - \frac{\mu_3}{\nu_4}; \quad \delta_5 = \theta_3 - \frac{\mu_2}{\nu_2} \quad \nu_i \in ]0, 1[$$

et

$$\mu_1 = \frac{k_5}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_1)}\sqrt{\lambda_{\min}(S_2)}}; \mu_2 = \frac{k_3 k_2 k_{21} + k_1 k_4 k_{11} + k_1 k_{13}}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_1)}\sqrt{\lambda_{\min}(S_3)}} \\ \mu_3 = \frac{k_5 k_6}{2\sqrt{\lambda_{\min}(S_2)}}; \mu_4 = \frac{k_6}{2\sqrt{\lambda_{\min}(S_1)}} \quad (41c)$$

où  $\lambda_{\min}(S_1)$ ,  $\lambda_{\max}(S_1)$ ,  $\lambda_{\min}(S_2)$ ,  $\lambda_{\max}(S_2)$  et  $\lambda_{\min}(S_3)$ ,  $\lambda_{\max}(S_3)$  sont les grandeurs minimales et maximales respectivement des valeurs propres de  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  respectivement ; et  $k_i$  sont des constantes, définies ci-après, qui dépendent des bornes supérieures des états de la machine.

Alors, le système en boucle fermé jouit des propriétés suivantes :

1) Le système bouclé est décrit par l'équation d'état (12a-d) et (40).

2) Soit les paramètres  $(c_1, c_2, c_3)$ ,  $(\theta_1, \theta_2, \theta_3)$  et  $\delta$  sont positifs. Alors, les erreurs de commande  $Z = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$  et les vecteurs des erreurs d'estimations  $(e_1, e_2, e_3)$  restent bornés et s'annulent rapidement.  $\square$

### Preuve Partie 1

Elle est directement déduite de (12b-d) et propositions 1.

**Partie 2 :** Nous présentons dans ce qui suit l'analyse de stabilité, du système associé à ses deux observateurs, basée sur la théorie de Lyapunov. Considérons la fonction de Lyapunov candidate:

$$V_0 = V_3 + V_4 \quad (43a)$$

avec:

$$V_3 = 0.5 z_1^2 + 0.5 z_2^2 + 0.5 z_3^2; \quad V_4 = V_{41} + V_{42} + V_{43} \quad (43b)$$

$$V_{41} = e_1^T S_1 e_1, \quad V_{42} = e_2^T S_2 e_2, \quad V_{43} = e_3^T S_3 e_3 \quad (43c)$$

L'utilisation de (43c) et l'hypothèse 1, et à partir de (12a-c) on obtient:

$$\dot{V}_4 = e_1^T \{-\theta_1 S_1 - C_1^T C_1\} e_1 + e_2^T \{-\theta_2 S_2 - \Lambda C_1^T C_1 \Lambda\} e_2 \\ + e_3^T \{-\theta_3 S_3 - C_2^T C_2\} e_3 + 2 e_1^T S_1 (A_1(X_2, y) - A_1(\hat{X}_2, y)) X_1 e_1 \quad (44) \\ + 2 e_1^T S_1 \{G_1(X_2, y, u) - G_1(\hat{X}_2, y, u)\} - 2 e_2^T \Lambda^T C_1^T C_1 e_1 \\ + 2 e_3^T S_3 (A_2(X_1) - A_2(\hat{X}_1)) X_2$$

Étant donné que  $(X_1, X_2)$  sont des entrées à excitation persistante pour les sous-systèmes (4) et (5) (L'hypothèses 1), il existe  $\theta_{i0} > 0$  ( $i=1, 3$ ) tel que, si  $\theta_i > \theta_{i0}$  et  $S_i(0) > 0$ , alors les solutions  $(S_1, S_3)$  des équations différentielles de Lyapunov (8) et (9) satisfont [8]:

$$\bar{\alpha}_i I < S_i(t) < \bar{\beta}_i I \quad (i=1,3), \quad \forall t > t_0$$

Pour certaines constantes réelles  $\bar{\alpha}_i > 0$ ,  $\bar{\beta}_i > 0$ ,  $t_0 > 0$  avec I désigne la matrice identité. Alors, il s'en suit:

$$\|S_1\| \leq k_1, \quad \|S_3\| \leq k_3 \quad (45a)$$

D'autre part, et avec des constantes réelles  $k_i > 0$  ( $i=1,3$ ), on obtient de l'hypothèse 1 :

$$\|X_2\| \leq k_2; \quad \|X_1\| \leq k_4; \quad \|A_1(X_1, X_2) - A_1(\hat{X}_1, \hat{X}_2)\| \leq k_{10} \|e_1\| + k_{11} \|e_3\|; \\ \|A_2(X_1) - A_2(\hat{X}_1)\| \leq k_{21} \|e_1\|; \quad \|\Lambda^T C_1^T C_1\| \leq k_5; \quad \|\Lambda S_2^{-1} \Lambda^T + S_1^{-1}\| < k_6 \quad (45b)$$

Notons que  $\|e_1\|_{S_1}^2 \stackrel{def}{=} e_1^T S_1 e_1$ ;  $\|e_2\|_{S_2}^2 \stackrel{def}{=} e_2^T S_2 e_2$  et  $\|e_3\|_{S_3}^2 \stackrel{def}{=} e_3^T S_3 e_3$  on déduit:

$$\lambda_{\min}(S_i) \|e_i\|^2 \leq \|e_i\|_{S_i}^2 \leq \lambda_{\max}(S_i) \|e_i\|^2 \quad (46)$$

En tenant compte des inégalités (45), il en résulte que:

$$\dot{V}_4 \leq -(\theta_1 - 2k_1(k_{10} + k_{12})) e_1^T S_1 e_1 \\ - \theta_2 e_2^T S_2 e_2 - \theta_3 e_3^T S_3 e_3 + 2 k_5 \|e_1\| \|e_2\| \\ + 2 (k_3 k_2 k_{21} + k_1 k_4 k_{11} + k_1 k_{13}) \|e_1\| \|e_3\| \quad (47)$$

De même, en substituant l'expression de  $\tilde{\theta}_w$  dans l'équation (41d), et avec l'équation (40) on abouti à :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - (c_2 - c_1) z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_1 z_2 \\ + z_1 [0 \ 1 \ 0] [\Lambda S_2^{-1} \Lambda^T + S_1^{-1}] C_1^T C_1 (e_1 - \Lambda e_2) \quad (48)$$

En tenant compte à nouveau des inégalités (44)-(45), il en résulte que :

$$\dot{V}_3 \leq -c_1 z_1^2 - (c_2 - c_1) z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_1 z_2 \\ + k_6 |z_1| \|e_1\| + k_3 k_6 |z_1| \|e_2\| \quad (49)$$

Utilisons (43a), inégalités (44) et (49) impliquent:

$$\dot{V}_0 \leq -(\theta_1 - 2k_1(k_{10} + k_{12})) V_{41} - \theta_2 V_{42} - \theta_3 V_{43} \\ - c_1 z_1^2 - (c_2 - c_1) z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_1 z_2 \\ + 2 \mu_1 \sqrt{V_{41}} \sqrt{V_{42}} + 2 \mu_2 \sqrt{V_{41}} \sqrt{V_{43}} \\ + 2 \mu_3 |z_1| \sqrt{V_{41}} + 2 \mu_4 |z_1| \sqrt{V_{42}} \quad (50)$$

En utilisons l'inégalité (50) peut être réécrite comme:

$$\dot{V}_0 \leq -\left(c_1 - \nu_3 \mu_3 - \nu_4 \mu_4 - \frac{1}{2}\right) z_1^2 - \left(c_2 - c_1 - \frac{1}{2}\right) z_2^2 - c_3 z_3^2 \\ - \left(\theta_1 - 2k_1 k_{12} - \mu_1 \nu_1 - \mu_2 \nu_2 - \frac{\mu_4}{\nu_4}\right) V_{41} \\ - \left(\theta_2 - \frac{\mu_1}{\nu_1} - \frac{\mu_3}{\nu_3}\right) V_{42} - \left(\theta_3 - \frac{\mu_2}{\nu_2}\right) V_{43} \quad (52)$$

Ceci conduit à :

$$\dot{V}_0 \leq -\delta (z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + V_{41} + V_{42} + V_{43}) \leq -\delta V_0 \quad (53)$$

Où,

$$\delta = \min(\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4, \delta_5, c_3) \quad (53b)$$

En observant (41b), il est claire que nous pouvons garder  $\delta$  positif en choisissant les gains d'observateurs  $\theta_i$  ( $i=1,2,3$ ) ainsi que les gains du régulateur  $c_i$  ( $i=1,2,3$ ) suffisamment grands. i.e.

$$\theta_1 > 2k_1 k_{12} + \mu_1 \nu_1 + \mu_2 \nu_2 + \frac{\mu_4}{\nu_4}; \quad \theta_2 > \frac{\mu_1}{\nu_1} + \frac{\mu_3}{\nu_3}; \quad \theta_3 > \frac{\mu_2}{\nu_2} \\ c_1 > \nu_3 \mu_3 + \nu_4 \mu_4 + \frac{1}{2}; \quad c_2 > c_1 + \frac{1}{2}; \quad c_3 > 0 \quad (54)$$

Comme  $\delta > 0$ , la dérivée  $\dot{V}_0$  s'avère être une fonction de  $(z_1, z_2, z_3, e_1, e_2, e_3)$  définie négative. Cela immédiatement implique que  $V_0$ , et par la suite les erreurs  $(z_i, e_i)$  convergent vers l'origine. Ceci termine la preuve du théorème.

## V EVALUATION DES REGULATEURS

Les performances des régulateurs proposés sont évaluées par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Les différents éléments du système ont les caractéristiques présentées dans le tableau suivant:

**TABLEAU 1 : Caractéristiques du système**

|                       |  |
|-----------------------|--|
| GSAP à pôles lisses : | Puissance Nominale 5 kW ; $R_s = 0.5\Omega$ ;<br>$L_s = 8.5mH$ , $\varphi_r = 0.576 Wb$ ; $p=4$ ;<br>$J=2.2Nm/rd/s^2$ , $F=0.001417 Nm/rd/s$ . |
|-----------------------|--|

Les paramètres des régulateurs:  $c_1 = 7; c_2 = 4.10^4; c_3 = 1.10^3;$   
 $\lambda = 2; \theta_1 = 200; \theta_2 = 150; \theta_3 = 700;$

Les performances des lois des commandes sont évaluées en variant, dans le temps, la vitesse de référence  $\omega_{ref}$  ainsi que le couple d'entraînement  $T_g$ . Plus précisément,  $\omega_{ref}$  est sous la forme des échelons filtrés qui commute de la valeur 0 à  $32.6 \text{ rad/s}$ , à  $t = 0s$ , et de  $32.6 \text{ rad/s}$  à  $50 \text{ rad/s}$  à  $t$  entre 10 et 20s et finalement  $55 \text{ rad/s}$  entre 20 et 30s. Le couple  $T_g$ , lui aussi, est un signal échelon filtré qui varie de 0 à  $T_g = 24Nm$  à  $t=0$  puis monte à  $53 \text{ Nm}$  à  $t=10s$  et à  $t=20s$  le couple atteint  $66 \text{ Nm}$ .

Les performances du contrôleur sont illustrées par les figures (4)-(7). Les figures (4) et (6) montrent que la vitesse rotorique  $x_1 = \omega$ , et la composante directe du courant statorique  $x_3 = i_{sd}$ , convergent parfaitement vers leurs références. On remarque que La qualité de poursuite est tout à fait satisfaisante de ces deux états. La figure (5) illustre que la position rotorique estimé se confond rapidement avec la position réelle ce qui implique que le flux est parfaitement observé. Le couple estimé converge vers sa valeur réelle (Fig. 7), ce qui montre le bon fonctionnement de l'approche adaptative au niveau de l'observateur.

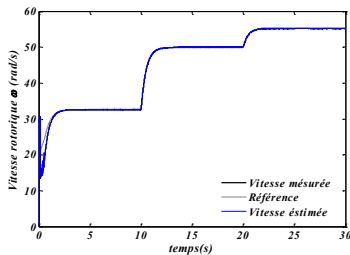


Fig. 4 : Vitesse Rotorique (rd/s) sa référence et son estimée

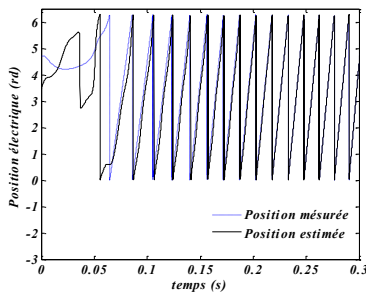


Fig.5 : Position électrique  $p_\theta$  (rd) (pointillée) et on sa estimée

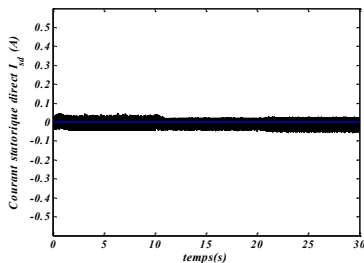


Fig.6 : Courant statorique direct  $i_{sd}$  (A) et sa référence

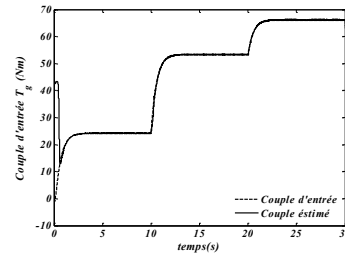


Fig.7 : Couple d'entrée estimé et sa référence (pointillée) (Nm)  
V CONCLUSION

Dans ce papier, nous avons présenté une loi de commande non linéaire associée à deux observateurs adaptatifs interconnectés de type kalman. Une démonstration de convergence globale de l'ensemble commande-Observateur est formellement présentée. L'observateur proposé, défini par (8)-(9), nous permet d'obtenir des estimés des grandeurs mécaniques i.e. la position du rotor, la vitesse rotorique. Grâce à la qualité d'adaptation on arrive aussi à estimer la résistance statorique et le couple d'entraînement de la machine. Seules les mesures des grandeurs électriques sont supposées accessibles. La commande est synthétisée par la technique de Backstepping. Il est formellement prouvé (Théorème) que les erreurs des commandes et d'estimations des états décroît vers zéro. Les résultats obtenus ont été confirmés par la simulation qui montre le bon fonctionnement des approches adoptés.

#### REFERENCES

- [1] Zatocil H., (2008). 'Sensorless Control of AC Machines using High-Frequency Excitation' 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference
- [2] Kittithuch P., K. Mongkol, "Sensorless Control of PMSM Using An Improved Sliding Mode Observer With Sigmoid Function", ECTI Transactions on Electrical ENG., Electronic, and Communications, Vol. 5, No.1, February
- [3] El Magri A., Giri F., Abouloifa A., El fadili A., (2009). 'Nonlinear Control of Associations Including Wind Turbine, PMSG and AC/DC/AC Converters - Speed regulation and power factor correction', IEEE, European Control Conference 2009, August 23-26, 2009, Budapest, Hungary.
- [4] Yu-seok J., R. D. Lorenz, T. M. Jahns, and S. Seung-Ki, (2005). "Initial Rotor Position Estimation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Using Carrier Frequency Injection Methods," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, pp. 38-45, 2005.
- [5] Ichikawa S., M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, (1993) "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory" Industrial Electronics, IEEE Transactions, April 2006 Volume: 53, no. 2, pp. 363- 372, July 1993.
- [6] Chi S., Zhang Z., Xu L., (2007). 'A novel sliding mode observer with adaptive feedback gain for PMSM Sensorless Vector Control', Power Electronics Specialists Conference, IEEE 2007, pp: 2579-258.
- [7] Besançon G., De Leon -Morales J., Huerta-Guevara O., (2006). 'On adaptive Observers for state affine systems', International Journal of Control, Vol 79, No. 6, 2006, pp.581-591.
- [8] Besançon G., Bormard G., Hammouri H., (1996). 'Observer synthesis for a class of nonlinear control systems', European Journal of Control, vol. 2, no. 3, pp. 176-192, 1996.
- [9] Muhammad H., Rashid, (2001). 'Power electronics handbook', Academic press, 2001.
- [10] Besançon G., Hammouri H., (1996). 'On observer design for interconnected systems', Journal of Mathematical Systems, Estimation and Control, vol. 8, no. 3, pp. 1-25, 1998.
- [11] Krstic M., Kanellakopoulos I., Kokotovic P., (1995). 'Nonlinear and adaptive control design', John Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [12] Zhang Q., A. Xu, G. Besançon, (2003). "An efficient nonlinear adaptive observer with global convergence", 13th Symposium on System Identification (SYSID), Rotterdam 2003, IFAC / IFORS, 2003.