



Effet de la saturation magnétique sur la performance de la commande sensorless d'une MSAP à l'arrêt et en basse vitesse dans un contexte automobile

Wided Zine, Lahoucine Idkhajine, Eric Monmasson, Pierre-Alexandre Chauvenet, Antoine Bruyère, Bruno Condamin

► To cite this version:

Wided Zine, Lahoucine Idkhajine, Eric Monmasson, Pierre-Alexandre Chauvenet, Antoine Bruyère, et al.. Effet de la saturation magnétique sur la performance de la commande sensorless d'une MSAP à l'arrêt et en basse vitesse dans un contexte automobile. Symposium de Genie Electrique, Jun 2016, Grenoble, France. <hal-01361548>

HAL Id: hal-01361548

<https://hal.science/hal-01361548v1>

Submitted on 7 Sep 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



HAL Authorization

Effet de la saturation magnétique sur la performance de la commande sensorless d'une MSAP à l'arrêt et en basse vitesse dans un contexte automobile

W. ZINE^{1,2}, L. IDKHAJINE², E. MONMASSON², P.A. CHAUVENET¹, A. BRUYERE¹, and B. CONDAMIN¹

¹Valeo Systèmes de propulsion, Cergy, France

²Université de Cergy, SATIE laboratory, Cergy-Pontoise, France

Résumé—Ce travail s'intéresse aux techniques d'estimation sans capteur mécanique (Sensorless) de la position et la vitesse d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Internes (MSAPI) destinée à des applications de type véhicule électrique. Les techniques d'injection d'un signal haute fréquence en basse vitesse et à l'arrêt ont été développées et on traitera dans ce papier les problématiques liées à la saturation magnétique et affectant la performance de ces méthodes.

Mots-clés – Haute Fréquence (HF), Machine Synchrone à Aimants Permanents Internes (MSAPI), saturation magnétique

I. INTRODUCTION

Dans le cadre d'une application embarquée comme les véhicules électriques, les stratégies de commande de la machine électrique doivent répondre à un cahier des charges particulièrement sévère en termes de sécurité de fonctionnement et d'optimisation des coûts. Dans la tentative d'assurer une redondance de l'information de la position et la vitesse provenant d'un capteur de position assez cher et nécessitant de la maintenance, la commande Sensorless présente une alternative séduisante de point de vue industriel [1]. La MSAPI est la plus adaptée à ce type d'applications du fait de sa densité de puissance et son rendement élevés. Cependant, elle risque d'être fortement saturée, ce qui nécessite le développement d'un modèle magnétique suffisamment fin pour prendre compte de ces effets de saturation. Les méthodes sensorless, basées sur le traitement des courants à la sortie de la machine sont alors sensibles à ce problème. Deux effets liés au phénomène de la saturation magnétique sont investigués : 1) L'effet de la saturation magnétique sur la saillance de la machine, 2) L'effet de la saturation croisée sur l'erreur de l'estimation de la position. Les principes des méthodes d'injection d'un signal HF sont d'abord présentés. Ensuite, l'effet de la saturation magnétique sur la géométrie de la machine est étudié. Enfin, une modélisation du phénomène de la saturation croisée est établie et son impact sur la précision de l'estimation est quantifié.

II. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE LA COMMANDE SENSORLESS

La structure de commande Sensorless basée sur les techniques d'injection d'un signal HF est présentée dans la Fig.1.

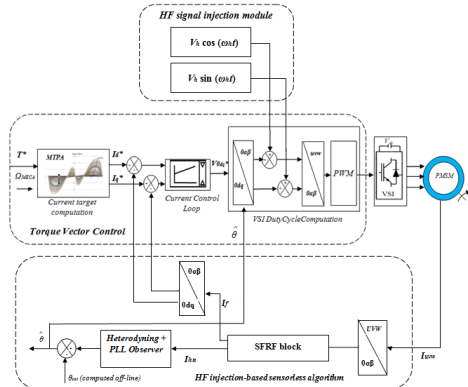


Fig. 1. Structure de la commande sensorless (Méthode rotative)

La partie puissance est composée d'une MASPI à trois phases indépendantes pilotée par un onduleur 6-bras. La partie commande

est constituée par un régulateur de courant PI dont les références sont calculées selon la stratégie MTPA (Maximum Torque Per Ampere) [2]. L'équation de la MSAPI dans le plan (d, q) est donnée par l'(Eq.1) où ω représente la vitesse électrique de la machine et $V_d, V_q, \varphi_d, \varphi_q$ sont respectivement les tensions et les flux sur les axes $d-q$.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \varphi_q \\ \omega \varphi_d \end{bmatrix} \quad (1)$$

Avec l'hypothèse que les forces magnétomotrices dans l'entrefer sont réparties sinusoïdalement et que la dépendance des flux de la position du rotor est négligée, le modèle de flux dans le repère (I_d, I_q) est exprimé dans Eq.2 et sa cartographie en fonction des courants est donnée dans la Fig.2.

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi_d(I_d, I_q) \\ \varphi_q = \varphi_q(I_d, I_q) \end{cases} \quad (2)$$

Il est à noter que le modèle HF de la MSAPI est approximé à une

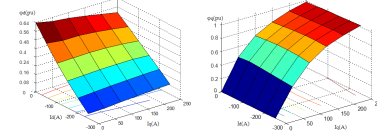


Fig. 2. (a). $\varphi_d(I_d, I_q)$, (b). $\varphi_q(I_d, I_q)$

charge inductive pure (Eq.3) et que la f_{em} est négligée, la vitesse de la machine étant assez faible ou nulle. Comme l'injection du signal HF a lieu dans le repère (α, β) , on exprimera l'équation de la machine dans ce même repère telle que :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha h} \\ V_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos(2\theta) & -\Delta L \sin(2\theta) \\ -\Delta L \sin(2\theta) & \Sigma L - \Delta L \cos(2\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha h} \\ I_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Où $V_{\alpha h}, V_{\beta h}$ and $I_{\alpha h}, I_{\beta h}$ sont les tensions et courants HF dans le repère (α, β) . θ est la position du rotor.

$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2}$ and $\Sigma L = \frac{L_d + L_q}{2}$ sont respectivement les inductances différentielle et moyenne de la MSAPI. La méthode rotative consiste à superposer une tension HF (Eq.4) aux références de tension produites à la sortie du régulateur PI dans le repère (α, β) et le courant résultant est donné par (Eq.5).

$$V_{\alpha \beta h} = V_h \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$I_{\alpha \beta -rv} = I_f + I_{\alpha \beta h} = I_f e^{j\theta} - j I_{hp} e^{j\omega_h t} - j I_{hn} e^{j(\omega_h t - 2\theta)} \quad (5)$$

Où I_f et $I_{hp} = \frac{(L_d + L_q)V_h}{2\omega_h L_d L_q}$ and $I_{hn} = \frac{(L_d - L_q)V_h}{2\omega_h L_d L_q}$ sont respectivement le courant fondamental et les composantes positive et négative du courant HF. Ensuite, le courant à la sortie de la MSAPI est soumis à une chaîne de filtrage appropriée de façon à extraire d'une part I_f et le ré-injecter dans la commande et à faire apparaître d'autre part I_{hn} qui contient l'information de la position [3]. Cette étape est suivie par un observateur de position ayant à son entrée le signal d'erreur ε et permettant d'estimer la position du rotor.

$$\varepsilon = I_{hn} \sin(\theta - \hat{\theta}) \simeq I_{hn}(\theta - \hat{\theta}) \quad (6)$$

Il est important de maintenir un bon rapport signal/bruit à l'entrée de l'observateur afin d'atteindre cet objectif. Néanmoins, cela peut être affecté si la saillance de la machine est réduite avec la saturation.

III. EFFETS DE LA SATURATION MAGNÉTIQUE SUR LA SAILLANCE DE LA MSAPI

Cette analyse se base principalement sur la cartographie des inductances L_d et L_q en fonction des courants (I_d , I_q). En effet, il a été observé que L_q diminue considérablement en fonction du courant I_q par rapport à la variation de L_d qui est considérée comme pratiquement constante en fonction des courants. Ainsi, plus la consigne de couple est élevée, plus la machine est saturée et plus les valeurs des inductances L_d et L_q deviennent plus proches, ce qui réduit alors la saillance de la machine.

Afin de bien mettre en évidence cette observation, une analyse des lieux des courants relevés dans le repère (d,q) est établie. En se basant sur l'(Eq.5), la composante HF du courant s'écrit dans le repère (d,q) telle que :

$$I_{dqh} = I_{hp}e^{j\omega_h t - \theta} + I_{hn}e^{-j\omega_h t + \theta} \quad (7)$$

En remplaçant I_{hp} et I_{hn} par leurs valeurs, (Eq.7) conduira à la formule d'ellipse exprimée dans (Eq.8) :

$$\frac{I_{dh}^2}{\left(\frac{V_h}{\omega_h L_d}\right)^2} + \frac{I_{qh}^2}{\left(\frac{V_h}{\omega_h L_q}\right)^2} = 1 \quad (8)$$

Les axes d et q de l'ellipse sont respectivement, inversement proportionnels à L_d et L_q . Ainsi la forme de l'ellipse tend vers celle d'un cercle à fur et à mesure que la machine est saturée, [4].

En vue de quantifier l'impact de la saturation magnétique dans le cadre de notre étude, des essais expérimentaux ont été menés. L'amplitude et la fréquence du signal HF injecté sont respectivement 15V et 800Hz. Les essais ont été réalisés de façon à couvrir toute la plage de fonctionnement en couple [0, 250 N.m], et ce à l'arrêt et à 300tr/min (20Hz). La fréquence de découpage a été fixée à 10KHz, le temps mort à 2μs, et la tension du bus continu à 800V. L'analyse spectrale obtenue expérimentalement (Fig.4) confirme l'étude menée sur cette problématique de saturation en révélant la diminution de l'amplitude de I_{hn} en fonction de la consigne de couple appliquée. D'autre part, la modélisation mathématique des lieux des courants dans le repère (d,q) a été confirmée par expérimentation. Les couples testés sont : 0 N.m, 20 N.m, 50 N.m et 120 N.m correspondant, selon la MTPA, respectivement aux courants (I_d, I_q) suivants : (0A, 0A), (-10A, 30A), (-35A, 60A), (-105A, 100A).

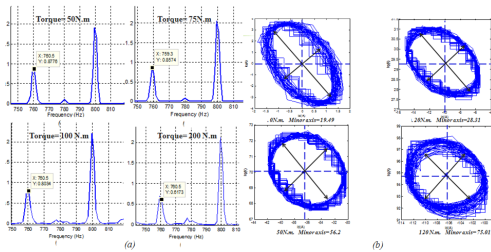


Fig. 3. (a). FFT de I_{α_h} . (b). Trajectoire du courant HF

En se basant sur cette étude, une délimitation de la région de faisabilité de notre algorithme a pu être réalisée. Il est important qu'on arrive à estimer correctement la position du rotor tout au long de la trajectoire MTPA. Ici, le problème ne se pose vu que la saillance de la machine reste suffisamment élevée pour pouvoir exploiter le signal modulé par l'information de la position, ce qui n'est pas forcément le cas si on adopte une autre stratégie de contrôle de courant.

IV. INVESTIGATION DE L'IMPACT DE LA SATURATION CROISÉE SUR LA PRÉCISION DE L'ESTIMATION

La saturation croisée se manifestant par un couplage entre les axes d et q peut affecter d'une manière significative la précision de l'estimation de la position [4]. En effet, ce phénomène apporterait, selon des études précédemment réalisées un certain déphasage qui s'ajoute à l'estimée et qui varie en fonction du couple appliqué [5]. Dans ce travail, un modèle équivalent (Eq.9) a été dérivé du modèle du flux général prenant compte de l'effet de la saturation croisée donné dans [6], et ce en découplant les effets des deux axes et en faisant alors apparaître un terme unique K_{dq} ou K_{qd} lié au couplage.

$$\begin{aligned} \varphi_d &= f_d(I_d, I_q) = \varphi_d(I_d) + \varphi_{dq} = L_d(I_d)I_d + \varphi_m + K_{dq}I_q \\ \varphi_q &= f_q(I_d, I_q) = \varphi_q(I_q) + \varphi_{qd} = L_q(I_q)I_q + K_{dq}I_d \end{aligned} \quad (9)$$

Pour des raisons de simplification, K_{dq} et K_{qd} sont supposés être égaux [5]. La matrice d'inductance de la MSAPI s'écrit alors dans le repère (α, β) tel que :

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos(2\theta) + K_{dq} \sin(2\theta) & -\Delta L \sin(2\theta) + K_{dq} \cos(2\theta) \\ -\Delta L \sin(2\theta) + K_{dq} \cos(2\theta) & \Sigma L - \Delta L \cos(2\theta) - K_{dq} \sin(2\theta) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Il a été alors démontré en relevant les expressions des courants HF résultants que le déphasage lié à ce phénomène de saturation croisée est exprimé comme suit :

$$\theta_{sat} = \text{atan} \left(\frac{2K_{dq}}{L_d - L_q} \right) \quad (11)$$

Par la suite, une caractérisation des termes de couplage K_{dq} et θ_{sat} en fonction des courants (I_d, I_q) a été établie, en se basant sur le modèle (Eq.8)

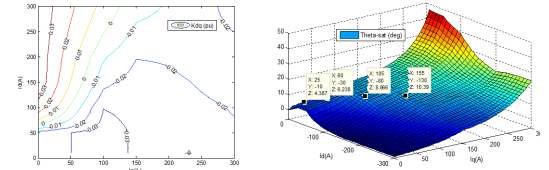


Fig. 4. Caractérisation des termes de couplage K_{dq} et θ_{sat}

Enfin, il a été vérifié expérimentalement en comparant la position estimée à celle mesurée (Fig.12) que la saturation croisée est effectivement la principale cause engendrant une erreur de position, dépendant à son tour du niveau de couple imposé. Cette erreur varie en fonction du point de fonctionnement et correspondant bien à celle précédemment caractérisée en fonction des courants (I_d, I_q).

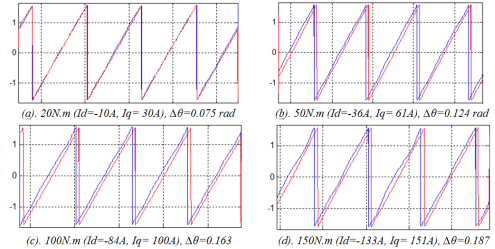


Fig. 5. Position estimée vs. mesurée pour différents couples

V. CONCLUSIONS

Il a été alors montré dans ce papier que certaines problématiques liées au phénomène de saturation magnétique affectent d'une part la validité des méthodes sensorless étudiées dans les régions saturées, et produisent d'autre part une erreur de position relative à la consigne de couple appliquée. Certaines solutions pouvant remédier aux problèmes identifiés sont actuellement en cours de développement.

RÉFÉRENCES

- [1] P. Jansen and R. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*, Oct 1994, pp. 488–495 vol.1.
- [2] S. Kim, Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, and K. Ide, "Maximum torque per ampere (mtpa) control of an ipm machine based on signal injection considering inductance saturation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 488–497, Jan 2013.
- [3] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, and R. Lorenz, "A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, Feb 2008, pp. 879–885.
- [4] N. Bianchi and S. Bolognani, "Influence of rotor geometry of an ipm motor on sensorless control feasibility," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 1, pp. 87–96, Jan 2007.
- [5] L. Gong and Z. Zhu, "Improved rotating carrier signal injection method for sensorless control of pm brushless ac motors, accounting for cross-saturation effect," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, May 2011, pp. 1132–1139.
- [6] L. Chedot and G. Friedrich, "A cross saturation model for interior permanent magnet synchronous machine. application to a starter-generator," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 1, Oct 2004, p. 70.