

Régulateur PI à gains variables pour l'asservissement en courant des machines à réluctance variable

Hala HANNOUN, Mickaël HILAIRET, Claude MARCHAND

LGEF/SPEE Labs ; CNRS UMR8507 ; Supelec ; Univ Pierre et Marie Curie-P6 ;
Univ Paris Sud-P11 ; F-91192 Gif-sur-Yvette

hala.hannoun@lgef.supelec.fr

Résumé—La Machine à Réluctance Variable (MRV) présente de plus en plus d'intérêt pour l'entraînement à vitesse variable. Elle est utilisée dans différents domaines d'application : transport (automobile), applications domestiques, etc. Afin d'obtenir des dynamiques satisfaisantes au niveau de la réponse de la vitesse, le contrôle du courant ou du couple constitue le cœur de la commande dans de tels systèmes d'entraînement. Les caractéristiques non-linéaires du flux et du couple compliquent significativement le développement de la commande.

Cet article présente une méthodologie de conception d'un régulateur de courant proportionnel-intégral dont les gains sont adaptés en permanence à la valeur du courant dans la phase et à la position du rotor. Le but étant d'obtenir de meilleures performances par rapport au régulateur PI à gains fixes. Une étude comparative du régulateur PI classique avec le PI à gains variables, est réalisée dans cet article.

Mots-clés—Machine à réluctance variable, régulation de courant, gain variable.

I. INTRODUCTION

La MRV a attiré l'attention de beaucoup de chercheurs pendant la dernière décennie. Ses domaines d'application vont des entraînements économiques de grande diffusion (électroménager) aux entraînements à haute performance (aéronautique, systèmes embarqués [1]). La MRV s'impose en raison de ses nombreux avantages. Cette machine, sans balais ni collecteur, est de conception très simple et constituée de matériaux peu coûteux [2]. Elle ne comporte ni aimants, ni bobinages au rotor ce qui lui confère une grande robustesse. En plus, les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et la disponibilité de calculateurs numériques très rapides, ont considérablement servi à introduire cette machine dans le monde industriel.

Cependant, plusieurs inconvénients limitent son utilisation comparée à d'autres types de machines : son couple est ondulé et ses caractéristiques sont non-linéaires. En effet, en raison de sa structure doublement saillante et de la saturation du circuit magnétique, l'inductance de la phase change significativement selon la position et le courant. Pour réaliser une densité élevée du couple [3], la machine est souvent utilisée avec une importante saturation magnétique des matériaux. Par conséquent, la conception d'un contrôleur approprié pour réaliser une commande efficace doit prendre en considération cette importante non-linéarité.

La commande en vitesse de la MRV a été intensivement traitée dans la littérature tandis que peu de recherches ont

été consacrées à la régulation du courant. Plusieurs méthodes de contrôle non linéaire, telles que le retour linéarisant [4] et les modes glissants [5] ont été appliqués à la MRV pour la commande en vitesse/position.

Pour ce qui concerne la régulation de courant, la méthode la plus utilisée généralement est l'hystérésis. Son inconvénient est une fréquence de commutation variable qui peut causer du bruit supplémentaire dans la MRV [6]. Une solution alternative est une commutation à fréquence fixe via une PWM (Pulse Width Modulation).

Dans [7], les auteurs ont proposé un contrôleur de courant pour la MRV basé sur l'étude itérative : cette méthode n'exige pas la connaissance d'un modèle précis de la machine. La tension de référence est obtenue à partir de l'erreur sur le courant et des sorties de commande du cycle précédent.

Le sujet de gain variable auquel on s'intéresse dans cet article a été traité dans [8] dans le cas de l'asservissement en vitesse : dans ce travail, un modèle du premier ordre a été dérivé pour la MRV à travers une série d'approximations, puis ce modèle a été employé pour calculer les gains adaptatifs d'un régulateur PI. Ce contrôleur a été testé expérimentalement et les résultats ont confirmé que ses performances sont bien meilleures que celles du régulateur PI conventionnel à gains fixes.

Un autre régulateur de vitesse, de type « PI flou » à gain variable a été présenté dans [9]. Les règles et le raisonnement de la logique floue ont servi pour déterminer les gains proportionnel et intégral. Ces gains pourraient être modifiés en ligne en se basant sur l'erreur et sa dérivée. L'adaptation des gains du régulateur avec les conditions de fonctionnement a abouti à de meilleurs résultats.

Cet article traite de la régulation de courant d'une MRV à l'aide d'un PI à gains variables. Puisque l'inductance de la phase change selon la position du rotor et le courant, un régulateur avec des gains réglables selon ses deux variables est plus prometteur qu'un simple PI traditionnel.

L'adaptation des gains est basée sur un modèle analytique de la MRV qui est présenté dans le paragraphe 2. Ensuite, la conception du régulateur est détaillée dans le paragraphe 3. Enfin, les résultats de simulation sont présentés pour vérifier l'amélioration apportée par le régulateur proposé.

II. MODÉLISATION DE LA MRV

Le régulateur proposé est conçu pour une MRV 8/6 à quatre phases dont les paramètres sont indiqués dans le tableau suivant :

TABLE I
CARACTÉRISTIQUES DU PROTOTYPE

Paramètres géométriques	
Nombre de pôles rotoriques	6
Nombre de pôles statoriques	8
Diamètre extérieur du stator	143 mm
Diamètre de l'axe	23 mm
Arc polaire statorique	19.8°
Arc polaire rotorique	20.65°
Épaisseur entrefer	0.8 mm
Paramètres électriques	
Nombre de phases	4
Puissance nominale	1.2 kW
Vitesse nominale	3000 rpm
Tension nominale	24 V
Indice de protection	IP20

La conception du régulateur est basée sur les caractéristiques magnétiques de la machine qui sont habituellement obtenues à partir de mesures expérimentales ou de calculs numériques tels que l'analyse par éléments finis (EF). Dans cette étude, un outil numérique basé sur les EF est utilisé [10]. Il a permis d'obtenir, pour le cas de notre machine, la cartographie de flux montrée sur la Fig. 1. Le flux d'une phase est tracé en fonction du courant allant jusqu'à 100A, les courbes sont paramétrées par la position sur une demie période électrique. La figure montre que pour une position donnée, et pour les valeurs du courant inférieures à 20A, la pente est constante et par conséquent l'inductance est indépendante du courant. A partir du flux, l'inductance peut être calculée selon l'équation suivante :

$$\text{Flux} = \text{Inductance} \times \text{courant} \quad (1)$$

On peut constater sur la Fig. 2 que pour les valeurs faibles du courant, les courbes sont très proches et l'inductance ne varie qu'avec la position. Par contre, dès que le courant dépasse les 20A, l'effet de la saturation magnétique commence à apparaître et l'inductance devient fonction de la position et du courant.

Afin d'atteindre de meilleures performances, la commande doit tenir compte de la dépendance de l'inductance en fonction du courant et de la position. Les valeurs du flux sont généralement stockées dans des tables. Cependant un tel stockage occupe un grand espace mémoire et allourdit le temps de calcul. Pour éviter cela une modélisation analytique de l'inductance, basée sur les résultats du calcul EF a été adoptée :

- La dépendance de la position est représentée par un nombre limité ($P+1$) des termes de la série de Fourier.
- La variation non-linéaire par rapport au courant est exprimée par des fonctions polynômiales d'ordre N .

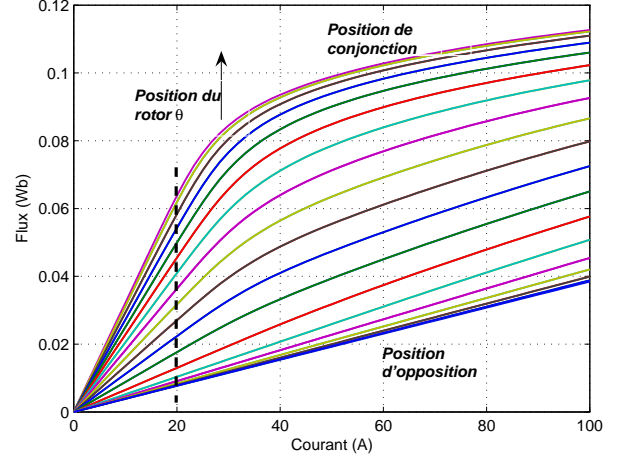


Fig. 1. Représentation du flux dans une phase en fonction du courant et de la position du rotor

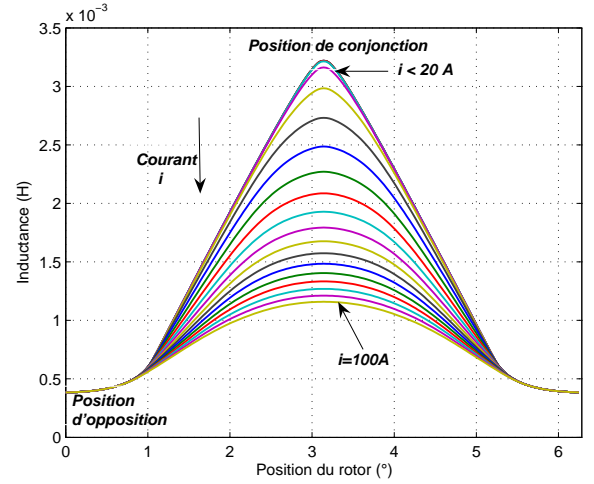


Fig. 2. Variation de l'inductance d'une phase en fonction du courant et de la position du rotor

L'inductance d'une phase peut être finalement écrite comme suit :

$$L(\theta, i) = \sum_{p=0}^P a_p(i) \cos(p\theta) \quad (2)$$

avec

$$a_p(i) = \sum_{n=0}^N b_{pn} i^n \quad (3)$$

Le choix de N et de P dépend de deux critères :

- L'erreur relative, entre les données fournies par le calcul (EF) et l'expression analytique, qui diminue avec N et P .
- Le temps requis par le processeur pour calculer un point de fonctionnement $L(\theta, i)$: il dépend du nombre de multiplications et d'additions à effectuer et vaut $(P+1)(3N+2)$.

Un compromis entre les deux critères doit être fait et un choix raisonnable semble être :

$$\begin{cases} N = 6 \\ P = 4 \end{cases}$$

III. RÉGULATEUR À GAINS ADAPTATIFS

Afin d'énoncer plus simplement les équations qui décrivent le comportement dynamique de la machine à réluctance variable, le couplage magnétique entre les différentes phases a été négligé. L'équation électrique décrivant une phase est :

$$u = R i + \frac{d\phi(\theta, i)}{dt} \quad (4)$$

avec

$$\phi(\theta, i) = L(\theta, i) i \quad (5)$$

$$\Rightarrow \frac{d\phi(\theta, i)}{dt} = L(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + i \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \quad (6)$$

$$= L(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + i \left(\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} \right) \quad (7)$$

où

- u la tension appliquée aux bornes d'une phase,
- R la résistance d'une phase,
- i le courant dans la phase,
- ϕ le flux dans la phase,
- θ la position électrique du rotor.

A partir de (4) et (7)

$$u = R i + \left(L(\theta, i) + i \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \right) \frac{\partial i}{\partial t} + i \omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (8)$$

$$\Rightarrow u = R i + L'(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + E(\theta, i, \omega) \quad (9)$$

où

$$L'(\theta, i) = L(\theta, i) + i \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \quad (10)$$

$$E(\theta, i, \omega) = i \omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (11)$$

où ω est la vitesse angulaire électrique et E est la force électromotrice induite par rotation.

L'équation (9) montre un modèle non-linéaire qui dépend du courant, de la position et de la vitesse.

Comme l'inductance varie fortement avec le courant et la position, la constante de temps électrique d'une phase varie aussi. Un régulateur qui prend en compte ces variations pour les compenser devra normalement aboutir à de meilleures performances dynamiques.

La Fig. 3 montre le schema bloc du régulateur proposé associé au modèle électrique simplifié d'une phase. La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{I^*(s)}{I(s)} = \frac{\frac{K_p}{L'} s + \frac{K_i}{L'}}{s^2 + \left(\frac{K_p + R}{L'} \right) s + \frac{K_i}{L'}} \quad (12)$$

En négligeant la résistance de la phase par rapport au coefficient K_p , la fonction de transfert devient :

$$\frac{I^*(s)}{I(s)} = \frac{2 \xi w_n s + w_n^2}{s^2 + 2 \xi w_n s + w_n^2} \quad (13)$$

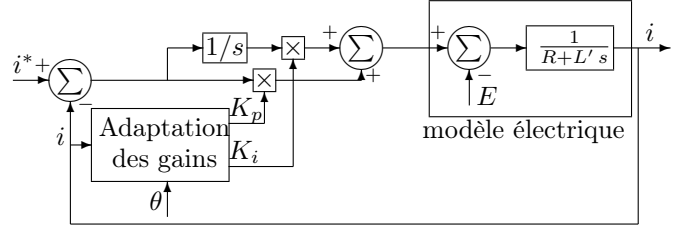


Fig. 3. Schéma bloc de la boucle du courant

où ξ est le coefficient d'amortissement et w_n est la bande passante du système en boucle fermée.

L'identification des équations (12) et (13) permet de calculer les deux gains proportionnel K_p et intégral K_i de la façon suivante :

$$\begin{cases} K_i(\theta, i) = L'(\theta, i) w_n^2 \\ K_p(\theta, i) = 2 \xi L'(\theta, i) w_n \end{cases} \quad (14)$$

L'inductance montrée sur la Fig. 2 est fortement non-linéaire. Elle varie avec la position du rotor et le courant de la phase. Cela signifie que dans le cas d'un régulateur PI à gains fixes, les caractéristiques de la boucle vont changer sur une période électrique d'une manière aléatoire et imprédictible. La bande passante et la marge de phase ne seront plus telles qu'on les a choisies lors de la conception de la commande.

L'exemple suivant montre cette variation dans le cas où l'inductance ne varie qu'avec la position. Pour simplifier, on considère le cas des courants inférieurs à 20A. Pour deux positions différentes (θ_1 and θ_2), on peut écrire :

$$\begin{aligned} K_i &= L'_1 w_{n1}^2 = L'_2 w_{n2}^2 = \text{constant} \\ \Rightarrow \left(\frac{w_{n1}}{w_{n2}} \right)^2 &= \frac{L'_2}{L'_1} \end{aligned} \quad (15)$$

$$K_p = 2 \xi_1 L'_1 w_{n1} = 2 \xi_2 L'_2 w_{n2} = \text{constant}'$$

$$\Rightarrow \frac{\xi_2}{\xi_1} = \frac{w_{n2}}{w_{n1}} = \sqrt{\frac{L'_1}{L'_2}} \quad (16)$$

Ainsi si le coefficient d'amortissement est fixé à 1 et la bande passante à 10000 rads/s pour la position d'opposition ($\theta = 0^\circ$) où l'inductance est égale à 0.38mH, la dynamique de la boucle fermée changera avec la position selon (16).

Le tableau II montre la variation de la dynamique pour trois points de fonctionnement différents. Au fur et à mesure que l'inductance augmente, le système devient de plus en plus lent et oscillant.

Le diagramme de Bode en boucle fermée, dans le cas du régulateur à gains fixes, est montrée sur la Fig. 4. Le tracé est fait pour trois positions :

- $\theta = 0^\circ$ la position d'opposition
- $\theta = 180^\circ$ la position de conjonction
- $\theta = 90^\circ$ la position intermédiaire

TABLE II

LOOP DYNAMICS VARIATION FOR THE FIXED PI CONTROLLER

$\theta(^{\circ})$	L (mH)	ξ	w_n (rad/s)
0	0.38	1	10000
90	1.35	0.5305	5305
180	3.22	0.3435	3435

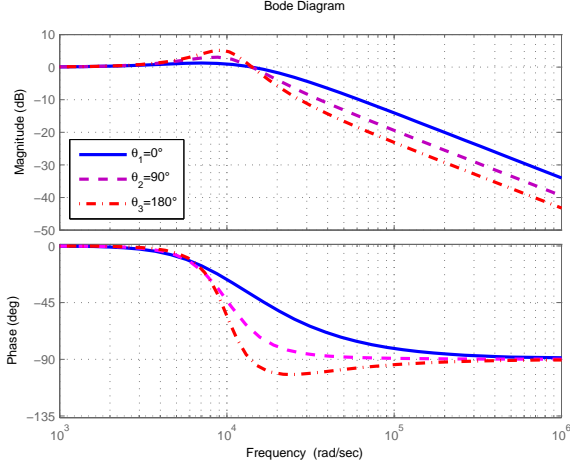


Fig. 4. Tracé de Bode en boucle fermée

Comme le montre la Fig. 4, l'amplitude en boucle fermée varie significativement selon le point de fonctionnement et par conséquent la bande passante du système et sa marge de phase varient également.

L'intérêt du gain variable réside dans le fait que la dynamique du système est sous contrôle et ne varie pas de façon aléatoire avec la variation de l'inductance.

Dans [11], une adaptation linéaire des gains a été adoptée. Les gains nominaux du PI sont réglés pour le courant maximal à la position d'opposition. Deux coefficients d'adaptation sont introduits pour ajuster les gains du PI selon la référence du courant et la position du rotor, respectivement, d'une manière linéaire. Cette méthode a l'avantage d'être simple. Les variations de la bande passante et de la phase sont limitées mais existent toujours.

Concernant le régulateur proposé dans cet article, l'adaptation des gains assure exactement la même dynamique sur toute la plage de fonctionnement. Les mesures de la position du rotor et du courant de la phase sont supposées disponibles de sorte que l'inductance donnée par (10) peut être calculée. Cette valeur est ensuite utilisée pour ajuster les paramètres du régulateur PI selon (14). De cette façon, les gains proportionnels et intégraux changent avec la position et le courant de sorte que la bande passante et le coefficient d'amortissement demeurent constants. Ce procédé est récapitulé sur la Fig. 5.

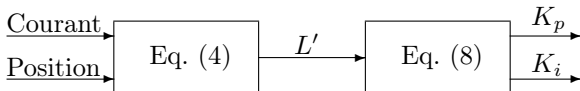


Fig. 5. Algorithme d'adaptation des gains

IV. RÉSULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation sont présentés dans ce paragraphe. Ils montrent une comparaison des résultats du régulateur PI conventionnel avec le PI à gains variables (PIGV). Les essais de simulation sont effectués sous l'environnement MATLAB-Simulink.

Les gains du PI conventionnel ont été réglés pour la valeur moyenne de l'inductance qui est de 1.8 mH. Le coefficient d'amortissement est fixé à 1 et la bande passante à 10000 rad/s pour assurer une réponse rapide. La vitesse est imposée et il s'agit d'une régulation en courant seulement. L'angle de début de magnétisation est fixé à 45° et une seule phase conduit à chaque instant.

La Fig. 6 montre les réponses des deux régulateurs suite à une commande en échelon de 5 A à la vitesse nominale de la machine. La réponse du PIGV est meilleure que celle du PI classique : pendant la phase transitoire, la tension fournie par le premier est supérieure à celle fournie par le second et par la suite il en résulte une réponse du courant plus rapide. Les variations des gains du PI correspondant au transitoire précédent, sont montrées sur la Fig. 7. Ces variations assurent une bande passante et un coefficient d'amortissement constants.

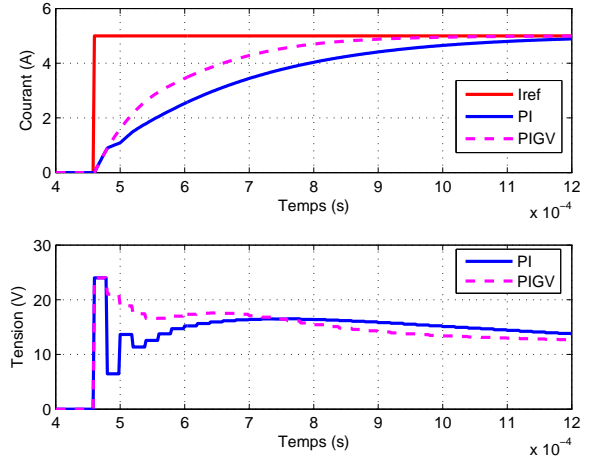


Fig. 6. Réponse de courant à vitesse nominale

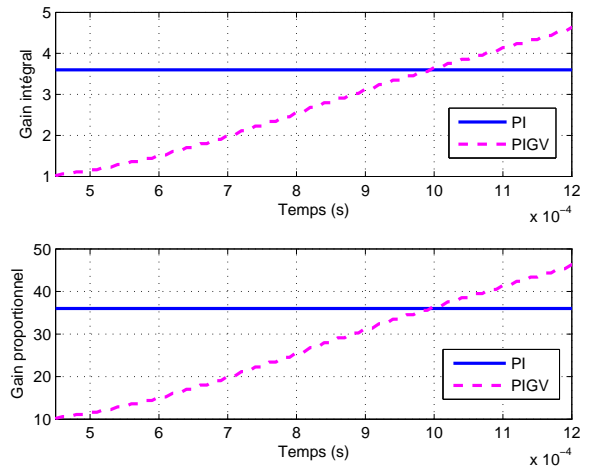


Fig. 7. Variation des coefficients proportionnel et intégral

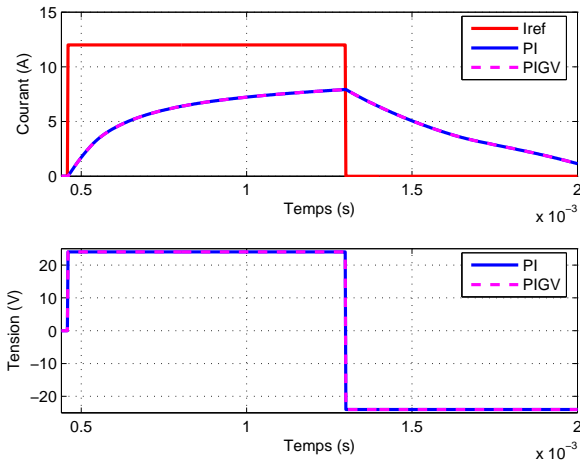


Fig. 8. Fonctionnement en pleine onde

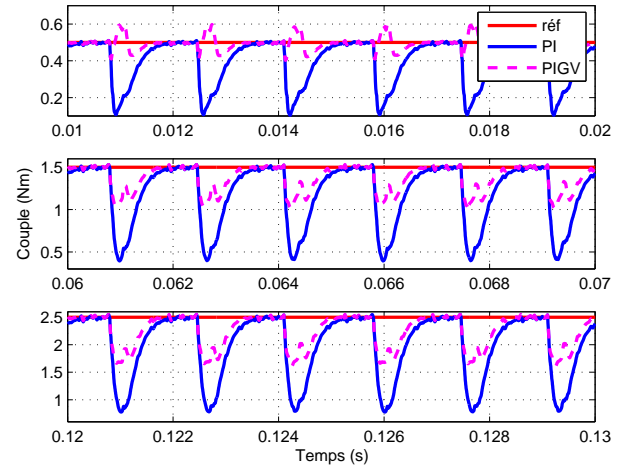


Fig. 10. Comparaison des deux réponses de couple en boucle ouverte

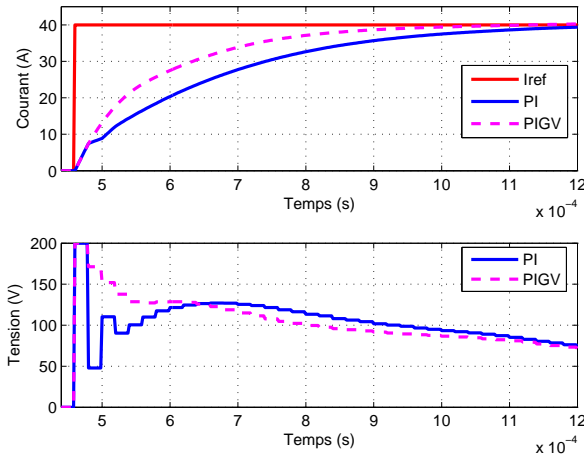


Fig. 9. Réponse de courant à vitesse nominale dans la zone de saturation

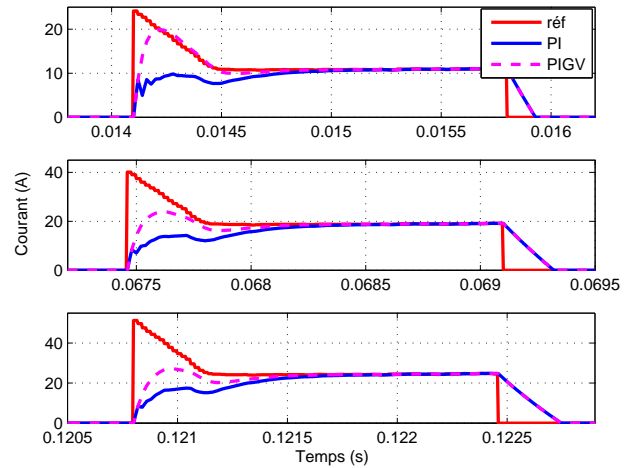


Fig. 11. Comparaison des deux réponses du courant

Cependant les performances du régulateur proposé sont limitées à cause de la limitation de la source d'alimentation de la machine à 24 V. Les simulations ont montré que pour une vitesse donnée, le régulateur est capable de produire de meilleures réponses jusqu'à ce que la tension de phase se sature comme le montre la Fig. 8, ce qui correspond au fonctionnement appelé "pleine onde".

Pour s'affranchir de la contrainte imposée par la source d'alimentation, la limitation en tension a été élevée à 200 V. La Fig. 9 montre les résultats obtenus à vitesse nominale, pour une commande en courant dans la zone de saturation. Le PIGV est capable de produire une meilleure réponse.

L'influence du régulateur de courant proposé sur la commande en couple en boucle ouverte a été examinée. Quatre régulateurs de courant (c.à.d un régulateur par phase) ont été mis en oeuvre. Un bloc d'autopilotage sert à répartir le couple successivement sur les quatre phases et à chaque instant, une seule phase de la machine produit tout le couple demandé.

Pour une vitesse de 1500 tr/min, la Fig. 10 montre le couple électromagnétique produit par la machine, pour trois valeurs différentes du couple demandé (0.5 Nm, 1.5 Nm, 2.5

Nm) pour les deux régulateurs développés. Dans ces conditions, la référence du courant varie en fonction de la position. Étant donné qu'au moment de la commutation du courant d'une phase à une autre, le courant ne peut pas s'établir instantanément dans la phase, cela conduit à une chute du couple produit et donc à une ondulation importante du couple. Cependant, le couple produit dans le cas du régulateur PIGV est meilleur : sa valeur moyenne est supérieure à celle du couple produit par le PI classique et son ondulation est inférieure. Ceci est dû à une meilleure phase transitoire du courant (Fig. 11).

Le fait de s'affranchir de la limitation en tension a permis de mieux examiner les bénéfices du PIGV. Cependant, en pratique, on ne peut pas s'affranchir de cette contrainte, ce qui limitera alors les performances du régulateur proposé.

Des variations de l'inductance d'une phase ont été introduites dans le modèle afin de tester la robustesse du régulateur proposé vis à vis de l'incertitude dans la connaissance de l'inductance. La Fig. 12 montre la réponse du courant ainsi que la valeur moyenne de la tension à la sortie du régulateur pour une variation de + ou - 20 % de l'inductance. La régulation du courant est peu sensible à ces variations.

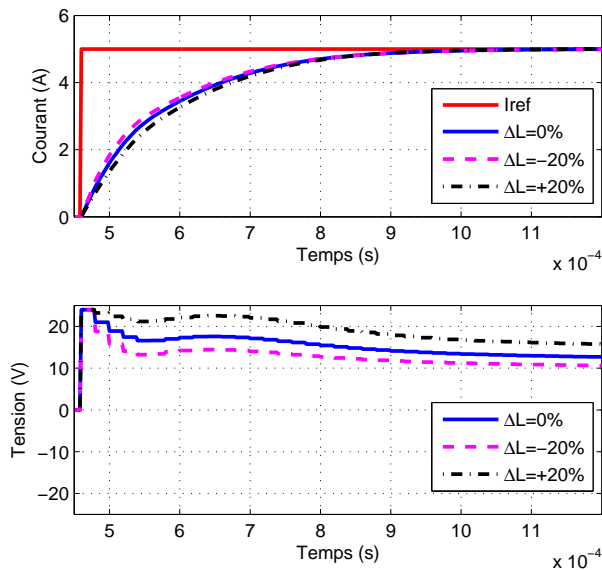


Fig. 12. Test de robustesse

V. CONCLUSION

Un régulateur de courant, de type PI à gains adaptatifs, a été décrit dans ce papier. Son concept est basé sur le calcul d'un PI classique, sauf que ses paramètres sont ajustables en ligne selon la valeur du courant dans la phase et la position du rotor. La variation des gains du régulateur permet de compenser celle de la constante de temps électrique du système et de maintenir une dynamique bien définie de la boucle fermée du courant.

Le régulateur proposé a abouti à de meilleures performances en comparaison avec le régulateur PI traditionnel, concernant la phase transitoire du courant. Ce qui s'est traduit en une meilleure réponse du couple fourni par la machine. Cependant la saturation de la source de tension a limité cette amélioration.

Une validation expérimentale des résultats de simulation est actuellement en cours.

RÉFÉRENCES

- [1] S. A. Long, N. Schofield, D. Howe, M. Piron, M. McClelland, « Design of a Switched Reluctance Machine for Extended Speed Operation, » *Electric Machines and Drives Conference*, Madison, USA, vol.1, pp. 235-240, 1-4 Juin 2003.
- [2] S. A. Long, N. Schofield, D. Howe, M. Piron, M. McClelland, « Modélisation et commande non linéaire en couple d'une machine à réluctance variable à double saillance, » *Journal de physique III*, vol.1, pp. 55-75, 1996.
- [3] A. V. Radun, « Design considerations for the switched reluctance motor, » *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, pp. 1079-1087, Sept./Oct. 1995.
- [4] G. S. Buja, « Variable structure control of an SRM drive, » *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 40(1), pp.56-63, Février 1993.
- [5] Haiqing Yang, S. K. Panda, Yung C. Liang, « Experimental investigation of feedback linearization controller for switched reluctance motor, » *Power Electronics Specialists Conference* vol. 2, pp. 1804-1810, Juin 1996.
- [6] F. Blaabjerg, P.C. Kjaer, « Improved Digital Current Control Methods in Switched Reluctance Motor Drives, » *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 14(3), pp. 563-572, Mai 1999.
- [7] S. K. Sahoo, S.K. Panda, and J. X. Xu, « High performance current controller for switched reluctance motors based on iterative learning, » *EPE 2003*, Toulouse.

- [8] W.K. Ho, S. k. Panda, K. W. Lim, F. S. Huang, « Gain-scheduling control of the Switched Reluctance Motor, » *Control engineering practice*, vol. 6, pp. 181-189, 1998.
- [9] S. K. Panda, X. M. Zhu, P. K. Dash, « Fuzzy gain scheduled PI speed controller for switched reluctance motor drive, » *23rd International Conference on industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol. 3, pp. 989-994, Nov. 1997.
- [10] M. Besbes, B. Multon, « MRVSIM Logiciel de simulation et d'aide à la conception de Machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique, » Dépôt APP CNRS en 2004, n°IDN.FR.001.430010.000.S.C.2004.000.30645
- [11] S. E. Schulz, K. M. Rahman, « High-Performance Digital PI Current Regulator for EV Switched Reluctance Motor Drives, » *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 39(4), pp. 1118-1126, Juillet/Août 2003.