

## Commande Adaptative d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents Autopilotée

C. OGAB

Département de Génie  
Electrique, Université de Tiaret  
ogab\_c@yahoo.fr

M. BELARBI

Département de Génie  
Électrique, Université de Tiaret  
mustapha\_belarbi@yahoo.fr

K. HADDOUCHE

Département de Génie  
Mécanique, Université de Tiaret  
haddouche@mail.univ-tiaret.dz

### Résumé

*Cet article décrit une stratégie de commande adaptative indirecte à placement de pôles appliquée à la régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur de tension à MLI. La structure de commande R-S-T utilise une identification en temps réel des paramètres du procédé à réguler et un ajustement en ligne des coefficients du régulateur. Les résultats de simulation montrant l'intérêt d'une commande adaptative de la MSAP sont satisfaisants.*

### Abstract

*This paper describes an indirect adaptive control strategy with poles placement applied to speed regulation of permanent magnet synchronous machine (PMSM) supplied with a PWM inverter. The command structure R-S-T uses a real time identification of the parameters of the controlled process and on line adjustment of the regulator coefficients. The simulation results showing the interest of adaptive control of the PMSM are satisfactory.*

### 1. Introduction

L'intérêt de la commande des machines électriques est motivé par le fait que ces dernières constituent l'actionneur peu coûteux et peu encombrant pour la plupart des entraînements industriels. Dans l'industrie, il semblerait que le marché des variateurs de vitesse connaisse un essor nouveau et que le souhait des concepteurs soit axé vers l'obtention de meilleures performances de l'ensemble convertisseur-machine.

Nous présentons dans cet article une stratégie de commande numérique adaptative développée pour la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI. La structure de commande du type R-S-T, utilisant un placement de pôles, est basée sur une identification en temps réel des paramètres variables de la MSAP et un ajustement en ligne du régulateur. À noter que le modèle servant à imiter le comportement de la MSAP est exprimé dans le

repère statorique, par contre, l'identification en temps réel utilise un modèle linéaire où la variable commandée est le courant selon l'axe (q) du repère rotorique.

### 2. Modélisation de la MSAP et de l'onduleur

Le modèle de la MSAP dans le référentiel (abc) peut être exprimé par les équations qui suivent [5] :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + L_{cs} \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = R_s i_b + L_{cs} \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_c = R_s i_c + L_{cs} \frac{di_c}{dt} + e_c \\ C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} \end{cases} \quad (1)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_a = \Phi_f p \Omega \cos\left(p\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ e_b = \Phi_f p \Omega \cos\left(p\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ e_c = \Phi_f p \Omega \cos\left(p\theta + \frac{7\pi}{6}\right) \\ P_m = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \end{cases} \quad (2)$$

Les tensions générées par l'onduleur peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} U_f \quad (3)$$

Où  $U_f$  est la tension continue d'alimentation de l'onduleur générée respectivement par un filtre R-C et un redresseur triphasé. À noter que les commandes logiques ( $C_a, C_b, C_c$ ) des interrupteurs sont établies suite à une comparaison des signaux de commande de l'onduleur avec le signal de la modulatrice ou la porteuse [5].

Le système d'équations (1) peut être écrit dans le référentiel de Park (d-q) selon [5] :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d - L_q p \Omega i_q + L_d \frac{d}{dt} i_d \\ V_q = R_s i_q + L_d p \Omega i_d + L_q \frac{d}{dt} i_q + p \Omega \Phi_f \\ C_{em} = p (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \end{cases} \quad (4)$$

L'équation mécanique générale est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f_c \Omega = C_{em} - C_r \quad (5)$$

### 3. Commande de couple

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le courant  $i_d$  à une valeur nulle et réguler la vitesse et/ou la position par le courant  $i_q$  via la tension  $V_q$ . Lorsque le courant  $i_d$  est nul, le modèle simplifié de la MSAP est donné par les équations qui suivent [3], [4].

$$\begin{cases} V_d = -L_q p \Omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + p \Omega \Phi_f \\ C_{em} = p \Phi_f i_q \\ J \frac{d}{dt} \Omega + f_c \Omega = C_{em} - C_r \end{cases} \quad (6)$$

Compte tenu de la dynamique de la partie électrique qui est principalement du premier ordre, nous pouvons utiliser des correcteurs classiques du type proportionnel intégral pour générer les signaux de commande vers les bras de l'onduleur de tension. La structure de la boucle de courant selon l'axe (q) avec un correcteur P. I. est représentée par le schéma de la figure qui suit.

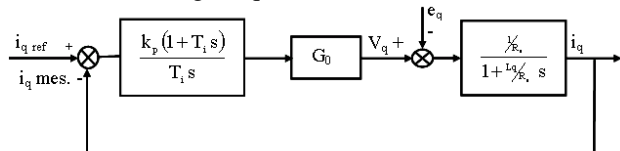


Figure 1. Commande de courant par P. I.

Le placement des pôles de la boucle fermée peut être réalisé de façon à compenser le zéro induit par le correcteur et à choisir qu'un seul pôle  $T_0$  qui définit la dynamique de la boucle. Après calcul, les expressions des gains  $k_p$  et  $T_i$  du correcteur sont données par :

$$k_p = \frac{L_q}{G_0 T_0} \quad \text{et} \quad T_i = \frac{L_q}{R_s} \quad (7)$$

Notons que la dynamique de la boucle fermée est choisie égale au double de celle de la boucle ouverte ; soit une constante de temps  $T_0 = \frac{L_q}{2R_s}$ . Ce choix est guidé par

plusieurs tests de sensibilité en simulation.

La version discrète du régulateur est obtenue en utilisant la structure à trois branches R-S-T ; l'équation du régulateur P. I. numérique peut être écrite selon [1] :

$$S(q^{-1})u(t) = T(q^{-1})r(t) - R(q^{-1})y(t) \quad (8)$$

Où  $S(q^{-1})$  est un intégrateur pur exprimé par :

$$S(q^{-1}) = 1 - q^{-1} \quad (9)$$

Et :

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= T(q^{-1}) = k_p \left( 1 + \frac{T_e}{T_i} \right) - k_p q^{-1} \\ &= r_0 + r_1 q^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

En remplaçant les équations (9) et (10) dans l'expression de la commande donnée par l'équation (8), on obtient :

$$\begin{aligned} u(t) &= u(t-1) + T(q^{-1})r(t) - R(q^{-1})y(t) \\ &= u(t-1) + r_0 r(t) + r_1 r(t-1) \\ &\quad - r_0 y(t) - r_1 y(t-1) \end{aligned} \quad (11)$$

### 4. Asservissement de vitesse

Le processus à commander contient trois blocs principaux qui sont : le bloc de régulation de la vitesse, la boucle de courant et la charge qui est essentiellement inertielle. Pour étudier la boucle de vitesse, nous avons approché la boucle fermée de courant par une fonction de transfert du premier ordre exprimée par :

$$H_c(s) = \frac{1}{1 + T_0 s} \quad (12)$$

Donc, pour un couple résistant et un coefficient de frottement visqueux nuls ( $C_r=0$  et  $f_c=0$ ), la fonction de transfert en boucle ouverte peut être exprimée par :

$$H_v(s) = \frac{p \Phi_f}{J T_0 s^2 + J s} \quad (13)$$

La discrétisation par un bloqueur d'ordre zéro donne la fonction de transfert échantillonnée suivante :

$$H_v(q^{-1}) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} \quad (14)$$

Rappelons que la stratégie de commande de l'association onduleur-MSAP utilise une structure R-S-T basée sur un placement de pôles.

#### 4. 1. Commande R-S-T avec placement de pôles

D'une manière générale, la structure d'une commande R-S-T est illustrée par la figure qui suit.

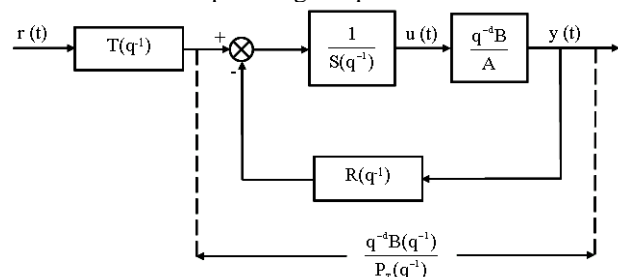


Figure 2. Structure de commande R-S-T

L'algorithme de placement de pôles se résume comme suit [1] :

- 1- Détermination du modèle échantillonné du procédé.

2- Spécification du polynôme  $P_T(q^{-1})$  donnant la dynamique désirée en boucle fermée.

3- Résolution de l'équation Diophantine exprimée par :

$$A(q^{-1})S(q^{-1}) + q^{-d} B(q^{-1})R(q^{-1}) = P_T(q^{-1}) \quad (15)$$

Nous choisissons  $P_T(q^{-1})$  sous la forme d'un polynôme du deuxième ordre défini par sa pulsation naturelle ( $\omega_0$ ) et son coefficient d'amortissement ( $\zeta_0$ ) tout en assurant la condition suivante [1] :

$$0,25 \leq \omega_0 T_e \leq 1,5 \quad \text{pour} \quad 0,7 \leq \zeta_0 \leq 1 \quad (16)$$

Où  $T_e$  est la période d'échantillonnage.

Après un choix du polynôme  $P_T(q^{-1})$ , l'équation (15) permet l'obtention des polynômes S et R. Le polynôme T est donné par l'expression qui suit pour compenser la dynamique de régulation.

$$T(q^{-1}) = G P_T(q^{-1}) \quad (17)$$

$$\text{Avec : } G = \begin{cases} 1/B(1) & \text{si } B(1) \neq 0 \\ 1 & \text{si } B(1) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

La version adaptative du régulateur R-S-T de vitesse sera obtenue en remplaçant respectivement dans les coefficients  $r_i$ ,  $s_i$  et  $t_i$  des polynômes R, S et T les paramètres  $a_i$  et  $b_i$  du système par ceux identifiés ( $\hat{a}_i$  et  $\hat{b}_i$ ) par l'algorithme d'adaptation paramétrique.

### 4.2. Identification des paramètres

Le schéma de la figure qui suit illustre le principe de commande adaptative de la boucle de vitesse.

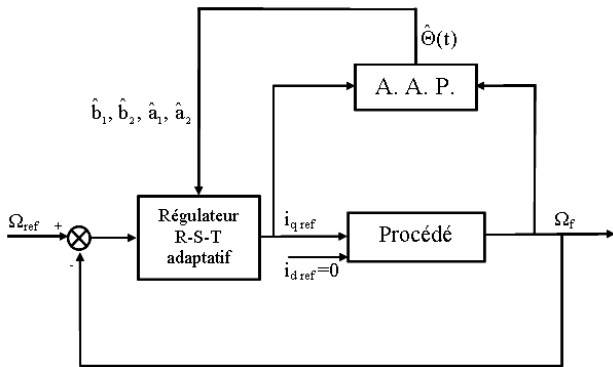


Figure 3. Estimation des paramètres

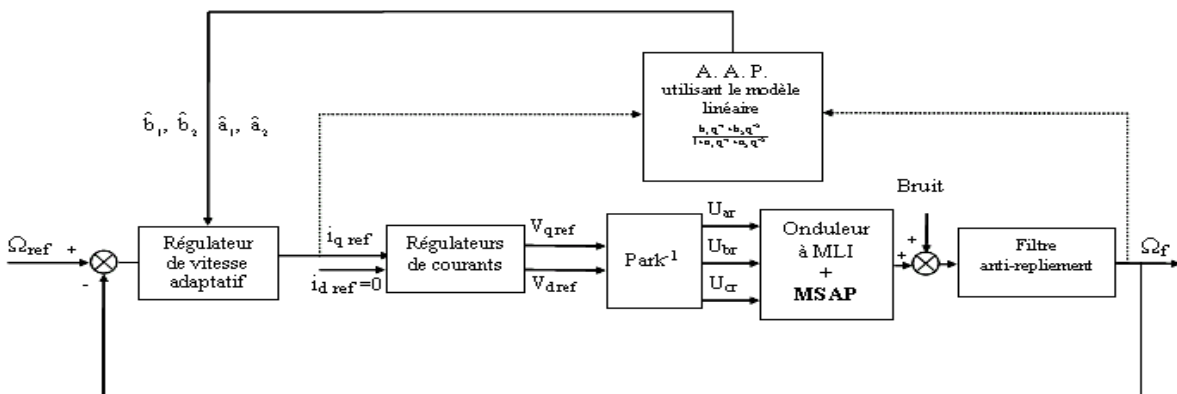


Figure 4. Commande adaptative de l'association onduleur-MSAP

Rappelons que le modèle simplifié de l'association onduleur-MSAP en boucle ouverte sans variation des paramètres est donné par l'équation (14). À la base de ce modèle, nous pouvons écrire les équations en vue de l'identification comme suit :

$$\begin{aligned} y(t) &= -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) \\ &\quad + b_1 u(t-1) + b_2 u(t-2) \end{aligned} \quad (19)$$

$$= \Theta(t)^T \omega(t)$$

La sortie estimée à l'instant (t) est donnée par :

$$\hat{y}(t) = \begin{bmatrix} \hat{a}_1(t) & \hat{a}_2(t) & \hat{b}_1(t) & \hat{b}_2(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -y(t-1) \\ -y(t-2) \\ u(t-1) \\ u(t-2) \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$= \hat{\Theta}(t)^T \omega(t)$$

Pour notre application :  $y(t) = \Omega_f(t)$  et  $u(t) = i_{q\_ref}(t)$ , avec  $\Omega_f(t)$  est la vitesse filtrée par le filtre anti-repliement. À noter que la pulsation de coupure de ce filtre est choisie de façon à respecter le théorème de Shannon [1]. Pour l'identification, nous négligeons la dynamique du filtre anti-repliement.

L'algorithme des moindres carrés utilisé est à facteur d'oubli variable [1], c'est à dire :

$$\lambda_2(t) = 1 \text{ et } \lambda_1(t) = \lambda_0 \lambda_1(t-1) + 1 - \lambda_0 \quad (21)$$

Notons que le choix d'un facteur d'oubli variable était guidé par plusieurs tests de simulation et a donné les meilleurs résultats d'identification.

### 5. Simulation

Pour la simulation, rappelons que le modèle complet du procédé sert à imiter le comportement de l'association onduleur-MSAP modélisée dans le repère statorique et le modèle linéaire équivalent est utilisé pour élaborer la commande et identifier la variation paramétrique du procédé ; cette situation est illustrée par le schéma de la figure 4.

Nous proposons comme pôles dominants de la boucle fermée de vitesse un polynôme du second ordre caractérisé par un coefficient d'amortissement  $\zeta_0=0.8$  et une pulsation naturelle  $\omega_0=450$  rad/s.

Ce choix est guidé par plusieurs tests de simulation. La période d'échantillonnage  $T_e$  est prise égale à 0.0006 s ; cette dernière valeur est déduite de l'équation (16). Pour l'identification, nous avons considéré :

$$\lambda_1(t=0) = 0,97, \lambda_0 = 0,97 \text{ et } \Gamma(t=0) = GI = 5.10^{-3}$$

Pour les facteurs  $\lambda_1(0)$  et  $\lambda_0$ , nous avons pris des valeurs moyennes. Les valeurs initiales de la matrice des gains d'adaptation sont choisies après plusieurs tests en simulation pour assurer une convergence optimale.

Les variations qui affectent les paramètres du processus (pôles et zéros) proviennent du changement des valeurs de la résistance  $R_s$ , de l'inductance  $L_{cs}$  et du moment d'inertie total  $J$ . Ces variations sont appliquées d'une manière simultanée au démarrage et sont de l'ordre de 50 % pour la résistance et de l'inductance et de 100 % pour le moment d'inertie.

La pulsation du filtre anti-repliement est prise égale  $\pi/T_e$  tout en respectant la règle de Shannon. Les caractéristiques de l'association onduleur-MSAP sont reportées dans le tableau qui suit.

**Tableau 1. Caractéristiques onduleur-MSAP**

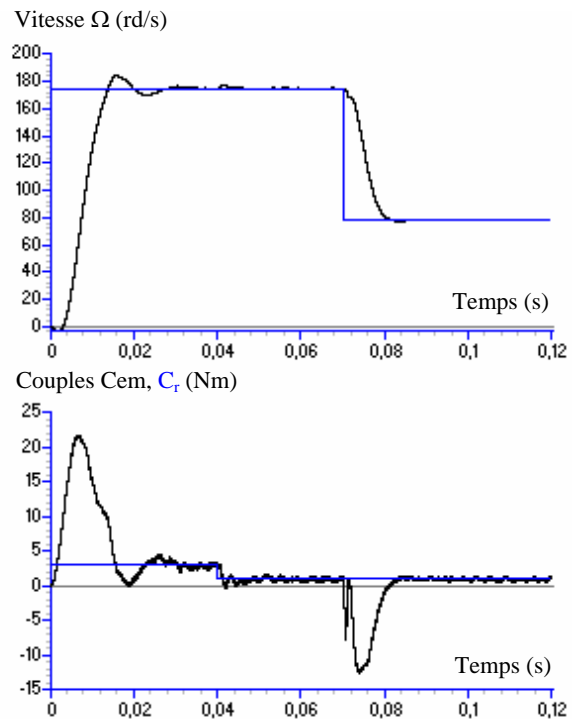
Cem	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$f_c$	Coefficient de frottement visqueux
$i_i$	(i=a, b, c) Courants des phases statoriques
$i_d, i_q$	Courants respectivement selon les axes d et q
J	Inertie de la machine et de la charge
$L_{cs}$	Inductance cyclique statorique
$L_d, L_q$	Inductances respectivement selon d et q
P	Nombre de paires de pôles
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$V_d, V_q$	Tensions respectivement selon les axes d et q
$V_i$	(i=a, b, c) Tensions des phases statoriques
$\Phi_f$	Flux induit par les aimants permanents
$\Omega$	Vitesse du rotor
$\theta$	Position angulaire du rotor

Puissance nominale : 1,1 kW  
 $C_r = 3$  Nm au démarrage et 1 Nm après 0,04 s  
 $f_c = 0$  Nm s  
 $J = 0,0008$  kg m<sup>2</sup>  
 $L_{cs} = L_d = L_q = 8,5$  mH  
 $p = 4$   
 $R_s = 2,875$   $\Omega$   
 $\Phi_f = 0,175$  Wb  
 Tension de réseau : 220/380 V – 50 Hz  
 Constante de temps du filtre R-C :  $7.10^{-3}$  s  
 Fréquence de la porteuse : 8 kHz  
 Amplitude de la porteuse : 181.875 V

Notons que nous avons intégré le bruit de mesure de la vitesse et des courants. Le bruit de mesure pour la vitesse a une valeur moyenne nulle et une variance de 0,5. Par contre, celui des courants a une variance de 0,15. De plus, les courants sont filtrés par des filtres passe-bas de premier ordre ayant une constante de temps de  $5.10^{-5}$  s.

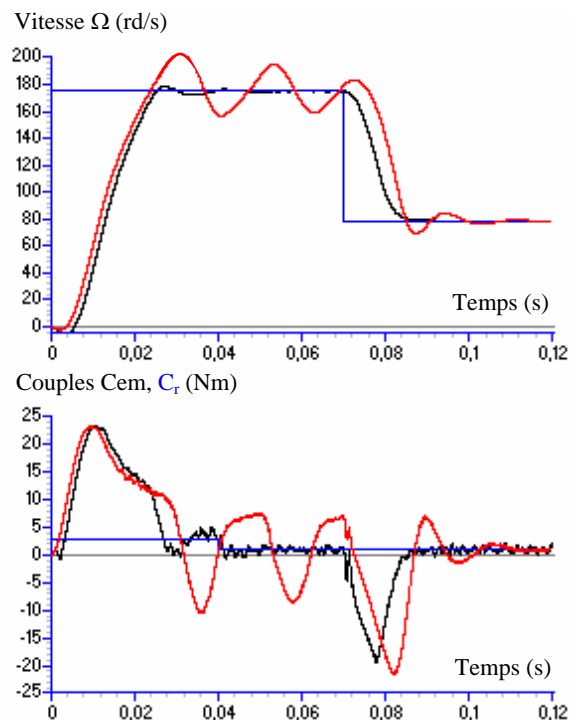
Les résultats de simulation de la version non adaptative et sans variation des paramètres de la MSAP sont reportés par les schémas de la figure qui suit. Nous

limitons à présenter que les évolutions de la vitesse et du couple. La vitesse de référence (consigne) est prise égale 700 rd/s et présente un changement à l'instant  $t = 0,07$  s où cette consigne devient égale à  $100 \pi$  rd/s



**Figure 5. Régulation non adaptative**

Nous allons maintenant présenter les résultats de simulation relatifs aux régulations fixe et adaptative avec une variation des paramètres de la MSAP.



**Figure 6. Comparaison des régulations adaptative et non adaptative**

— Non adaptative — Adaptative

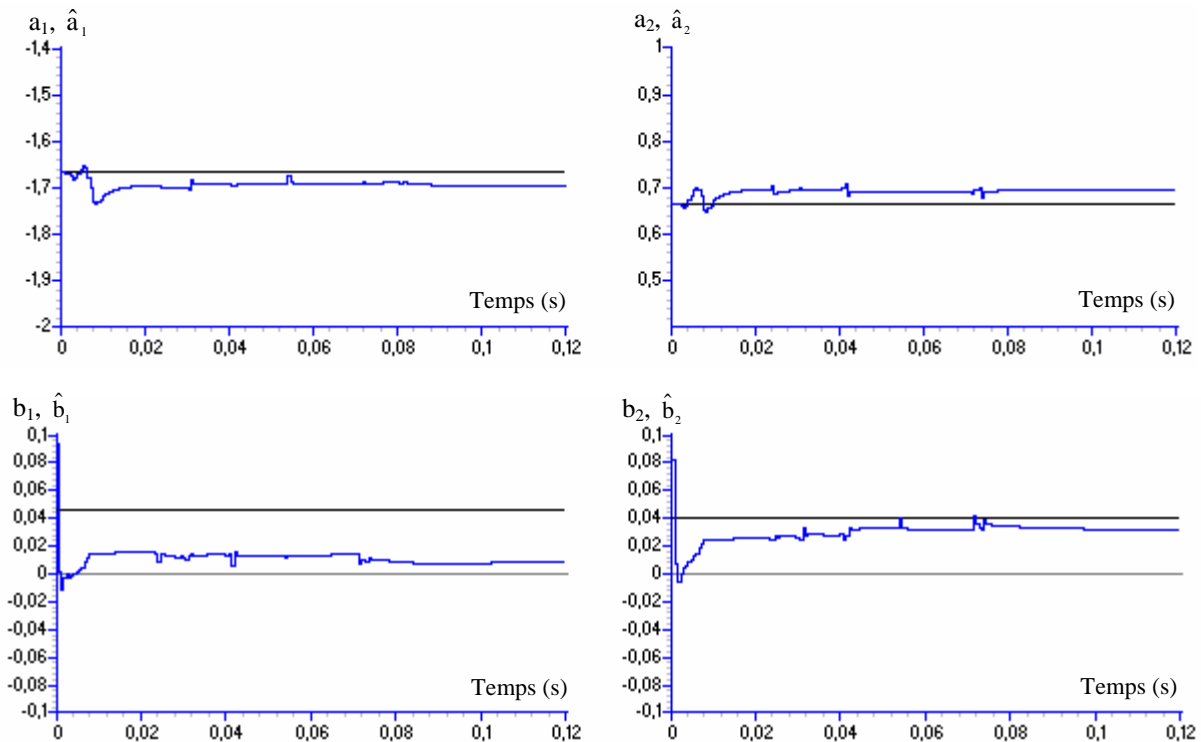


Figure 7. Paramètres estimés du procédé

## 6. Conclusion

Dans cet article, nous avons présenté les résultats d'une commande numérique adaptative de l'association onduleur-MSAP. Les résultats de simulation montrent l'intérêt de la commande adaptative dans l'amélioration des performances d'une commande non ajustable. Notons que la commande adaptative développée est basée sur un régulateur R-S-T de la boucle de la vitesse et une régulation fixe par un correcteur numérique P. I. des boucles de courants dans le repère rotorique. Pour les variations des paramètres du procédé, nous avons considéré des augmentations de 50 % pour la résistance et l'inductance et de 100 % pour le moment d'inertie. Il semble que ces valeurs sont un peu exagérées mais malgré ceci, la commande adaptative offre de meilleurs résultats et les paramètres estimés convergent vers ceux du modèle de l'association onduleur-MSAP.

## 7. Références

- [1] Landau I. D., *Identification et commande des systèmes*, Hermès, Paris, 1993.
- [2] J-P. Louis, et C. Bergmann, "Commande numérique des machines synchrones", *Techniques de l'Ingénieur*, traité Génie électrique, D 3644, 1996.
- [3] B. Robyns, F. Labrique, et H. Buyse, "Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance", *J. Phys. III France* 5, 1995, pp. 1255-1268.

[4] S. Hassaine, "Commande numérique d'une machine synchrones à aimants permanents dotée d'un pilotage vectoriel", *Mémoire de Magister*, Université Ibn Khaldoun - Tiaret, 1999.

[5] C. Ogab, "Contribution à la commande adaptative d'une machine synchrones", *Mémoire de Magister*, E.N.S.E.T. d'Oran, 2002.