

Une Structure Adaptative Basée Sur la Logique Floue Pour la Commande de la Vitesse d'un Moteur Asynchrone

DJ. CHERIFI, Y. MILOUD

Résumé – Cet article présente une commande adaptative de la vitesse d'un moteur asynchrone basée sur la logique floue, donc nous sommes concernés à l'utilisation d'un nouveau régulateur PI adaptatif – flou afin d'améliorer les performances du régulateur PI classique. Les entrées sont choisies de telle sorte à représenter le plus fidèlement possible la dynamique du système. A cet effet, on choisit l'erreur de réglage e et sa variation Δe comme entrée. La sortie α du régulateur à logique floue est utilisée pour faire varier les paramètres du régulateur PI à savoir, K_p , K_i en utilisant certaines techniques de la théorie de la logique floue pour la commande de la vitesse. Plusieurs essais de simulation sous Simulink/Matlab sont effectués en vue de mettre en évidence les performances du système de commande.

Mots clé : PI adaptatif – flou, commande par orientation de flux, moteur asynchrone, logique floue.

I. INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans les applications de la vitesse variable. Sa simplicité de conception, sa fiabilité, l'absence de collecteur sont les principales raisons de son succès. Mais son modèle mathématique est complexe, multivariable, non-linéaire, avec un fort couplage entre les variables d'entrée, de sortie et internes, ce qui a longtemps retardé l'apparition de commandes

performantes et appropriés à ce type de motorisation [1], [2].

Bien que beaucoup d'algorithmes de commande aient été développés pendant plusieurs décennies, les contrôleurs PI sont toujours la majorité des régulateurs utilisés dans les systèmes de commande industrielles particulièrement quand les performances élevées du régulateur ne sont pas exigées. La conception et l'analyse d'un tel contrôleur exigent de connaître les deux paramètres à savoir : le gain proportionnel (K_p) et l'intégrateur (K_i). Pour comprendre comment le comportement du système affecté par les deux paramètres des contrôleurs PI, beaucoup de temps doit être consommé pour trouver la règle optimale pour varier ces paramètres.

La plupart de ces règles sont acceptées par les systèmes de commande industriels en général, mais elles réalisent rarement une bonne performance parce que le système à contrôler est difficile d'être modélisé exactement, [2], [3], [4], [5].

Les contrôleurs basés sur les concepts de l'intelligence artificielle, logique floue, réseaux de neurones, sont des alternatives intéressantes, et permettent d'améliorer la robustesse du processus à contrôler, [6].

Dans ce travail, on a amélioré les inconvénients des algorithmes classiques du contrôleur PI en adoptant des algorithmes de commande floue en incluant l'expertise acquise par les opérateurs, [7].

Cette méthode permet d'obtenir une loi de commande souvent efficace, sans devoir

faire appel à des développements théoriques importants. Elle présente l'intérêt de prendre en compte les expériences acquises par les utilisateurs et opérateurs du processus à commander.

La méthode suivante est utilisée pour déterminer les paramètres du régulateur PI adaptatif-flou, [8]. Premièrement, choisir les valeurs des gains du contrôleur PI K_p , K_i initialement égales à 1. Ensuite, faire varier G_α afin de minimiser l'erreur statique. La dernière étape consiste à sélectionner les gains G_e et $G_{\Delta e}$ jusqu'à l'obtention de la meilleure réponse du système. Il est à noter que les gains du contrôleur PI peuvent avoir des valeurs différentes de 1. A ce moment là, on doit sélectionner des nouvelles valeurs du régulateur flou pour obtenir une bonne réponse du système.

II. MODELISATION DE LA MAS

Un modèle biphasé standard de la machine asynchrone à un référentiel lié au champ tournant est exprimé dans l'espace d'état comme suit.

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_m & \frac{M}{\sigma L_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \omega_m \\ \left(\omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_m \right) & \frac{1}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s} \omega_m & \frac{M}{\sigma L_r} \\ \frac{M}{\sigma L_r} & -\frac{M}{\sigma L_s} \omega_m & \frac{1}{\sigma L_r} & \omega_s - \frac{1}{\sigma} \omega_m \\ \frac{M}{\sigma L_s} \omega_m & \frac{M}{\sigma L_r} & -\omega_s + \frac{1}{\sigma} \omega_m & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -\frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$\text{et } U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\text{Où } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$$

L'équation mécanique du système est donnée par :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega$$

Avec :

$$C_e = (3/2) p M (i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr})$$

La commande vectorielle est de type indirecte avec orientation du flux rotorique. Son principe consiste à exploiter le modèle dynamique du moteur en choisissant un système d'axe diphasé (d, q) et à l'orienter suivant le flux rotorique, en annulant sa composante quadratique φ_{qr} , et ne conserver que sa composante directe φ_{dr} . Le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct [4], [5] :

$$\varphi_{qr} = 0 \quad \text{D'où } \varphi_{dr} = \varphi_r$$

Le flux est ainsi commandé indépendamment par le courant i_{sd} et le couple par l'intermédiaire du courant i_{sq} . Son amplitude est obtenue par une fonction non linéaire de défluxage délivrant sa grandeur de référence et exprimée par la relation :

$$\varphi_{dr}^* = \begin{cases} \varphi_r & \text{Si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \varphi_{RN} \frac{\Omega_N}{|\Omega|} & \text{Si } |\Omega| > \Omega_N \end{cases}$$

Sa position est déterminée à tout instant par intégration de la pulsation statorique, qui elle même est reconstituée à l'aide de la vitesse du moteur et de la pulsation rotorique :

$$\varphi_s = \int w_s .dt = \int (p.\Omega + \frac{L_m .i_{sq}}{T_R .\varphi_{Rq}}) .dt$$

La figure 1 illustre la structure de la commande vectorielle indirecte pour la régulation de la vitesse du moteur. Celle-ci est destiné à générer les tensions de référence v_{ds}^* , v_{qs}^* , et la pulsation de glissement w_{gl} .

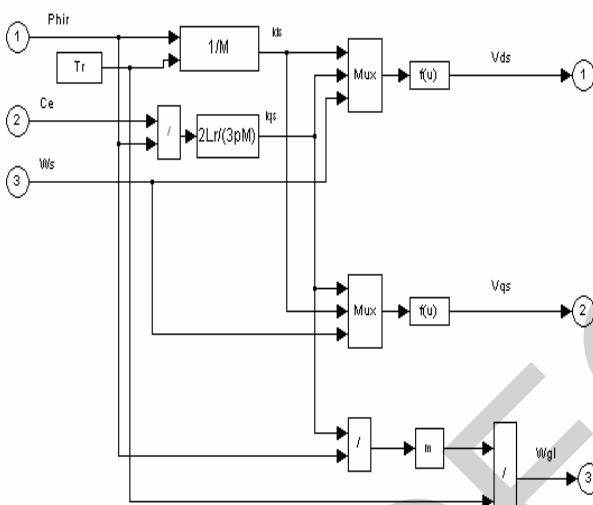


Fig 1. Structure de la commande vectorielle

III. Contrôleur PI adaptatif-flou

Dans cette partie nous présentons un régulateur PI adaptatif - flou. L'avantage de ce nouveau régulateur utilise uniquement une table de matrice de 9 règles et des fonctions d'appartenance de trois sous-ensembles. Ceci simplifiera notre système et réduira le temps de calcul, [8].

Les entrées sont choisies de telle sorte à représenter le plus fidèlement possible la dynamique du système. A cet effet, on choisit l'erreur de réglage (e) et sa variation (Δe) comme entrée. La sortie (α) du régulateur à logique floue est utilisée pour faire varier les paramètres du régulateur PI à savoir, K_p , K_i , en utilisant certaines technique de la théorie de la

logique floue pour la commande de la vitesse.

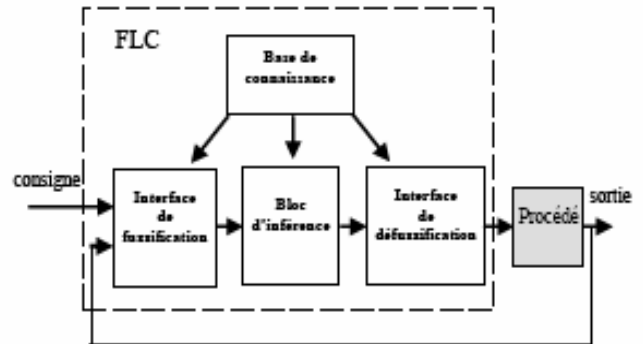


Fig2. Structure d'une commande floue

3-1 Fuzzification

La fuzzification utilise les fonctions d'appartenance pour déterminer le degré d'appartenance des entrées. Figure 3 montre les fonctions d'appartenance pour les entrées, e , Δe et la sortie α . Tous les ensembles des fonctions d'appartenance d'entée et sortie sont définis dans l'univers de discours $[-1,1]$. Les fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales ont été choisies pour les variables d'entrée et de sortie.

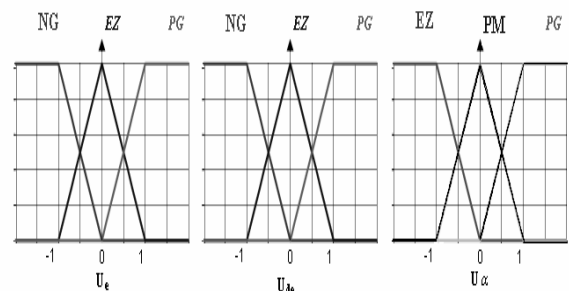


Fig. (3) : Fonctions d'appartenance pour l'entrée: e , Δe et sortie α

3-2 Inférence

Les règles d'inférence permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs

floues et vice versa; ce sont les étapes de fuzzification et défuzzification.

Une table de matrice de 9 règles (3×3), et des fonctions d'appartenance avec seulement trois sous-ensembles sont utilisés afin de réduire le temps de calcul de notre système à contrôler.

Tableau 1 : Les règles d'inférence pour varier les paramètres du régulateur PI

\tilde{e}	NG	EZ	PG
$\Delta \tilde{e}$	PG	PM	EZ
NG	PG	PM	EZ
EZ	PM	EZ	PM
PG	EZ	PM	PG

3-3 Defuzzification

La dernière étape consiste à transformer la valeur de sortie floue en valeur réelle en appliquant la méthode de défuzzification. Elle est basée sur la méthode du centre de gravité.

La valeur α de la sortie ainsi obtenue, est utilisée pour modifier les paramètres du régulateur PI.

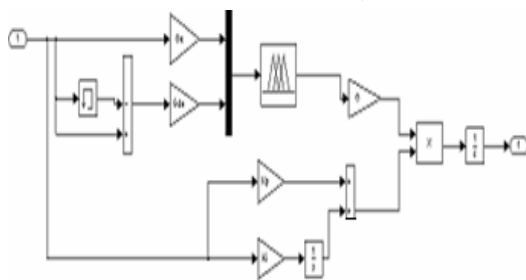


Fig. 4 : Schéma bloc du régulateur PI adaptatif-flou pour la commande de la vitesse.

L'observation du processus montre que les grandeurs significatives pour le contrôle sont l'erreur de vitesse et la variation de cette erreur. Les entrées du

correcteur flou seront ces deux grandeurs notées e et de .

Pour la sortie, on choisit l'incrément du signal de commande α , à appliquer au contrôleur. Les entrées du contrôleur flou se déterminent à l'instant k de la manière suivante

$$e(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k)$$

$$de(k) = e(k) - e(k-1)$$

Le signal de commande est déterminé par :

$$\alpha^* = \alpha^*(K-1) + d\alpha^*(K)$$

La sortie C_e du régulateur PI adaptatif-flou est obtenue en intégrant la sortie du régulateur PI fois le gain variable α .

$$C_e = \int \alpha \cdot u(t) dt$$

Où

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt$$

K_p , K_i sont les gains proportionnel et intégrateur du contrôleur PI respectivement. La sortie C_e qui représente le couple de commande est utilisée en tant qu'entrée de la commande vectorielle indirecte (C.V.I).

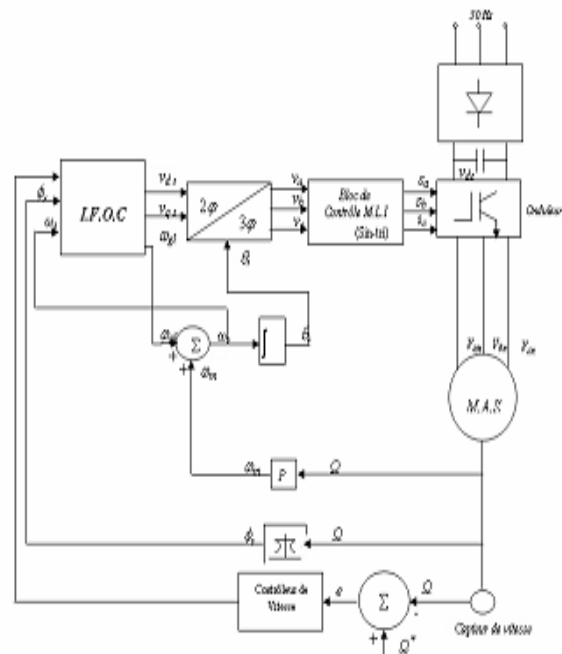


Fig. 5 : Schéma bloc de la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone.

IV. RESULTAT ET INTERPRETATION

Le schéma de commande décrit par la figure 5, a été testé par simulation et afin d'évaluer les performances de la structure proposée, nous l'avons implémentée sous l'environnement logiciel MATLAB/SIMULINK, pour un moteur asynchrone dont les principaux paramètres sont donnés dans le tableau 2.

Enfin, divers tests de simulation, ont été réalisés, leurs objectifs étant, non seulement d'analyser les comportements du système pour différentes conditions de fonctionnement, mais également de vérifier la robustesse de la stratégie de commande envisagée vis-à-vis des variations du moment d'inertie et de la résistance rotorique.

La figure 6 montre les résultats de simulation des performances dynamiques ainsi que la robustesse du régulateur PI adaptatif - flou.

Le moteur est démarré avec une charge de 10 N.m et subit à $t = 2.5s$ et à $t = 4.5s$ respectivement une perturbation de charge (± 2 N.m). Le rejet de la perturbation s'effectue rapidement avec seulement une chute de vitesse de 0.4 (tr/min) et on constate également que la vitesse du moteur se stabilise à sa valeur de référence. Concernant la variation des paramètres du moteur, on a mené à augmenter la résistance rotorique à deux fois la valeur nominale. On remarque d'après les résultats que le régulateur PI adaptatif - flou rejette la perturbation de la résistance rotorique après un temps de 0.16s avec une chute maximale de vitesse de 1.5 (tr/min). Tant que la poursuite de la vitesse s'effectue parfaitement. En doublant le moment d'inertie et en démarrant le moteur en pleine charge, le régulateur PI adaptatif-flou réagit d'une manière satisfaisante sans aucun dépassement.

V. CONCLUSION

Dans cet article, on a proposé un nouveau régulateur PI adaptatif-flou pour la commande de la vitesse du moteur

asynchrone pour faire face aux inconvénients du régulateur classique PI et évaluer les performances telles que, le temps de réponse, le dépassement, le rejet de la perturbation, etc...

Les résultats obtenus ont montré des performances très satisfaisantes et significatives d'une bonne adaptation traduite par des comportements excellents, aussi bien en poursuite, qu'en régulation, avec une dynamique de la vitesse caractérisée par un excellent suivi des trajectoires de référence et par une très faible sensibilité aux perturbations de la charge.

D'après les résultats de simulation, le régulateur PI adaptatif-flou a montré ses bonnes performances à la variation des paramètres du système à contrôler.

Tableau 2 : Paramètres de la machine asynchrone

50 Hz, 1.5 Kw, 1420 tr/mn, 380 V, 3.7A	
Résistance rotorique	$R_r = 3.805\Omega$
Résistance statorique	$R_s = 4.85\Omega$
Inductance rotorique	$L_s = 274$ mH
Inductance statorique	$L_s = 274$ mH
Moment d'inertie	$J = 0.031$ kg.m ²
Coefficient de frottement	$F = 0.00114$ kg.m ² /s

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L.BAGHLI, Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, thèse de doctorat, Université Henry Poincaré, Nancy-I, Janv. 1999.
- [2] J.P.CARON, J.P.HAUTIER, Electrotechnique Modélisation et commande de la machine asynchrone, Editions Technip, Paris 1995.
- [3] P.J. Mac Vivar Whelen, « Fuzzy Sets Man-Machine Interaction », In.J.Man-Machine Studies, Vol. 8, pp.687-697,1976.
- [4] S. Chand, "on-line, Self-Monitoring Tuner for Proportional Integral Derivative Controllers". IEEE Proceedings of 30th

Conference on Decision and Control,
December, pp. 1905-1906, 1991.

[5] S. Z. He, S. Tan, F. L. Xu, and P. Z. Wang. "fuzzy Self-tuning of PID controllers", fuzzy Sets and Systems, Vol. 56, pp. 37-46, 1993.

[6] Z. Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaks, "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controller", IEEE Trans, On Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 23, No. 5, Sep –Oct, pp. 1392-1398, 1993.

[7] Yuwana, M. and Seborg D. E., "A new Method for On-line Controller Tuning", AICHE J, Vol. 28, pp. 434-440.

[8] Y. Miloud, "Etude de l'estimation de la résistance rotorique dans la commande vectorielle d'un moteur asynchrone en utilisant la logique floue". Thèse Doctorat d'état. 2006.

RESULTAT DE SIMULATION

La figure 6 montre les résultats de simulation des performances dynamiques ainsi que la robustesse du régulateur PI adaptatif - flou.

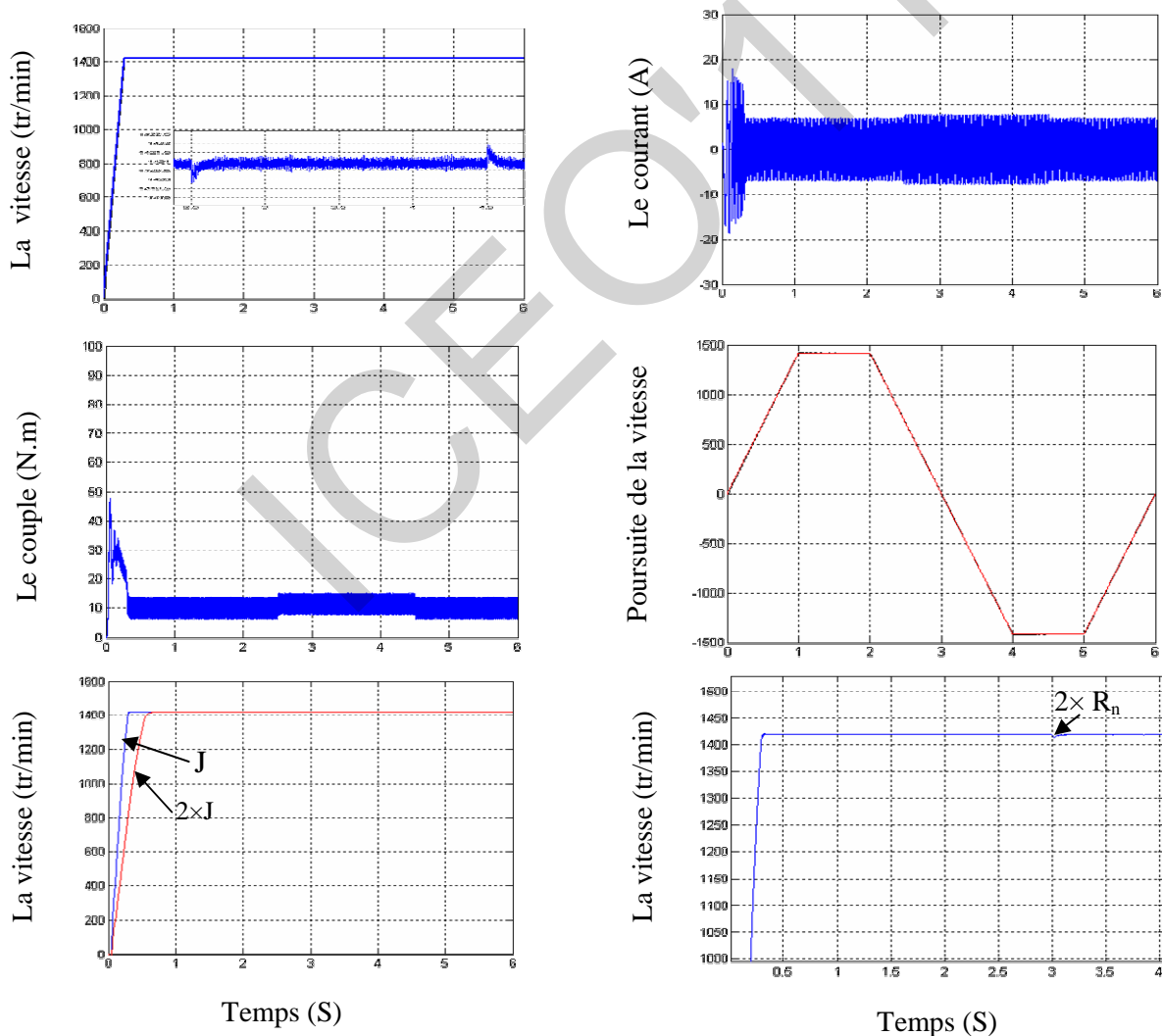


Fig. 6 : Les Performances du régulateur PI adaptatif-flou pour la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone.