

# Contribution au Contrôle par Modèle de Référence (RMC) d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents

**M. Larbi**

Université de Tiaret, Institut  
d'Electrotechnique, B.P. 78,  
Algérie  
larbi\_mh@yahoo.fr

**S. Hassaine**

Université de Tiaret, Institut  
d'Electrotechnique, B.P. 78,  
Algérie  
s\_hassaine@yahoo.fr

**B. Mazari**

Laboratoire de Développement des  
Entraînements Electriques LDEE.  
U.S.T.Oran, Algérie  
mazari\_dz@yahoo.fr

**Résumé-**Cet article présente une étude par simulation de la commande par modèle référence de la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) couplée à un observateur d'état prédictif. Les résultats de simulation 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 une bonne insensibilité vis-à-vis des variations paramétriques du moteur.

**Abstract-**This paper present a study by simulation of RMC reference model Control speed of a permanent magnets synchronous motor (PMSM) coupled to a predictive observer state. The results of simulation obtained prove 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, RMC, Observateur prédictif.

**Keywords-**PMSM, vector control, RMC, predictive observer.

## I. INTRODUCTION

Au regard des qualités générales des différents types de moteurs, 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 [1]. Vu ces caractéristiques très appréciables, ces types de moteurs remplacent progressivement en l'industrie les moteurs à courant continu.

Face à la complexité du modèle dynamique des MSAP, le contrôle vectoriel réalise un découplage entre les variables de commande de la MSAP et rend donc possible l'obtention d'un modèle dynamique linéaire similaire à celui d'un moteur à courant continu. Cependant, les nouvelles applications industrielles nécessitent de hautes performances dynamiques. En plus, ces performances doivent être insensibles aux variations des paramètres du

moteur, notamment le moment d'inertie de la partie tournante.

Ainsi, la présence de perturbations extérieures et les variations paramétriques éventuelles dans le moteur limitent les performances dynamiques de la commande vectorielle classique, employant des régulateurs classiques de type *PI*. Par ailleurs, l'approche basée sur la commande par modèle de référence (RMC) surmonte cet inconvénient grâce à l'injection d'une commande additionnelle, ce qui la rend beaucoup plus robuste. En effet, le concept de la RMC 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 [2].

En pratique, la connaissance des états des systèmes s'obtient à l'aide de mesures effectuées. Il est à noter qu'un usage exclusif de capteurs dans les asservissements n'est pas toujours possible pour l'unes des raisons suivantes [3] :

- Le coût prohibitif d'un des capteurs,
- Le capteur trop lent par rapport à la dynamique de la variable à mesurer,
- La mauvaise qualité de la mesure.

De plus, les grandeurs mesurées sont généralement bruitées, il devient donc nécessaire d'élaborer un programme d'estimation de ces grandeurs permettant par la suite, l'élaboration et la synthèse des lois de commande adéquates.

Dans cet article, une loi de commande basée sur un modèle de référence (RMC) est synthétisée pour le réglage en vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents. Cette commande est couplée à un observateur basé sur l'erreur de prédiction de la sortie. Cet observateur permet d'estimer le courant statorique en quadrature  $\hat{i}_{qs}$  et la vitesse de rotation du moteur  $\hat{\omega}$ . Globalement, le schéma de commande adopté contient un bloc de la dynamique désirée, dont lequel se fait la synthèse de la loi de commande par RMC, et un bloc d'observation des grandeurs indiquées précédemment. La

validation de la commande synthétisée est faite par des simulations numériques sous Matlab/Simulink.

## II. MODELE POUR LA SIMULATION NUMÉRIQUE

Les caractéristiques électriques et mécaniques nécessaires à la simulation du fonctionnement en charge du moteur telles que l'inductance, la résistance, le flux induit par les aimants, le moment d'inertie de la partie tournante et le courant nominal seront données en annexe.

### 2.1 Modélisation fonctionnelle de la machine synchrone

Compte tenu des hypothèses simplificatrices classiques [4], la machine de Park peut être élaborée en effectuant une modélisation au sens de Park et ceci en réalisant un passage du repère (abc) au repère (dq). Dans ce modèle, les équations relatives aux tensions s'écrivent [5]:

$$(V_{dq})_s = R_s(i_{dq})_s + \omega P\left(\frac{\pi}{2}\right)(\phi_{dq})_s + \frac{d}{dt}(\phi_{dq})_s \quad (1)$$

Dans ce système :

$(V_{dq})_s$  : représente le vecteur tension statorique selon l'axe  $d$  et  $q$ ,

$(i_{dq})_s$  : représente le vecteur courant statorique selon l'axe  $d$  et  $q$ ,

$(\phi_{dq})_s$  : représente le vecteur flux statorique selon l'axe  $d$  et  $q$ ,

$R_s$  est la résistance d'une phase statorique,

$\omega = \frac{d}{dt}(p\theta)$  est la vitesse électrique du rotor,

$P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$  est la matrice de rotation de  $\pi/2$ .

Les flux sont reliés aux courants par les relations suivantes :

$$(\phi_{dq})_s = \mathfrak{S}(i_{dq})_s + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \phi_f \quad (2)$$

Avec  $\mathfrak{S} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$

Où  $L_d$  et  $L_q$  représentent respectivement les inductances statoriques de l'axe  $d$  et l'axe  $q$ ,

$\phi_f$  est le flux induit par les aimants.

Le couple développé par le moteur est obtenu à partir de l'expression de la puissance instantanée :

$$C_{em} = p(\phi_f + (L_d - L_q)i_{ds})i_{qs} \quad (3)$$

L'équation mécanique générale dépend de la charge. Nous nous limitons à l'équation mécanique la plus simple, elle s'écrit :

$$C_{em} = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{f}{p} \omega + C_r \quad (4)$$

Où  $J$  est l'inertie des parties tournantes,  $f$  représente le frottement visqueux et  $C_r$  le couple de charge.

### 2.2 Modélisation de l'alimentation du moteur

Le moteur considéré étant alimenté par un onduleur de tension alimenté par une source continue d'amplitude supposée constante  $E$ . Dans le cas idéal, le composant semi-conducteur de l'onduleur est symbolisé par un interrupteur. Nous notons  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  les interrupteurs 'hauts', et  $T_1'$ ,  $T_2'$  et  $T_3'$  les interrupteurs 'bas'. (Voir Figure1). Les commandes sont supposées complémentaires et nous négligeons les temps morts. Dans ces conditions les états des interrupteurs sont imposés par la commande.

On déduit l'expression des tensions par rapport au point milieu fictif (qu'on note 0) en fonction des tensions statoriques et du potentiel du neutre  $V_{N0}$  par rapport au point milieu de la source, soit :

$$\begin{aligned} V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} &= \frac{E}{3}(u_1 + u_2 + u_3 - \frac{3}{2}) \\ &= V_1 + V_2 + V_3 + 3V_{N0} \end{aligned} \quad (5)$$

Avec  $u_i=1$  pour  $T_i'$  fermé,  $u_i=0$  pour  $T_i'$  ouvert.

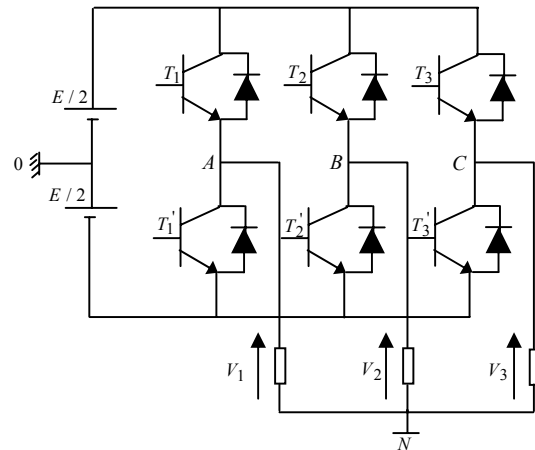


Fig.1 Schéma bloc de l'onduleur

Pour la machine synchrone triphasée, les tensions statoriques sont définies par la relation :

$$V_j = [L] \frac{d}{dt} I_j + [R] I_j + e_j \quad (6)$$

Avec  $V_j$  les tensions appliquées par l'onduleur aux trois phases ( $j=1, 2, 3$ ),  $I_j$ , les courants qui y circulent.  $[R]$  et  $[L]$

représentent la résistance et l'inductance statoriques,  $e_j$  est la fem de la  $j^{\text{ème}}$  phase. Notons qu'à chaque instant, l'ensemble onduleur commande agira sur les tensions  $V_j$  de manière à minimiser l'écart entre le courant circulant dans chaque phase  $i_j$  et le courant de référence correspond à chaque phase.

Le neutre n'étant pas relié, la somme des courants est nulle, d'où on obtient les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{E}{3}(2u_1 - u_2 - u_3) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \\ V_2 = \frac{E}{3}(2u_2 - u_1 - u_3) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \\ V_3 = \frac{E}{3}(2u_3 - u_2 - u_1) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \end{cases} \quad (7)$$

Le principe de la modulation à largeur d'impulsion consiste à faire fonctionner l'onduleur à fréquence fixe et à imposer les rapports cycliques de découpage au moyen d'un régulateur analogique adéquat permettant de contrôler le courant.

### III. COMMANDE EN VITESSE DU MSAP

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. Il est à noter que pour les machines synchrones, il n'y a aucun besoin pour un modèle de flux par conséquent, la position du rotor sera l'angle de référence. De plus, comme nous avons une machine à pôles lisses, le meilleur choix pour son fonctionnement est obtenu pour une valeur où l'angle interne de la machine soit égale à  $\pi/2$  ( $i_{ds}=0$ ).

#### A. 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  $PI$ . De plus, puisque  $L_d = L_q$  nous pouvons imposer les mêmes paramètres des régulateurs. Ils seront choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant. Il en résulte :

$$\frac{K_{iiq}}{K_{piq}} = \frac{R_s}{L_d} \quad (8)$$

Pour ce choix de paramètres, la fonction de transfert de la boucle de courant  $i_{qs}$  s'écrit:

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{\frac{K_{piq}}{L_q}}{s + \frac{K_{piq}}{L_q}} \quad (9)$$

La dynamique du courant est d'autant plus rapide que la valeur  $K_{pid}$  est élevée.

#### B. Contrôle de la vitesse

Rappelons que lorsque le courant  $i_{ds}$  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 du moteur se réduit à une fonction du premier ordre. Cependant, un régulateur  $PI$  est adéquat pour des processus où les dynamiques sont essentiellement du premier ordre.

L'expression de la dynamique de la vitesse en boucle fermée du système globale est donnée par la relation suivante:

$$\frac{\omega_{mes}}{\omega_{ref}} = \frac{(K_1 + K_2 \cdot S)}{JT_v T_0 \cdot S^3 + JT_v \cdot S^2 + K_2 \cdot S + K_1} \quad (10)$$

Avec:  $K_1 = K_v K_t$  et  $K_2 = K_I T_v$ .

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est caractérisée par une dynamique du 3<sup>ème</sup> ordre. Le dimensionnement du régulateur de vitesse se fait par placement adéquat de pôles. Afin de garantir un comportement stable, il est indispensable que les trois pôles à imposer possèdent une valeur réelle négative. Par ailleurs, il est judicieux de choisir deux pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle, et l'autre un pôle réel sur la même verticale pour assurer un amortissement relatif optimal. Les paramètres du régulateur en question se calculent en fonction des spécifications dynamiques, ce qui nous donne :

$$K_v = \frac{JT_0}{K_t} \cdot (1 + 2\rho^2) \cdot \omega_n^2 \quad (11)$$

$$T_v = \frac{(1 + 2\xi^2)}{\xi \omega_n} \quad (12)$$

De plus, il y a une limitation de la grandeur de commande pour protéger le moteur contre des courants excessifs.

#### C. Commande par RMC

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 de référence ( $RMC$ ) s'avère être une approche intéressante.

La commande par modèle de référence a pour but principal de définir une grandeur de commande complémentaire à celle définie par le contrôle classique. En effet, cette commande auxiliaire:

- augmente la robustesse de la commande globale,
- Facilite la synthèse du contrôle classique,
- Corrige La stabilité d'un système instable.

Le régulateur de vitesse repose sur l'emploi d'un observateur de perturbations basé sur un modèle de



commande peut être qualifiée de robuste voir Figures ( 7, 8, 9, 10, 11, 12).

#### IV. CONCLUSION

Un modèle de simulation du moteur synchrone à aimants permanents développé à partir d'un ensemble d'hypothèses simplificatrices permet de représenter les caractéristiques dynamiques de la machine. A partir de ce modèle, un régulateur de type *PI* est dimensionné. Une commande basée sur la structure (*RMC*) est élaborée puis un couplage de cette approche avec un observateur prédictif est étudié. Nous montrons que l'utilisation d'un observateur d'état prédictif utilisant l'information de position  $\theta$  et du courant de référence  $i_{qs}^*$  permet de reconstruire la vitesse de rotation du moteur  $\omega$  et le courant statorique en quadrature  $i_{qs}$ . Les grandeurs observées sont ensuite utilisées pour élaborer la loi de commande. Cet observateur associé à la procédure de calcul basée sur la (*RMC*) permet d'améliorer le comportement de l'actionneur notamment en matière de rejet de perturbations ou éventuellement lors des variations de grandeurs mécaniques représentant le système.

#### V. ANNEXE

$$P_n=1.1kW \quad - \quad n=3000tr/mn- \quad l_d=8.5mH \quad - \quad l_q=8.5mH- \\ R_s=2.875\Omega \quad - \quad j=0.8 \times 10^{-3}kg.m^2- \quad f_c=0 Nm.s/rd \quad - \quad \phi_f=0.175Wb.$$

#### VI. REFERENCES

- [1] W. Cai, D. Fulton 'Design of permanent magnet motors low torque ripples', ICEM 2000, pp1384-1388.
- [2] L. Harfenors, H-P Nee ' Robust current control of AC machines using the internal model control method' IEEE Trans. Magn, vol. 33, pp. 3737-3739, Nov 1995.
- [3] A. Crosinier, G. Abba, B. Jouvencel, R. Zapata, ' Ingénierie de la commande des systèmes. Techniques de base', Ellipses. Edition Marketing S.A., 2001.
- [4] B.K. Bose 'Power electronics and AC drive', New York, Prince Hall, 1ère Edition, 1986, chapitre2, page 95.
- [5] P. LOUIS, C. BERGMANN, 'Commande numérique des machines synchrones' Techniques de l'ingénieur, Traité Génie électrique, D 3 644, 1999
- [6] B. Robyns, F. Labrique, H. Buyse, 'Commande numérique simplifiée et robuste d'actionneurs asynchrone de faible puissance' J. phys. III. 1093-1057. France, 1996.
- [7] M.Larbi, S.Hassaine, B.Mazari 'Commande robuste par retour d'état d'un MSAP associé à un observateur prédictif' conférence nationale ENSET Oran, Algérie décembre 2006.

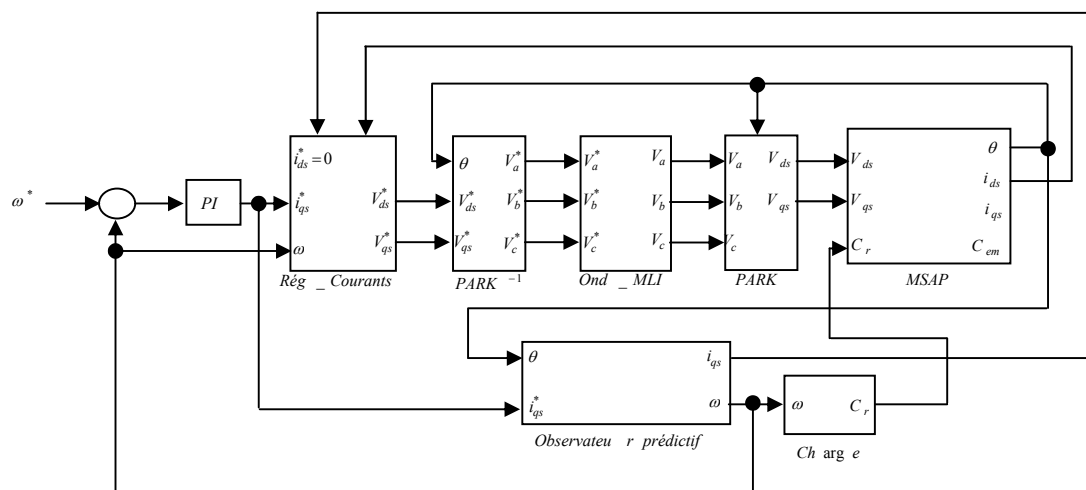


Fig. 4 Schéma bloc de la commande

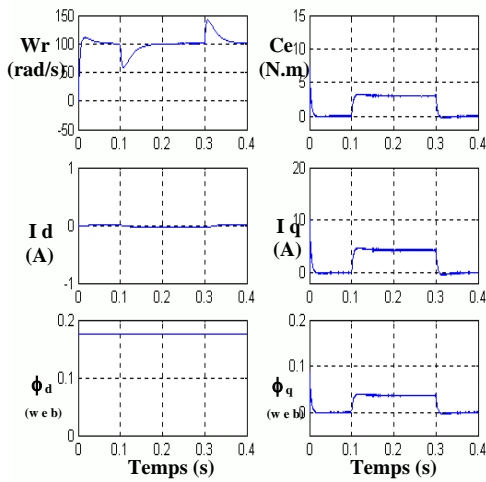


Fig.5. Simulation du comportement dynamique du système sans Observateur.

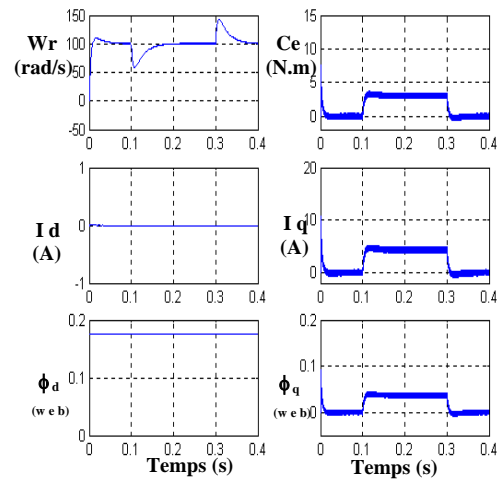


Fig.6. Simulation du comportement dynamique du système avec Observateur.

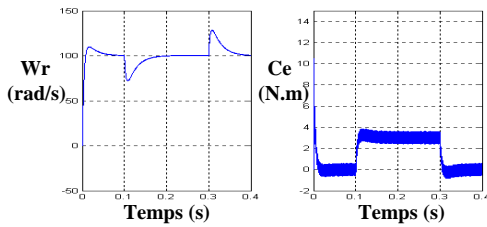


Fig.7. Test de robustesse de (+50 %) vis-à-vis du moment d'inertie

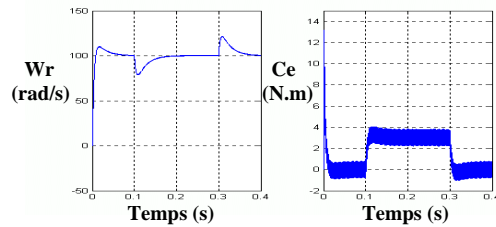


Fig.8. Test de robustesse de (+100 %) vis-à-vis du moment d'inertie.

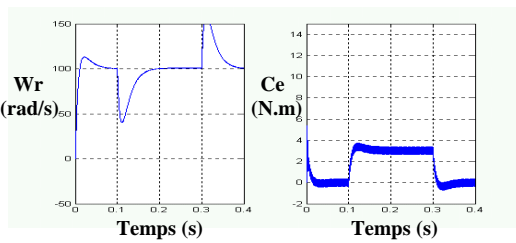


Fig.9. Test de robustesse de (+50 %) vis-à-vis la Résistance.

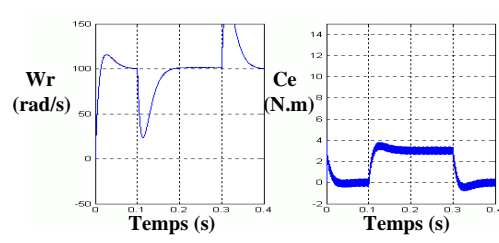


Fig.10. Test de robustesse de (+100 %) vis-à-vis la Résistance.

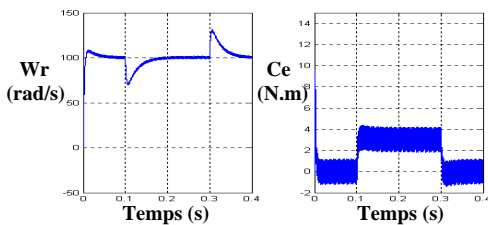


Fig.11. Test de robustesse de (+50 %) vis-à-vis l'inductance.

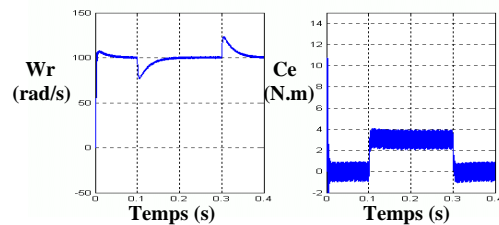


Fig.12. Test de robustesse de (+100 %) vis-à-vis l'inductance.