

Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents

M'hamed LARBI, Said HASSAINE and Benyounes MAZARI

RESUME — Cet article présente une étude expérimentale de la commande par modèle Interne IMC de la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par un onduleur de tension commandé par une MLI vectorielle. La commande PI-IMC ainsi développée est couplée à un observateur d'état prédictif afin d'estimer le couple de charge. Les résultats expérimentaux obtenus prouvent que la présence de cet observateur permet d'assurer une meilleure maîtrise du comportement de l'actionneur tout en garantissant une robustesse caractérisée par un rejet efficace des couple de charge et une bonne insensibilité vis-à-vis des variations paramétriques du moteur.

Abstract — This paper presents a study by experimentation of IMC reference model Control speed of a permanent magnets synchronous motor (PMSM) coupled to a predictive observer state. The experimental result obtained proves that the presence of this observer makes it possible to ensure a better control of the behavior of the actuator while guaranteeing robustness characterized by a good insensitivity with respect to the parametric variations motor.

Mots-Clés — MSAP, commande vectorielle, PI-IMC, Observateur prédictif, implantation numérique.

Keywords — PMSM, vector control, PI-IMC, predictive observer, experimentation.

1. INTRODUCTION

Au cours de ces dernières années, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ont trouvés un très grand intérêt dans plusieurs applications industrielles. Ceci est dû grâce à de différentes considérations, à savoir, coût, taille, faible maintenance, aptitude de fonctionnement à vitesse élevée et simplicité de conception.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) séduit par ses caractéristiques principales qui font de lui un moteur à fort couple massique et de très bon rendement [3]. Vu ces caractéristiques très appréciables, ces types de moteurs remplacent progressivement en l'industrie les moteurs à courant continu.

Classiquement, la commande vectorielle, dite structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée [1], [2], [10] et [14]. Les

principaux avantages de cette configuration font que la régulation cascade est d'un usage industriel très répandu [5], [11].

Pour se faire, deux boucles sont adoptées afin d'obtenir les réponses souhaitées. Dans un premier temps, on réalise la boucle interne qui assure la maîtrise du courant. Ensuite, la synthèse d'une boucle externe permet d'asservir la vitesse [2], [9].

Cependant, la présence de perturbations extérieures et les éventuelles variations paramétriques dans le moteur limitent les performances dynamiques de la commande vectorielle classique, employant des régulateurs conventionnels de type *PI*. Par ailleurs, une question d'ordre théorique peut être naturellement posée: est-il possible de développer une stratégie de commande simple qui exploite les avantages du contrôle vectoriel de la MSAP dans le but de surmonter

les problèmes liés aux limitations des approches conventionnelles.

Ainsi, le travail présenté dans ce papier s'inscrit dans le cadre de développement d'une stratégie, pour asservir la vitesse de la *MSAP*, basée sur la commande par modèle interne (*IMC*). En effet, cette approche permet d'injecter une commande additionnelle; ceci la rend beaucoup plus robuste et surmonte l'inconvénient de la commande vectorielle classique.

En réalité, le concept de la *IMC* occupe un rôle important dans l'analyse de la stabilité transitoire du fait qu'elle est capable d'améliorer les performances obtenues avec le régulateur classique *PI* aussi bien avec que sans découplage des axes (*dq*) tout en prenant en compte la présence des variations paramétriques [14].

L'objectif principal de ce papier est de concevoir un environnement pratique à base de calculateur numérique (*Dspace 1104*) permettant la mise en œuvre pratique d'une loi de commande basée sur un modèle interne (*IMC*). Cette commande est couplée à un observateur de couple de charge permettant de reestimer la vitesse et de reconstruire le couple de charge. La présence de cet observateur assure la génération d'un courant adéquat permettant d'anticiper les perturbations et de réduire les ondulations du couple fourni par le moteur.

2. MODELE D'ETAT NON LINEAIRE DE LA MSAP

Compte tenu des hypothèses simplificatrices classiques [1], la machine synchrone à aimants peut être élaborée en effectuant une modélisation au sens de Park. Le modèle de la machine dans le repère diphasé tournant (*dq*) s'écrit [12], [14]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega i_{sq} \\ \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega i_{sd} - \frac{\Phi_f}{L_{sq}} \omega \\ \frac{3p^2}{2J} (\Phi_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}) - \frac{f_c}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Dans ce système:

V_{sd} , V_{sq} représentent respectivement les vecteurs tensions statoriques d'axe *d* et *q*,
 i_{sd} , i_{sq} représentent respectivement les vecteurs courants statoriques d'axe *d* et *q*,

ω est la vitesse électrique de rotation du rotor,

Φ_f est le flux induit par les aimants,

R_s est la résistance d'une phase statorique,

L_{sd} et L_{sq} représentent respectivement les inductances statoriques de l'axe *d* et l'axe *q*,

J est l'inertie des parties tournantes,

f_c représente le coefficient des frottements visqueux,

p est le nombre de paires de pôles.

3. CONFIGURATION GENERALE DU SYSTEME DE COMMANDE

3.1. Contrôle des courants

Puisque la dynamique du courant, selon les axes *d* et *q*, est un premier ordre, il est judicieux de choisir un correcteur de type *PI*. Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant (voir la Figure 1) [8].

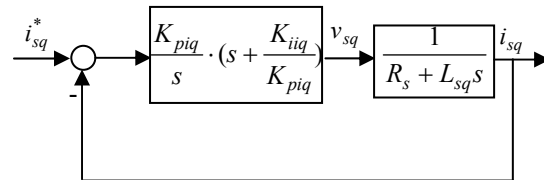


Fig. 1. Boucle de régulation du courant i_{qs} .

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à:

$$G_{iq}(s) = \frac{1}{R_s + sL_{sq}} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \tau_{eq}s} \quad (2)$$

Avec:

$$\tau_{eq} = \frac{L_{sq}}{R_s} \quad (3)$$

τ_{eq} est la constante de temps électrique relative à l'axe *q*.

Pendant, pour déterminer les constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouverte:

$$G_{oic}(s) = \frac{K_{piq}}{T_{iq}s} (1 + T_{iq}s) \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{eq}s} \quad (4)$$

$$K_{iiq} = \frac{K_{piq}}{T_{iq}} \quad (5)$$

K_{piq} est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_{sq} ,

K_{iiq} est le gain de l'action intégrale,

T_{iq} est la constante du temps d'intégration,

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, c'est-à-dire:

$$T_{iq} = \tau_{eq} = \frac{L_{sq}}{R_s} \quad (6)$$

Ainsi, les constantes de temps sont égales à:

$$\tau_{oq} = \tau_{eq} = \frac{K_{piq}}{K_{iiq}} \quad (7)$$

Où τ_{oq} représente la constante de temps électrique du système en boucle ouverte.

La fonction de transfert en boucle fermée prend la forme suivante:

$$G_{fiq}(s) = \frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{G_{oiq}}{1 + G_{oiq}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{iiq}} \cdot s} = \frac{1}{1 + \tau_{fq} s} \quad (8)$$

En boucle fermée, la constante de temps τ_{fq} vaut:

$$\tau_{fq} = \frac{R_s}{K_{iiq}} \quad (9)$$

Donc, on écrit:

$$K_{iiq} = \frac{R_s}{\tau_{fq}} \quad (10)$$

Il est tout à fait clair que la dynamique du courant est d'autant plus rapide que la valeur de K_{iiq} (K_{piq} également) est élevé.

Le rapport entre τ_{fq} et τ_{oq} définit la rapidité de la dynamique du courant en boucle

fermée par rapport à celle de la boucle ouverte. En effet, on écrit:

$$\tau_{fq} = \frac{1}{\eta} \tau_{oq} \quad (11)$$

Ainsi, si on désire avoir un temps de réponse dix fois plus rapide que la dynamique électrique interne du moteur, les gains du correcteur sont donnés par:

$$\begin{cases} K_{piq} = \eta R_s = 10 R_s \\ K_{iiq} = \eta \frac{R_s}{\tau_{oq}} = 10 \frac{R_s}{\tau_{oq}} \end{cases} \quad (12)$$

Le choix de η fixe, en réalité, la bande passante du système qui devrait être choisie par rapport à la fréquence de découpage, aux besoins de l'utilisateur et en fonction des constantes de temps du système à réguler.

En effet, imposer à $\eta = 10$ prévoit une bande passante équivalente f_{bp} égale à 227 Hz.

On note que la structure de la boucle de courant d'axe d est quasiment identique à celle de l'axe q .

3.2. Contrôle de la vitesse

Globalement, le bloc diagramme du système de contrôle proposé est présenté sur la Figure 2. Ce système est composé de trois parties: un bloc pour une correction de type PI , un bloc pour la commande par modèle interne et une estimation de couple de charge.

3.2.1. Correction classique de la vitesse

Rappelons que lorsque le courant i_{sd} est nul, le modèle du moteur synchrone à aimants permanents se réduit à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. De plus, si on néglige la constante de temps électrique devant la constante mécanique, la fonction de transfert

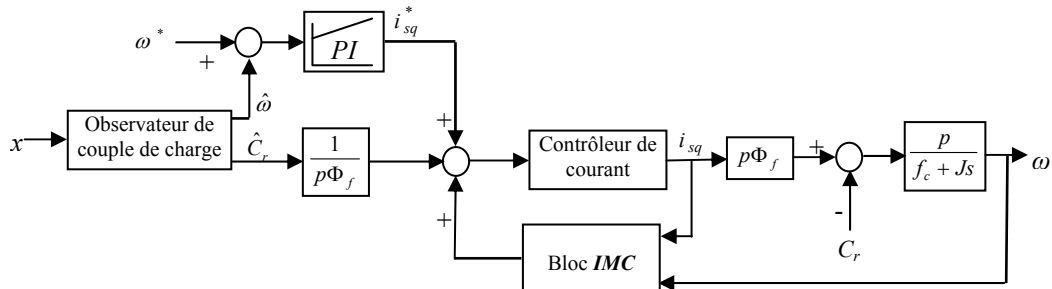


Fig. 2. Contrôle de vitesse par IMC.

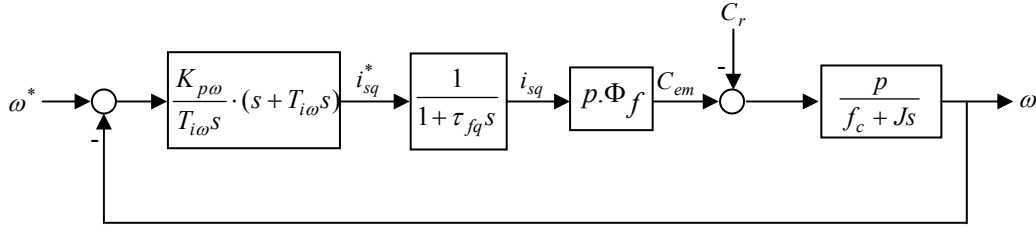


Fig. 3. Pilotage de vitesse par PI .

du moteur se réduit à une fonction du Premier ordre. Cependant, les paramètres du régulateur PI seront choisis de telle manière que le zéro introduit par ce dernier soit compensé par la dynamique de la boucle de vitesse [8].

Une fois la régulation de la boucle de courant validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade, une boucle de vitesse souhaitée (voir la Figure 3).

Sur la base de la structure de contrôle en cascade Figure 3, on supposera que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes (i_{sd} et i_{sq}) ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leurs état stationnaire, c'est-à-dire, que $i_{sd} = i_{sd}^*$ et $i_{sq} = i_{sq}^*$. Cela veut dire que la boucle interne de courant est approximée par un gain unitaire. Le courant statorique direct est asservi à zéro. Compte tenu des termes de découplage que l'on introduit dans les boucles internes et en compensant le zéro du PI par le pôle de la partie mécanique du moteur, la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne est donnée par:

$$G_{fv}(s) = \frac{1}{1 + \tau_{fv}s} \quad (13)$$

Où

$$\tau_{fv} = \frac{2J}{3p^2\Phi_f K_{p\omega}} \quad (14)$$

Le gain $K_{p\omega}$ est déterminé de manière à obtenir une dynamique en vitesse ayant la bande passante souhaitée.

Le gain de l'action intégrale se déduit de la manière suivante:

$$K_{i\omega} = K_{p\omega} \frac{f_c}{J} = \frac{2f_c}{3p^2\Phi_f \tau_{fv}} \quad (15)$$

3.2.2. Commande par IMC

Lorsque le régulateur classique PI ne permet pas d'obtenir des performances extrêmement élevées et qu'on ne dispose pas d'une puissance de calcul importante pour implanter une régulation prédictive standard, le régulateur par modèle interne (IMC) s'avère être une approche intéressante [13].

La commande par modèle interne a pour but principal de définir une grandeur de commande complémentaire à celle définie par le contrôle classique.

En effet, cette commande auxiliaire permet de:

- augmenter la robustesse de la commande globale,
- faciliter la synthèse du contrôle classique,
- corriger la stabilité d'un système instable.

Pour compenser dynamiquement l'effet des comportements mécaniques non modélisables sur la qualité de la boucle de vitesse, un arrangement de commande par modèle interne a été ajouté au contrôleur PI . Fondamentalement, cette commande consiste à présenter une variable caractérisant la différence entre la sortie du processus et la sortie du modèle Δi_{sq}^* , sa valeur est alors convertie en image du couple supplémentaire exigé pour compenser les perturbations et ajoutée à la commande calculée par le contrôleur PI [3] (voir Figure 4).

L'imposition d'une dynamique de courants très rapide peut être réalisée par un choix adéquat des paramètres des correcteurs PI chargés de contrôler les courants dans le moteur, et donc le couple qu'il développe. Il est donc légitime de négliger le temps de réponse des régulateurs des courants. De plus, si on néglige les frottements dynamiques de la partie mécanique, le modèle dynamique $G_m(s)$ se réduit à une action intégrale [11].

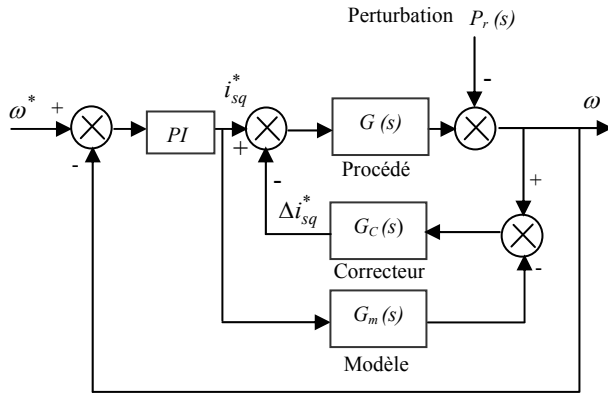


Fig. 4. Structure de l'asservissement de vitesse incluant une boucle IMC.

$$G_m(s) = \frac{p \cdot \Phi_f}{J \cdot s} \quad (16)$$

Le correcteur peut être un simple régulateur proportionnel $G_c(s) = k_0$, cette solution présente des propriétés plus intéressantes en ce qui concerne sa robustesse vis-à-vis des perturbations (couple résistant, variation d'inertie) qui peuvent affecter la partie mécanique du système régulé.

3.2.3. Observateur de couple de charge

Ce type d'observateur permet de reconstruire la vitesse et le couple de charge à partir de la consigne de courant statorique en quadrature et du calcul de la vitesse via la mesure numérique de la position [8]. Si on considère que le couple de charge est constant entre deux instants d'échantillonnage, le système d'équation pour une observation du couple de charge est donné par:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (17)$$

Avec:

$$x = \begin{pmatrix} \omega \\ C_r \end{pmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{f_c}{J} & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{pmatrix} \frac{p^2 \Phi_f}{J} \\ 0 \end{pmatrix}, C = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}^T \quad (18)$$

Nous notons que pour le système précédent, (A, C) est observable. Ainsi, l'équation de l'observateur s'écrit donc:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L_{obs}(y - C\hat{x}) \quad (19)$$

Où \hat{x} est la valeur observée de l'état et $L_{obs} = (l_{1obs}, l_{2obs})^T$ est la matrice de gain de

l'observateur. L'erreur de prédiction de sortie est utilisée pour corriger le comportement de l'observateur proportionnellement à celle-ci à l'aide de la matrice de gain L_{obs} . L'erreur du couple e_{C_r} s'écrit donc:

$$e_{C_r} = C_r - \hat{C}_r \quad (20)$$

Avec \hat{C}_r couple de charge estimé.

3.2.4. Synthèse de l'observateur

En réalité, le choix de L_{obs} permet de fixer la dynamique d'observation en imposant deux pôles p_{1obs} et p_{2obs} . Nous obtenons donc l'observateur réduit d'ordre 2 qui s'écrit comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = -\frac{f_c}{J} \hat{\omega} - \frac{p}{J} \hat{C}_r + \frac{p^2 \Phi_f}{J} i_{sq} + l_{1obs} (\omega - \hat{\omega}) \\ \dot{\hat{C}}_r = 0 \hat{\omega} + 0 \hat{C}_r + l_{2obs} (C_r - \hat{C}_r) \end{cases} \quad (21)$$

Les coefficients l_{1obs} et l_{2obs} correspondent au vecteur de gains de l'observateur. Comme nous venons de le mentionner, ces gains peuvent être obtenus par un placement adéquat des pôles [6].

Le principe d'étude de la stabilité de l'observateur au sens de Lyapunov consiste alors à chercher une fonction scalaire, notée $V(x(t))$, représentative de l'énergie totale de l'observateur, dont la dérivée temporelle est négative. Ainsi, la fonction candidate de Lyapunov, permettant la détermination des conditions de stabilité de l'observateur, est choisie de la manière suivante:

$$V = \frac{1}{2} J e_{\omega}^2 - \frac{1}{2l_2} e_{C_r}^2 \quad (22)$$

Où e_{ω} représente l'erreur entre la vitesse réelle et celle estimée.

La fonction de Lyapunov V n'est positive que lorsque l_{2obs} est pris négatif.

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est donnée par l'expression suivante:

$$\dot{V} = J e_{\omega} \dot{e}_{\omega} - \frac{1}{l_2} e_{C_r} \dot{e}_{C_r} < 0 \quad (23)$$

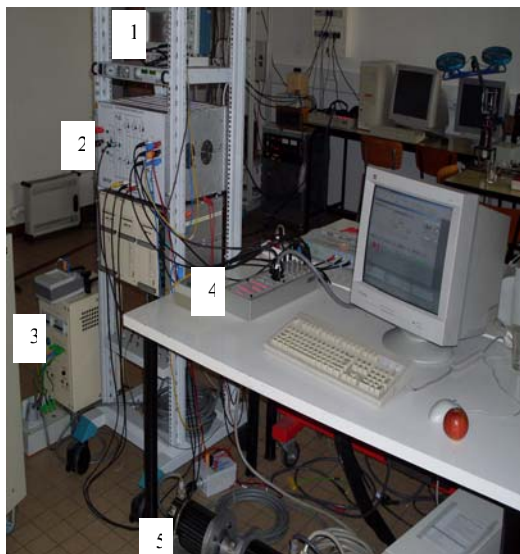
Cette condition est vérifiée seulement si:

$$l_{1obs} > -\frac{f_c}{J} \quad (24)$$

Globalement, l'observateur est stable pour les conditions, $l_{1obs} > -\frac{f_c}{J}$ et $l_{2obs} < 0$.

4. DESCRIPTIF DE LA PLATE-FORME D'ESSAIS

Pour valider les performances dynamiques de la commande développée, un banc d'essai a été mis en place au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAI) de Poitiers. La photo donnée en Figure 5 présente le banc de test employé.



1: Oscilloscope ; 2: Onduleur de Tension ; 3: Source continue ; 4: Carte d'interface (Dspace1104) ; 5: Moteur synchrone triphasé.

Fig. 5. Photo du banc d'essai.

Le banc de test ainsi utilisé comporte un actionneur composé d'un *MSAP* associé à une génératrice machine synchrone à aimants permanents (*GSAP*).

- Le servomoteur est un moteur synchrone à aimants permanents de type "terres-rares" cobalt au rotor associé à un résolveur "pan-cake". Il est connecté mécaniquement à une *GSAP*, utilisée comme charge et un résolveur pour la mesure de la position du rotor.
- L'alimentation de l'actionneur est assurée par un onduleur de tension triphasé. Il possède les caractéristiques suivantes:
 - Tension maximale bus continu de $127V$,
 - Courant maximum de $5A$,

- Fréquence de hachage de $10kHz$.
- La partie commande de tout le système est fondée sur la carte de commande Dspace1104 à base du processeur TMS320 implanté dans le PC.

5. RESULTATS EXPERIMENTAUX

5.1. Essai nominal

La figure 6 montre les différentes mesures effectuées. L'asservissement de vitesse fonctionne avec un échelon de 100 Rad/sec , la mesure montre des transitoires bien stables avec un dépassement nul. Les mesures prélevées dans les essais expérimentaux montrent un suivi parfait des réponses en courant selon les axes d et q par rapport aux consignes imposées tant en marche à vide qu'en présence de charge malgré la présence des crêtes au début de la période d'accélération ce qui est acceptable pour des transitoires. Ces résultats montrent alors l'efficacité de la commande *IMC-Observateur* ainsi proposée.

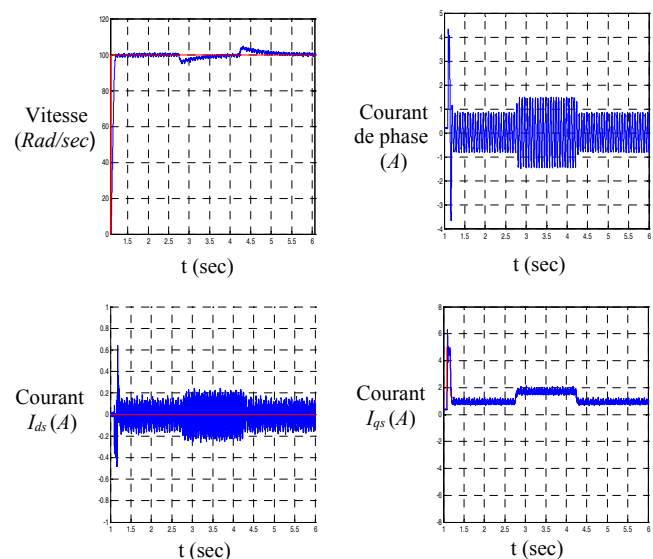


Fig. 6. Résultats expérimentaux: Vitesses de consigne et estimée, courant statorique d'une phase mesuré, i_{sq} mesuré, i_{sd} mesuré.

5.2. Robustesse

Nous pouvons constater également qu'une mauvaise évaluation des paramètres mécaniques ou électriques, influe peu la commande, c'est ainsi qu'on a procédé à

effectuer des tests de robustesse afin d'analyser les diverses performances transitoires et permanentes. Nous notons que pour ces essais, un échelon de vitesse de 100 rad/sec est imposé, nous pouvons voir que les résultats obtenus présentent un niveau de chattering un peu élevé par rapport à celui obtenu au cas nominal avec un zoom de vitesse entre 90 et 115 rad/sec.

5.2.1. Variation du moment d'inertie

Les tracés des figures 7 et 8 montrent qu'une erreur de +100% ou -50% sur la valeur nominale du moment d'inertie n'influe pas sur les performances dynamiques et statiques de la commande IMC- Observateur prédictif.

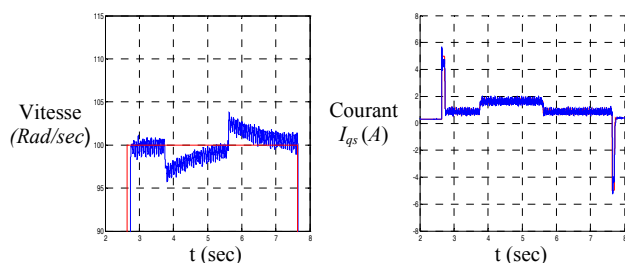


Fig. 7. Résultats expérimentaux : Zoom de la vitesse estimée, courant i_{sq} avec la Variation du moment d'inertie de +100%.

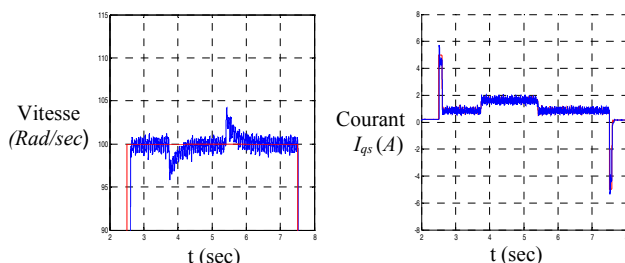


Fig. 8. Résultats expérimentaux : Zoom de la vitesse estimée, courant i_{sq} avec la Variation du moment d'inertie de -50%.

5.2.2. Variation de la résistance statorique

Les figures 9 et 10 montrent de bonnes qualités de robustesse malgré la petite influence que subie la commande IMC- Observateur pour le cas d'une surévaluation de 100% de la résistance statorique.

5.2.3. Variation de l'inductance statorique

Les figures 11 et 12 illustrent la faible sensibilité paramétrique de la commande IMC-observateur vis-à-vis de l'inductance

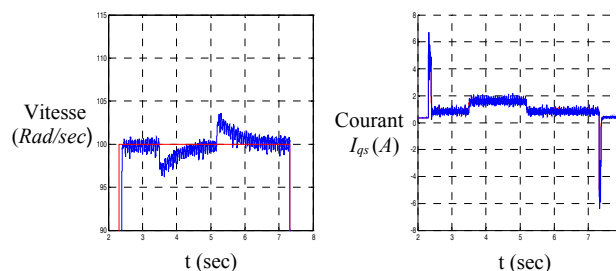


Fig. 9. Résultats expérimentaux : Vitesse estimée, courant i_{sq} avec Variation de la Résistance de +100%.

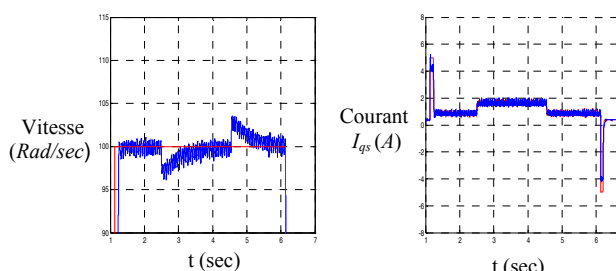


Fig. 10. Résultats expérimentaux : Vitesse estimée, courant i_{sq} avec Variation de la Résistance de -50%.

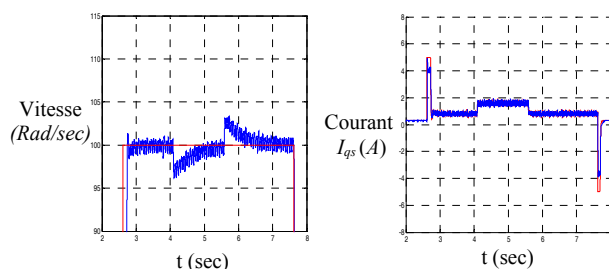


Fig. 11. Résultats expérimentaux : Vitesse estimée, Courant i_{sq} avec Variation de L_s de $+1.5L_s$.

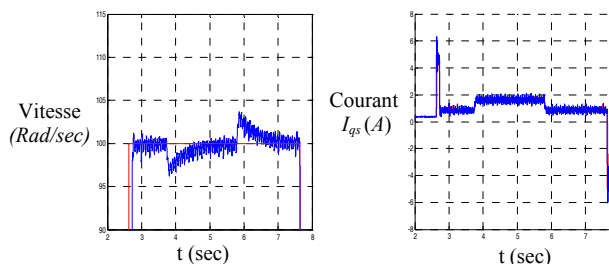


Fig. 12. Résultats expérimentaux : Vitesse estimée, courant i_{sq} avec Variation de L_s de $0.66L_s$.

statorique. La faible sensibilité peut se traduire dans les faits par une bonne robustesse de la commande IMC-observateur vis-à-vis d'une éventuelle saturation du circuit magnétique.

6. CONCLUSION

Dans cet article nous avons présenté des résultats expérimentaux obtenus sur le banc d'essais situés au Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de *Poitiers*. Les résultats ont été obtenus avec une Commande par Modèle Interne (*IMC*) associée à un observateur de couple de charge d'une *MSAP*.

Dans une première partie, nous avons présenté un modèle d'état de *MSAP* étudiée. Un observateur de couple de charge, permettant d'estimer la vitesse du moteur et le couple résistant est synthétisé. La synthèse des régulateurs (*PI*) de courants dans la machine et correcteur (*PI-IMC*) assurant un autopilotage de la vitesse du moteur est réalisée.

Du point de vue expérimental, les résultats montrent que l'introduction de l'observateur-*IMC* permet de:

- minimiser les ondulations du couple (vitesse) développé par le moteur,
- compenser d'une façon remarquable les perturbations causées essentiellement par la charge et aux variations paramétriques,

Sur la plate-forme d'essais que nous avons utilisée, il est prévu des tests de robustesse vis-à-vis des variations mécanique (moment d'inertie) et électrique (la résistance statorique et l'inductance statorique). Pour ces tests, nous vérifions que la performance de la commande est très satisfaisante malgré le problème de chattering qui est un peu plus élevé.

D'une façon générale, nous pouvons constater une performance satisfaisante et robuste pour la loi de commande expérimentée.

APPENDIX

D'après la documentation livrée par le constructeur *PRECILEC*, le moteur auto synchrone, triphasé avec capteur utilisé dans cette étude, possède les caractéristiques suivantes:

ω_n	314 rad/sec
I_n	6.5A
P	2
P_n	1kW
R_s	0.57 Ω
L_{sd}	0.0045H
L_{sq}	0.004H
K_t	0.128
J	0.00208 kgm ² (inertie total)
f_c	0.0039 Nm s/rad

Remerciements: Les auteurs remercient le programme universitaire Franco-algérien *PROFAS* pour son soutien financier et remercient également le Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de *Poitiers* pour avoir assuré la réussite de cette coopération scientifique tout en mettant à notre disposition un banc d'essai.

REFERENCES

1. B.K. Bose, "Power electronics and AC drive," New York, Prince Hall, 1ère Edition, 1986, chapitre 2, page 95.
2. B.K. Bose, "Power electronics and variable frequency Drives: Technology and applications," *IEEE press* 1997.
3. W. Cai, D. Fulton, "Design of permanent magnet motors low torque ripples," *ICEM 2000*, pp1384-1388.
4. A. Crosinier, Abbag., B. Jouvencel, R. Zapata, "Ingénierie de la commande des systèmes," Techniques de base, Ellipses. Edition Marketing S.A., 2001.
5. J.M. Flaus, "La régulation industrielle," Paris, Hermès, 1994.
6. L. Gasc, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande," Thèse de doctorat de l'INPT, Toulouse, Novembre 2004.
7. L. Harfenors, NEE H-P., "Robust current control of AC machines using the internal model control method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp. 3737-3739, Nov. 1995.
8. S. Hassaine, "Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents," thèse de Doctorat, 2008 USTO Oron.
9. H. Le-huy, K. Slimani, P. Viarouge, "Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for PMSM servo drive," *IEEE trans. Ind. Electron.*, vol. 41, pp 110-117, Fev. 1993.
10. W. Leonhard, "Control of electrical drives," Springer-Verlag, Berlin, 1985.

11. L. Maret, "La régulation automatique, Presse polytechniques romandes," 1987.
12. B.N. Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants: méthodes, convergences, robustesse, identification en ligne des paramètres," Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, Décembre 2002.
13. Knon chung-jin, Han woo-yong. "Speed control of PMSM using a robust adaptive controller," SICE 2001 July-25-27, 2001 Nagoya.
14. P. Vas, "Sensorless vector and direct torque control", Oxford, U.K, Oxford Univ. Press, 1998.

M'hamed LARBI

Said HASSAINE

Département de Génie Electrique

Université d'Ibn Khaldoun

Tiaret BP78 Algérie

E-mail : larbi_mh@yahoo.fr; s.hassaine@yahoo.fr

Benyounes MAZARI

Laboratoire de Développement Entraînements

Electriques

U.S.T. Oran, Algérie

E-mail: mazari_dz@yahoo.fr