

MISE EN ŒUVRE D'UNE COMMANDE A GAINS VARIABLES APPLIQUEE AUX MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE

Hala Hannoun, Mickaël Hilairet, Claude Marchand

LGEP/SPEE Labs; CNRS UMR8507; Supelec; Univ Pierre et Marie Curie-P6;

Univ Paris Sud-P11; F-91192 Gif-sur-Yvette

hala.hannoun@lgep.supelec.fr

Résumé

Actuellement, la machine à réluctance variable (MRV) présente de plus en plus d'intérêt pour les entraînements à vitesse variable, principalement pour sa robustesse mécanique et son faible coût de fabrication. Toutefois, le contrôle du couple ou du courant constitue le cœur de la commande dans de tels systèmes et compte-tenu des caractéristiques non-linéaires du flux et du couple, le développement des asservissements est significativement compliqué.

Afin de prendre en compte le phénomène de saturation magnétique et sa dépendance en fonction de la position du rotor et du courant, il est proposé d'utiliser un régulateur PI à gains variables. Ce régulateur permet de maintenir la dynamique du système en boucle fermée constante. Une étude comparative du régulateur PI classique avec le PI à gains variables, est réalisée dans cet article. Elle montre les avantages de l'adaptation des gains par rapport aux gains fixes.

Abstract

Currently, Switched Reluctance Motor drives are under consideration in various applications requiring speed variation. This is certainly due to its mechanical robustness and its low manufacturing cost. However, the torque or current control constitutes the heart of the control in such systems and considering the non-linear characteristics of the flux and the torque, the development of controllers is significantly complicated.

In order to take into account the phenomenon of magnetic saturation and its dependence according to the rotor position and the current, a PI regulator with variable gains is proposed. This regulator maintains the dynamics of the closed loop system constant. A comparative study of the traditional PI regulator with the gain scheduling PI, is carried out in this paper. It shows the advantages of the gain adaptation compared to the fixed gains.

Mots clés : Machine à réluctance variable, régulation de courant, gains variables, étude de stabilité, expérimentation.

I. Introduction

En raison de ses nombreux avantages, la machine à réluctance variable est de plus en plus utilisée dans différents domaines d'application comme le transport (automobile) [1–3], les applications domestiques, etc. Cette machine, sans balais ni collecteur, est de conception très simple et constituée de matériaux peu coûteux [4]. Elle ne comporte ni aimant, ni bobinage au rotor ce qui lui confère une grande robustesse. Le convertisseur statique destiné à piloter ce moteur fournit un courant unidirectionnel, ce qui le rend particulièrement simple et robuste.

Toutefois, le contrôle du couple ou du courant constitue le cœur de la commande dans de tels systèmes et compte-tenu des caractéristiques non-linéaires du flux et du couple, le développement des asservissements est significativement compliqué. Généralement, la méthode la plus utilisée pour le contrôle du courant est l'hystérésis, pour sa robustesse et sa dynamique importante [5]. Les deux principaux inconvénients de ce contrôleur sont la forte oscillation du couple en régime permanent et une fréquence de commutation variable nuisible vis-à-vis des éléments extérieurs et de la machine elle-même [6]. Une solution alternative à la commande en tout ou rien est la commande à commutation à fréquence fixe via une Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) (Pulse Width Modulation en anglais) [7] largement utilisée pour la variation de vitesse des machines électriques à courant alternatif.

Compte tenu de la structure doublement saillante et de la saturation du circuit magnétique, l'inductance d'une phase de la machine change selon la position mécanique et le courant. Par conséquent, la conception d'un contrôleur performant doit prendre en considération le modèle de l'inductance dans la loi de commande via un contrôleur linéaire ou non-linéaire à gains adaptatifs.

L'idée de faire varier les gains à laquelle on s'intéresse a uniquement été traité dans le cas de l'asservissement en vitesse de la MRV [8], où un modèle du premier ordre a été dérivé à travers une série d'approximations en vue de la synthèse d'un régulateur PI à gains adaptatifs. 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

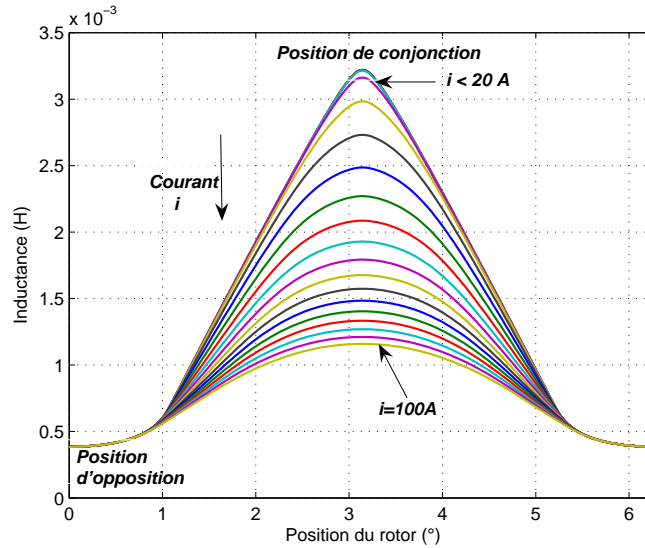


FIG. 1. Variation de l'inductance d'une phase en fonction du courant et de la position électrique du rotor

autre régulateur de vitesse, de type "PI flou" à gains variables a été présenté dans [9]. Les règles et le raisonnement de la logique floue ont servi à la détermination des gains proportionnel et intégral. Les auteurs ont constaté que l'adaptation des gains du régulateur avec les conditions de fonctionnement aboutit à de meilleurs résultats.

Cet article est organisé de la façon suivante : le modèle analytique sur lequel est basé l'adaptation des gains est présenté dans le paragraphe 2. La conception du régulateur et le choix de la dynamique en boucle fermée à travers une étude de stabilité du système est détaillée dans le paragraphe 3. Enfin, des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés pour vérifier l'amélioration apportée par le régulateur et valider l'approche proposée.

II. Modélisation de la MRV

Le régulateur proposé est conçu pour une MRV 8/6 à quatre phases dont les paramètres sont listés dans la table III.

La conception du régulateur est basée sur les caractéristiques électromagnétiques 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 l'inductance montrée sur la Fig. 1. L'inductance d'une phase est tracée en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant allant jusqu'à 100 A.

La figure montre 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 20 A, l'effet de la saturation magnétique commence à apparaître et l'inductance devient dépendante de la position électrique 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. Généralement, les valeurs du flux sont stockées dans des tables. Cependant un tel stockage occupe un grand espace mémoire et allourdit le temps de calcul. Pour éviter cela, une solution alternative consiste à modéliser analytiquement l'inductance. Une grande majorité des modèles analytiques pour la commande qui se trouvent dans la littérature ne traitent pas la MRV en régime de fonctionnement saturé. Ils sont très simples et imprécis. Le modèle analytique le plus utilisé qui tient compte de la saturation est décrit par une fonction exponentielle du courant pour une position donnée [11]. Ce choix est fait afin de simplifier les calculs de dérivée et d'intégrale.

Dans cet article, un modèle analytique original de l'inductance est proposé. Il résulte des calculs par éléments finis et possède les caractéristiques suivantes :

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

Finalement, l'inductance d'une phase peut être écrite comme suit :

$$L(\theta, i) = \sum_{p=0}^P a_p(i) \cos(p\theta) \quad (1)$$

avec

$$a_p(i) = \sum_{n=0}^N b_{pn} i^n \quad (2)$$

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 des grandeurs électriques de la machine à réductance variable, le couplage magnétique entre les différentes phases a été négligé. L'équation électrique décrivant une phase est :

$$u = R i + \frac{d\phi(\theta, i)}{dt} \quad (3)$$

avec

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

Finalement, l'équation 3 devient :

$$u = R i + \left(L(\theta, i) + i \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \right) \frac{\partial i}{\partial t} + i \omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} = R i + L'(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + E(\theta, i, \omega) \quad (4)$$

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,
- ω la vitesse angulaire électrique,
- E la force électromotrice induite par rotation.

L'équation (4) montre que la MRV est représentée par un modèle non-linéaire qui dépend du courant, de la position et de la vitesse. Les termes $L'(\theta, i)$ et $E(\theta, i, \omega)$ sont calculés en utilisant l'expression analytique de l'inductance. 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.

A. Conception du régulateur

La compensation de la force électromotrice permet d'écrire la fonction de transfert du système en boucle fermée sous la forme suivante :

$$\frac{I^*(s)}{I(s)} = \frac{\frac{K_p}{L'} s + \frac{K_i}{L'}}{s^2 + \left(\frac{K_p + R}{L'} \right) s + \frac{K_i}{L'}} \quad (5)$$

où K_p est le coefficient proportionnel et K_i est le coefficient intégral. En négligeant la résistance de la phase par rapport au coefficient K_p , la fonction de transfert devient :

$$\frac{I^*(s)}{I(s)} = \frac{2 \xi w_n s + w_n^2}{s^2 + 2 \xi w_n s + w_n^2} \quad (6)$$

où ξ est le coefficient d'amortissement et w_n est la pulsation propre du système en boucle fermée. L'identification des équations (5) et (6) permet de calculer les deux gains proportionnel K_p et intégral K_i de la façon suivante [12] :

$$\begin{cases} K_i(\theta, i) = L'(\theta, i) w_n^2 \\ K_p(\theta, i) = 2 \xi L'(\theta, i) w_n \end{cases} \quad (7)$$

Dans le cas d'un régulateur PI à gains fixes (PIGF), les caractéristiques de la boucle vont changer sur une période électrique. La bande passante et la marge de phase ne seront plus telles qu'on les a choisies lors de la phase de conception de la commande.

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

$$K_i = L'_1 w_{n1}^2 = L'_2 w_{n2}^2 = constant \Rightarrow \left(\frac{w_{n1}}{w_{n2}}\right)^2 = \frac{L'_2}{L'_1}$$

$$K_p = 2 \xi_1 L'_1 w_{n1} = 2 \xi_2 L'_2 w_{n2} = constant' \Rightarrow \frac{\xi_2}{\xi_1} = \frac{w_{n2}}{w_{n1}} = \sqrt{\frac{L'_1}{L'_2}} \quad (8)$$

Ainsi si le coefficient d'amortissement est fixé à 1 et la pulsation propre à 10000 rads/s pour la position d'op-position ($\theta = 0^\circ$) où l'inductance est égale à 0.38 mH, la dynamique de la boucle fermée change avec la position selon (8).

La table I 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.

TAB. I
EXEMPLE DE LA VARIATION DE LA DYNAMIQUE DANS LE CAS DU PIGF

$\theta(^{\circ})$	$L (mH)$	ξ	$w_n(rad/s)$
0	0.38	1	10000
90	1.8	0.5305	5305
180	3.22	0.3435	3435

B. Choix de la dynamique du régulateur

L'intérêt du gain variable réside dans le fait que la dynamique du système est sous contrôle et ne varie pas avec l'inductance : les gains proportionnel et intégral changent avec la position et le courant de sorte que la bande passante et le coefficient d'amortissement demeurent constants.

Le régulateur PI, conçu en continu, est transposé en discret en utilisant la transformation d'Euler. Il est suivi d'un bloqueur d'ordre zéro. Le schéma bloc est montré sur la figure 2 :

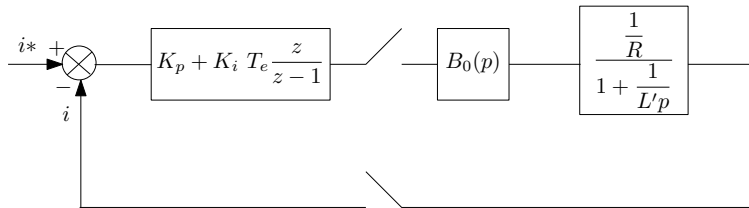


FIG. 2. Schéma bloc de la boucle du courant

Les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée s'écrivent respectivement :

$$H_{BO}(z) = \frac{(K_p + K_i T_e)z - K_p}{z - 1} \cdot \frac{1}{R} \frac{1 - a}{z - a}$$

et

$$H_{BF}(z) = \frac{1}{R} \cdot \frac{((K_p + K_i T_e)z - K_p)(1 - a)}{(z - 1)(z - a) + \frac{1}{R}(1 - a)((K_p + K_i T_e)z - K_p)}$$

avec $a = e^{-T_e \frac{R}{L}}$, et T_e la période d'échantillonnage.

Le choix de ξ et w_n est obtenu par une étude de stabilité du système discret. L'application du critère de Jury [13] conduit à l'équation caractéristique suivante :

$$P(z) = z^2 - z \left(1 + a - \frac{(K_p + K_i T_e)(1 - a)}{R} \right) + a - \frac{K_p(1 - a)}{R}$$

Les conditions nécessaires et suffisantes de stabilité qui en découlent :
$$\begin{cases} K_p > -R \\ K_i > 0 \\ K_i T_e + 2K_p - 2R \frac{1+a}{1-a} < 0 \end{cases}$$

Dans le cas du PIGV, K_i et K_p sont remplacés selon l'équation 7, ainsi la condition finale à satisfaire devient :

$$(L'(\theta, i)T_e) w_n^2 + (4\xi L'(\theta, i)T_e) w_n - 2R \frac{1+a}{1-a} < 0 \quad (9)$$

or

$$a = e^{-T_e \frac{R}{L'}} \approx 1 - T_e \frac{R}{L'} \Rightarrow \frac{1+a}{1-a} \approx \frac{2 - T_e \frac{R}{L'}}{T_e \frac{R}{L'}}$$

$$T_e \frac{R}{L'} \ll 2 \Rightarrow \frac{1+a}{1-a} \approx \frac{2L'}{RT_e}$$

Finalement, l'équation 9 devient :

$$w_n^2 + \left(\frac{4\xi}{T_e} \right) w_n - \frac{4}{T_e^2} < 0 \quad (10)$$

C'est une équation du second degré en w_n . L'adaptation des gains a permis que la condition finale de stabilité soit indépendante de la valeur de $L'(i, \theta)$. La solution de cette équation dépend de la période d'échantillonnage et du coefficient d'amortissement.

La période d'échantillonnage est imposée par les contraintes matérielles à $100\mu s$. Pour cette période d'échantillonnage, la figure 3(a) montre les variations de la pulsation propre maximale en fonction de ξ . Cette courbe, qui représente la solution de l'expression 10, traduit la limite de stabilité. La pulsation propre w_n choisie ne doit pas dépasser $w_{n,max}$, et au fur et à mesure que la w_n choisie se rapproche de cette courbe limite, la marge de stabilité diminue.

Le second critère à prendre en considération est le rapport t_r/T_e , t_r étant le temps de réponse souhaité. En d'autres termes, le régime transitoire doit être représenté par un nombre d'échantillons suffisants. Pour un temps de réponse égal à 10 fois la période d'échantillonnage ($t_r = 1ms$), la figure 3(a) montre la variation de w_n en fonction de ξ : le choix de ξ se limite à l'intervalle $0.18 - 1.29$ qui représente l'intersection des deux courbes ($w_{n,max}$ et w_n à $t_r = 1ms$). Sachant que plus ξ s'éloigne de la valeur de 0.7 , plus la marge de stabilité diminue et on se rapproche de la limite de stabilité. Cette conclusion est mise en évidence en traçant le diagramme de bode de $H_{BO}(z)$ pour trois valeurs différentes de ξ situées dans l'intervalle (voir figure 3(b)).

Par conséquent, pour avoir de bonnes marges de stabilité et un dépassement acceptable, un choix raisonnable de ξ et w_n semble être :

$$\begin{cases} \xi = 0.7 \\ w_n = 3000 \end{cases}$$

Dans le cas du PIGF discrétisé, la variation de l'inductance pouvant entraîner l'instabilité de la boucle, le choix de ξ et w_n est plus délicat à effectuer car il faut que le système reste stable quelles que soient les valeurs de courant et de la position (équation 8). Un choix raisonnable des paramètres du PIGF qui permet d'assurer de bonnes marges de gain et de phase semble être obtenu avec $\xi = 0.7$ et $w_n = 2000$ rad/s pour la valeur moyenne de l'inductance (1.8 mH). Le tableau suivant résume les variations de la dynamique et de la marge de phase en fonction de l'inductance (minimale, moyenne et maximale) pour le choix effectué. Le système est stable quelque soit la valeur de l'inductance.

TABLEAU II
VARIATION DE LA DYNAMIQUE DANS LE CAS DU PIGF

L (mH)	ξ	w_n (rad/s)	t_r (ms)	ΔH_{BO} (dB)	$\Delta \Phi_{BO}$ (°)
0.38	1.52	4353	2	3	40
1.8	0.7	2000	1.5	16.5	60
3.22	0.5234	1495	3.5	21.5	50

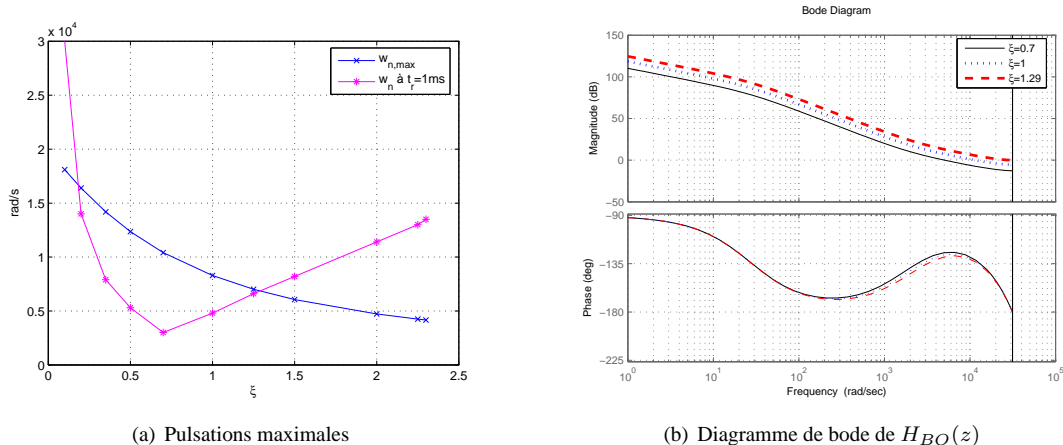


FIG. 3. Choix de ξ et de w_n

IV. Résultats

La machine est commandée en vitesse à travers une boucle externe de régulation de vitesse utilisant un PI classique et quatre boucles internes pour la régulation du courant. La structure globale de la commande est montrée sur la figure 4. Le régulateur de vitesse fournit le couple de référence total qui est réparti sur les quatre phases selon la position du rotor.

Les simulations sont effectuées sous l'environnement MATLAB-Simulink. Elles montrent une comparaison des résultats obtenus avec les deux régulateurs PIGF et PIGV. La commande est ensuite mise en œuvre sur un banc expérimental muni d'une carte "Dspace 1103".

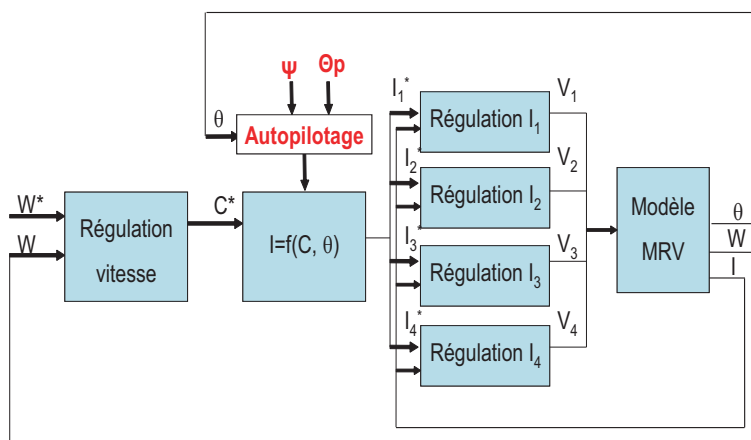
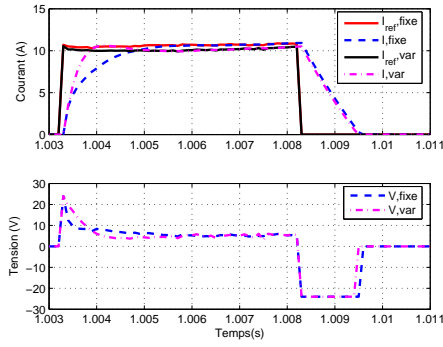


FIG. 4. Structure globale de la commande

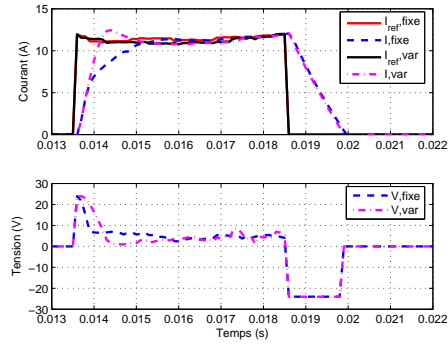
La figure 5 montre les résultats obtenus en régime statique à 500 tr/min sans couple de charge, pour un angle d'amorçage ψ de 60° compté à partir de la position d'opposition et une durée de magnétisation θ_p de 90° . A tout instant, une seule phase est active. La réponse du PIGV est meilleure que celle 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 résultats expérimentaux sont très proches de ceux obtenus en simulation ce qui permet de valider cette commande.

Un autre point de fonctionnement est montré sur la figure 6, toujours à la même vitesse mais avec un ψ de 20° . Le courant de référence s'adapte pour fournir le couple demandé qui est constant. Le PIGV permet d'avoir une dynamique d'asservissement plus rapide ainsi les oscillations du couple électromagnétique sont réduites.

Le dernier résultat à montrer (Fig. 7) est un essai en charge (1.5 Nm) pour le même point de fonctionnement. Cet essai montre l'amélioration apportée par le PIGV dans le cas d'un fonctionnement dans la zone de saturation du circuit magnétique, du fait de la prise en compte du modèle de l'inductance dans la commande.

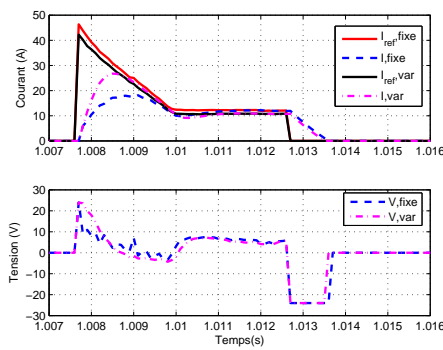


(a) Résultats de simulation

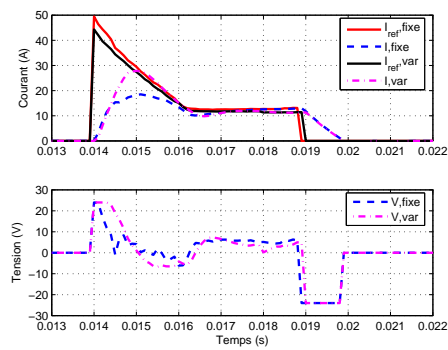


(b) Résultats expérimentaux

FIG. 5. Représentation des courants et des tensions lors d'un fonctionnement en régime permanent et à vide

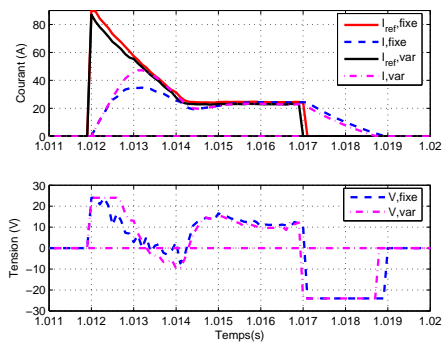


(a) Résultats de simulation

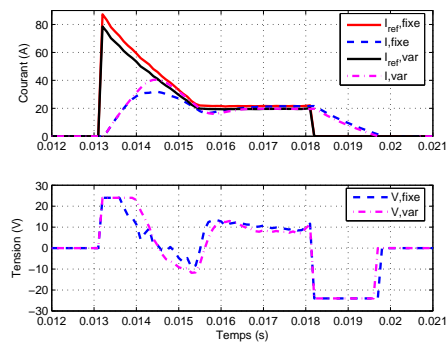


(b) Résultats expérimentaux

FIG. 6. Représentation des courants et des tensions lors d'un fonctionnement en régime permanent et à vide



(a) Résultats de simulation



(b) Résultats expérimentaux

FIG. 7. Représentation des courants et des tensions lors d'un fonctionnement en régime permanent et en charge

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, où les 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 les variations 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 PIGF aussi bien dans la zone de saturation du circuit magnétique, ainsi que dans la zone de fonctionnement linéaire. Ceci se traduit par une meilleure réponse du couple fourni par la machine. Les résultats expérimentaux sont en accord avec les simulations ce qui permet de valider cette étude.

TAB. III
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°
Epaisseur 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

Références

- [1] M. Krishnamurthy, C. S. Edrington, A. Emadi, P. Asadi, M. Ehsani, B. Fahimi, « Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products, » *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 21(3), pp. 659-675, Mai 2006.
- [2] S. A. Long, N. Schofield, D. Howe, M. Piron, M. McClland, « 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.
- [3] M. Rekik, M. Besbes, C. Marchand, B. Multon, S. Loudot, D. Lhotellier « Optimisation du nombre de spires et des angles de commande d'un moteur à réductance à double saillance pour application de traction électrique, » *Electrotechnique du Futur*, Grenoble, Septembre 2005.
- [4] S. A. Long, N. Schofield, D. Howe, M. Piron, M. McClland, « Modélisation et commande non linéaire en couple d'une machine à réductance variable à double saillance, » *Journal de physique III*, vol.1, pp. 55-75, 1996.
- [5] M. R. Benhadria, K. Kendouci, B. Mazari, « Torque ripple minimization of switched reluctance motor using Hysteresis current control, » *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 3, pp. 2158-2162, Juillet 2006.
- [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] H. Keunsoo, L. Cheewoo, K. Jaehyuck, R. Krishnan, O. Seok-Gyu, « Design and development of low-Cost and high-efficiency variable-speed drive system with switched reluctance motor, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43(3), pp. 703-713, Mai-Juin 2007.
- [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 réductance variable à double saillance à alimentation électronique, » Dépôt APP CNRS en 2004, n°IDN.FR.001.430010.000.S.C.2004.000.30645
- [11] M.I. Spong, R. Marino and S.M.Peresada, « Feedback linearizing control of switched reluctance motor, » *IEEE Transaction on Automatic Control*, AC- 32(5), pp. 371-379, 1987.
- [12] H. Hannoun, M. Hilaret, C. Marchand « Gain-scheduling PI current controller for a Switched Reluctance Motor, » *IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE*, Vigo-Spain, pp. 1177-1182, June 2007.
- [13] E. Godoy, E. Ostertag, « Commande numérique des systèmes, » Ellipses Marketing, Juillet 2003.