

Commande Numérique en Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents

M. Belarbi & K. Haddouche

Laboratoire des Technologies Industrielles

Université Ibn Khaldoun - Tiaret

B. P. 78 14000 Tiaret (Algérie)

mustapha_belarbi@yahoo.fr & haddouche@mail.univ-tiaret.dz

Abstract—This paper relates to the development of a numerical control strategy based on the criterion of the losses minimization, and intended to drive a permanent magnet synchronous motor (PMSM). With a nonadjustable control, the maintenance of a certain level of performances cannot be guaranteed following the process parametric variation. Thus we propose an indirect adaptive control strategy with poles placement using a real time identification of the controlled process parameters and an adjustment on line of the regulator coefficients. The results of simulation show the interest and the advantage in the improvement of the degraded performances.

Keywords—Synchronous motor, Adaptive control, Real time identification, Command saturation (windup).

Résumé—Cet article concerne le développement d'une stratégie de commande numérique basée sur le critère de minimisation des pertes, et destinée au pilotage d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Avec une commande non ajustable, le maintien d'un certain niveau de performances ne peut être garanti suite à une variation paramétrique dans le procédé. Ainsi, nous proposons une stratégie de commande adaptative indirecte à placement de pôles utilisant une identification en temps réel des paramètres du procédé à réguler et un ajustement en ligne des coefficients du régulateur. Les résultats de simulation montrent l'intérêt et l'avantage de la commande élaborée dans l'amélioration des performances dégradées.

Mots clés—Moteur synchrone, Commande adaptative, Identification en temps réel, Saturation de la commande.

I. INTRODUCTION

DANS l'industrie, le moteur synchrone à aimants permanents essaye de plus en plus de remplacer le moteur à courant continu dans les applications où l'on cherche des performances dynamiques et statiques très élevées avec des puissances importantes. Ce type de moteur s'impose sur le marché en raison de sa compacité, sa simplicité de commande et de sa puissance massique élevée, vue que les aimants modernes ont la capacité de produire une forte induction dans

l'entrefer sous un faible volume, ce qui est impossible avec un inducteur bobiné.

Dans le présent article, la stratégie de commande numérique adaptative proposée, pour le pilotage d'un moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses alimenté par un onduleur de tension, utilise une structure R-S-T pour la boucle de vitesse combinée à une régulation numérique du type P.I. à paramètres fixes pour les boucles de courant. Afin de se rapprocher de la réalité, certains phénomènes indésirables tels que la saturation de la commande, les bruits de mesure et les perturbations de charge ont été intégrés lors de la simulation. De plus, la modélisation de l'association convertisseur-moteur est exprimée dans le repère statorique pour imiter convenablement son comportement en simulation.

II. MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR + MSAP

Pour faire fonctionner le moteur synchrone à aimants permanents à vitesse variable, nous avons opté pour une alimentation avec un onduleur de tension. Ce dernier génère des tensions dont l'expression est la suivante :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \cdot \frac{U_f}{3} \quad (1)$$

À noter que C_a , C_b et C_c sont les commandes logiques des interrupteurs établies par la technique de commutation sinus-triangle et U_f est la tension de sortie du filtre de redressement. La dynamique de l'onduleur peut être donc rapprochée par un gain statique G_0 qui vaut :

$$G_0 = \frac{U_f}{2 w_m} \quad (2)$$

Le modèle du moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses dans le référentiel de Park est exprimé selon :

$$\begin{cases} [U_{dqo}] = R_s [i_{dqo}] + L_{CS} \frac{d}{dt} [i_{dqo}] + [e_{dqo}] \\ [e_{dqo}] = \omega_e [-\lambda_q \quad \lambda_d \quad 0]^T \\ [\lambda_{dqo}] = L_{CS} [i_{dqo}] + \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \lambda_m [1 \quad 0 \quad 0]^T \\ T_{em} = K_t \cdot i_q \quad \text{avec : } K_t = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot p \cdot \lambda_m \\ T_{em} - T_{ext} = f \cdot \Omega + J \frac{d}{dt} \Omega \end{cases} \quad (3)$$

III. COMMANDE NUMÉRIQUE NON AJUSTABLE

Pour faire fonctionner le moteur avec un certain couple moteur maximal et un niveau de pertes Joule minimal, il suffit d'asservir les courants statoriques à des valeurs de références ; à savoir :

$$i_{d \text{ réf}} = 0 \quad \& \quad i_{q \text{ réf}} = T_{ext} / K_t \quad (4)$$

A. Structure de commande

Tenant compte de la dynamique de la boucle de courant qui peut être approchée par un système du premier ordre, nous utilisons un correcteur P.I. pour générer les signaux de commande vers les bras de l'onduleur. Le gain statique de la boucle de courant est égal à $(1/R_s)$ et la constante de temps est de (L_{CS}/R_s) ; la régulation doit les ramener respectivement à une valeur unitaire et une autre constante de temps (τ_0) donnée par :

$$\tau_0 = \frac{1}{\alpha} \frac{L_{CS}}{R_s} \quad (5)$$

D'une manière générale, pour une structure R-S-T [1], la fonction de transfert du système en boucle fermée a pour expression :

$$\begin{aligned} H_{BF}(q^{-1}) &= q^{-d} \frac{T(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + q^{-d} B(q^{-1})R(q^{-1})} \\ &= q^{-d} \frac{T(q^{-1})B(q^{-1})}{P(q^{-1})} \end{aligned} \quad (6)$$

Où $P(q^{-1})$ est un polynôme stable qui définit les pôles en boucle fermée reliés aux performances désirées.

La synthèse d'un régulateur numérique se traduit alors par la détermination des polynômes R , S et T afin d'obtenir des fonctions de transfert en boucle fermée vis-à-vis de la consigne et de la perturbation qui permettent de satisfaire les performances imposées. Pour la boucle de courant, l'équation du régulateur P.I. numérique utilisant la structure R-S-T peut être écrite selon :

$$S(q^{-1})u(t) = T(q^{-1})r(t) - R(q^{-1})y(t) \quad (7)$$

$$\text{Avec : } S(q^{-1}) = 1 - q^{-1} \quad (8)$$

$$\text{Et : } R(q^{-1}) = T(q^{-1}) = r_0 + r_1 q^{-1} \quad (9)$$

Les coefficients r_0 et r_1 sont exprimés, en utilisant un bloqueur d'ordre zéro, par les relations qui suivent :

$$r_0 = \alpha \frac{R_s}{G_0} \quad \text{et} \quad r_1 = \alpha \frac{R_s}{G_0} \left(\frac{T_c R_s}{L_{CS}} - 1 \right) \quad (10)$$

La dynamique de la boucle de vitesse peut être approchée par un système du deuxième ordre où la variable commandée est le courant de l'axe en quadrature. Le régulateur R-S-T numérique utilisé pour la commande en vitesse est obtenu par un placement de pôles après avoir défini d'une part les parties pré-spécifiées des polynômes $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ qui sont dans notre cas un intégrateur pur $(1-q^{-1})$ dans le polynôme $S(q^{-1})$ pour éliminer l'erreur statique, et, d'autre part, la dynamique en boucle fermée définie par le polynôme $P(q^{-1})$. Le polynôme $T(q^{-1})$ est donné par l'expression qui suit pour compenser la dynamique de régulation.

$$T(q^{-1}) = \begin{cases} P(q^{-1}) / B(1) & \text{si } B(1) \neq 0 \\ P(q^{-1}) & \text{si } B(1) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Le placement de pôles se fait à la base d'un polynôme du 2^{ème} ordre normalisé caractérisée par une pulsation naturelle ω_0 et un coefficient d'amortissement ξ_0 . Le choix de la fréquence d'échantillonnage se fait à la base des conditions qui suivent :

$$6 \frac{\omega_0}{2\pi} \psi \leq f_e \leq 25 \frac{\omega_0}{2\pi} \psi \quad (12)$$

$$\text{Avec : } \psi = \sqrt{(1 - 2\xi_0^2) + \sqrt{1 + (1 - 2\xi_0^2)^2}} \quad (13)$$

B. Problème de saturation

En pratique, tous les systèmes qu'ils soient analogiques ou numériques possèdent une certaine limite de fonctionnement, et la mise en œuvre d'un régulateur à action intégrale sur un système avec saturation peut causer des effets indésirables. Pour remédier à ça, nous utilisons un système d'anti-saturation [1] dont le principe est illustré sur la figure 1.

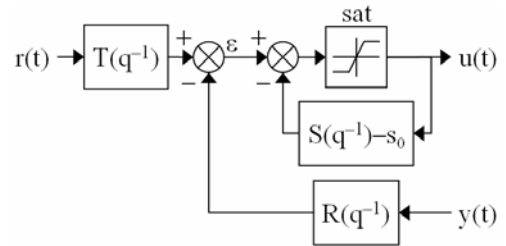


Fig. 1. Système d'anti-saturation.

L'interprétation du phénomène de saturation repose sur l'erreur de régulation qui commande le système (ϵ) ; lorsque

celle-ci est importante, le correcteur se sature rapidement et la boucle de régulation est alors ouverte. Le système est donc commandé par les valeurs limites de la saturation. Dans le cas non saturé, le système d'anti-saturation est hors service.

C. Résultats de simulation

Pour se rapprocher plus de la réalité, nous avons bruité les mesures de courant et de la vitesse avec un bruit blanc gaussien dont la valeur moyenne est nulle. À cet effet, nous introduisons des filtres pour filtrer les fluctuations des

grandeurs mesurées. Suite à divers tests en simulation, le choix adéquat de la dynamique de la boucle fermée de vitesse correspond à un coefficient d'amortissement et une pulsation naturelle respectivement égaux à $\xi_0 = 0.8$ et $\omega_0 = 450$ rad/s. Pour la boucle de courant, la dynamique optimale convient pour un rapport α égal à 3. La période d'échantillonnage vaut $T_e = 0.6$ ms.

Le schéma bloc de la commande en vitesse du moteur fait avec l'outil "Simulink" du logiciel "MatLab" est illustré par la figure qui suit.

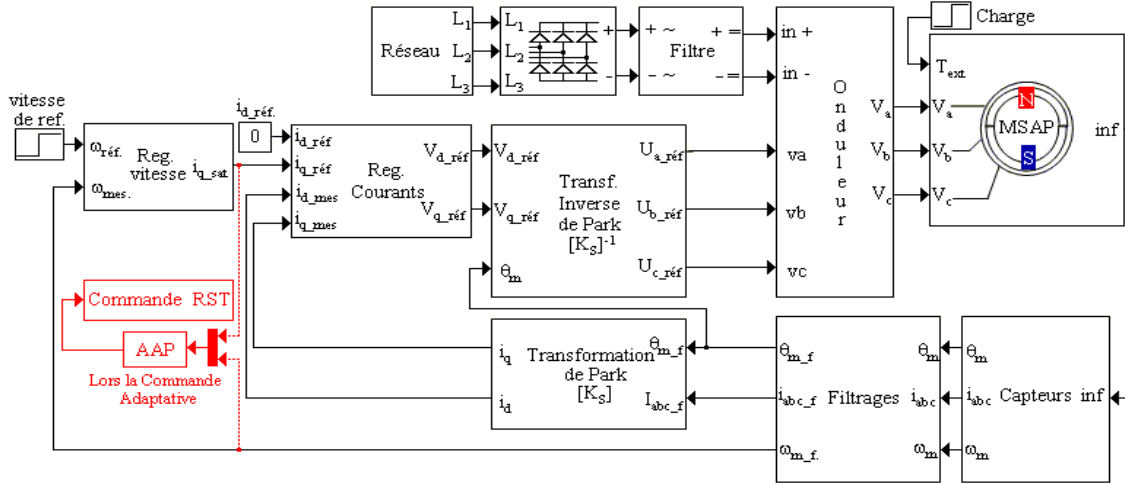
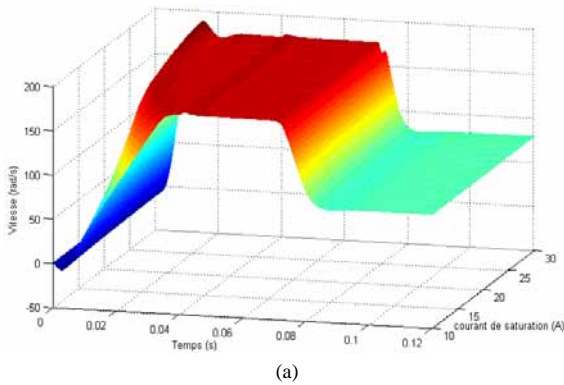


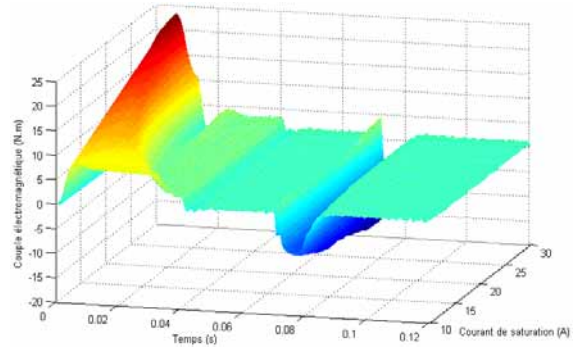
Fig. 2 : Structure de commande en vitesse.

Nous présentons maintenant les résultats de simulation de la régulation numérique non ajustable. Nous avons choisi une consigne de vitesse sous forme d'un échelon qui varie à l'instant 70 ms d'une valeur initiale de 175 rad/s à une valeur finale de 78.5 rad/s. De même, pour le couple de charge, il diminue à l'instant 40 ms d'une valeur initiale de 3 Nm à une valeur de 1 Nm.

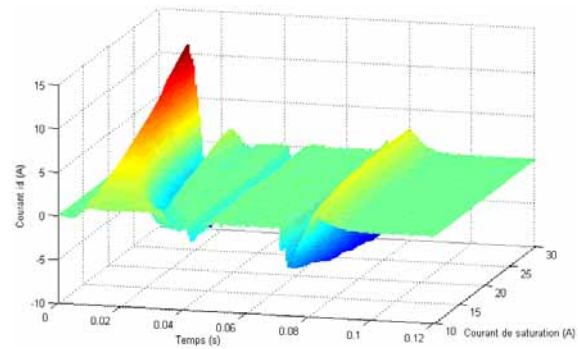
Les schémas (a), (b) et (c) de la figure 3 montrent les évolutions de la vitesse, du couple électromagnétique et du courant i_d en fonction de la valeur du courant de saturation.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3. Effet du courant de saturation.

D'après ces schémas, nous remarquons bien que la diminution du courant de saturation fait diminuer les régimes transitoires et ralentir les réponses et vis versa. Donc, la valeur optimale du courant égale à ± 20 A donne de bons résultats.

Après le choix du courant de saturation (± 20 A) et d'une dynamique de courant correspondant à $\alpha = 3$, nous analysons la robustesse de la régulation non ajustable suite à une variation paramétrique du procédé. Cette analyse consiste à faire varier les paramètres R_s , L_{CS} et J simultanément au démarrage du moteur ; soient des augmentations de 50 % pour la résistance statorique et l'inductance cyclique et de 100 % pour le moment d'inertie de l'arbre tournant. Les figures qui suivent illustrent cette situation.

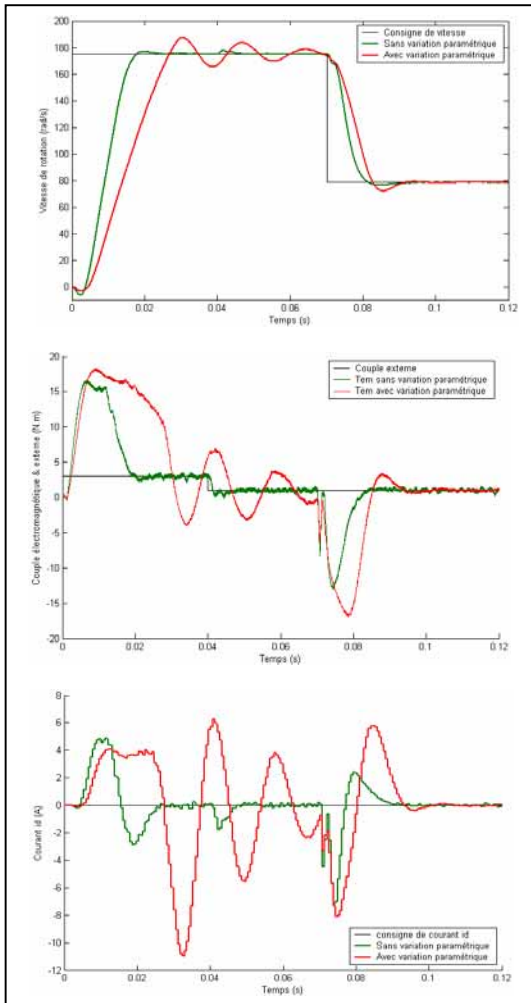


Fig. 4. Test de robustesse.

Dans ce test de robustesse, nous remarquons que la variation des paramètres du moteur a affecté les performances de la régulation et ceci par ralentissement des régimes transitoires et la présence des dépassements importants lors du démarrage et durant la variation de la consigne de vitesse ; autrement dit, un mauvais ajustement des paramètres du régulateur conduit à une dégradation totale des performances désirées. Ceci nous a conduit à rechercher d'autres solutions qui nous permettent d'atteindre les objectifs malgré le mauvais ajustement des paramètres du régulateur ou même lors de la variation des

paramètres du procédé. Ainsi, nous considérons la commande adaptative.

IV. COMMANDE ADAPTATIVE

La stratégie de commande adaptative développée combine un régulateur R-S-T adaptatif de la boucle de vitesse et un régulateur P.I. numérique à paramètres fixes des boucles de courants. En tenant compte des procédures de calcul du régulateur R-S-T par placement de pôles, la version adaptative de la commande en vitesse sera obtenue en remplaçant dans l'expression des polynômes R , S et T les paramètres a_i et b_i du système par ceux estimés \hat{a}_i et \hat{b}_i . Le schéma de la figure qui suit illustre le principe de ce type de commande.

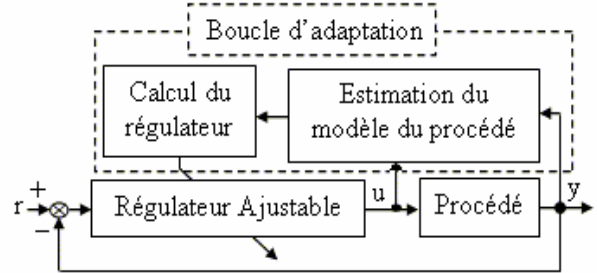


Fig. 5. Principe de la commande adaptative.

Au sens des moindres carrés récurrents, l'algorithme d'adaptation paramétrique (A.A.P.) a comme objectif de minimiser un critère quadratique en terme de l'erreur de prédiction sur un horizon fini de temps, et il peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t+1) \cdot \phi(t+1) \cdot \varepsilon^\circ(t+1) \\ F(t+1) = F(t) - \frac{F(t) \cdot \phi(t+1) \cdot \phi^T(t+1) \cdot F(t)}{I + \phi^T(t+1) \cdot F(t) \cdot \phi(t+1)} \\ \varepsilon^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}^T(t) \cdot \phi(t+1) \end{cases} \quad (14)$$

Après introduction des séquences de pondération, la matrice du gain d'adaptation s'écrit comme suit :

$$F(t+1) = \frac{1}{\lambda_1(t)} \left(F(t) - \frac{F(t) \cdot \phi(t+1) \cdot \phi^T(t+1) \cdot F(t)}{\lambda_1(t) + \phi(t+1)^T \cdot F(t) \cdot \phi(t+1)} \right) \quad (15)$$

Avec : $0 < \lambda_1(t) \leq 1$; $0 \leq \lambda_2(t) < 2$; $F(0) > 0$

Pour nos simulations, les paramètres à identifier initiaux correspondent à ceux utilisés dans le cas sans variation paramétrique. À chaque pas d'échantillonnage, les pôles et les zéros du procédé sont identifiés et envoyés vers le régulateur R-S-T pour ajuster ses paramètres. La matrice du gain d'adaptation initiale peut être une matrice identité pondérée par un gain ayant une valeur typique égale à 1000.

Les résultats de simulation de la régulation ajustable sont reportés sur la figure 6. D'après cette dernière, la commande adaptative sert à limiter les régimes transitoires, réduire le temps d'établissement et améliorer beaucoup plus les performances. Cela est dû à l'ajustement en temps réel des paramètres du régulateur.

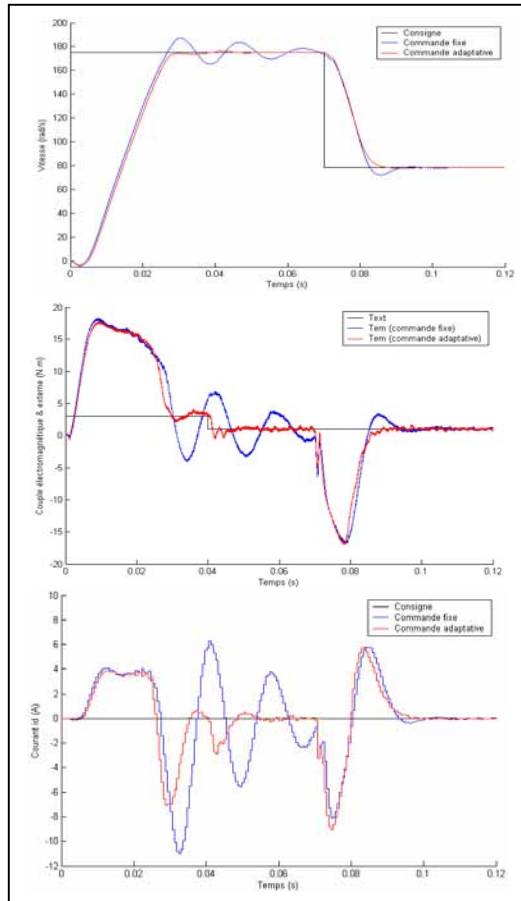


Fig. 6. Régulations fixe et adaptative.

V.CONCLUSION

Dans cet article, nous avons présenté une stratégie de commande numérique adaptative destinée au pilotage d'un moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses alimenté par un onduleur de tension. Suite aux problèmes d'une commande numérique fixe liés au mauvais ajustement des paramètres de réglage du régulateur ou à la mauvaise connaissance des paramètres du procédé, le recours à une commande ajustable s'avère indispensable. Les résultats de simulation ont montré l'intérêt et l'avantage de cette dernière dans l'amélioration des performances dégradées. Bien que nous ayons exagéré un peu plus pour la variation des paramètres, la commande adaptative offre de meilleurs résultats.

REFERENCES

- [1] I. D. Landau, *Identification et commande des systèmes*, Hermès, Paris, 1993.
- [2] C. Ogab, "Contribution à la commande adaptative d'une machine synchrone", Mémoire de Magister, E.N.S.E.T. d'Oran, 2002.
- [3] M. Belarbi, "Commande en vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire de fin d'études d'Ingénieur, Université Ibn Khaldoun - Tiaret, 2002.
- [4] J-P. Louis, et C. Bergmann, "Commande numérique des machines synchrones", Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 3644, 1996.
- [5] 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.

ANNEXE

A. Paramètres techniques

| | |
|--|----------------------------|
| Puissance nominale | : 1.1 kW |
| Résistance statorique (R_S) | : 2.875 Ω |
| Inductance cyclique (L_{CS}) | : 8.5 mH |
| Flux des aimants (λ_m) | : 0.175 Wb |
| Moment d'inertie (J) | : 0.0008 kg.m ² |
| Coefficient du frottement visqueux (f) | : 0 N.m.s |
| Nombre de paire de pôles | : 4 |
| C ^{te} de temps du filtre de redressement | : 7 ms |
| Fréquence de la porteuse | : 8 kHz |
| Amplitude de la porteuse | : 181.875 V |

B. Notations

| | |
|------------------------|--|
| $A(q^{-1})$ | : Polynôme caractérisant les pôles du procédé |
| $B(q^{-1})$ | : Polynôme caractérisant les zéros du procédé |
| e_i | : Force contre-électromotrice selon l'axe i |
| i_i | : Courant selon l'axe i |
| $r(t)$ | : Signal de référence (consigne) |
| q^{-1} | : Opérateur de retard |
| T_e | : Période d'échantillonnage |
| T_{em} | : Couple électromagnétique |
| T_{ext} | : Couple extérieur ou résistant |
| $u(t)$ | : Signal d'entrée du procédé ou de commande |
| U_i | : Tension simple selon l'axe i |
| w_m | : Amplitude de la porteuse |
| $y(t)$ | : Signal de sortie du procédé ou de mesure |
| α | : Facteur d'accélération de la boucle de courant |
| ε | : Signal d'erreur |
| ε^o | : Erreur de prédiction a priori |
| ϕ | : Vecteur de mesures |
| λ_i | : Flux électromagnétique selon l'axe i |
| λ_1, λ_2 | : Facteurs de pondération |
| $\hat{\theta}$ | : Estimé du vecteur des paramètres du modèle |
| ω_e | : Pulsation de rotation électrique |
| Ω | : Vitesse de rotation mécanique |