

Linéarisation entrée/sortie et réglage flou d'une machine asynchrone alimentée en courant

A. MEROUFEL, M. MASSOUM, B. BELABBES and A. BENTAALLAH

Résumé: Dans ce travail, on présente un variateur de vitesse à courant alternatif dont l'actionneur est un moteur asynchrone alimenté en courant. Son modèle mathématique est décomposé par la technique de linéarisation entrée sortie en deux sous systèmes mono-variables, linéaires et indépendants. Le comportement dynamique de chaque sous système est contrôlé par un régulateur à logique floue. La vitesse est mesurée par un capteur mécanique. Le flux rotorique est estimé par un observateur d'ordre réduit. Les résultats de simulation montrent d'une part un découplage parfait du modèle de la machine et d'autre part des performances satisfaisantes pour chaque sous système.

Mots clés: MAS, Commande non linéaire, observateur et régulateur flou.

Abstract: In this work, a fuzzy logic control of induction motor decoupling via input output linearization technique is proposed. The induction motor mathematical model is decomposed in two independent subsystems. The rotor flux is estimated by a reduced order observer and the speed is measured by encoder shaft. The simulation results show perfect decoupling and good performances for each subsystem under fuzzy logic control.

1. Introduction

La plupart des entraînements variables font appel à la machine asynchrone (MAS) suite à ses nombreux avantages en performances et en robustesses. Son principal inconvénient réside dans la complexité de son modèle multi-variable qui est non linéaire et fortement couplé [1]. La technique de la commande vectorielle qui est basée sur l'orientation du flux permet de découpler et de contrôler indépendamment le flux et le couple [1-2]. Cependant, la connaissance exacte de la position du flux pose un problème de précision [3]. La technique de linéarisation entrée-sortie (L.E/S), par une contre réaction d'état non linéaire permet de décomposer le modèle de la machine en deux sous systèmes linéaires, mono-variables et indépendants. Ainsi, les techniques de contrôle classique ou moderne peuvent être

facilement appliquées. Le suivi des trajectoires de référence est basé sur le principe de l'imposition optimale des pôles [4-5]. Cette technique présente l'avantage de commander le couple même en régime défluxé. Les algorithmes de commande classique apparaissent insuffisants si la partie commandée est soumise à des perturbations et des variations paramétriques. Ainsi, certains auteurs proposent la commande adaptative par modèle de référence [6], d'autre la compensation des perturbations avec des termes additifs à l'algorithme de commande [7] ou des contrôleurs robustes [8-9]. Dans ce travail, on applique la logique floue à chaque sous système linéarisé du point de vue entrée-sortie. En effet, l'élaboration de la loi de commande floue ne demande qu'une connaissance vague ou simplifiée du modèle. Elle est utilisée dans la commande des systèmes mal définis ou mal

modélisés [9]. La structure du régulateur flu est la même pour les deux sous systèmes. La différence est au niveau des coefficients d'adaptation. La vitesse est mesurée par un capteur mécanique tandis que le flux est estimé par un observateur de type Verghese [10]. L'article est organisé de la façon suivante:

Dans la deuxième partie, on présente le modèle non linéaire de la MAS exprimé dans le repère $\alpha\beta$.

Dans la troisième partie, on décrit la linéarisation entrée-sortie de la MAS en vue de sa décomposition en sous systèmes. Dans la quatrième partie, on développe la conception du régulateur flu pour le contrôle des variables de chaque sous système. Dans la cinquième partie, on évalue les performances de la technique de découplage et le réglage flu. On termine par une conclusion sur la conformité des résultats de simulation avec certains travaux publiés en commande robuste [12].

2. Modélisation de la MAS

2.1. Mise en équation d'état

En respectant les hypothèses classiques de simplification, le modèle de la MAS dans le repère $\alpha\beta$ s'écrit

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \lambda \cdot I & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_r \mathfrak{T} \right) \\ \frac{M}{T_r} I & -\frac{1}{T_r} I + \omega_r \mathfrak{T} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} I \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (1)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathfrak{T} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\lambda = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right), \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

$$x = [I_s \quad \phi_r]^T, \quad I_s = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta}]^T,$$

$$\phi_r = [\phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T, \quad V_s = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$$

La régulation des courants de phase par hystérésis permet de considérer les courants statoriques, alimentant la machine, sensiblement égaux aux courants de

référence. Alors, la dynamique de la partie statorique est négligée et le modèle (1) se réduit aux équations rotoriques [4].

$$\dot{\phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega_r \mathfrak{T} \right) \phi_r + \frac{M}{T_r} I_s \quad (2)$$

2.2. Mise en équation d'état non linéaire

Le modèle de la MAS dans le repère $\alpha\beta$ est défini par l'équation (2) et l'équation mécanique :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{f_r \omega_r}{J} - \frac{C_r}{J}$$

sous la forme d'état non linéaire :

$$\dot{x} = F(x) + G(x)u \quad (3)$$

avec

$$x = (x_1, x_2, x_3)^T = (\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, \omega_r)^T$$

$$F(x) = (f_1(x), f_2(x), f_3(x))^T$$

$$u = (I_{s\alpha}, I_{s\beta})^T, \quad G(x) = [g_1(x) \quad g_2(x)]$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 & -p \frac{M}{JL_r} x_2 \end{bmatrix}^T$$

$$g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M}{T_r} & p \frac{M}{JL_r} x_1 \end{bmatrix}^T$$

$$f_1(x) = -\frac{1}{T_r} x_1 - p x_2 x_3$$

$$f_2(x) = -\frac{1}{T_r} x_2 + p x_3 x_1$$

$$f_3(x) = -\frac{f_r}{J} x_3 - \frac{1}{J} C_r$$

2.3. Choix des grandeurs de sorties

Ayant deux grandeurs de commande dans le vecteur 'u', il est donc possible de décomposer le modèle (3) en deux sous systèmes et de réguler indépendamment deux sorties. Nous choisissons comme grandeurs de sorties, la vitesse et le flux rotorique

$$Y(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_1^2 + x_2^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

3. Linéarisation entrée-sortie

3.1. Degré relatif du système

La condition permettant de vérifier si le système non linéaire admet une linéarisation E/S exacte ou partielle est la détermination du degré relatif $h_i(x)$, ($i=1,2$) [3-4-5-9].

- Degré relatif associé à la sortie $y_1(x)$

$$\dot{y}_1(x) = \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) I_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x) I_{s\beta} \quad (5)$$

$$L_f h_1(x) = -\frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_3$$

$$L_{g_1} h_1(x) = -p \frac{M}{JL_r} x_2$$

$$L_{g_2} h_1(x) = p \frac{M}{JL_r} x_1$$

Le degré relatif associé à $y_1(x)$ est $r_1=1$.

- Degré relatif associé à la sortie $y_2(x)$

$$\dot{y}_2(x) = \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) I_{s\alpha} + L_{g_2} h_2(x) I_{s\beta} \quad (6)$$

avec

$$L_f h_2(x) = \frac{2}{T_r} (x_1^2 + x_2^2)$$

$$L_{g_1} h_2(x) = 2 \frac{M}{T_r} x_1; \quad L_{g_2} h_2(x) = 2 \frac{M}{T_r} x_2$$

Le degré relatif associé à la grandeur $y_2(x)$ est $r_2=1$. Le choix de ces sorties aboutit à une linéarisation partielle d'ordre deux ($r_1 + r_2 < n = 3$) et une dynamique interne d'ordre un.

3.2. Transformation difféomorphique

Avec un changement de coordonnées d'ordre r_{j-1} et une transformation $z_i = T_i(x_i)$ on aura [3-9]

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x) = x_3 \\ z_2 &= h_2(x) = x_1^2 + x_2^2 \\ z_3 &= \arctg(x_2/x_1) \end{aligned} \quad (7)$$

z_3 est choisi selon [3]. Dans le nouveau système de coordonnées, le modèle (3) s'exprime de la façon suivante

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) I_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x) I_{s\beta} \\ \dot{z}_2 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) I_{s\alpha} + L_{g_2} h_2(x) I_{s\beta} \end{cases} \quad (8a)$$

$$\begin{cases} \dot{z}_3 = pz_1 + \frac{R_r C_e}{pz_2} \end{cases} \quad (8b)$$

Dans ce nouveau système de coordonnées une partie est linéarisable du point de vue entrée-sortie (8a), tandis que l'autre partie (8b) est non observable. Le sous système (8a) peut être écrit sous forme matricielle

$$\frac{d}{dt} [z_1 \quad z_2]^T = A(x) + D(x)u \quad (9)$$

avec

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} x_3 \\ \frac{2}{T_r} (x_1^2 + x_2^2) \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} -p \frac{M}{JL_r} x_2 & p \frac{M}{JL_r} x_1 \\ 2 \frac{M}{T_r} x_1 & 2 \frac{M}{T_r} x_2 \end{bmatrix}$$

3.3. Loi de commande non linéaire [3-9]

Pour obtenir une linéarisation entrée sortie en boucle fermée, nous choisissons le vecteur d'état non linéaire suivant

$$u = D^{-1}(x) \left[(v_1 \quad v_2)^T \quad -A(x) \right] \quad (10)$$

Cette loi est définie si la matrice $D(x)$ est non singulière.

$$\det D(x) = -\frac{pM^2}{JL_r T_r} (x_1^2 + x_2^2) \quad (11)$$

On suppose que le flux rémanent dans une machine électrique est non nul.

Les composantes du vecteur d'état non linéaire sont les suivantes:

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{M\phi_r^2} \begin{bmatrix} -x_2 & x_1 \\ x_1 & x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} JL_r [v_1 - L_f h_1(x)] \\ p \\ T_r [v_2 - L_f h_2(x)] \\ 2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

L'application de la loi (12) au système d'équations (9) aboutit au modèle découplé et linéarisé (13) schématisé par la figure 1.

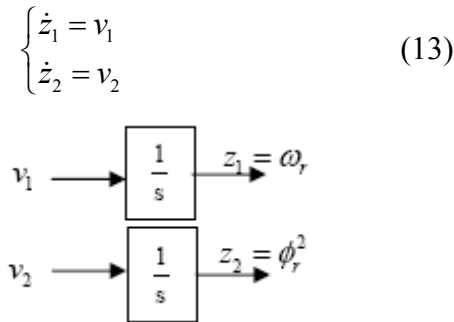


Fig. 1. Système découplé et linéarisé.

Les entrées internes v_j ($j=1,2$) sont déterminées en imposant des trajectoires de référence selon le critère d'Hurwitz. Pour notre cas, elles sont générées par des Régulateurs à Logique Floue (RLF) [9].

3.4. Observateur de flux rotorique

Le contrôle du flux nécessite sa mesure qui est difficilement accessible, alors on fait appel aux observateurs [10].

$$\dot{\tilde{\phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega_r \mathfrak{S} \right) \tilde{\phi}_r + \frac{M}{T_r} I_s + K (\tilde{V}_s - V_s) \quad (14)$$

Avec

$$\tilde{\phi}_r = \begin{pmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} & \tilde{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix}^T, \quad \tilde{V}_s = \begin{pmatrix} \tilde{V}_{s\alpha} & \tilde{V}_{s\beta} \end{pmatrix}^T,$$

$$\tilde{V}_s = \frac{M}{L_r} \tilde{\phi}_r + \sigma L_s \dot{I}_s + R_s I_s$$

K: gain de l'observateur (matrice 2x2).

La dynamique de l'erreur d'observation du flux est donnée par

$$\dot{e} = \left(I - \frac{M}{L_r} K \right)^{-1} \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega_r \mathfrak{S} \right) e \quad (15)$$

$$e = \tilde{\phi}_r - \phi_r$$

Pour l'étude de la stabilité de l'erreur d'observation, on fait un choix simplifié du gain ($K=kI$) et on multiplie (15) par e^T , il en résulte

$$\frac{d}{dt}(e^T e) = -2 \left(I - k \frac{M}{L_r} \right)^{-1} \frac{1}{T_r} (e^T e) \quad (16)$$

Soit $V=e^T e$ une fonction de Lyapounov, alors $dV/dt < 0$ ce qui confirme la convergence de (15). De plus la dynamique de l'erreur dépend de la constante de temps $T_r \left(I + k \frac{M}{L_r} \right)$. Pour une dynamique deux fois rapides que le système, on choisit $k = L_r/2M$.

3.5. Estimateur de couple de charge

Le couple de charge intervient dans la composante de commande $I_{s\alpha}$ et il est difficilement mesurable, alors on l'estime par [11].

$$\tilde{C}_r = \frac{1}{1 + s\tau_0} [C_e - (Js + f_r)\omega_r] \quad (17)$$

τ_0 : Constante de temps de l'observateur.

Ce type d'estimateur reproduit le comportement du couple C_e du fait que le deuxième terme est négligeable.

3.6. Onduleur à hystérésis

La machine est alimentée par un onduleur de tension régulé en courant par hystérésis. Les tensions de phase sont données par [4]

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (18)$$

(S_i ($i=1,2,3$)): Signaux logiques

U_c : Tension redressée et filtrée

4. Réglage flou de la MAS linéarisée

Pour contrôler la vitesse et le flux nous utilisons des correcteurs flous suite à leur robustesse [9]. Les gains des régulateurs flous c_i ($i=1,2,3$) sont ajustés par tâtonnement pour atteindre les performances désirées. La structure du contrôleur est composée de trois parties essentielles fuzzification, inférence et défuzzification. La base de données contient les fonctions d'appartenance des variables fig. 2.

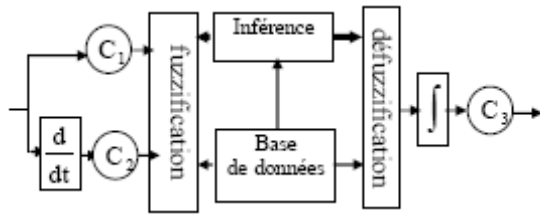


Fig. 2. Structure d'un RLF.

La fuzzification convertit les variables d'entrée en variables linguistiques (division de l'univers de discours en sous ensembles flous). La défuzzification fait le travail inverse de la fuzzification. Plusieurs méthodes sont proposées Max-Min, moyenne des maximums et centre de gravité. L'inférence est le centre de la décision. Les variables linguistiques sont liées par un ensemble de règles qui caractérisent une connaissance souvent vague et qualitative du système. Les règles sont exprimées par un ensemble de propositions linguistiques conditionnelles de la forme IF-THEN. Les méthodes d'inférence sont Max-Min, Max-Prod et Som-Prod.

5. Simulation

Le contrôle flou des variables flux et vitesse séparément est donné par la figure 3. L'univers de discours des variables d'entrées et de sortie de chaque contrôleur est divisé en trois sous ensembles (NG, EZ, PG) de forme

triangulaire et trapézoïdale fig. 4. Le tableau d'inférence est composé de neuf règles (table1) type Mamdani (If-Then) avec l'implication max-min. La défuzzification est basée sur la méthode du centre de gravité. Le système de commande est analysé par le logiciel Simulink/Matlab.

Table1. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

e/de	NG	EZ	PG
NG	NG	PG	EZ
EZ	NG	EZ	NG
PG	EZ	PG	PG

La figure 4 représente d'une part le comportement des flux (observé et celui de la machine) et d'autre part la réaction du couple de charge estimé. La partition des variables d'entrée et de sortie est la même pour les deux contrôleurs flous fig. 4. La figure 5 montre l'insensibilité de la vitesse à la variation du flux. La figure 6 met en évidence le découplage du flux sous l'action d'une inversion de vitesse. La figure 7 confirme le découplage du flux sous l'action d'une perturbation de la charge qui est rapidement rejetée par le contrôleur flou de la vitesse.

6. Conclusion

Dans ce travail nous avons appliqué à la MAS, la technique de linéarisation

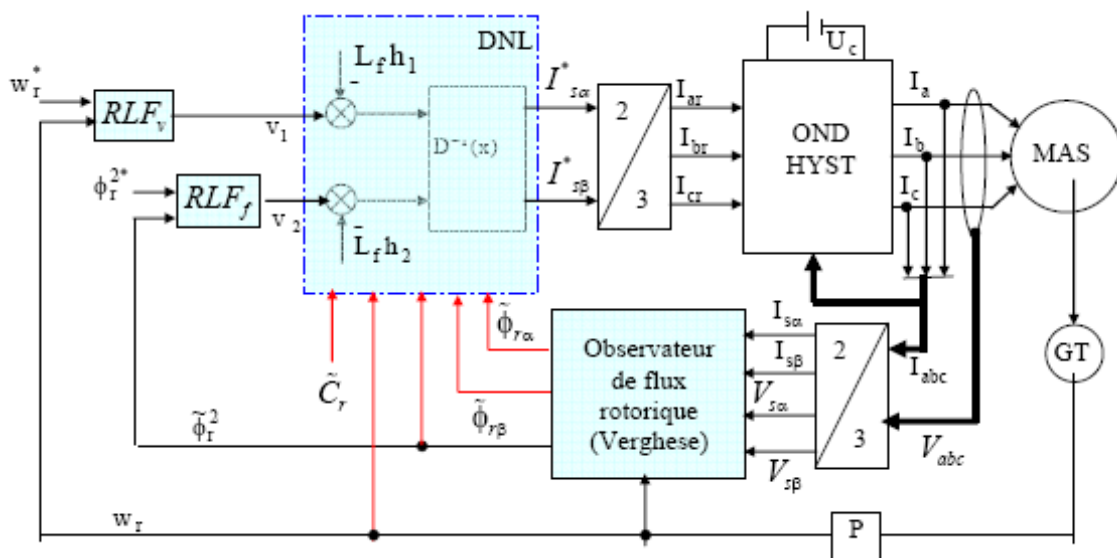


Fig. 3. Schéma bloc de la commande non linéaire d'une machine asynchrone alimentée en courant avec réglage flou de la vitesse et du flux.

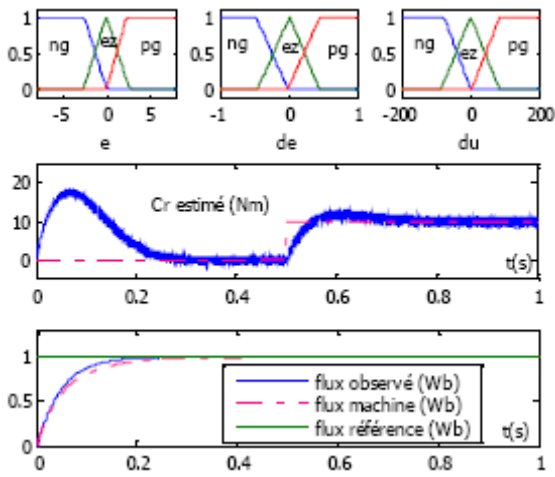


Fig. 4. Réponses floues des flux et estimation du couple de charge.

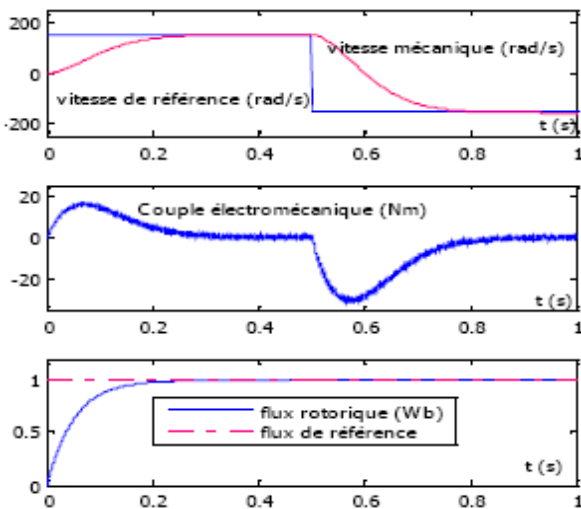


Fig. 6. Réponses floues à un échelon de vitesse variable.

entrée/sortie associée au réglage flou. Les résultats de simulation montrent un découplage parfait entre les deux sous systèmes (flux et vitesse). Le flux est contrôlé par un régulateur flou et suit sa consigne avec une constante de temps faible. En régime défluxé, la vitesse n'est pas affectée par la variation du flux. Elle est contrôlée par un régulateur flou qui rejette rapidement la perturbation du couple de charge. Les performances de cette commande sont satisfaisantes. Elle peut être employée pour des systèmes non linéaires mal modélisés.

Bibliographie

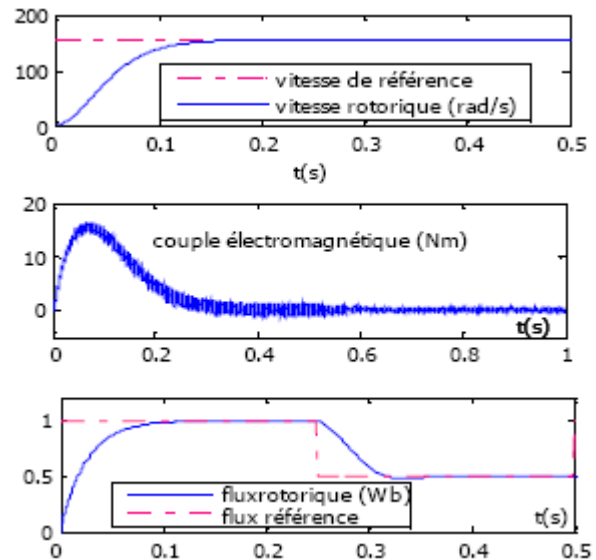


Fig. 5. Réponses floues à un échelon de vitesse avec variation du flux.

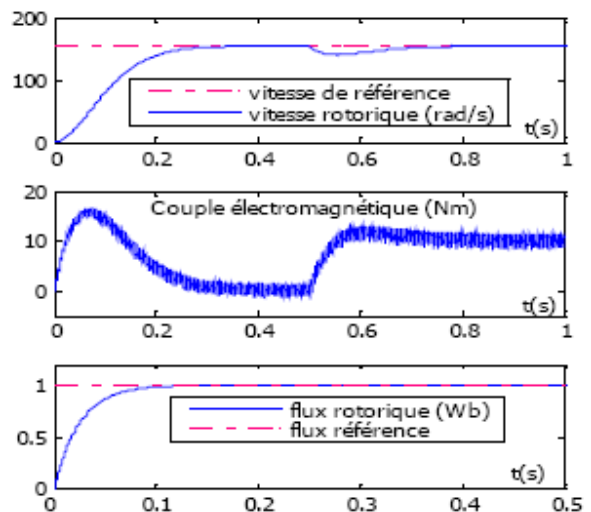


Fig. 7. Réponses floues à un échelon de vitesse avec variation de la charge.

1. Y. Fu «Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées» Thèse de doctorat Montpellier 11 mars 1991.
2. M.A. Ouhrouche, C. Volat «Simulation of a direct field oriented controller for an induction motor using Matlab/Simulink software package» Proceedings of the lasted international conference modelling and simulation (MS'2000), Pittsburg, Pennsylvania, USA, 308-082.
3. T.V. Raumer «Commande non linéaire de la machine asynchrone» Thèse de doctorat IN Polytechnique de Grenoble 1994.
4. M. Bodson, J. Chiason, and R. Novotnak «High performance induction motor control vi input output linearization» IEEE. Cont. Syst. Mag., Vol.14, pp 25-33, Aug.1994.
5. Theocharis K. Boukas, and Thomas G. Habetler «High performance induction motor speed control

- using exact feedback linearization with state and state derivative feedback” IEEE. Trans. On Power Electronics Vol.19, No4, pp 1022-1028, July 2004.
6. T.C. Minh, and L.H. Hoang “Model reference adaptive fuzzy controller and fuzzy estimator for high performance induction motor drives” Proceedings of the annual meeting of the IEEE Industry Applications society, California, 1996.
 7. R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi “Adaptive input output linearizing control of induction motor” IEEE. Trans. Automat. Contr. Vol.38, No2, pp 208-221, 1993.
 8. Gang Ding, Xunxian. Wang, and Zengjin Han “H.infini disturbance attenuation control of induction motor” Int. J. Adapt. Control Signal Process. 2000, 14, 223-244.
 9. A. Meroufel, A. Massoum, B. Belabes, Isa “Fuzzy logic control of permanent magnet synchronous machine fed by voltage source inverter via input output linearization” Revue roumaine des sciences techniques, serie Electrotechnique et énergétique, tome 49, juillet-septembre 2004, p. 385-393.
 10. G. Verghese, and Seth R. Sanderes “Observers for flux estimation in induction machines” IEEE. Trans. On Ind. Electronics. Vol.35, No1, pp 8594, february 1998.
 11. Makoto Iwasaki, and Nobuyuki Matsui “Robust speed control of IM with torque feedforward control” IEEE Trans. On Industrial Elect. Vol.40, No6, Dec 1993, pp 553-560.
 12. F. Barrero, A.Gonzalez, A. Torralba, E. Galvan, and L.G. Franquelo “Speed control of induction motors using a novel fuzzy sliding mode structure” IEEE Transactions on Fuzzy systems, Vol. 10, No3, June 2002.

Annexe

Paramètres du moteur utilisé:

$$P = 1.5 \text{ kW}, \quad U = 220 \text{ V}, \quad R_s = 4.85 \, \Omega,$$

$$R_r = 3.81 \, \Omega, \quad L_s = L_r = 0.274 \text{ H},$$

$$M = 0.258 \text{ H}, \quad J = 0.031 \text{ kgm}^2,$$

$$f_r = 0.00114 \text{ Nms/rd}, \quad p = 2$$

Nomenclature

L_s, L_r : Inductances statorique et rotorique

M : Inductance mutuelle

J : Moment d’inertie

f_r : Coefficient de frottement

R_s, R_r : Résistances statorique et rotorique

p : Nombre de paires de pôles

Φ_r : Flux rotorique

V_s, I_s : Tension et courant statoriques

C_e, C_r : Couple électromagnétique et de charge

α, β : Indices d’axes liés au référentiel stator

A. Meroufel

M. Massoum

B. Belabbes

A. Bentaallah

Faculté des Sciences de l’Ingénieur

Département Electrotechnique

Laboratoire I.C.E.P.S

Université Djilali Liabes

BP 89, Sidi bel Abbès, Algérie

E-mail: ameroufel@yahoo.fr