Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Etat de LUENBERGER.

M. Sebba(1), A.Chaker(2), Y. Meslem(1), S. Hassaine (3)
(1) Laboratoire de Génie Physique, Université IBN Khaldoun de Tiaret, Algérie.
(2) Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes, ENSET d'Oran, Algérie
(3) Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle, ESI de Poitiers, France
Email : sebaamor@yahoo.fr

***Résumé* – Dans le cadre d'améliorer les performances de la commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), nous présentons la technique de la commande vectorielle dotée d'un observateur d'état dont le rôle est de reconstruire les états du système à commander ainsi que la grandeur de perturbation C_r, en vue de la mise en œuvre d'une commande avec compensation des perturbations non modélisables. Toutefois les résultats de comparaison entre la commande sans compensation et cette dernière, montrent une amélioration remarquable des performances dynamiques et statiques, à savoir, le dépassement, le temps de réponse et l'erreur statique.**

I. INTRODUCTION

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances [1-3][8].

Cependant le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications [2].

Dans le souci d'améliorer les performances dynamiques du réglage en vitesse du MSAP, nous avons jugé intéressant de faire appel à un observateur d'état pour reconstruire les grandeurs d'état à partir de la grandeur de commande i_{sq} et de la grandeur à asservir ω [9][10][11]. Lors de son dimensionnement nous avons prévu l'estimation de la grandeur de perturbation C_r, afin d'améliorer davantage la robustesse du réglage. L'observateur utilisé est un « observateur de Luenberger »[9]. Il est utilisé pour la reconstitution du couple résistant, en vue de la mise en œuvre d'une commande avec compensation des perturbations non modélisables.

Le travail a été effectué sur un banc d'essai au tour d'une carte Dspace 1104 branché sur un onduleur deux niveaux de moyenne puissance alimentant une MSAP de 0.8 kW de puissance. Un mécanisme d'estimation en ligne de la vitesse est introduit pour adapter le modèle de la machine à la variation de la vitesse.

II. MODELISATION DU MSAP

Le moteur est alimenté par un onduleur de tension à transistor de puissance fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion à fréquence de commutation élevée (de l'ordre de quelques dizaines de kilos hertz).

Pour étudier la commande de la MSAP, on applique aux variables statoriques des transformations de Park faisant intervenir l'angle des grandeurs statoriques θ.

On pose: $\omega_r = \int_0^t \theta d\tau$

On obtient les équations suivantes :

$$u_{ds} = r_s i_{ds} - l_q \omega_r i_{qs} + l_d \frac{d}{dt} i_{ds} \quad (1)$$

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + l_d \omega_r i_{ds} + l_q \frac{d}{dt} i_{qs} + \phi_f \omega_r \quad (2)$$

Le couple développé par la machine s'écrit :

$$C_{em} = p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (3)$$

Soit en utilisant seulement les courants :

$$C_{em} = p(\phi_f i_{qs} + (l_d - l_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (4)$$

L'équation mécanique générale prend la forme suivante :

$$J \frac{d^2}{dt^2}\theta + f_c \frac{d}{dt}\theta = Cem - C_r \quad (5)$$

Dans ces équations :

r_s : Résistance d'une phase statorique,
L_d : L'inductance de l'axe d,
L_q : L'inductance de l'axe q,
ϕ_f : le flux dû aux aimants.
c_{em} : Couple électromagnétique fourni par la machine
C_r : Couple résistant,
J : Inertie de la machine,
f_c : Coefficient de frottement visqueux à vide,
θ : Position angulaire mécanique définie sur l'arbre (position du rotor).

De plus, il faut noter que le terme:

$\phi_f\ i_{qs}$: Représente le couple que l'on obtiendra avec une machine à pôles lisses,
$(L_d - L_q)\ i_{ds}\ i_{qs}$: Représente le couple supplémentaire dû à la saillance des pôles
P : nombre de pairs pôles

Les flux sont reliés aux courants par les relations suivantes :

$$\phi_{ds} = l_d i_{ds} + \phi_f \quad (6)$$

$$\phi_{qs} = l_q i_{qs} \quad (7)$$

III. Configuration de la Structure de Commande

A Commande par flux orienté du MSAP

En analysant le système d'équations (1-5) régissant le fonctionnement du MSAP, nous pouvons relever que le modèle est non linéaire et il est couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs i_{ds} et i_{qs}. Si on compense les termes de couplage existant entre les axes d et q, la tension u_{ds} permet de commander le courant i_{ds} et la tension u_{qs} permet de commander i_{qs} et donc C_{em} . On trouve ainsi une analogie avec le MCC. Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (i.e. de réduire le courant statorique à la seule composante i_{qs}) [2][4][7].

Donc on impose à la variable θ d'avoir une valeur tel que i_{qs} sera nul [7]. Autrement dit, un choix adéquat du référentiel (d-q) de telle manière que le courant statorique soit aligné avec l'axe (q), permet d'obtenir une expression du couple électromagnétique dans laquelle seul le courant en quadrature intervient

B. Analyse de la stratégie de commande

Le concept de la commande par flux orienté est utilisé pour définir un modèle découplé de la MSAP, son principe est semblable à la commande par champ orienté pour un moteur à induction, à moins que pour notre cas la position du rotor soit l'angle de référence, par conséquent il n'y a aucun besoin pour un modèle de flux [4]. Nous pouvons noter que le meilleur choix pour le fonctionnement de la MSAP est obtenu pour une valeur de l'angle interne de la machine $\delta=\pm\pi/2$ (i_{ds}=0), d'où le mode de fonctionnement est optimal car le moteur produira dans ce cas un couple maximum. En effet, l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les composantes i_{ds} et i_{qs}. Dans le cas d'une machine à pôles lisses (L_d=L_q) (machine avec laquelle on a travaillé) le couple est maximum pour i_{ds}=0, tandis que pour le cas d'une machine à pôles saillants, le couple est maximum pour une valeur optimale de i_{ds}.

Notons aussi que l'annulation de i_{ds} provoque une réduction du courant statorique, ce qui permet à la machine de fonctionner dans la zone de non-saturation : [3]

$$i_s=\sqrt{i_{ds}^2+i_{qs}^2} \le i_{s\max}$$

C. Contrôle des Courants

Les courants statoriques sont commandés par des régulateurs de type Proportionnel et Intégral (PI) dont la fonction de transfert est [11] :

$$C(s)=K_p+\frac{K_i}{S} \quad ; \tag{8}$$

La boucle de courrant peut être représentée par la figure (1).

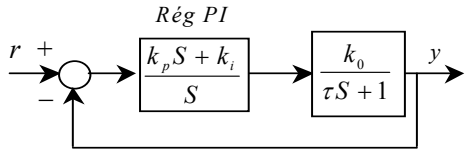

Fig. 1. Boucle de courrant régulée par un PI

Pour déterminer les paramètres K_p et K_i du correcteur, il suffit de compenser la dynamique du système par le zéro introduit par ce dernier [9]. Donc, les paramètres de réglage qui en résultent prennent la forme :

$$K_p=K_i.\tau_e \tag{9}$$

$$K_i=\alpha.\frac{R_s}{\tau_e} \tag{10}$$

Avec, τ_e représente la constante de temps de la partie électrique et α caractérise l'accélération de la boucle de courant et correspond au rapport entre la dynamique réelle et la dynamique souhaité.

D. Commande da la vitesse du MSAP

Pour garantir la validité du modèle découplé et obtenir des performances dynamiques élevées avec une structure simple, nous avons utilisé le schéma block de la figure (2).

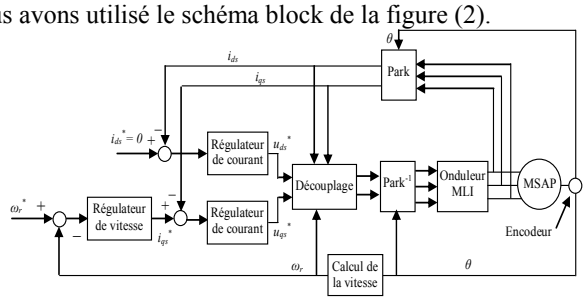

Fig. 2. Schémas block de la structure de commande

La vitesse est commandée au moyen d'un régulateur de type PI, équipé d'un système d'anti-saturation. Notre choix pour un tel régulateur est guidé par :

1- L'amélioration de la stabilité en boucle fermée ;
2- La simplicité de sa réalisation (algorithme simple) [9][11] ;
3- La connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie ;
4- Sa robustesse de commande.

La technique d'imposition des pôles en boucle fermée a été exploitée pour déterminer les paramètres du régulateur de vitesse choisi [11]. Si on impose : i_d=0 et C_r=0 et avec (4) et (5) on obtient;

$$Gp(s)=\frac{K_t}{JS+f_c} \tag{11}$$

Avec : $K_t=p.\phi_f$

La fonction de transfert du processus global en boucle fermée du système est :

$$G(s)=\frac{G_c.G_p}{1+G_c.G_p} \tag{12}$$

Avec $G_c(s)$ est la fonction de transfert du correcteur de vitesse :

$$G_c(s)=\frac{K_{pw}S+K_{iw}}{S} \quad ; \tag{13}$$

Après les simplifications nécessaires, on en déduit l'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$eq(S) = S^2 + (\frac{fc + K_t.K_{pw}}{J})S + \frac{K_t.K_{iw}}{J} \quad (14)$$

L'équation (14) caractérise un système asservi du deuxième ordre, elle est de la forme générale :

$$eq(S) = S^2 + 2.\xi.\omega_n S + \omega_n^2 \quad (15)$$

Avec, ζ représente le coefficient d'amortissement et ω_n représente la pulsation naturelle.

Par identification des équations (14) et (15), on obtient

$$K_{pw} = \frac{2.\xi.\omega_n J - f_c}{K_t} \quad (16)$$

$$K_{iw} = \frac{J.\omega_n^2}{K_t} \quad (17)$$

Pour avoir une bonne dynamique de vitesse caractérisée par un dépassement optimal et un temps de calcul acceptable, nous avons imposé dans la boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$$p_{1,2} = -\xi.\omega_n \pm j\omega_n\xi$$

IV. Observateur de LUENBERGER

A. Principe

La structure d'un observateur d'état est illustrée par la figure (3), elle est basée sur un modèle du système, appelé l'estimateur ou prédicteur, fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle [9][10].

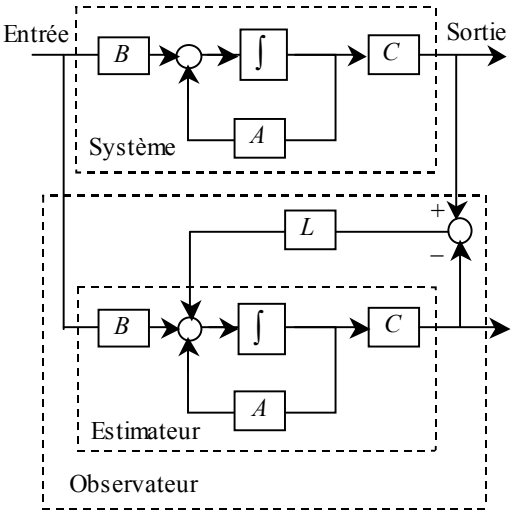

Fig. 3. Le modèle d'état du système en association avec l'observateur

L'observateur fonctionne donc en boucle fermée. Le gain de la boucle de retour est représenté par une matrice de gains, notée *L*. Le dimensionnement de cette matrice est effectué de telle sorte à assurer la convergence le plus rapidement possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel.

Le vecteur de sortie *y* est comparé au vecteur équivalent $\hat{y}$, donné par l'observateur, pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation (*e*). Celle-ci est multipliée par la matrice de gains (*L*) et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés $(\hat{x})$. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gains (*L*), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro, tout en conservant la condition sur la matrice *(A-LC)* qui doit être une matrice Hurtwitz, c'est-à-dire que ses valeurs propres soient à parties réelles négatives dans le cas continu ou possèdent un module inférieur à 1 dans le cas discret [9].

B. Conception de l'observateur d'état :

Le modèle d'équations d'états simplifie de la MSAP s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (18)$$

Avec $x = [\theta \quad \omega \quad c_r]^T$;

$u = i_q$;

$y = \theta$;

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -f_c/J & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$B = [0 \quad p\phi_f/J \quad 0]^T, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0]$

L'observateur d'état peut être décrit par le système suivant [10] :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} &= \hat{\omega}_r \\ \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} &= \frac{1}{J}(c_{em} - \hat{c}_r) - \frac{f_c}{J}\hat{\omega}_r + l_1(\omega_r - \hat{\omega}_r) + l_2(\theta_r - \hat{\theta}_r) \\ \frac{d\hat{c}_r}{dt} &= l_3(\theta_r - \hat{\theta}_r) \end{aligned} \quad (19)$$

Le schéma fonctionnel est donné par la Figure.4. Les états estimés sont ajustés par la différence entre la position estimée $\hat{y}$ et la position mesurée y issue de l'encodeur. La grandeur l_2 détermine l'accélération ou le ralentissement de l'évolution des grandeurs estimées vers les états réels [9]. Un plus grand gain accélérera le processus et un plus petit gain le ralentira. Le gain intégral l_3 peut réduire l'erreur statique en régime établi de l'observateur.

L'équation dans l'espace d'état est :

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = A\hat{x} + Bu + L(x - \hat{x}) \quad (20)$$

Avec

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ l_2 & l_1 & 0 \\ l_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La dynamique de l'erreur de l'observateur est obtenue à partir du (18) et (20) :

$$\dot{e} = (A - L)e \quad (21)$$

Avec ; $e = x - \hat{x}$

Pour assurer la stabilité de l'observateur, il faut que l'erreur dynamique (équation 21) soit stable; Par conséquent, les valeurs propres de l'observateur doivent être placées dans le demi-plan complexe gauche.

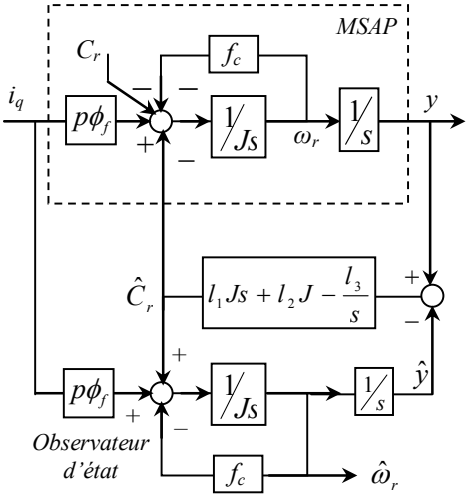

Fig. 4. Structure d'observateur d'état de Luenberger

TABLEAU 1
LES PARAMETRES DU MSAP

U_n (tension nominale)	220 V
I_n (courant nominale)	3.5 A
R_s (résistance statorique)	0.56 Ω
L_d (inductance directe)	4.5 mH
L_q (inductance longitudinal)	4.5 mH
P (nombre de paires de pôles)	2
ψ_f le flux rotorique	0.074 wb
J (moment d'inertie)	0.00208 kgm^2
f_c (coefficient des frottements visqueux)	0.0039 Nms/rad

V. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET INTERPRETATIONS.

L'implantation de notre modèle a été effectué au Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de l'Ecole Supérieure de Poitiers, le banc d'essai comporte deux machines synchrones à aimants permanents identiques chacune est équipée par un encodeur, l'une a été utilisée comme un moteur et l'autre comme une charge, les paramètres des machines sont données au tableau 1. L'alimentation est assurée par onduleur de tension réalisé à base de MOSFET et commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle, l'algorithme de commande proposé a été exécuté par le logiciel MATLAB/SIMULINK, puis compilé et implanté sur carte DSPACE 1104, la période d'échantillonnage choisie pour les courant est 0,1 ms et celle de la vitesse est 1ms. Les paramètres des régulateurs utilisés sont initialisées comme suit :
K_p=5.7 ; K_i=722 ; K_{pw}=0.0422 ; K_{iw}=0.936.

Les calculs effectues pour dimensionner la matrices de gains utilisée dans l'observateurs de Luenberger donnent : l_1=30 ; l_2=190 ; l_3=0.1.

Les figures (5) à (8) illustre le comportement dynamique du MSAP pour un asservissement de vitesse à vide l'allure de la consigne de vitesse et celle de la vitesse mesurée sont montrée à la figure (7), dans ces résultats la vitesse réelle du moteur a été calculées à partir de la position issue par l'encodeur puis filtrée par un filtre passe bas.

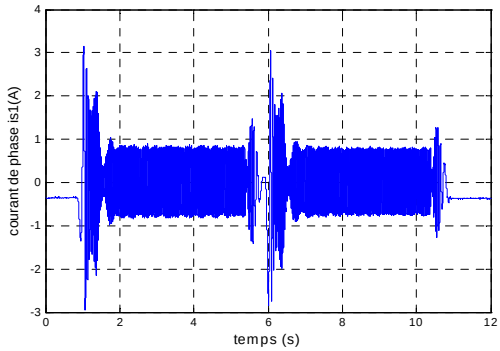

Fig. 5. Courant d'une phase

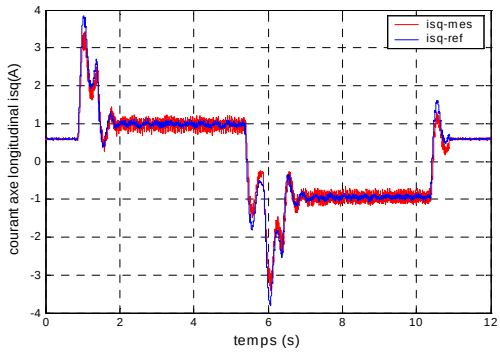

Fig. 6. Courants iqs $_{ref}$ et iqs $_{mes}$

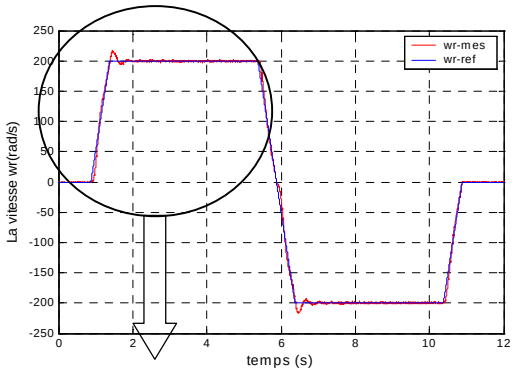

Fig. 7. L'évolution de la vitesse en fonction du temps

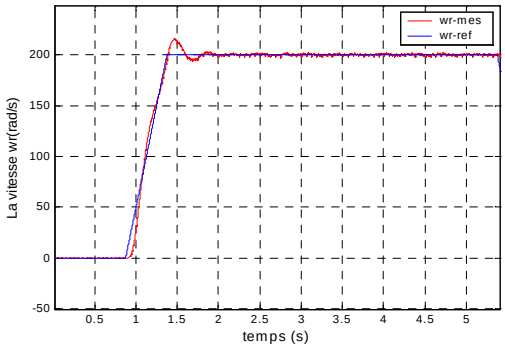

Fig. 8. Zoom sur L'évolution de la vitesse en fonction du temps

La figure (6) montre l'efficacité du correcteur de courant utilisé dont laquelle le courant i_{qs} mesuré est parfaitement superposé sur le courant de référence obtenu par le régulateur de vitesse. Le zoom de la vitesse présenté dans la figure (8) montre que le dépassement est acceptable (presque 10%) et le temps de repense est très faible.

Les figures (9) à (11) illustre le comportement dynamique du MSAP en association avec l'observateur d'état de Luenberger lors d'un asservissement de vitesse à vide, cette fois ci les valeurs de la vitesse utilisée dans la boucle de retour sont les valeurs estimées.

Ces résultats sont obtenus avec les mêmes conditions que ceux obtenus sans observateur de Luenberger (figure (5) à (8)). La figure (9) représente le courant de phase, et la figure (10) représente les courants de référence et mesurée de l'axe q, en remarque que ces courants sont confondus ce qui traduit à l'efficacité de la correction de courant.

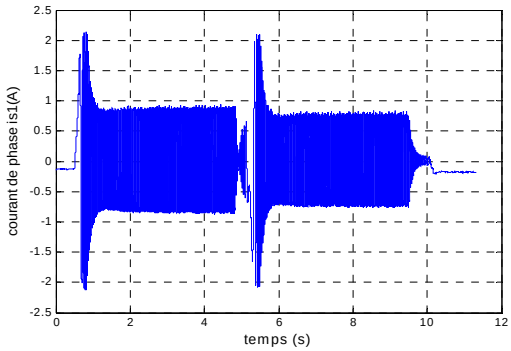

Fig. 9. Courant de phase sans charge et avec utilisation de la vitesse estimée

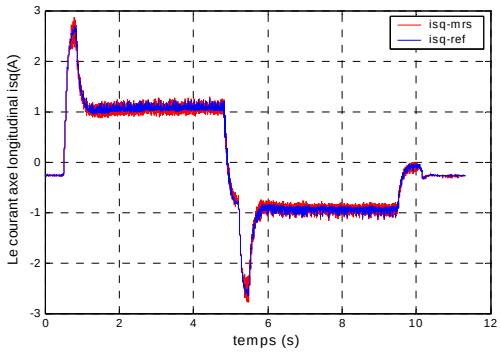

Fig. 10. Courants iqs $_{ref}$ et iqs $_{mes}$ sans charge avec compensation

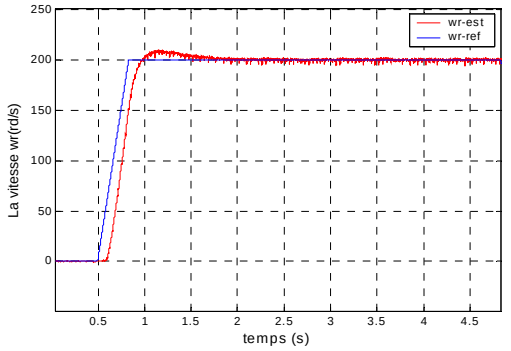

Fig. 11. Zoom sur L'évolution de la vitesse en fonction du temps

La figure (11) représente un zoom de l'évolution de la vitesse dont laquelle en remarque un retard entre la consigne et la vitesse estimée, ce retard est dû principalement par l'utilisation de l'observateur. Cependant, l'observateur élimine les oscillations qui existaient en régimes transitoires lorsque la vitesse réelle utilisée est issue par le calcul (figure.8), par conséquent l'ajout de l'observateur de Luenberger améliore la dynamique de la vitesse.

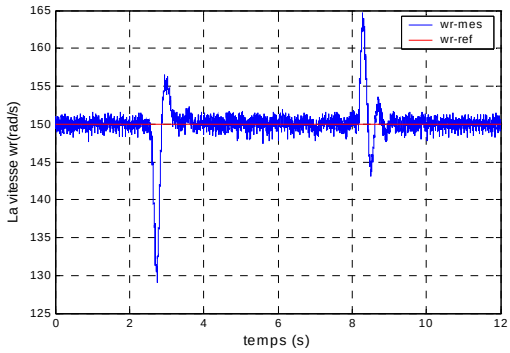

Fig. 12. La variation de la vitesse pour un échelon de charge et sans compensation

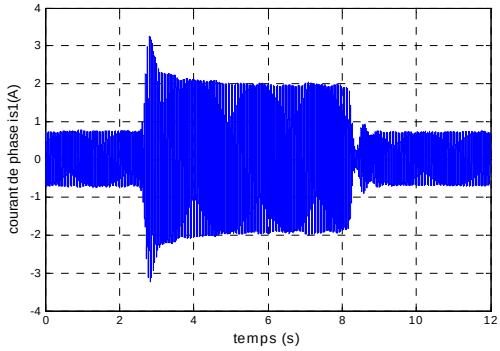

Fig. 13. Courant de phase pour un échelon de charge et sans compensation

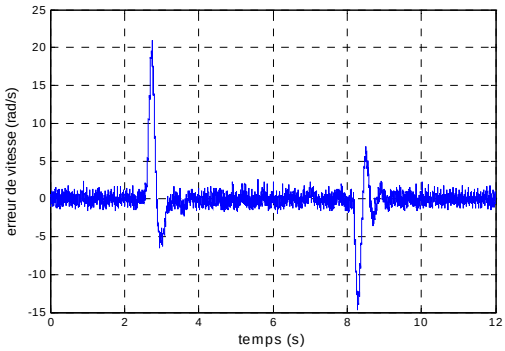

Fig. 14. L'erreur absolue sur la vitesse sans compensation soumis à un couple résistant

Le figures (12) représente la variation de la vitesse du MSAP lorsqu'on applique un couple résistant sous forme d'un échelon entre deux instants différentes, la figure (13) montre l'évolution du courant de phase et la figure (14) représente la variation de l'erreur entre la vitesse de référence est celle estimée, ces résultats sont obtenus sans compensation de la

grandeur de perturbation (Cr). L'application du couple résistant provoque une perturbation à la vitesse de –30 rad/s, c'est à dire une perturbation égale à 20% de sa valeur de référence (150 rad/s).

La figure suivante (fig.15) donne l'allure de l'erreur de vitesse lorsque la grandeur de perturbation est compensée par la grandeur C_r estimée par l'observateur de Luenberger. Dans ce cas la perturbation ne dépasse pas le 1% de la valeur de référence. Ce qui prouve l'intérêt et l'efficacité de l'observateur de Luenberger utilisé dans le rejet de perturbations non modélisables.

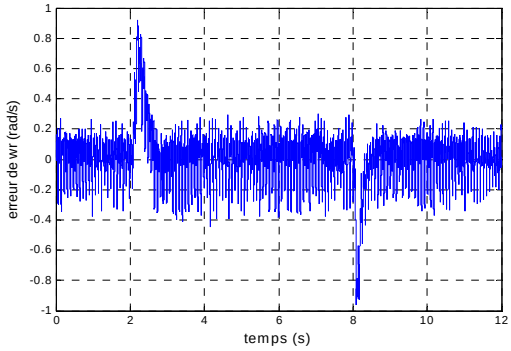

Fig. 15. L'erreur absolue sur la vitesse avec compensation soumis à un couple résistant

VI. Conclusion

Dans cet article, nous avons mis en œuvre une structure de commande simplifiée robuste pour la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents de faible puissance. Après une analyse des différents effets de cet commande, nous avons montré qu'il est possible de synthétiser une commande de vitesse basée sur une structure minimale utilisant seulement un modèle simplifié du processus à commandé et en combinant de manière judicieuse des actions proportionnelle et intégrale au niveau des algorithmes de régulation de la vitesse et des courants.

Devant l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur PI utilisé dans le réglage de la vitesse, vis à vis les perturbations non modélisables, nous avons fait appel à un observateur d'état pour reconstruire les variables d'états à savoir : la position, la vitesse de rotation et la grandeur de perturbation qui est dans notre cas le couple résistant C_r. Toutefois, les résultats expérimentaux montent que l'ajout de cette dernière à la grandeurs de commande avec un mécanisme adéquat, permet de compenser toutes les perturbations qui peuvent affecter le processus, de plus, l'utilisation de la vitesse estimée par l'observateur à la place de la vitesse calculée à partir de la grandeurs de position issue par l'encodeur dans la boucle fermée, améliore d'avantage la dynamique de la vitesse et élimine les oscillations et les bruits de mesure.

On peut affirmer que le réglage classique doté par un observateur d'état de Luenberger permet, en générale, d'obtenir des résultats satisfaisants par rapport, à la fois, aux grandeurs de consigne et aux perturbations.

Remerciement

Nous remercions Mr Gérard CHAMPENOIS le directeur du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers ainsi que son équipe pour nous avoir faciliter l'utilisation de l'ensemble du matériel nécessaire pour le banc d'essai sur le quel nous avons validé expérimentalement nos algorithmes de commandes.

Bibliographie

[1] B. Robyns, F. Labrique, H. Buyse, "Commande numérique simplifiée et robuste d'actionneurs asynchrone de faible puissance ", J. phys. III.1039-1057 France, 1996.

[2] B. Ghazel, B. de Fronel, J.C. Hapiot " Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone " Journal de physique. III France 1996.

[3] M. Sebba, A. Chaker, S.Hassiane, "Commande robuste par la technique de la logique floue des machines synchrones ", Conférence nationale sur le Génie Electrique, CNGE2004, Tiaret.

[4] M. Sebba, A. Chaker, " Commande Prédictive Généralisée du MSAP ", Journées Nationales sur l'Electrotechnique et l'Automatique, JNEA'2006, Oran, Algérie 2006.

[5] B. Robyns, " Commande des moteurs synchrone et asynchrone", Séminaire sur les entraînements à vitesse variable Rabat, Maroc, 1992

[6] S. Mekid, O. Olejniczak, " High precision linear slide. Part II: control and measurements ", International Journal of Machine Tools & Manufacture 40 (2000) 1051–1064.

[7] D.Lahmar, " Etude d'un système de commande numérique d'un moteur synchrone autopiloté pour application en position de haute précision ", thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, février 1993.

[8] B.Robyns, Y.FU, F.Labrique et H.Buyse, " Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance ", J.Phy. III France 5, August 1995.

[9] George Ellis, "Observers in Control Systems, A Practical Guide", Academic Press, An imprint Elsevier Science, Copyright 2002, Elsevier Science (USA)

[10] G. Zhu, L-A. Dessaint et al, "Speed Tracking Control of the PMSM with state and load torque observer", *IEEE Trans. Ind. Electron, vol.47, No2, April, 2000, 346-355.*

[11] H. BUHLER, "Conception des systèmes automatiques", Press Polytechniques Romandes, 1988.