

Commande par Platitude d'une MSAP

Hautes Vitesses Saturable

RESUME -Cet article montre l'intérêt qu'apporte la commande par platitude d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents hautes vitesses, du fait d'un nombre réduit d'opérations de son algorithme. La compacité de machines hautes vitesses entraîne leur saturation magnétique dans certains régimes de fonctionnement, pouvant remettre en cause la propriété de platitude du système. Ces travaux montrent que la propriété de platitude est conservée même lorsque la machine est saturable.

Mots-clés— MSAP - Hautes-Vitesses - Platitude différentielle - Saturable.

1. INTRODUCTION

Dans le cadre de l'avion plus électrique, les sources d'énergie secondaires sont progressivement remplacées par des sources électriques permettant de réduire la masse des actionneurs. De plus, pour réduire cette masse, la Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) possède un nombre de paires de pôles adapté et sa vitesse mécanique est augmentée pour réduire son couple moteur à puissance constante. Une vitesse optimale existe pour laquelle le rendement et la taille de la machine sont optimisés, tout en assurant le couple et les spécificités demandés par l'application considérée. Cette vitesse mécanique importante se traduit par une grande fréquence électrique d'alimentation supérieure à 2000Hz. Il est donc nécessaire d'avoir une fréquence de découpage élevée pour minimiser les pertes cuivre dans la machine et avoir un THD de courant acceptable. Cette période de découpage réduite contraint l'intégration du contrôle [1]. Selon le schéma de commande classique (Fig.1), une transformation mathématique de Concordia (ou Clark) puis de Park va nécessiter d'importantes ressources de calcul pour effectuer de nombreuses opérations élémentaires (addition et multiplication), à cela, il faut ajouter deux boucles de régulation pour les courants et une pour la vitesse, l'ensemble de ces opérations doit être effectué en une période de découpage inférieure à 10-15 μ s. Le schéma de régulation classique contraint donc de choisir une cible matérielle possédant des ressources importantes de type FPGA [2]. D'autres architectures de contrôle propose de supprimer la boucle de régulation du courant en quadrature, I_q , et réduire le nombre d'opérations élémentaires, c'est le cas de la commande par platitude différentielle (Fig.2). Un contrôle par platitude d'une MSAP propose de contrôler deux grandeurs représentatives du système [3], et ainsi supprimer l'imbrication de deux boucles de régulation comme c'est le cas pour l'architecture classique. Le contrôle par platitude repose sur une modélisation du système afin de calculer les variables de commandes (V_d , V_q), les boucles de régulations sont seulement présentes pour corriger les erreurs de modélisation. Cependant, le but recherché par la montée en vitesse est la compacité de la machine, ce qui conduit à une machine saturable. Lorsque le circuit magnétique statorique est saturé, les inductances et le

coefficient de couple dépendent des composantes directe et en quadrature du courant [4], ce qui peut remettre en cause la propriété de platitude du système et perturber le contrôle de la machine. Cet article s'attache à montrer l'intérêt de la commande par platitude pour le contrôle d'une machine haute fréquence en termes de réduction du nombre d'opérations élémentaires mais aussi à montrer la conservation de la propriété de platitude pour une machine saturable. La section 2 décrira l'architecture de commande par platitude après avoir établi les modèles analytiques du système en linéaire (non saturé) et enfin terminera par une preuve de la propriété de platitude de la MSAP. La section suivante étudiera l'intérêt de réduire la fréquence de régulation des boucles de correction et montrera la fréquence minimale envisageable suivant la fréquence électrique fondamentale de la machine. Des simulations viendront illustrer ces résultats. Enfin, la dernière section viendra prouver la propriété de platitude pour une MSAP saturable en se basant sur des modèles linéaires par morceaux des grandeurs saturables.

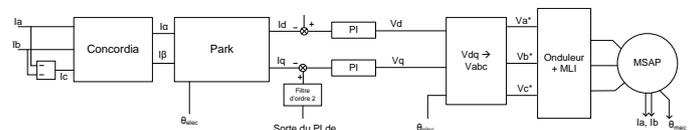


Fig. 1 Architecture de commande classique

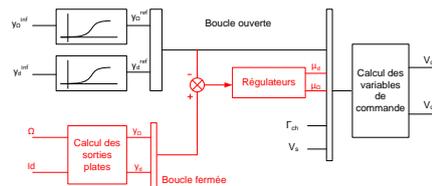


Fig. 2 Architecture de commande par platitude

2. COMMANDE PAR PLATITUDE D'UNE MSAP DANS LE CAS LINEAIRE

2.1. Architecture de commande

La platitude différentielle consiste à définir des quantités (sorties plates) représentatives du système à contrôler et qui sont fonction du vecteur d'état, du vecteur commande et de ses dérivées. Si à partir de ces sorties plates et de leurs dérivées, il est possible d'exprimer le vecteur d'état et le vecteur commande alors le système est plat. Il est donc possible de définir précisément à l'aide de trajectoires, la manière dont le système va passer d'un état A à un état B en définissant des trajectoires pour les sorties plates choisies. Le contrôle par bouclage permet la poursuite de la trajectoire en compensant les éventuelles erreurs de modélisation.

2.2. Modèles analytiques

Dans l'article final, un modèle analytique de la MSAP sera présenté.

2.3. Propriété de platitude du système

Les sorties plates choisies sont le flux dans l'axe direct d de la MSAP et la vitesse

$$y_d = L_d I_d + \Psi_f \quad / \quad y_\Omega = \Omega \quad (1)$$

Afin de montrer que le système est bien plat, il est possible d'exprimer les variables d'état de la machine en fonction des sorties plates et de ses dérivées.

$$\begin{cases} i_d = \frac{y_d - \Psi_f}{L_d} = h_{i_d}(y_d) \\ i_q = \frac{1}{p(\Psi_f + (L_d - L_q)h_{i_d}(y_d))} (J_m y_\Omega - \Gamma_{ch} - f y_\Omega) = h_{i_q}(y_d, y_\Omega, y_\Omega) \end{cases} \quad (2)$$

Il est possible aussi d'exprimer les variables de commande en fonction des sorties plates :

$$\begin{cases} v_d = y_d + R_s h_{i_d}(y_d) - p y_\Omega L_q h_{i_q}(y_d, y_\Omega, y_\Omega) \\ v_q = L_q \frac{d h_{i_q}}{dt}(y_d, y_\Omega, y_\Omega) + R_s h_{i_q}(y_d, y_\Omega, y_\Omega) + p y_\Omega (L_d h_{i_d}(y_d) + \Psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

Les variables de commande et les variables d'état s'expriment bien en fonction des sorties plates, le système est alors plat. Il faut donc à présent définir les trajectoires des sorties plates, ce qui sera présenté dans l'article final.

2.4. Comparaison du nombre d'opération élémentaires par rapport à une structure classique

Dans le cas où la boucle de vitesse est échantillonnée deux fois moins souvent que la boucle de courant, l'algorithme de la commande par platitude permet de réduire d'environ 30% le nombre de multiplications et le nombre d'additions par rapport à une commande classique dont la boucle de vitesse est également échantillonnée plus lentement (Table 1).

Table 1. Nombre d'opération élémentaires sur 2 périodes de d'échantillonnage

	Platitude	Classique	Ratio
multiplications par 2 T _{dec}	28	37	32,1 %
additions par 2 T _{dec}	21	27	28,6 %

3. CAS DE LA PLATITUDE AVEC UNE FREQUENCE DE REGULATION REDUITE

3.1. Fréquence de régulation minimale

En se basant sur les travaux de D.G Holmes [5], il est possible de définir une fréquence de régulation minimale pour la boucle de sortie y_Ω en se basant sur la constante de temps mécanique et la pulsation de éventuelles perturbations sur la charge. L'article final montrera qu'il est possible de réduire cette pulsation de régulation pour y_Ω à 1000rad/s.

3.2. Résultats de simulation

Sur Fig 3. la sortie plate y_Ω dans le cas d'une régulation à 12'000 rad/s et à 1000rad/s est présenté. Dans les deux cas, la référence et la mesure sont confondues.

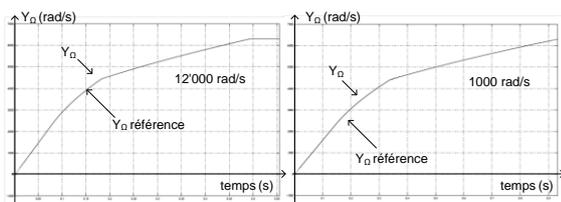


Fig. 3 Sortie plate y_Ω pour une fréquence de régulation de 12'000rd/s (à gauche) et de 1000rd/s (à droite)

4. COMMANDE PAR PLATITUDE D'UNE MSAP SATURABLE

4.1. Modèle analytique de la saturation

La figure ci-dessous (Fig 4) montre l'évolution de L_d et L_q en fonction des valeurs des courants direct et quadrature.

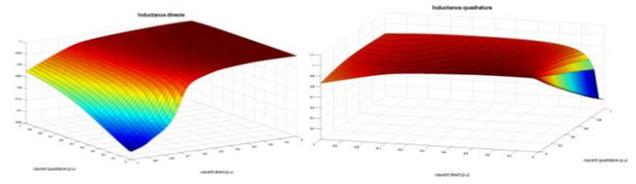


Fig. 4 Saturation de L_d (à gauche) et L_q (à droite) suivant les courants I_d et I_q .

Les formulations analytiques (Eq. 4) proposent une modélisation de la saturation de la MSAP.

$$\begin{cases} L_d(i_d, i_q) = (-C I_q + D) - I_d (E I_q + F) \\ L_q(i_d, i_q) = (G + H I_d) I_q + J I_d + K \\ K_t(i_d, i_q) = A I_q + B \end{cases} \quad (4)$$

4.2. Propriété de platitude

L'article final détaillera les calculs pour montrer qu'il est possible d'exprimer les variables d'états comme des fonctions des sorties plates et leurs dérivées.

$$\begin{cases} I_d = h'_{i_d}(y_\Omega, y_\Omega, y_d) \\ I_q = h'_{i_q}(y_\Omega, y_\Omega) \end{cases} \quad (5)$$

4.3. Résultats de simulation

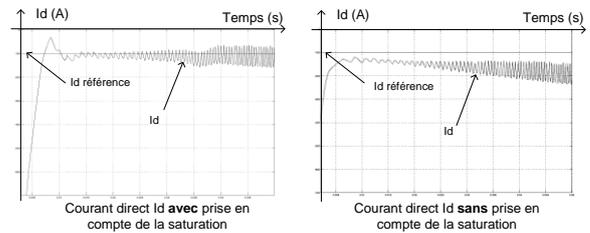


Fig. 5 Courant direct I_d avec prise en compte de la saturation (à gauche) et sans prise en compte de la saturation (à droite)

Sur la Fig. 5, il est possible de voir que le courant I_d n'est pas contrôlé lorsque le modèle de la MSAP pour la commande ne prévoit pas la saturation magnétique. Cela s'explique par le fait que y_d est vue comme une constante et que pour I_d faiblement négatif, le coefficient de couple K_t augmente lorsque I_d diminue. D'autres résultats de simulations viendront montrer l'intérêt de modifier le modèle de la MSAP pour y introduire les saturations, de sortes à garder le contrôle du système avec un nombre de calculs réduit.

5. CONCLUSIONS

Cet article montre l'intérêt d'un contrôle par platitude d'une MSAP hautes vitesses, du fait de la réduction du nombre d'opérations élémentaires et par le contrôle d'une grandeur variant lentement (la vitesse) en supprimant l'imbrication des boucles. De plus, il est montré que la propriété de platitude est conservée lorsque la machine est saturable.

6. REFERENCES

- [1] Pillay, P.; Krishnan, R., "Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive," in *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.5, no.2, pp.151-159, Apr 1990
- [2] C.R. Harahap, et al. "Speed Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Fpga For High Frequency Sic Mosfet Inverter" *Journal of Engineering Science and Technology Special Issue on Applied Engineering and Sciences*, October (2014) p.11 - 20.
- [3] A. Battiston., "Commande par Platitude à Une Boucle d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Protections en cas de Saturation des Commandes", *Jeunes Chercheurs en Génie Electrique*, 2013
- [4] L. Chédot et al. A cross saturation model for interior permanent magnet synchronous machine. Application to a starter-generator. In *IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, Seattle, Oct. 2004.
- [5] D.G Holmes et al., "Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.24., No.11, November 2009