

L'AMÉLIORATION APPORTÉE PAR LE CONTRÔLEUR PI NON LINEAIRE PAR RAPPORT AU PI A GAIN VARIABLE

MOHAMMED TOUHAMI¹, ABDELJEBAR HAZZAB²

Mots clés: Contrôleur PI non linéaire (NLPI), Contrôleur PI à gain variable (VGPI), Machine asynchrone, Fonction non linéaire.

Le contrôleur PI non linéaire (NLPI) est un contrôleur à utiliser pour fournir un meilleur niveau de performance par rapport à ceux des algorithmes les plus connus pour le contrôle de la vitesse et du flux. C'est le contrôleur le mieux adapté pour contrôler les paramètres de l'évolution des caractéristiques du processus. Cet article rend compte du développement d'un contrôleur NLPI utilisant l'approche de la fonction non linéaire. Fournir la théorie, l'algorithme utilisé et les aspects logiciels de la mise en œuvre du système ainsi que les résultats des tests de simulations obtenus sur un système de contrôle de processus.

1. INTRODUCTION

Les contrôleurs à gain fixe sont très sensibles aux variations de paramètres et ne peuvent fournir de bonnes performances dynamiques. Ceci est principalement dû au fait que les gains du contrôleur CPI (PI classique) ne peuvent pas être réglés pour résoudre simultanément les problèmes de dépassement et de rejet de perturbation de charge. Car d'une part, le réglage d'élimination de l'excès de charge entraînera une mauvaise réjection de la perturbation de la charge et d'autre part, le réglage du rejet de la perturbation de la charge entraînera un dépassement important ou même une instabilité du système. Ainsi, les paramètres du régulateur doivent être continuellement adaptés [1]. A cet effet, nous faisons donc appel à d'autre type de contrôleur à l'instar du contrôleur VGPI (PI à gain variable) ou encore mieux le contrôleur NLPI (PI non linéaire) permettant de meilleurs résultats en cas de variations de paramètres pour des systèmes non linéaires. L'amélioration du contrôleur NLPI est obtenue par l'utilisation de gains non linéaires [1,2–6], où la combinaison de termes non linéaires peut fournir des degrés de liberté supplémentaires pour atteindre une performance au système plus améliorée. Le contrôleur NLPI peut ajuster ses gains en temps réel selon les erreurs de vitesse et la tendance des variations de vitesse et il est capable de rejeter l'effet de variations temporelles et non linéaires des comportements dans le processus.

Au stade de la simulation, la technique NLPI peut générer une solution de haute qualité garantissant un très bon suivi et un excellent rejet de perturbation que la méthode VGPI. Dans la pratique de nombreuses recherches sont encore en cours pour prouver le potentiel du contrôleur NLPI dans la résolution des problèmes complexes de l'exploitation des systèmes exposés à des grandes variations. Les recherches, y compris la nôtre présente la suprématie de la technique NLPI pour le contrôle de la vitesse et du flux montrant des résultats prometteurs [2, 3–5] comparée à la technique VGPI. Faisant d'elle une excellente méthode d'optimisation et une approche prometteuse pour résoudre le problème optimal des paramètres de contrôle de la vitesse et de la régulation des courants au niveau de la commande ; donc, cette étude développe le contrôleur NLPI pour rechercher des paramètres d'ajustements optimaux.

Dans cet article, après avoir fourni une introduction donnant un aperçu à l'ensemble du travail, les sections suivantes regroupent une série d'expériences simulatoires comparatives pour démontrer les capacités des contrôleurs NLPI face à un processus variable des paramètres ou des incertitudes structurelles. De nombreux schémas font

visualiser les résultats des simulations de chaque cas, sont exposés dans ce document pour confirmer que la méthode proposée NLPI présente une meilleure performance que la méthode VGPI pour résoudre l'optimum paramètres du contrôle de la vitesse et de régulation des courants au niveau de la commande.

2. CONTRÔLEUR VGPI

Nous commencerons notre étude comparative par l'utilisation de contrôleur VGPI comme indiqué par la Fig. 1.

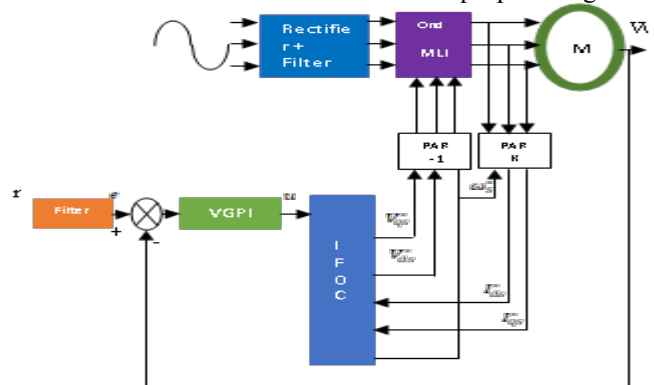


Fig. 1 – MAS contrôle par VGPI.

Dans ce cas, nous assurons le contrôle de la vitesse de la MAS par un contrôleur VGPI, ce même type est utilisé pour régulation des courants au niveau de la commande IFOC, afin d'ajuster le flux.

En effet, un contrôleur VGPI est une généralisation du contrôleur CPI où les gains proportionnels et intégrateurs varient le long d'une courbe de réglage. Où chaque gain du contrôleur proposé comporte quatre paramètres d'accord [1,6]:

- Gain de valeur initiale ou réglage de démarrage (k_{pi}, k_{ii}) permettant l'élimination des dépassements.
- Gain de la valeur finale ou réglage en mode stationnaire (k_{pf}, k_{if}) permettant un rejet rapide des perturbations de charge.
- Gain fonction de mode transitoire qui est une courbe polynomiale (k_p, k_i) faisant joindre la valeur initiale de gain à la valeur finale de gain.
- Temps de saturation t_s désignant l'instant auquel le gain atteint sa valeur finale.

Le degré n de la fonction polynomiale en mode transitoire de gain est défini comme le degré du contrôleur CPI de gain variable.

¹ Labo CAOSSE, Université Tahar Mohammed Béchar Algérie, E-mail : tmoky13@gmail.com

² Labo CAOSSE, Université Tahar Mohammed Béchar Algérie, E-mail : a.hazzab@yahoo.fr

Considérons $e(t)$ est l'entrée de signal vers le contrôleur VGPI, la sortie est donnée par l'expression (1) [6] :

$$y(t) = k_p e(t) + \int_0^t k_i e(\tau) d\tau \quad (1)$$

Avec :

$$k_p = \begin{cases} (k_{pf} - k_{pi}) \left(\frac{t}{t_s}\right)^n + k_{pi} \dots Si(t < t_s) \\ k_{pf} \dots Si(t \geq t_s) \end{cases} \quad (2)$$

$$k_i = \begin{cases} (k_{if}) \left(\frac{t}{t_s}\right)^n \dots Si(t < t_s) \\ kif \dots Si(t \geq t_s) \end{cases} \quad (3)$$

A noter que :

- La valeur initiale de k_{ii} est considérée comme nulle ;
- Un contrôleur PI classique est un contrôleur VGPI de degré zéro.

La réponse de l'unité VGPI est donnée par :

$$y(t) = \begin{cases} k_{pi} + \left(k_{pf} - k_{pi} + \frac{k_{if}}{n+1} t\right) \left(\frac{t}{t_s}\right)^n \dots Si(t < t_s) \\ k_{pf} + k_{if} \left(t - \frac{n}{n+1} t_s\right) \dots Si(t \geq t_s) \end{cases} \quad (4)$$

Donc :

1. Si $t < t_s$ la réponse d'échelon unitaire du CPI est une courbe linéaire commençant à k_{pi} et finissant à $k_{pf} + t_s k_{if}(n+1)$ alors que la réponse d'échelon unitaire du VGPI ($n \neq 0$) varie suivant une courbe polynomiale de degré $n+1$ en commençant à k_{pi} et en finissant à $k_{pf} + \frac{t_s k_{if}}{(n+1)}$.
2. Si $t \geq t_s$, les réponses d'échelon unitaire d'un contrôleur CPI et VGPI sont linéaires avec une pente k_{if} .

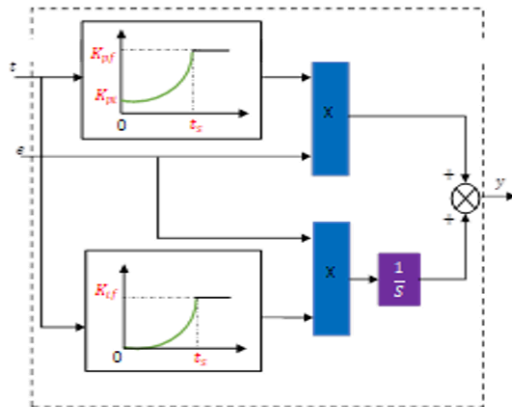


Fig. 2 – Structure du contrôleur VGPI.

À partir de ces résultats, nous pouvons déduire qu'un contrôleur VGPI a les mêmes propriétés qu'un contrôleur CPI dans la région permanente avec une réponse d'étape atténuée dans la région transitoire. Le contrôleur VGPI pourrait donc être utilisé pour remplacer un contrôleur CPI quand un système est appelé à fonctionner dans des régimes transitoires. Et ce tel que présenté dans la Fig. 2 [4].

Lors de la simulation les paramètres pour accorder le contrôleur VGPI sont indiqués sur le tableau en index.

3. CONTROLEUR NLPI

Pour ce cas de figure, le même dispositif (Fig. 1) utilisé pour la technique précédente est maintenu en remplaçant exclusivement le contrôleur VGPI par un NLPI.

L'algorithme de contrôle, appelé NLPI est approprié pour les usines nécessitant une adaptation exacte des points de consigne et une atténuation des perturbations en présence de changements de pas fréquents dans les perturbations de charge ou le point de consigne. L'aspect proportionnel du contrôleur est conçu indépendamment pour être un atténuateur de perturbation et la correspondance de point de consigne est obtenue en invoquant par intégration un contrôleur intégré [1,6–20]. Pour plus de performance ces mécanismes sont utilisés aussi pour contrôler la commutation de la commande IFOC c'est-à-dire même les régulateurs des courants I_{qs} et I_{ds} seront conçus à base de contrôleurs NLPI.

Des performances améliorées par rapport au contrôle CPI (Voir même VGPI) sont donc proposées. Un changement de signe dans le gain de la MAS au point de fonctionnement désirable provoque le contrôle PI traditionnel pour aboutir à un système instable. L'application de cette nouvelle approche à ce problème se traduit par une concordance exacte stable de point de consigne pour des points de consigne atteignables.

En utilisant une combinaison non linéaire d'action proportionnelle et intégrale sur l'erreur de contrôle, la précision de suivi élevé et le bon rejet de perturbation peuvent être garantie grâce à une mise en œuvre technique simple. L'efficacité de ce contrôleur NLPI est validée par des résultats de simulation.

L'action du contrôleur NLPI est donnée par [1,6–17] :

$$u = k_p fal(e, \alpha_p, \delta_p) + k_i fal(\int edt, \alpha_i, \delta_i) \quad (6)$$

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e) \dots Si|e| > \delta, \delta > 0 \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} \dots Si|e| \leq \delta \end{cases} \quad (7)$$

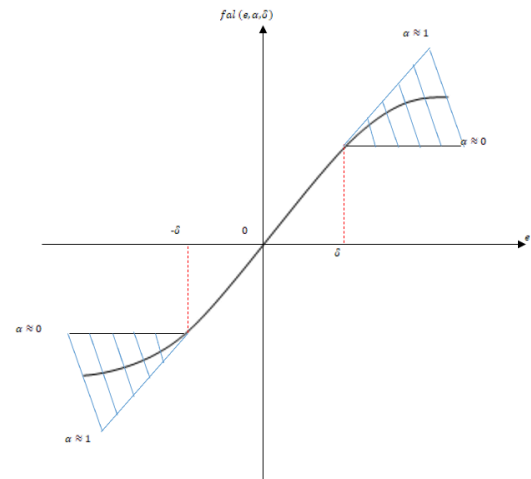


Fig. 3 – Caractéristiques de la fonction fal .

Où une fonction non linéaire $fal(e, \alpha, \delta)$ est exprimée par (6) et représentée par la Fig. 3 ; k_p et k_i sont respectivement les gains proportionnels et intégral du contrôleur NLPI ; u est le signal de commande ; les paramètres α_p et α_i sont constants, empiriquement choisis dans la plage 0 à 1. Lorsque $\alpha_p = \alpha_i = 1$, le contrôleur

devient un PI linéaire. Désormais, la conception d'un contrôleur PI linéaire peut être utilisée pour le réglage initial de k_p et k_i dans (6). δ est une constante, qui peut être fixée empiriquement à une petite valeur.

4. ETUDE COMPARATIVE ET TRAITEMENT DES RESULTATS DE SIMULATION

Pour chaque cas de contrôle par VGPI et NLPI, le système a été faite sous les conditions de fonctionnement suivantes avec un temps de simulation de 5 s :

- Démarrage à vitesse de référence $r = 150 \text{ rad/s}$;
- A l'instant $t = 1.5 \text{ s}$ application d'une charge $C_{ch}^n = 10 \text{ N.m}$;
- A $t = 2.5 \text{ s}$ élimination de la charge ;
- Application d'un changement de consigne à l'instant $t = 4 \text{ s}$.

4.1. COMPORTEMENT DE LA VITESSE (W) PAR RAPPORT A CELLE D'ENTREE (R)

4.1.1. CAS DU CONTROLE PAR VGPI

Les Figures 4 (a) et 4 (b) montrent que :

- Le régime transitoire dure environ 0.35 s .
- De $t = 0.05 \text{ s}$ à $t = 0.35 \text{ s}$ un dépassement relatif à l'amplitude (temps de montée) de W par rapport à r ($W = 152 \text{ rad/s}$, $r = 148 \text{ rad/s}$).

À $t = 0.38 \text{ s}$ la sortie se superpose pratiquement à la référence ($W \approx r \approx 150 \text{ rad/s}$). Les Figures 4 (a) et 4 (c) montrent que :

- À $t = 1.5 \text{ s}$ (application d'une charge), nous enregistrons un pic vers le bas d'une valeur de $W = 147 \text{ rad/s}$.

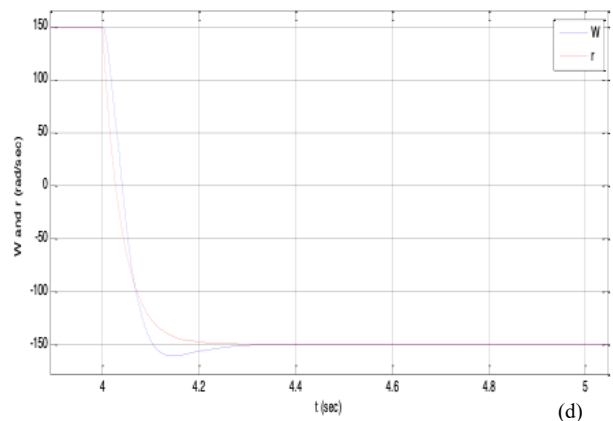
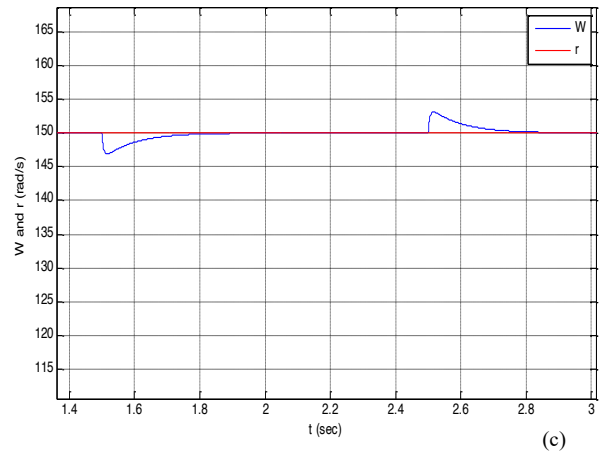
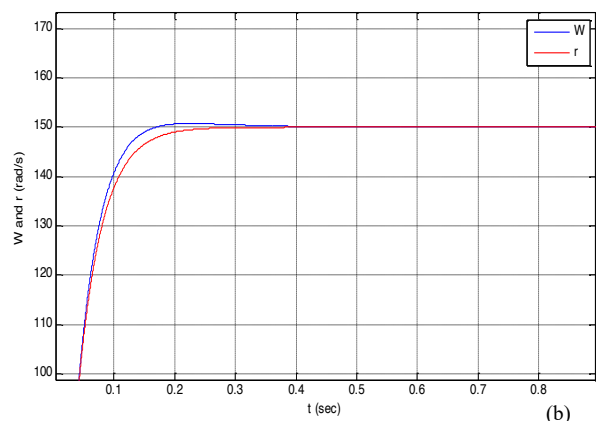
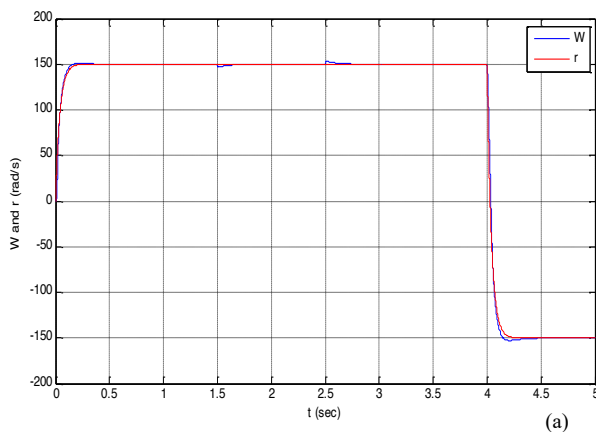


Fig. 4 – (a ; b ; c et d) – Comportement de la vitesse W par rapport à celle d'entrée r (cas VGPI).

- À $t = 1.78 \text{ s}$ la vitesse W se superpose à la référence de nouveau ($W \approx r \approx 150 \text{ rad/s}$).
- À $t = 2.5 \text{ s}$ (levée de la charge) nous enregistrons un pic vers le haut d'une valeur $W = 153 \text{ rad/s}$
- À $t = 2.78 \text{ s}$ la vitesse W redevienne encore une fois égale à la référence ($W \approx r \approx 150 \text{ rad/s}$). Nous disons alors que la vitesse se diminue avec l'augmentation de la charge et puis elle augmente avec sa diminution.

Les Figures 4 (a) et 4 (d) montrent que :

- À $t = 4 \text{ s}$, le sens de rotation de la MAS change.

L'analyse globale de ce cas, nous permet d'enregistrer une nette amélioration en matière de suivi de référence r par celle de la sortie w ainsi qu'en matière de rejet des perturbations lors de l'application de la charge et ce comparé au cas du contrôle à CPI habituel.

4.1.2. CAS DU CONTROLE PAR NLPI

Les figure 5 (a) et 5 (b) montrent que :

- Le régime transitoire dure 0.33 s .
- À $t = 0.13 \text{ s}$ le dépassement W par rapport à r (amplitude du temps de montée) se réduit d'avantage ($W = 154 \text{ rad/s}$, $r = 149 \text{ rad/s}$).
- À $t = 0.33 \text{ s}$ la sortie se superpose pratiquement à la référence ($W \approx r \approx 150 \text{ rad/s}$).

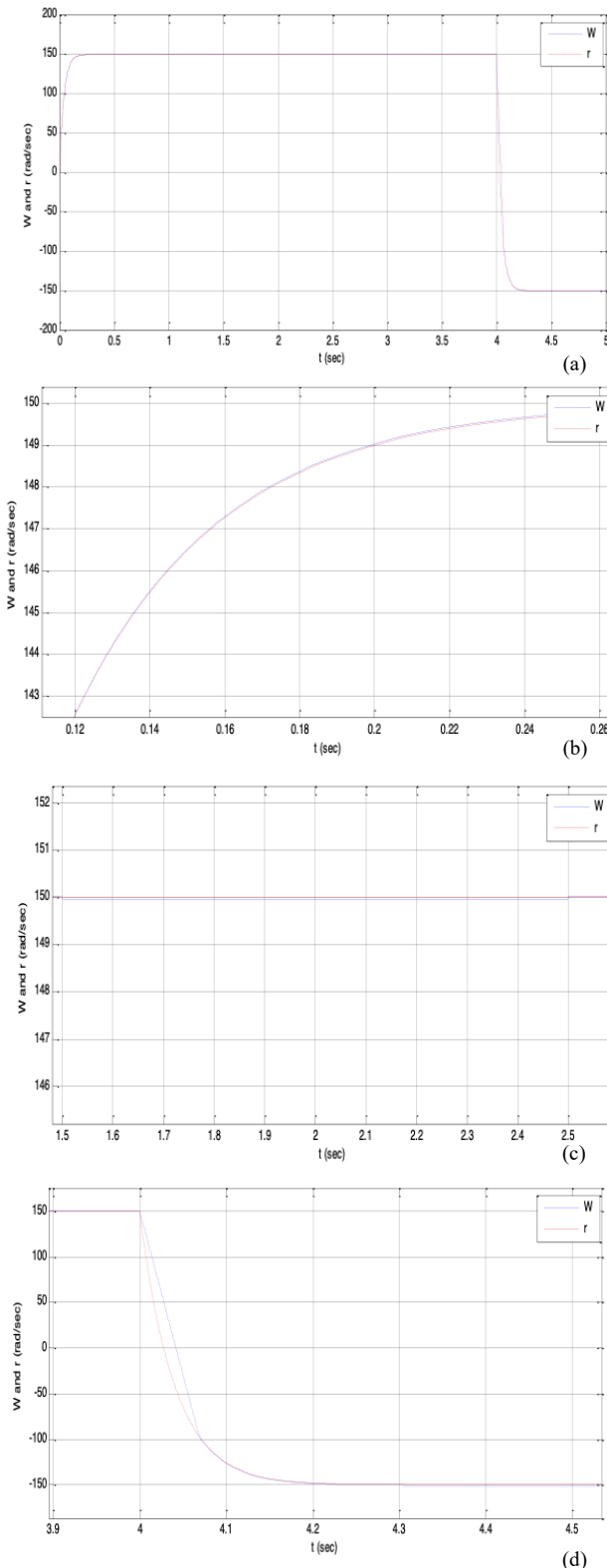


Fig. 5 – (a ; b ; c et d) – Comportement de la vitesse W par rapport à celle d'entrée r (cas NLPI).

Les Figure 5 (a) et 5 (c) montrent que :

- À $t = 1.5$ s (application d'une charge), nous enregistrons un pic vers le bas d'une valeur de ($W = 149.9$ rad/s).
- À $t = 2.5$ s (de la charge), nous enregistrons cette fois-ci un pic vers le haut permettant à la vitesse W de devenir pratiquement égal à la référence ($W \approx r \approx 150$ rad/s) Nous disons alors que la

vitesse se diminue très légèrement avec l'augmentation de la charge et puis elle augmente très rapidement avec sa diminution.

Les Figure 5 (a) et 5 (d) montrent que :

- À $t = 4$ s, le sens de rotation de la MAS change.

L'analyse globale de ce cas, nous permet d'enregistrer un suivi de référence r par celle de la sortie w et un rejet des perturbations lors de l'application de la charge encore mieux comparé au cas de contrôle à VGPI.

4.2. COMPORTEMENT DU FLUX Φ_{dr} ET Φ_{qr}

4.2.1. CAS DU CONTROLE PAR VGPI

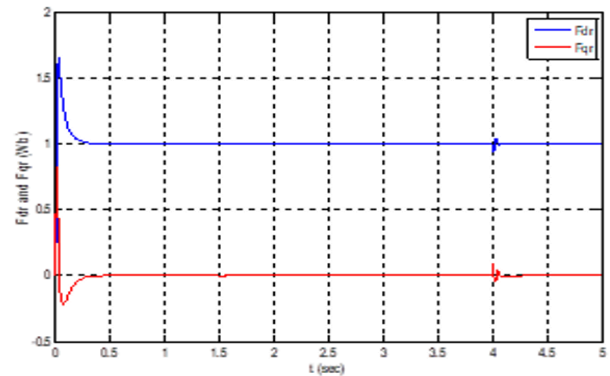


Fig. 6 – Comportement des flux Φ_{dr} et Φ_{qr} (cas VGPI)

La Figure 6 montre que les flux Φ_{dr} et Φ_{qr} , et par conséquent le couple électromagnétique, sont maintenus à leurs valeurs désirées. Visiblement, nous enregistrons :

- Après un court départ transitoire, les deux flux présentent des fluctuations (ondulations) au démarrage :
 - $\Phi_{dr} = \begin{cases} 1.6 \text{ Wb} & (\text{Alternance Positive}) \\ 0 \text{ Wb} & (\text{Alternance Négative}) \end{cases}$
 - $\Phi_{qr} = \begin{cases} 0.7 \text{ Wb} & (\text{Alternance Positive}) \\ -0.3 \text{ Wb} & (\text{Alternance Négative}) \end{cases}$
- Des faibles fluctuations à l'instant de changement de la rotation de la MAS à $t = 4$ s ;
- Durant l'ensemble du temps, nous pouvons confirmer le flux du rotor ne connaît que le flux de référence ($\Phi_{dr} = 1$ et $\Phi_{qr} = 0$) et il est donc indépendant des variations de vitesse et de couple.

Cela implique un découplage nettement amélioré par rapport à celui du cas CPI.

4.2.2. CAS DU CONTROLE PAR NLPI

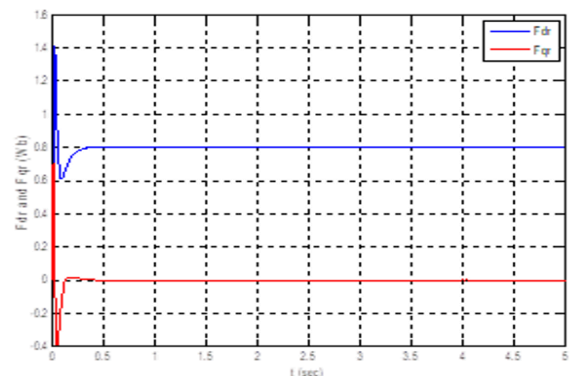


Fig. 7 – Comportement des flux Φ_{dr} et Φ_{qr} (Cas NLPI).

La Figure 7 montre que les flux φ_{dr} et φ_{qr} , et par conséquent le couple électromagnétique, sont maintenus à leurs valeurs désirées. Visiblement, nous enregistrons :

i. Après un court départ transitoire, les deux flux présentent des fluctuations (ondulations) au démarrage :

1. $\varphi_{dr} = \begin{cases} 1.4Wb & \text{(Alternance Positive)} \\ 0.6Wb & \text{(Alternance Négative)} \end{cases}$
2. $\varphi_{qr} = \begin{cases} 0.7Wb & \text{(Alternance Positive)} \\ -0.4Wb & \text{(Alternance Négative)} \end{cases}$

ii. Le flux ne présente aucune fluctuation aux instants de :

1. L'application de la charge $t = 15$ s ;
2. La lever de la charge $t = 2.5$ s ;
3. Le changement de la rotation de la MAS à $t = 4$ s.

iii. Durant l'ensemble du temps, nous pouvons confirmer le flux du rotor ne connaît que le flux de référence ($\varphi_{dr} = 1$ et $\varphi_{qr} = 0$) et il est donc indépendant des variations de vitesse et de couple.

Cela implique un découplage nettement amélioré par rapport à celui du cas VGPI.

Important : Les modèles dynamiques utilisés sont en général connus préalablement, elles n'ont pas été précisés du fait qu'elles sont explicitement citées dans les références [1,6,7] à voir pour toute fi utile.

5. CONCLUSION

Les résultats de la simulation montrent clairement que les performances dynamiques sont significativement améliorées avec le contrôleur NLPI par rapport au contrôleur VGPI, car le suivi et le rejet des perturbations sont meilleurs avec le NLPI. Cela est dû à l'adoption de la fonction non linéaire par le contrôleur NLPI permettant une amélioration supplémentaire des performances de réglage de la vitesse du MAS par rapport au VGPI en plus de la régulation des paramètres relatifs aux flux.

Nous disons alors, que le développement sans fin d'une recherche basée sur une réflexion réflexive et créative pour l'amélioration continue d'un contrôleur de vitesse mettant fin aux contraintes du mode transitoire, nous a amené au NLPI pour garantir un très bon suivi et un excellent rejet de perturbation. Le NLPI est le moyen le plus efficace d'assurer une meilleure qualité de traitement, car l'importance principale de ce contrôleur est sa robustesse et ses performances face aux variations. Par ailleurs, nous visons dans nos prochaines recherches à obtenir des résultats meilleurs ou similaires en mettant ce type de contrôle en pratique en assurant davantage l'amélioration de la conception du contrôleur NLPI avec un processus d'optimisation.

6. APPENDICES

Contrôleur	Paramètres de réglage
VGPI	$k_p = \begin{cases} 1.5t + 0.4 & \text{Si } t < 1 \\ 1.9 & \text{Si } t \geq 1 \end{cases}$ $k_i = \begin{cases} 1.4t & \text{Si } t < 1 \\ 1.4 & \text{Si } t \geq 1 \end{cases}$
NLPI	$\delta_p = 0.1, \delta_i = 0.2, \alpha_p = 0.7, \alpha_i = 0.8, k_p = 40$ et $k_i = 10$ $\delta_{pids} = 0.1, \delta_{iids} = 0.2, \alpha_{pids} = 0.7, \alpha_{iids} = 0.8,$ $k_{pids} = 1500$ et $k_{iids} = 30$ $\delta_{pqs} = 0.1, \delta_{iqs} = 0.2, \alpha_{pqs} = 0.7, \alpha_{iqs} = 0.8,$ $k_{pids} = 1500$ et $k_{iids} = 30$

RECONNAISSANCE

Ce travail a été soutenu logistiquement par le laboratoire CAOSEE du département de génie électrique de la faculté de technologie de l'université TAHRI MOHAMMED de Béchar, en Algérie. A cet effet, les auteurs tiennent à remercier le directeur et les membres du laboratoire CAOSEE ainsi que les relecteurs anonymes pour leurs suggestions et commentaires.

Reçu le 11 mai 2022

REFERENCES

1. M. Touhami, *Synthèse de contrôleurs non linéaires pour la commande d'un moteur à induction*, Thèse de Doctorat présentée à l'Université de Béchar, Tahri Mohammed, Algérie (décembre 2019).
2. A. Derbane, B. Tabbache, A. Ahriche, *A fuzzy logic approach based direct torque control and five-leg voltage source inverter for electric vehicle powertrains*, Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg. **66**, 1, pp. 15–20 (2021).
3. E. Boudissa, F. Habbi, N. Gabour, M. Bounekhla, *A new dynamic genetic selection algorithm: application to induction machine identification*, Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg., **66**, 3, pp. 145–151 (2021).
4. A. Beddar, H. Bouzekri, B. Babes, H. Afghoul, *Real time implementation of improved fractional order proportional-integral controller for grid connected wind energy conversion system*, Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. ET Énerg., **61**, 4, pp. 402–407 (2016).
5. N. Petit, P. Rouchon, *Automatic dynamics and systems control*, MINES ParisTech. CAS - Automation and Systems Center, Mathematics and Systems Unit., February (2011).
6. F. Mokhtari, P. Sicard, A. Hazzab, *Decentralized nonlinear control strategies for disturbance rejection in winding systems*, IEEE IEMDC (2011).
7. P. Durongdumrongchali, W. Sa-Ngiamvibool, A. Aurasopon, S. Pothiya, *Robust and optimal fuzzy logic proportional integral derivative controllers design by bee algorithm for hydro-thermal system*, Rev. Roum. Sci. Techn. –Électrotechn. et Énerg., **59**, 2, pp. 193–203 (2014).
8. T. M. Chikouche, A. Mezouar, T. Terras and S. Hadjeri, *Variable gain PI controller design for speed control of a doubly fed induction motor*, ETASR – Eng., Technol. & Appl. Sci.e Res., **3**, 3, pp. 433-439 (2013).
9. J. E. McInroy, J. C. Hamann, *Design and control of flexure jointed hexapods*, IEEE Trans. Robot. Autom., **16**, 4, pp. 372–381 (2011).
10. B. Armstrong, D. Neevel, and T. Kusik, *New results in NPID control: tracking, integral control, friction compensation and experimental results*, IEEE Trans. Control Syst. Technol., **9**, 2, pp. 399–406, 2001.
11. J. Han, *From PID to active disturbance rejection control*, IEEE Trans. Ind. Electron., **56**, 900–906 (2009).
12. A. Asri, Y. Mihoubi, S. Hassaine, T. Allaoui, P. O. Logerais, A. Amiar, *An adaptive fuzzy proportional integral method for maximum power point tracking control of permanent magnet synchronous generator wind energy conversion system*, Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. Et Énerg., **63**, 3, pp. 320–325, Bucarest (2018).
13. Y.X. Su, C.H. Zheng, B.Y. Duan, *Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors*, IEEE Trans. Ind. Electron. 2005, **52**, pp. 814–823, Electronics, **2**, 279 (2013).
14. E. V. L. Nunes, L. Hsu, F. Lizarralde, *Global exact tracking for uncertain systems using output-feedback sliding mode control*, IEEE Trans. Autom. Control, **54**, 5, pp. 1141–1147 (2009).
15. R. A. Krohling, J. P. Rey, *Design of optimal disturbance rejection PID controllers using genetic algorithm*, IEEE Trans. Evol. Comput., **5**, pp. 78–82 (2001).
16. A. M. Abdelkader, H. Kada, M. Khalfaoui, *Contrôle latéral amélioré d'un véhicule autonome*, 10èmes Journées de Mécanique de l'EMP (JM'10) Bordj El-Bahri (12-13 Avril 2016).
17. J. Jamaludin, J. Suman, *Design a fuzzy logic controller for a rotary flexible joint robotic arm*, MATEC Web of Conferences **150**, 01011 (2018).
18. A. B. Sun, Z. Gao, *A DSP-based active disturbance rejection control design for a 1-kW H-bridge DC-DC power converter*, IEEE Trans. Ind. Electron., **52**, pp.1271–1277 (2005).
19. K.K. Tan, T.H. Lee, H.X. Zhou, *Micro-position of linear piezoelectric motors based on a learning nonlinear PID controller*, IEEE/ASME Trans. Mechatronics, **6**, 4, pp. 428–436 (2001).
20. P. Kumar, M. Kumar, N. Pal, *An efficient control approach of voltage and frequency regulation in an autonomous microgrid*, Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg., **66**, 1, pp. 33–39 (2021).

THE IMPROVEMENT MADE BY THE NONLINEAR PROPORTIONAL INTEGRAL CONTROLLER COMPARED TO THE VARIABLE GAIN PROPORTIONAL INTEGRAL CONTROLLER

MOHAMMED TOUHAMI, ABDELJEBAR HAZZAB

Keywords: Nonlinear proportional integral (NLPI) controller; Variable gain PI (VGPI) controller; Asynchronous machine; Nonlinear function.

The nonlinear PI controller (NLPI) provides a better performance level compared to those of the most well-known algorithms for velocity and flux control. It is best suited to control the parameters of changing process characteristics. This article reports on developing an NLPI controller using the nonlinear function approach. Provide the theory, the algorithm used, the software aspects of the system implementation, and the results of simulation tests obtained on a process control system.