



COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS PAR L'ASSIGNATION DE L'INTERCONNEXION ET DE L'AMORTISSEMENT

Ahmad Akrad[▽], Mickaël Hilaiet[▽], Romeo Ortega*, Demba Diallo[▽]

[▽]LGEP/SPEE Labs; CNRS UMR8507; Supelec; Univ Pierre et Marie Curie-P6;
Univ Paris Sud-P11, F-91192 Gif-sur-Yvette

*L2S, Supelec; CNRS UMR8506; Supelec; Univ Paris Sud-P11; F-91192 Gif-sur-Yvette
(ahmad.akrad,mickael.hilaiet,demba.diallo)@lgep.supelec.fr,
Romeo.ortega@lss.supelec.fr

Résumé

L'objectif de cet article est de présenter une nouvelle méthode de synthèse d'une loi de commande non-linéaire pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Cette loi de commande est basée sur la passivité en utilisant le principe de l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA-PBC). En fixant un degré de liberté, une seconde loi de commande linéaire est dérivée de la première. Le point important développé dans cet article est la preuve de la stabilité asymptotique globale de l'asservissement de la vitesse, ce qui constitue un apport théorique particulièrement important dans les applications du transport où la fiabilité est un besoin essentiel. Les résultats de simulation de cette nouvelle loi de commande ont été comparés avec une commande classique à boucle imbriquée (régulateur IP) et ont prouvé la faisabilité de l'approche retenue.

Mots clés : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Passivité, Hamiltonien commandé par port, IDA-PBC Méthodologie, observateur non linéaire.

I. Introduction

Le développement de l'informatique industrielle et de l'électronique de puissance met à notre disposition des moyens de commande qui permettent d'implanter des lois de commande (de position et de vitesse) pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) de plus en plus performantes et robustes. Ces lois de commande sont traditionnellement conçues sur la base de boucles imbriquées (asservissement en cascade), ou bien sur la base de techniques modernes de l'automatique, à savoir la commande par backstepping [1], la linéarisation par rétroaction [2] ou les méthodes de passivité [3, 4].

La commande basée sur la passivité (PBC) [3] est une méthodologie d'élaboration de commandes pour l'asservissement des systèmes non-linéaires. Dans le passé, elle a été connue en premier lieu dans le cadre de la commande des systèmes mécaniques [3]. Une nouvelle méthodologie d'élaboration de la commande basée sur la passivité, appelée Assignation de l'Interconnexion et d'Amortissement (IDA-PBC) a été développée par [5, 6].

Cette nouvelle méthode a été conçue pour les systèmes qui peuvent être décrits par un modèle Hamiltonien Commandé par Port (PCH). Elle a été introduite récemment comme une généralisation des systèmes Hamiltoniens classiques [6]. L'un des avantages à utiliser les modèles PCH est la mise en évidence des structures d'interconnexion et d'amortissement des systèmes. Depuis l'introduction de cette méthodologie d'élaboration de commandes, il y a sept ans, beaucoup de prolongements théoriques et d'applications pratiques ont été rapportés dans la littérature [4, 7, 8]. Cette méthodologie de synthèse de commande a été appliquée en pratique sur une grande variété de problèmes physiques et a donné des résultats théoriques et pratiques concluants.

Plusieurs lois de commande pour MSAP ont été rapportées dans la littérature relative à l'automatique. En général, la preuve théorique de la stabilité n'est pas démontrée, bien que l'expérience montre que les commandes traditionnelles donnent de très bons résultats en pratique. La disponibilité d'une analyse théorique complète de la stabilité globale donne à l'utilisateur une confiance additionnelle dans la fiabilité de son système.

Cet article est dédié à l'application de la méthode IDA-PBC pour le développement d'une loi de commande de MSAP globalement asymptotiquement stable.

L'article est organisé de la façon suivante : dans la section II, on présente brièvement la méthodologie IDA-PBC [4,5,8] qui étend les principes de la commande des systèmes d'Euler-Lagrange par la commande PBC traditionnelle

à une classe plus large de systèmes, à savoir les systèmes Hamiltoniens commandés par port. La section III traite de la synthèse d'une commande non-linéaire globalement asymptotiquement stable de la MSAP par modification de l'interconnexion et de l'amortissement. Une seconde loi de commande plus simple que la première est proposée dans cette section en imposant un des degrés de liberté. Ces lois supposent la connaissance du couple de charge de la machine. En pratique, cette grandeur est inconnue. Un observateur non-linéaire pour estimer le couple de charge est proposé et la stabilité globale asymptotique est prouvée. Dans la section IV, des tests de performances du contrôleur sont comparés à celles d'une commande vectorielle classique.

II. Méthodologie D'élaboration De La Commande IDA-PBC

L'Assignment d'Interconnexion et d'Amortissement (IDA-PBC) a été introduite dans [5, 6] comme étant une procédure pour la commande de systèmes physiques décrits par un modèle Hamiltonien commandé par port (PCH) sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [\mathcal{J}(x) - \mathcal{R}(x)]\nabla H(x) + g(x)u + \zeta \\ y &= g^T \nabla H(x)\end{aligned}\quad (1)$$

où $x \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $u, y \in \mathfrak{R}^m$, avec $m < n$ sont les vecteurs d'entrée de commande et de sortie, $H : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ est la fonction d'énergie totale stockée, $\mathcal{J}(x) = -\mathcal{J}^T(x)$, $\mathcal{R}(x) = \mathcal{R}^T(x) \geq 0$ sont respectivement, la matrice d'interconnexion naturelle et la matrice d'amortissement. u et y sont les variables conjuguées dont le produit est homogène à une puissance. Le choix de modèles PCH a été motivé par le fait qu'ils sont des candidats naturels pour décrire beaucoup de systèmes physiques (voir [9] pour une liste de références).

Proposition 1 : Soit le système non-linéaire suivant

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2)$$

que l'on veut stabiliser autour d'un point d'équilibre $x^* \in \mathfrak{R}^n$. Supposons l'existence d'une matrice $g^\perp(x)$ telle que $g^\perp(x)g(x) = 0$, $\mathcal{J}_d(x) = -\mathcal{J}_d^T(x)$ et $\mathcal{R}_d(x) = \mathcal{R}_d^T(x) \geq 0$ comme étant les matrices d'interconnexion et d'amortissement désirées. La fonction d'énergie désirée $H_d(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ a son minimum au point d'équilibre désiré, ainsi :

$$x^* = \arg \min(H_d(x)) \quad (3)$$

x^* est un point d'équilibre (localement) stable.

Le système (2) en boucle fermée avec la commande u , telle que

$$u = [g^T(x)g(x)]^{-1} g^T(x) \{[\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d - f(x)\} \quad (4)$$

a la forme PCH suivante :

$$\dot{x} = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \quad (5)$$

Il est asymptotiquement stable si, x^* est un minimum isolé de $H_d(x)$ et que le plus grand ensemble invariant du système en boucle fermée (5) contenu dans

$$\left\{ x \in \mathfrak{R}^n \mid [\nabla H_d]^T \mathcal{R}_d(x) \nabla H_d = 0 \right\} \quad (6)$$

est égal à x^* . La stabilité est globale si $H_d(x)$ est radialement non bornée.

Démonstration : en identifiant les parties droites de (2) et (5), l'équation suivante est obtenue :

$$f(x) + g(x)u = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \quad (7)$$

En multipliant (7) à gauche par $g^\perp(x)$, on obtient l'équation aux dérivées partielles suivante :

$$g^\perp(x)f(x) = g^\perp(x)[\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \quad (8)$$

L'expression de la commande est obtenue en multipliant (7) à gauche par la pseudo-inverse de $g(x)$. Le fait d'écrire le système (2) en boucle fermée sous la forme (5) avec $\mathcal{J}_d(x)$ et $\mathcal{R}_d(x)$ ayant les propriétés décrites précédemment suffit pour prouver la stabilité autour du point x^* . En effet,

$$\begin{aligned}\dot{H}_d &= \nabla H_d^T \dot{x} \\ &= \nabla H_d^T [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d \\ &= -\nabla H_d^T \mathcal{R}_d(x) \nabla H_d \leq 0\end{aligned}\quad (9)$$

Ainsi, $H_d(x)$ joue le rôle de la fonction de Lyapunov. La stabilité asymptotique suit immédiatement en utilisant le principe d'invariance de LaSalle et la condition (6). L'équilibre x^* du système (2) est asymptotiquement stable car la fonction de Lyapunov $H_d(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ continument différentiable ayant les propriétés suivantes :

- $H_d(x)$ a son minimum au point d'équilibre désiré $x^* = \arg \min(H_d(x))$.
- $\dot{H}_d(x) \leq 0$.
- satisfait la condition (6).

III. Commande basée sur l'IDA-PBC Pour le contrôle de la MSAP

A. Modèle de park classique de la MSAP

Le modèle classique de la machine synchrone dans le repère dq , conduit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} &= -R_s i_d + \omega L_q i_q + v_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} &= -R_s i_q - \omega L_d i_d - \omega \phi + v_q \\ J \frac{d\omega}{dt} &= P((L_d - L_q) i_d i_q + \phi i_q) - \tau_l \end{aligned} \quad (10)$$

Dans ces équations P représente le nombre de paires de pôles, v_d, v_q, i_d, i_q sont les tensions et les courants, L_d et L_q sont les inductances directe et quadratique de la machine (elles sont égales dans le cas de la MSAP à pôles lisses), R_s est la résistance statorique, τ_l est le couple de charge, et ϕ et J sont le flux produit par les aimants et le moment d'inertie normalisé avec P . ω est la vitesse électrique exprimée en radians par seconde (la relation entre les variables électriques et mécaniques est $\omega = P\omega_m$). La fonction d'énergie du système est donnée par

$$H(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{P}{J} x_3^2 \right]$$

En prenant comme vecteur d'état $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [L_d i_d, L_q i_q, (J/P)\omega]^T$. Le système (10) peut alors être réécrit sous la forme d'un système PCH (équation(1)) :

$$\begin{aligned} g &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad \zeta = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{\tau_l}{P} \end{bmatrix} \\ \mathcal{J}(x) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_2 \\ 0 & 0 & -(x_1 + \phi) \\ -x_2 & (x_1 + \phi) & 0 \end{bmatrix} \quad \mathcal{R}(x) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

B. Contrôleur IDA-PBC

Le point d'équilibre désiré pour les machines synchrones est choisi selon le principe du "couple maximum par ampère", c.a.d avec $x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T = [0, (L_q \tau_l / P \phi), (J/P)\omega^*]^T$, avec ω^* la vitesse de référence. Dans cette section nous imposons la structure de la fonction d'énergie désirée :

$$H_d(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} (x_2 - x_2^*)^2 + \frac{P}{J} (x_3 - x_3^*)^2 \right] \quad (11)$$

où $x_1^* = 0$, et comme objectif de déterminer celle de la matrice désirée $[\mathcal{J}_d - \mathcal{R}_d]$

$$\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d = \begin{bmatrix} -r_1 & J_{12} & J_{13} \\ -J_{12} & -r_2 & J_{23} \\ -J_{13} & -J_{23} & 0 \end{bmatrix}$$

où $r_i > 0$, et les fonctions J_{ij} sont définies. Après développement, l'équation (8) devient une équation algébrique :

$$-J_{13} \frac{x_1}{L_d} - J_{23} \frac{\tilde{x}_2}{L_q} = \gamma x_1 x_2 + \phi \frac{x_2}{L_q} - \frac{\tau_l}{P} \quad (12)$$

où l'inconnue est la matrice désirée $[\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)]$ avec $\gamma = 1/L_q - 1/L_d$ et $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$. Pour trouver la solution de l'équation (12), nous faisons une simplification en posant $J_{23} = -\phi$, ainsi $-J_{23} \frac{\tilde{x}_2}{L_q}$ est égal à $\phi \frac{x_2}{L_q} - \frac{\tau_l}{P}$. L'équation algébrique (12) permet alors de trouver l'expression de la fonction J_{13} comme suit

$$J_{13} = \left(1 - \frac{L_d}{L_q} \right) x_2$$

L'expression du contrôleur IDA-PBC est alors donnée par :

$$\begin{aligned} v_d &= (R_s - r_1) \frac{x_1}{L_d} + J_{12} \frac{x_2 - x_2^*}{L_q} + \frac{PL_d}{JL_q} x_2 x_3^* - \frac{P}{J} x_2 x_3^* - \frac{PL_d}{JL_q} x_2 x_3 \\ v_q &= (R_s - r_2) \frac{x_2}{L_q} + r_2 \frac{x_2^*}{L_q} - J_{12} \frac{x_1}{L_d} + \frac{P}{J} \phi x_3^* + \frac{P}{J} x_1 x_3 \end{aligned} \quad (13)$$

où x^* est le point d'équilibre désiré, et J_{12} , r_1 , r_2 sont des paramètres de réglage, avec $r_1, r_2 > 0$, et $J_{12} \in \mathfrak{R}$. En choisissant $J_{12} = \frac{PL_d}{J} x_3$, nous obtenons la commande linéaire suivante :

$$\begin{aligned} v_d &= (R_s - r_1) \frac{x_1}{L_d} - \frac{PL_d}{J} \frac{x_2^*}{L_q} x_3 + \frac{PL_d}{JL_q} x_2 x_3^* - \frac{P}{J} x_2 x_3^* \\ v_q &= (R_s - r_2) \frac{x_2}{L_q} + r_2 \frac{x_2^*}{L_q} + \frac{P}{J} \phi x_3^* \end{aligned} \quad (14)$$

Le gradient de $H_d(x)$ à x^* , $\left. \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \right|_{x=x^*} = 0$ et $\frac{\partial^2 H_d(x)}{\partial x^2} > 0$ est défini positif. Ceci assure la stabilité asymptotique globale de x^* avec la fonction de Lyapunov $H_d(x)$.

On constate dans l'expression des contrôleurs qu'il apparait le terme x_2^* qui est inconnu puisqu'il dépend du couple de charge de la machine. Il faut donc déterminer le couple de charge, en faisant appel par exemple à un observateur non linéaire proposé dans [4], qui s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}}{dt} &= \frac{P}{J} \left(\gamma x_1 + \frac{\phi}{L_q} \right) x_2 - l_1 (\hat{\omega} - \omega) - \frac{1}{J} \hat{\tau}_l \\ \frac{d\hat{\tau}_l}{dt} &= l_2 (\hat{\omega} - \omega) \end{aligned} \quad (15)$$

où l_1 et l_2 sont des paramètres de réglage positifs.

C. La preuve théorique de la stabilité globale du système

La preuve de la stabilité globale du système composé du contrôleur, de l'observateur et de la machine électrique est établie en utilisant d'un théorème sur la stabilité des systèmes en cascade [11].

Proposition 2 : Si on considère la PMSM (10) en boucle fermée avec la loi de commande (14) dans laquelle x_2^* est remplacé par $L_q \hat{\tau}_l / P \phi$, alors $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x^*$ pour toutes les conditions initiales.

Démonstration : Définissons l'erreur d'estimation $\tilde{\tau}_l = \hat{\tau}_l - \tau_l$, et écrivons le système en boucle fermée sous la forme suivante :

$$\dot{x} = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d(x) + \varphi(x) \tilde{\tau}_l \quad \text{avec} \quad \varphi(x) = \frac{1}{\phi} \begin{bmatrix} -\frac{L_d x_3}{J} & \frac{r_2}{P} & 0 \end{bmatrix}^t \quad (16)$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{\tilde{\tau}_l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & -\frac{1}{J} \\ l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\omega} \\ \tilde{\tau}_l \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \tilde{\omega} \\ \tilde{\tau}_l \end{bmatrix} \quad (17)$$

où $\tilde{\omega} = \hat{\omega} - \omega$, et les valeurs propres $\lambda_{1,2}$ de la matrice A sont définies par :

$$|\lambda I - A| = \begin{vmatrix} \lambda + l_1 & \frac{1}{J} \\ -l_2 & \lambda \end{vmatrix} = \lambda(\lambda + l_1) + \frac{l_2}{J} = \lambda^2 + l_1 \lambda + \frac{l_2}{J} \quad \text{avec} \quad \lambda_{1,2} = \frac{-l_1 \pm \sqrt{l_1^2 - 4 \frac{l_2}{J}}}{2}$$

C'est un système linéaire stationnaire, qui est asymptotiquement stable pour tous les gains positifs l_1 et l_2 . Ainsi, les erreurs d'estimation convergent exponentiellement vers zéro. La dynamique de l'erreur totale est une composition en cascade comme celle étudiée dans [[11],Th.2]. Nous devons vérifier les conditions suivantes :

D'abord, la partie nominale du premier sous-système en (16), $\dot{x} = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d(x)$, est globalement asymptotiquement stable. La fonction de Lyapunov est une fonction quadratique, ainsi elle satisfait les limites

$$\begin{aligned} \left\| \frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \right\| \|x\| &\leq c_1 H_d(x), & \forall \|x\| \geq \eta \\ \left\| \frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \right\| &\leq c_2, & \forall \|x\| \leq \eta \end{aligned}$$

où $c_1, c_2, \eta > 0$. C'est la condition (A.1) de [[11],Th.1]. Ensuite, du fait de la définition de $\varphi(x)$ et du fait que $\tilde{\tau}_l$ est borné, le terme de l'interconnexion est aussi borné

$$\|\varphi(x)\| \leq c_3 + c_4 |x_3|$$

avec $c_3, c_4 > 0$, selon la condition (A.2). Finalement, la dernière condition du théorème, demande que le deuxième sous-système en (16) soit globalement asymptotiquement stable et que ses réponses à la condition initiale soit absolument intégrable, ce qui est satisfait puisque le sous-système (17) est linéaire et exponentiellement stable.

IV. Résultats

Les performances de la commande linéaire IDA-PBC sont testées à travers des simulations effectuées sur Matlab/Simulink®. Les paramètres nominaux de la machine synchrone à aimants permanents utilisée sont les suivants : $P = 3$, $R_{sn} = 0.255\Omega$, $\phi_n = 0.17$ Wb, $J_n = 2.8.10^{-4}$ Kg.m², $L_{dn} = 4$ mH, $L_{qn} = 3.6$ mH et le couple nominal est égal à 3.2 Nm.

A. Régulation IP en cascade

La Régulation IP est construite autour de deux boucles en cascade. La boucle intérieure a une dynamique plus rapide pour régler les courants que la boucle externe qui règle la vitesse. Les figures 1-2 montrent les résultats de simulation pour quelques variations de vitesse avec un couple de charge égal à $\tau_l = 0.7$ Nm, et les courants statoriques. Des tests de robustesse aux variations paramétriques sont effectués : variation de R_s de +50%, variation de L_q de -50%, variation de L_d de -50% et variation de J de +400%. Les figures 3-6 montrent une bonne tenue du système vis à vis de ces variations paramétriques.

B. Régulateur IDA-PBC

B.1 Observateur du couple de charge

la vitesse de convergence du couple de charge estimé est déterminée par le placement des pôles du système (17) en choisissant les valeurs propres désirées de l'observateur p_1 et p_2 , ce qui donne

$$f(p) = (p - p_1)(p - p_2) = p^2 - (p_1 + p_2)p + p_1p_2 \quad (18)$$

Pour ces simulations, les deux pôles du système ont été placés (arbitrairement) à $p_1 = p_2 = -200 \Rightarrow$ l'amortissement $\xi \geq 1$ et nous pouvons obtenir les valeurs des paramètres de l'observateur (18) $l_1 = -2p_d = 400$, et $l_2 = (J/4)l_1^2 = 11.2$. La figure 7 montre le couple de charge τ_l appliqué au moteur, avec son estimation $\hat{\tau}_l$ utilisé dans le contrôleur. On peut constater que le couple de charge estimé suit bien le couple de charge imposé, sans aucune erreur statique.

B.2 Régulateur IDA-PBC dans les conditions nominales

Les résultats de simulation pour la commande linéaire IDA-PBC sont représentés sur les figures 8-12. On fixe les paramètres de réglage $r_1 = 10$ Rsn et $r_2 = 5$. la figure 8 montre le résultat de simulation pour quelques variations de vitesse avec un couple de charge égal à $\tau_l = 0.7$ Nm. On remarque que la vitesse suit très bien sa consigne sans erreur statique bien qu'il n'y ait pas d'intégrateur dans les équations du contrôleur. Sur la figure 9, on peut aussi noter la limitation naturelle des pics de courant. Les figures 10,11 et 12 représentent les transitoires de la vitesse et des courants pour différentes valeurs du paramètre r_2 . On constate que la diminution de r_2 conduit à une réponse plus rapide mais au détriment de dépassements, notamment sur les courants. Le choix de r_2 égal à 5 semble être un bon compromis.

B.3 Tests de robustesse

Afin de tester les performances du système en présence de variations paramétriques de la machine, des tests de robustesse sont réalisés. Pour cela, on modifie R_s , L_d , L_q et J . La figure 13 représente les résultats obtenus pour une augmentation de la résistance de 50%. Ce test montre que le contrôleur IDA-PBC est peu sensible aux variations de résistance de la machine. Les figures 14-15 montrent les résultats obtenus pour une diminution de l'inductance L_q de 50% et une augmentation de l'inductance L_d de 50%. Ces tests montrent aussi que le contrôleur IDA-PBC est peu sensible aux variations des inductances de la machine. La figure 10 montre les résultats obtenus suite à une augmentation de cinq fois de moment d'inertie. On constate un dépassement léger.

On constate que les deux régulateurs ont les mêmes performances, y compris en terme de robustesse. Néanmoins, avec le contrôleur IDA-PBC la stabilité asymptotique globale est prouvée.

V. Conclusion

Dans cet article, nous avons présenté la conception d'un régulateur IDA-PBC de vitesse pour la MSAP. La synthèse du régulateur a conduit à un contrôleur non-linéaire que nous avons simplifié pour obtenir un contrôleur linéaire dont l'implantation matérielle sera plus aisée. Pour établir les équations du contrôleur, nous avons dû reconstruire le couple de charge en utilisant un observateur non-linéaire. Le régulateur IDA-PBC a donné les mêmes résultats en termes de performances dynamiques et statiques qu'un régulateur IP en cascade lors de variation de paramètres. La point important développé dans cet article par rapport à une commande classique est la preuve théorique de stabilité asymptotique globale du système composé du régulateur, de l'observateur et de la machine.

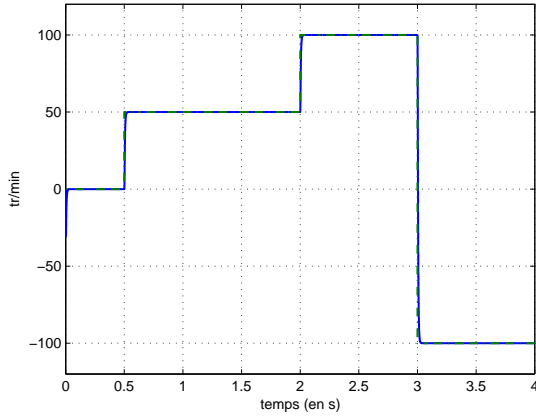


FIG. 1. Représentation de la vitesse mécanique (—) et de la vitesse de référence (---) pour la régulation IP avec les paramètres nominaux.

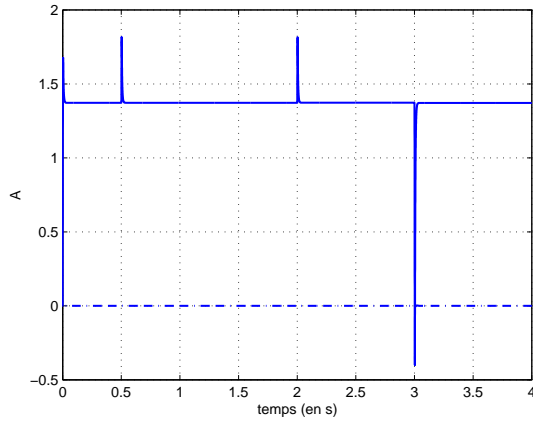


FIG. 2. Représentation des courants statoriques I_q (—) et I_d (---) pour la régulation IP avec les paramètres nominaux.

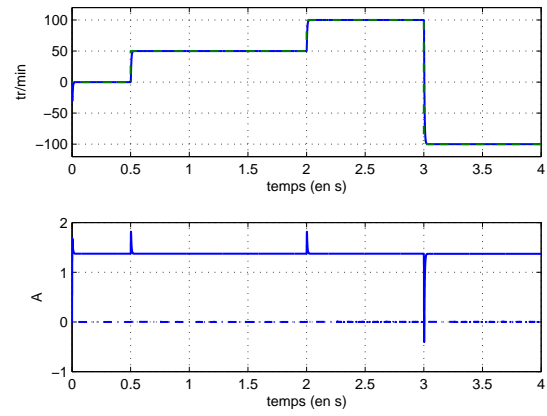


FIG. 3. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour la régulation IP pour $R_s = 1.5 R_{sn}$.

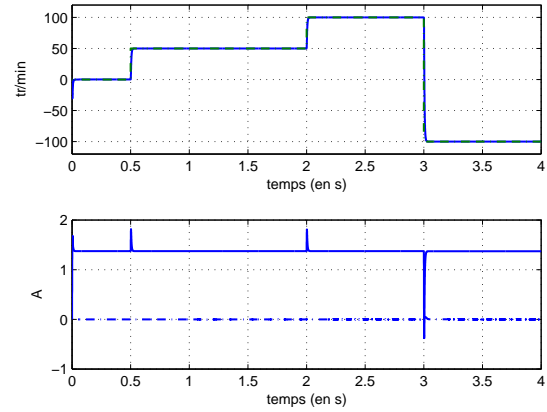


FIG. 4. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour la régulation IP pour $L_q = 0.5 L_{qn}$.

Références

- [1] J.J. Carroll, D. M. Dawson, "Integrator backstepping techniques for the tracking control of permanent magnet brush DC motors," *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol 31, pp 248-255, 1995.
- [2] B. Grkar, P. Cafuta, M. Znidaric, "Nonlinear control of synchronous servo drive," *IEEE Transactions on Control System Technology*, Vol 4, pp 177-184, 1996.
- [3] R. Ortega, A. Loria, P.J. Nicklasson, H. Sira-Ramirez, "Passivity based control of Euler-Lagrange systems," *Springer-Verlag*, Berlin, 1998.
- [4] V. Petrovic, R. Ortega, A.M. Stankovic, "Interconnection and Damping Assignment Approach to Control of PM Synchronous Motors," *IEEE Transactions on control*, pp 811-819, 2001.
- [5] R. Ortega, A. Van der Schaft, B. Maschke, G. Escobar, "Energy shaping of port controlled Hamiltonian systems by interconnection," *IEEE Conf. on Dec. and Control*, 1999.
- [6] R. Ortega, A. Van der Schaft, B. Maschke, G. Escobar, "Interconnection and damping assignment passivity based control of port controlled Hamiltonian systems," *Automatica*, Vol 38(4), pp 585-596, 2002.
- [7] G. Espinosa-Perez, R. Ortega, "Simultaneous Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control : Two Practical Examples," *IFAC Lagrangian and Hamiltonian Methods in Nonlinear Control*, 2006
- [8] R. Ortega, E. Garcia-Canseco, "Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control : A Survey," *European Journal of Control*, pp 432-450, 2004.
- [9] A. Van der Schaft, "L2 Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control," *Springer-Verlag*, Berlin, 2000.
- [10] H. Khalil, "Nonlinear Systems," 3rd ed. Upper Saddle River, NJ *Prentice Hall*, 2000.
- [11] E. Panteley and A. Loria, "On global uniform asymptotic stability of nonlinear time varying systems in cascade," *Syst. Contr. Lett.*, Vol. 33, no. 2, pp 131-138, Feb. 1998.
- [12] W. Hong, X. Dianguo, "A Compact State Observer of PMSM Servo System," *IEEE Conf. IECON*, 2002.

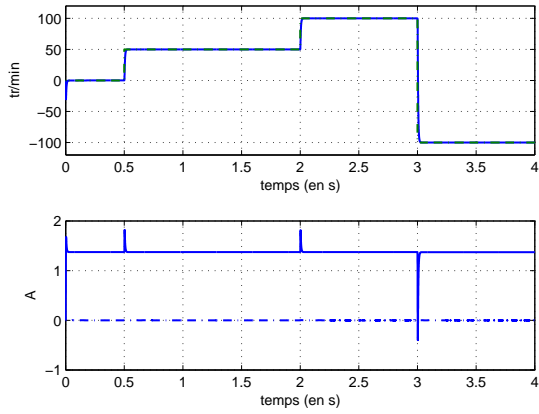


FIG. 5. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour la régulation IP pour $L_d = 1.5 L_{dn}$.

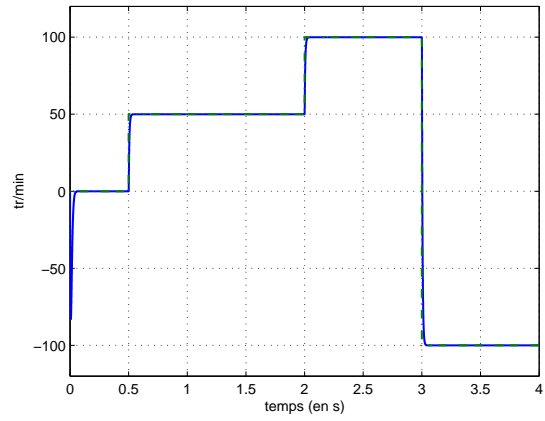


FIG. 8. Représentation de la vitesse mécanique (—) et de la vitesse de référence (---) pour le contrôleur IDA-PBC avec les paramètres nominaux.

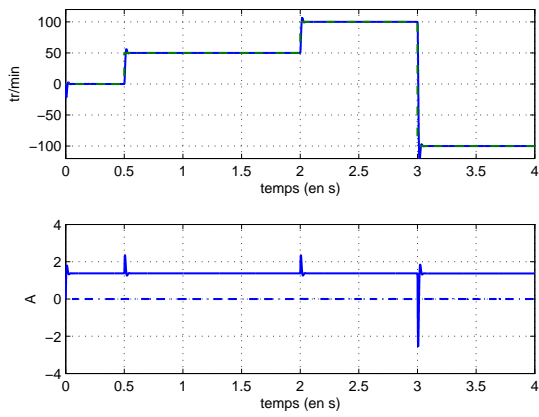


FIG. 6. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour la régulation IP pour $J = 5 J_n$.

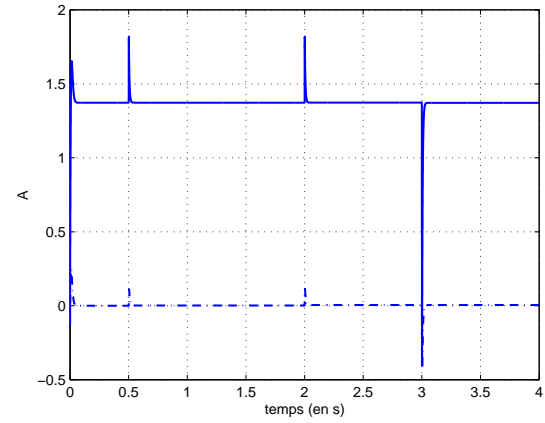


FIG. 9. Représentation des courants statoriques I_q (—) et I_d (---) pour le contrôleur IDA-PBC avec les paramètres nominaux du moteur.

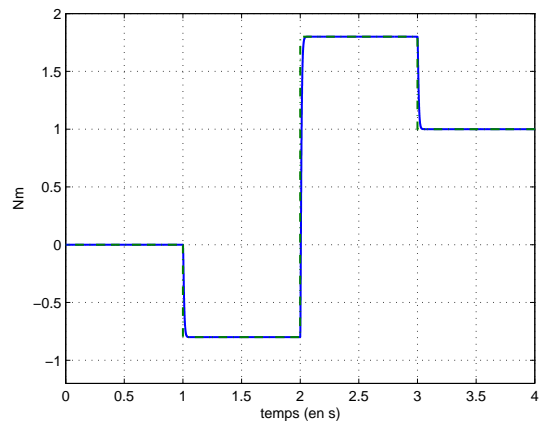


FIG. 7. Représentation du couple de charge (—) et de son estimation (---).

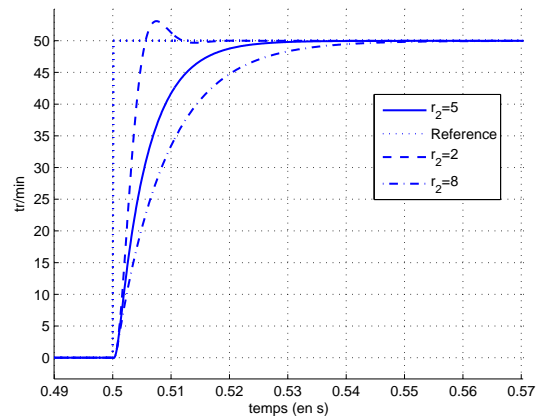


FIG. 10. Représentation du transitoire initial de la vitesse mécanique pour différentes valeurs du paramètre r_2 pour le contrôleur IDA-PBC.

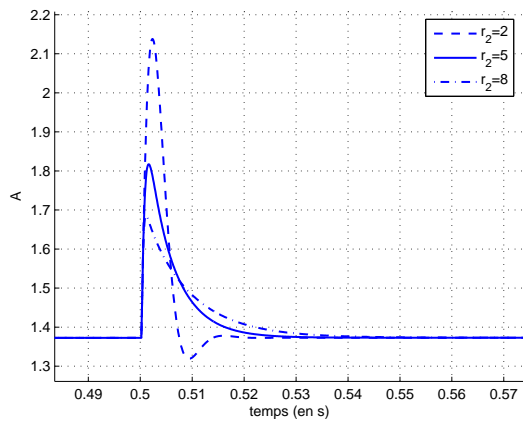


FIG. 11. Représentation du transitoire initial du courant statorique I_q pour différentes valeurs du paramètre r_2 pour le contrôleur IDA-PBC.

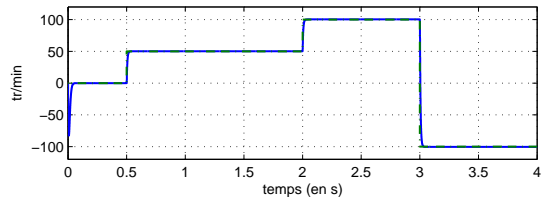


FIG. 14. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour le contrôleur IDA-PBC avec $L_q = 0.5 L_{qn}$.

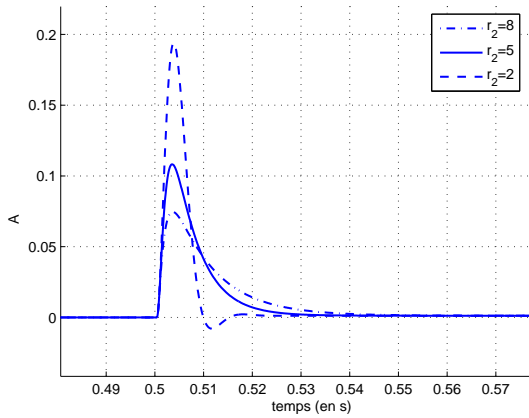
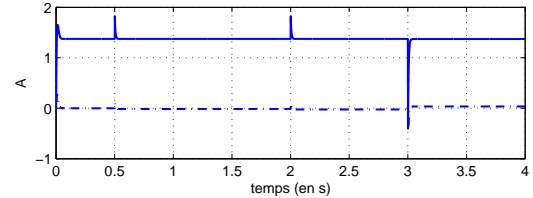


FIG. 12. Représentation du transitoire initial du courant statorique I_d pour différentes valeurs du paramètre r_2 pour le contrôleur IDA-PBC.

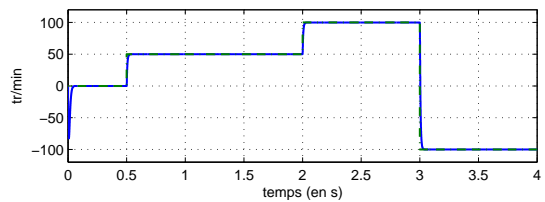


FIG. 15. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour le contrôleur IDA-PBC avec $L_d = 1.5 L_{dn}$.

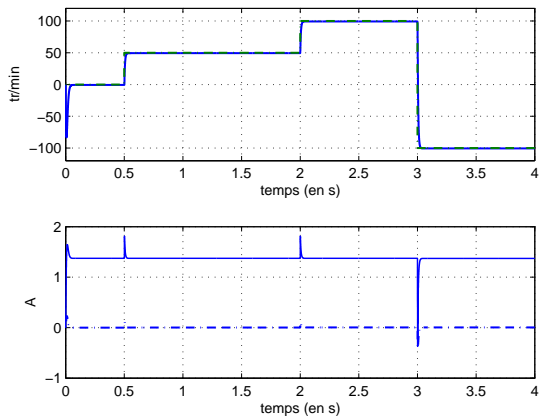
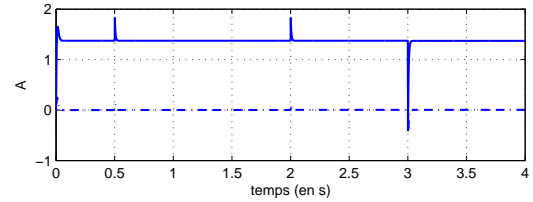


FIG. 13. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour le contrôleur IDA-PBC avec $R_s = 1.5 R_{sn}$.

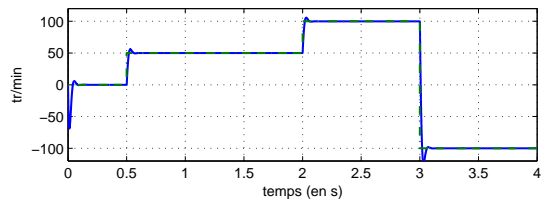


FIG. 16. Représentation de la vitesse mécanique et des courants statoriques pour le contrôleur IDA-PBC avec $J = 5 J_n$.

