



HAL
open science

Commande numérique de position d'une machine synchrone avec observation et compensation du couple résistant

J. C. Reis Costa, Maurice Fadel, Bernard de Fornel

► **To cite this version:**

J. C. Reis Costa, Maurice Fadel, Bernard de Fornel. Commande numérique de position d'une machine synchrone avec observation et compensation du couple résistant. First European Control Conference, Jul 1991, Grenoble, France. hal-03557596

HAL Id: hal-03557596

<https://ut3-toulouseinp.hal.science/hal-03557596v1>

Submitted on 4 Feb 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

COMMANDE NUMERIQUE DE POSITION D'UNE MACHINE SYNCHRONNE AVEC OBSERVATION ET COMPENSATION DU COUPLE RESISTANT

J.C. Reis Costa^(*), M. Fadel et B. de Fornel

Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH
U.A. C.N.R.S. n°847; Rue C. Camichel, F-31071 Toulouse Cedex

(*) Boursier Européen (Programme BRITE), CEE, DG XII

RESUME. Le contrôle d'un actionneur électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) par des régulateurs en cascade, possède des caractéristiques dépendantes de la charge entraînée. On peut améliorer la réponse dynamique du système, en présence d'un couple de charge constant, par l'utilisation des techniques de réglage d'état digital. Cependant en présence d'un couple variable (variations du frottement et de l'inertie) cette technique s'avère également insuffisante. Pour rendre le fonctionnement indépendant de ces variations, il est alors nécessaire de les compenser dans le système de commande. Dans ce but nous avons étudié une structure de contrôle d'état numérique, où la loi de commande présentée intègre un observateur du couple résistant associé à un retour d'état. Ainsi les performances dynamiques de l'ensemble restent indépendantes de la charge entraînée.

MOTS-CLES: machine synchrone autopilotée; commande modale; observateur de la charge; robustesse; rejet de perturbation.

1. INTRODUCTION

A une époque, où plus de la moitié de l'énergie électrique produite dans un pays industrialisé est convertie en énergie mécanique, la réalisation d'un actionneur électrique en utilisant des machines à courant alternatif (AECA) de façon à obtenir des systèmes à hautes performances, occupe une place très importante dans les programmes de Recherche et Développement. Parmi les AECA, ceux constitués d'une machine synchrone (MS) associée à un onduleur de tension MLI, sont de plus en plus utilisés dans la réalisation des actionneurs à vitesse variable (Fadel, 1988; Seixas, 1988) et surtout dans les servomoteurs contrôlés en position.

L'objectif de ce travail consiste en l'implantation sur microcalculateur de toutes les tâches concernant la commande d'une machine synchrone. Dans la majorité des exemples les techniques de réglage des courants sont analogiques et en logique câblé, en raison des fréquences des signaux traités (Binet, 1984). Dans un premier temps nous présentons une nouvelle stratégie de commande des courants, entièrement numérisée.

Ensuite nous réalisons le contrôle de la position de la machine à l'aide des techniques de réglage d'état digital. Celles-ci s'avèrent robustes en présence d'un couple de charge constant. Cependant en analysant la réponse fréquentielle de ce système pour des variations du frottement et de l'inertie nous constatons des changements de la fonction de transfert associée. Ceci nous a conduit à réaliser un observateur du couple de charge qui procure à l'actionneur des performances dynamiques indépendantes de la charge entraînée.

2. CONTROLE DES COURANTS STATORIQUES

Le but de la boucle de régulation des courants est de maintenir les courants réels mesurés dans les enroulements de la machine, aussi proches que possible de leurs références. Les techniques de contrôle les plus utilisées sont: les stratégies de contrôle ON/OFF et la stratégie de contrôle par MLI. Nous avons retenu cette dernière stratégie.

Comme nous voulons implanter la loi de commande des courants sur microcalculateur, nous avons choisi, comme modèle mathématique de la machine synchrone, les équations de Park liées au champ tournant statorique. Dans ce référentiel, les grandeurs d'état (les courants) sont continues. Les équations liant les tensions aux courants, en supposant le courant inducteur constant sont:

$$v_{sd} = (R_s + L_s p) i_{sd} - w L_s i_{sq} \quad (1.a)$$

$$v_{sq} = (R_s + L_s p) i_{sq} + w L_s i_{sd} + w \Phi_0 \quad (1.b)$$

où $\Phi_0 = M_{sr} I_F$ est le flux statorique à vide. L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est:

$$C_{em} = \eta_{pp} M_{sr} I_F i_{sq} = J_m \frac{dw_m}{dt} + f_m w_m + C_r \quad (2)$$

Nous sommes donc en présence d'un système multivariable où le couplage entre les axes d et q rend difficile le contrôle des courants. Parmi les différentes approches possibles pour réaliser un découplage des deux axes, nous avons choisi celle proposée par Costa (1990) pour le réglage du flux statorique d'une machine asynchrone dans les axes (d,q). Elle consiste à annuler le courant (ou le flux) sur un des axes. Pour la machine synchrone, le couple étant proportionnel au courant sur l'axe q, il faut annuler le courant sur l'axe d. Pour satisfaire cette condition, la tension v_{sd} nécessaire s'exprime par (1.a):

$$v_{sd} = -w L_s i_{sq} \quad (3)$$

ce qui implique une bonne connaissance du paramètre L_s et de la vitesse de rotation électrique w . La valeur du courant i_{sq} , à utiliser dans cette équation, est donnée par l'asservissement des variables mécaniques (sortie du régulateur de vitesse/position). Ceci a l'avantage d'être une grandeur moins bruitée que le courant mesuré. Elle fournit aussi une estimation du courant statorique sur l'axe q pour le pas d'échantillonnage suivant. L'équation dans l'axe q de la machine devient alors (1.b):

$$v_{sq} = (R_s + L_s p) i_{sq} + e_{sq} \quad (4)$$

où $e_{sq} = w \Phi_0$ est considéré comme une perturbation mesurable. Dans l'espace d'état nous avons:

$$p \hat{i}_{sq} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{sq} + \frac{1}{L_s} v_{sq} - \frac{1}{L_s} e_{sq} \quad (5)$$

En échantillonné avec une période d'échantillonnage T_c , cette équation devient

$$i_{sq}[k+1] = z_s i_{sq}[k] + \frac{1-z_s}{R_s} v_{sq}[k] - \frac{1-z_s}{R_s} e_{sq}[k]$$

où $z_s = \exp(-R_s T_e / L_s)$. (6)

Le contrôle digital du courant i_{sq} , se fait selon le schéma de la figure 1.

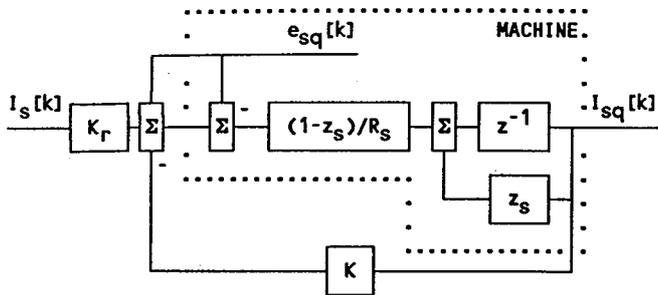


Figure 1: Réglage d'état du courant dans l'axe q.

Le choix de K impose le pôle du système bouclé et K_r est calculé de façon à annuler l'erreur statique pour des entrées en échelon. Pour un pas d'échantillonnage de $500 \mu s$ et un pôle $z=0.6065$ nous avons: $K = 126.86$ et $K_r = 122.06$.

Sur la figure 2 nous présentons les courants statoriques dans les axes (d,q), pour des échelons de la consigne I_s . Ce type de réglage permet d'imposer le courant i_{sq} , figure 2.a, et il convient de noter que le courant i_{sd} est nul seulement en moyenne, ceci étant dû, à la numérisation de ce contrôle indirect. Le système de contrôle proposé est montré sur la figure 3.

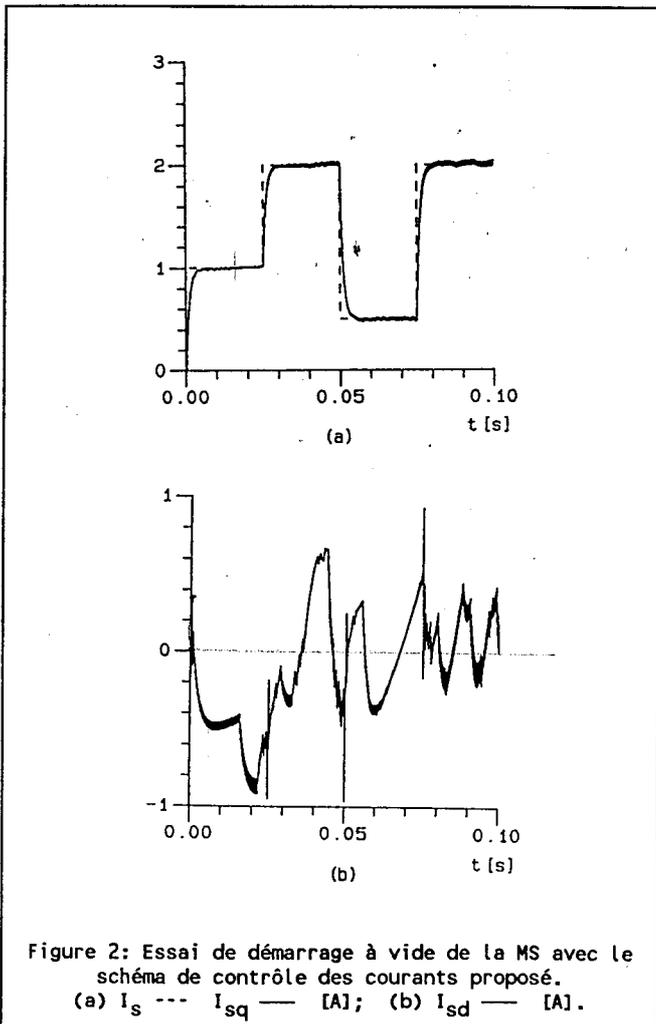


Figure 2: Essai de démarrage à vide de la MS avec le schéma de contrôle des courants proposé. (a) I_s --- i_{sq} [A]; (b) i_{sd} [A].

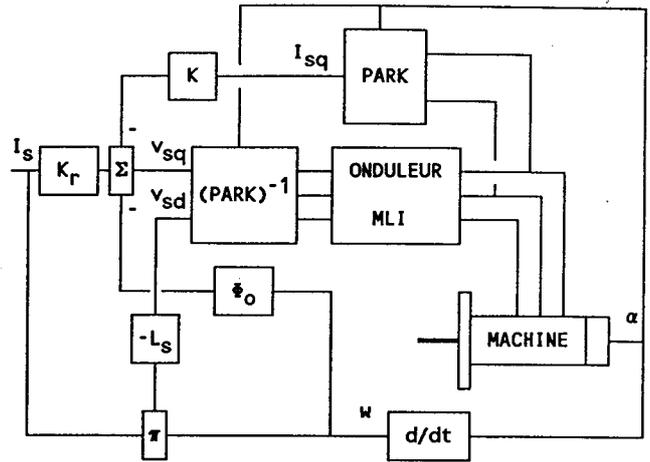


Figure 3: Schéma de contrôle des courants dans les axes (d,q).

3. MODELISATION MECANIQUE

La constante de temps de la boucle de courant étant beaucoup plus faible que la constante de temps mécanique, nous pouvons réaliser le découplage des deux systèmes: électrique et mécanique, en vue de réaliser la commande. Les équations mécaniques s'écrivent:

$$D \begin{bmatrix} w_m \\ \alpha_m \\ x_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -f_m/J_m & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_m \\ \alpha_m \\ x_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{em}/J_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_s + \begin{bmatrix} -1/J_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot C_r \quad (7.a)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_m \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ C_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_m \\ \alpha_m \\ x_m \end{bmatrix} \quad (7.b)$$

La matrice de transition d'état, dans le domaine de Laplace est:

$$\Phi(p) = (pI_2 - A_m)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{p+p_m} & 0 \\ \frac{1}{p(p+p_m)} & \frac{1}{p} \end{bmatrix} \quad (8)$$

où $p_m = f_m/J_m$

Cette matrice contient toutes les fonctions de transfert des sous-systèmes: vitesse (SSV) et position (SSP), en tenant compte des couplages qui existent entre ces sous systèmes. La matrice de transition d'état F_m est calculé à partir de:

$$F_m = \Phi(T_e) = L^{-1}\{\Phi(p)\} \Big|_{t=T_e} \quad (9)$$

Elle contient les réponses impulsionnelles aux instants d'échantillonnage de SSV et SSP au facteur près (K_{em}/J_m), de la matrice de commande (7.a), (Riedo, 1985). La matrice de commande échantillonnée H_m et la matrice H_v sont calculées selon:

$$H_m = \int_0^{T_e} \Phi(\delta) d\delta \cdot B_m = \beta(T_e) \cdot B_m \quad (10.a)$$

$$H_v = \beta(T_e) \cdot B_v \quad (10.b)$$

Elles contiennent les réponses indicielles, aux instants d'échantillonnage, par rapport à la grandeur de commande I_s et à la grandeur de perturbation C_r respectivement.

Le système d'état discret équivalent du système continu (7), est alors:

$$\begin{bmatrix} w_m[k+1] \\ \alpha_m[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z1 & 0 \\ J_m/f_m \cdot (1-z1) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_m[k] \\ \alpha_m[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -K_{em}/f_m \cdot (z1-1) \\ K_{em}[T_e/f_m + J_m/f_m^2 \cdot (z1-1)] \end{bmatrix} I_s + \begin{bmatrix} (z1-1)/f_m \\ -T_e/f_m - J_m/f_m^2 \cdot (z1-1) \end{bmatrix} C_r \quad (11)$$

$x_m^d \qquad F_m \qquad x_m^d$

où $z1 = \exp(-f_m T_e / J_m)$ et auquel correspond le diagramme structurel de la figure 4.

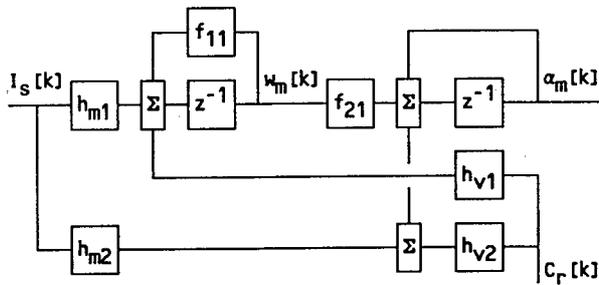


Figure 4: Diagramme structurel de la partie mécanique d'une machine synchrone en échantillonnée.

3.1. INFLUENCE DE LA PERIODE D'ECHANTILLONNAGE

Sur la figure 5 nous avons représenté les éléments des matrices F_m , H_m et H_v en fonction de la période d'échantillonnage. L'analyse de ces figures montre que le conditionnement de ces matrices dépend de la période d'échantillonnage. En conclusion le diagramme structurel de la partie mécanique d'une machine synchrone, commandée en échantillonné, se modifie selon la période d'échantillonnage lorsqu'on néglige les éléments des matrices qui deviennent très petits, et donc difficiles à représenter numériquement.

Pour des périodes d'échantillonnage comprises entre 10 ms et 200 ms les éléments h_{m2} et h_{v2} sont négligeables, et le diagramme structurel se réduit alors à celui de la figure 6.

3.2. LOIS DE COMMANDE

Si les deux variables d'état sont accessibles, on peut ajouter une loi de commande par retour d'état, avec une action intégrale à l'entrée pour annuler l'erreur statique. La structure d'un tel système appelé "structure optimale de réglage d'état" par Bülicher(1982) est représentée sur la figure 7.

La commande I_s à l'instant d'échantillonnage k est donnée par:

$$I_s[k] = -K x^d[k] + K_\alpha \alpha[k] - K_v C_r[k] \\ = -K_s x_m^d[k] + K_R x_R[k] + K_\alpha \alpha[k] - K_v C_r[k] \quad (12)$$

où $K = [K_s \ K_r]$ est le vecteur de retour d'état global et $K_s = [K_{s1} \ K_{s2}]$ est le vecteur de retour d'état du système.

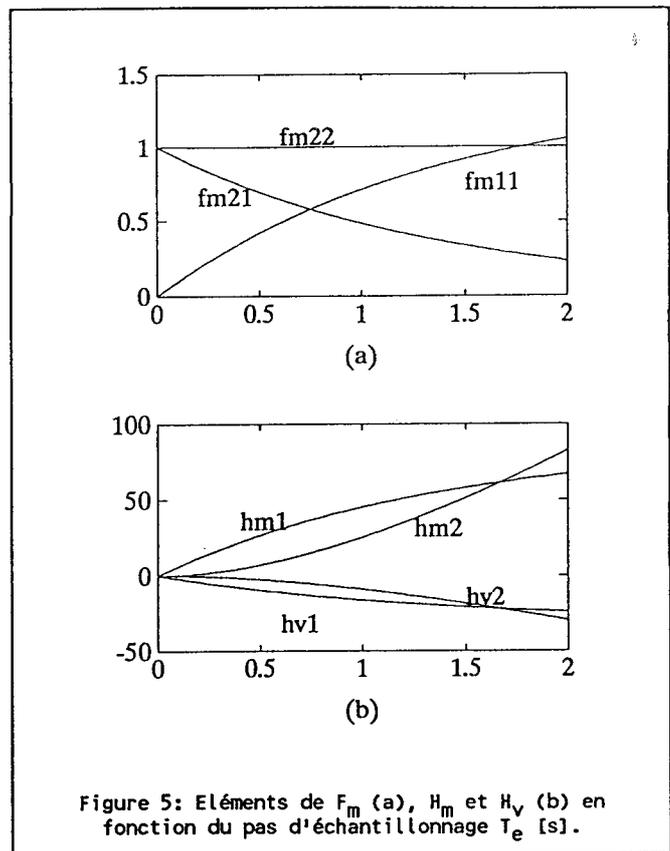


Figure 5: Eléments de F_m (a), H_m et H_v (b) en fonction du pas d'échantillonnage T_e [s].

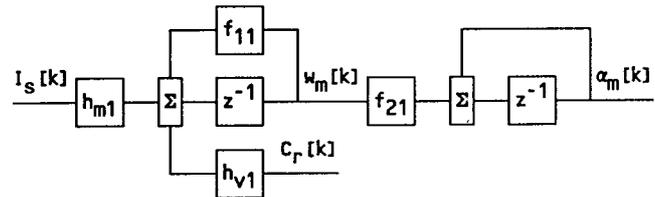


Figure 6: Diagramme structurel de la partie mécanique d'une MS en échantillonnée, pour un période d'échantillonnage comprise entre 10 ms et 200 ms.

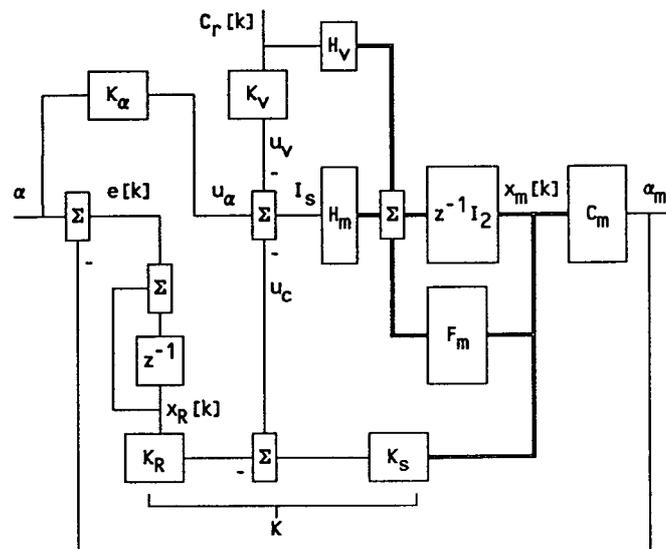


Figure 7: Structure optimale de réglage d'état pour le contrôle de position.

Les éléments du vecteur K de la contre-réaction d'état sont déterminés en imposant les pôles du système. La détermination de K_α est faite en compensant un pôle réel z_i du système:

$$K_\alpha = K_R / (1 - z_i) \quad (13)$$

et K_v est choisi de façon à ce que la grandeur d'état du régulateur intégrateur soit nulle en régime permanent:

$$K_v = [C_m(I_2 - F_m + H_m K_S)^{-1} H_m]^{-1} \cdot C_m(I_2 - F_m + H_m K_S)^{-1} H_v \quad (14)$$

Dans un premier temps le couple résistant est assimilé à une perturbation non mesurable, donc on prend $K_v = 0$.

Pour éviter tout dépassement dans la réponse du système, qui est une condition nécessaire de certaines applications, comme par exemple les machines-outils, nous avons imposé un pôle réel multiple d'ordre trois. Pour un pas d'échantillonnage de 10 ms nous obtenons:

$$p_{1,2,3} = 0.995123 = \exp(-5 \cdot 10^{-3})$$

$$\Rightarrow k = [0.1605 \quad 0.8099 \quad 0.8547 \quad -0.0133]; \quad K_\alpha = 0.2722$$

Comme il faut limiter la grandeur de sortie du régulateur d'état, de façon à éviter des surintensités dans la machine, il est nécessaire de corriger aussi la composante intégrale. Cette composante sera calculée selon la relation (Bülher, 1988):

$$x_R[k+1] = x_R[k] + e_{lim}[k] \quad (15)$$

où $e_{lim}[k]$ est un écart de réglage fictif, donnée par:

$$e_{lim}[k] = e[k] - \frac{1}{K_\alpha} [I_S'[k] - I_S[k]] \quad (16)$$

où I_S' est la valeur non limitée de I_S .

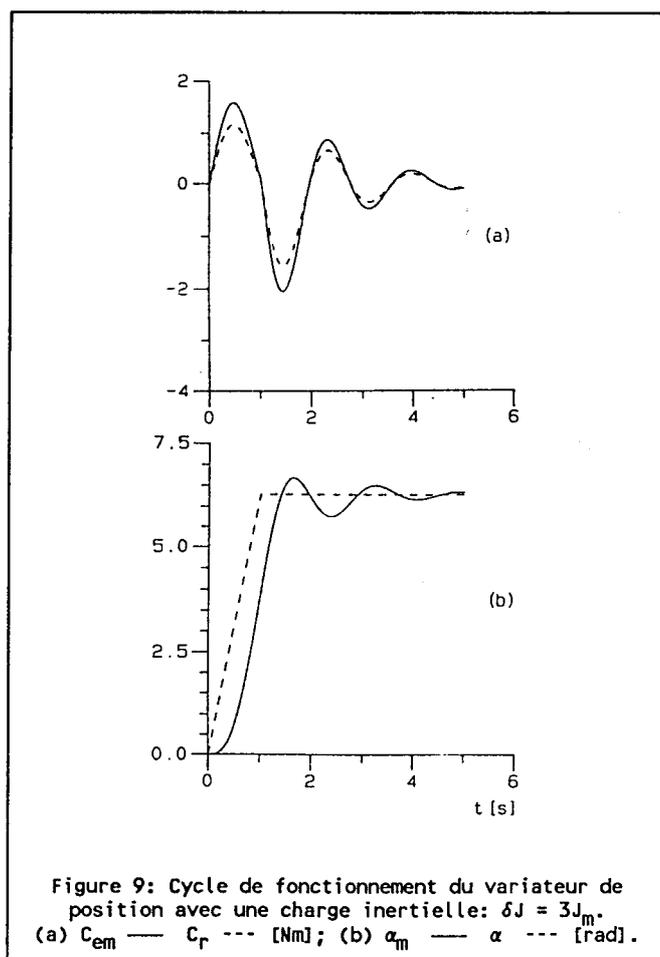
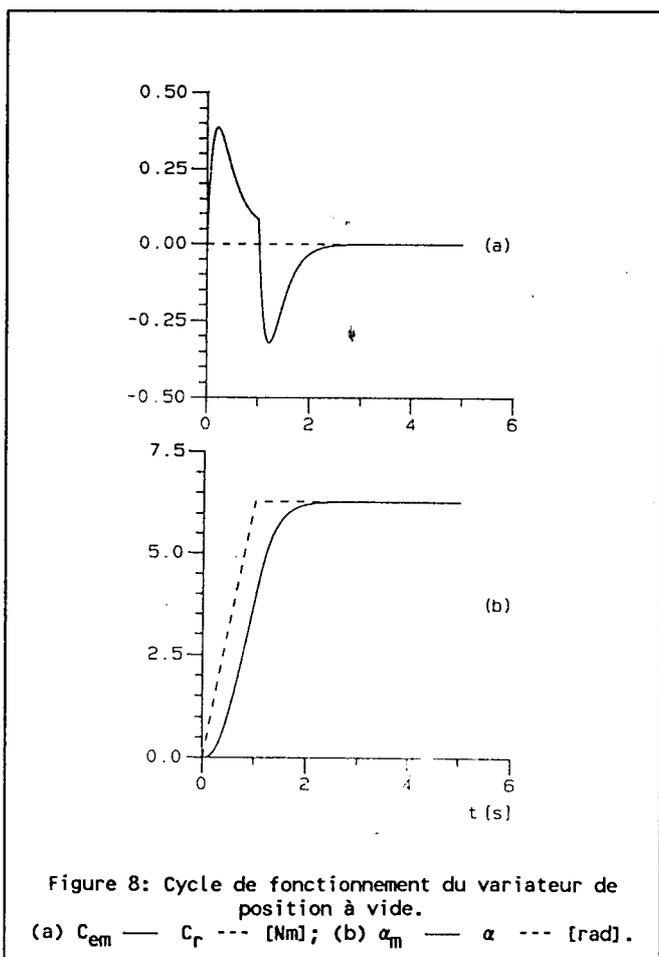
Les résultats de simulation d'un essai effectué avec le variateur de position à vide est montré sur la figure 8. Sur la figure 9 est représenté le fonctionnement avec une charge inertielle (variation de l'inertie: $\delta J = 3J_m$).

L'analyse de ces figures montre que le fonctionnement à vide et en charge sont très différents, surtout quand le couple résistant est variable, figure 9. Pour améliorer les performances il convient de compenser l'effet du couple de charge à l'aide du coefficient d'intervention directe K_v .

4. OBSERVATION ET COMPENSATION DU COUPLE DE CHARGE

4.1. VARIATIONS DE L'INERTIE ET DU FROTTEMENT

L'analyse de l'influence de la variation du frottement et de l'inertie de la machine au niveau du système de la figure 7 peut se faire à l'aide de la réponse fréquentielle de ce système. La figure 10 montre les différentes réponses obtenues. Si les variations du frottement (a) sont peu perceptibles, par contre les variations de l'inertie (b) provoquent des changements relativement sensibles au niveau de la fonction de transfert associée. Ceci se traduit par un retard et un dépassement sur la réponse en position (comparer avec les résultats de la figure 9).



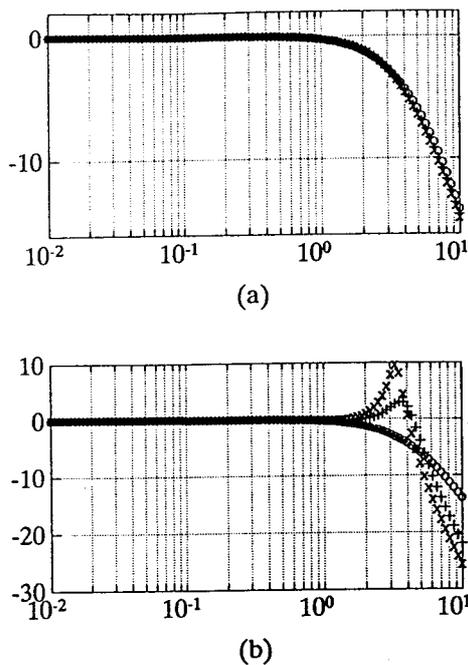


Figure 10: Réponse en fréquence [db] du système de la figure 8 pour des variations du frottement (a) et de l'inertie (b).
o: δf(J)=0; +: δf(J)=3xf_m(J_m); x: δf(J)=5xf_m(J_m)

4.2. OBSERVATION DU COUPLE DE CHARGE

Certain travaux sur la prise en compte des variations des paramètres mécaniques (f_m et J_m), ont consisté à mettre en oeuvre une commande adaptative intégrant une identification en temps réel de ces paramètres (Mathias, 1990). La solution, retenue ici, considère ces variations comme faisant partie des forces externes appliqués à l'arbre de la machine:

$$C_r = C_{ro} + \delta J_m \frac{dw}{dt} + \delta f_m w \quad (17)$$

où C_{ro} est le couple de charge constant, δJ_m la variation de l'inertie et δf_m la variation du frottement. Comme la variation du couple de charge est généralement inconnue, on le considère constante pendant une période d'échantillonnage:

$$C_r[k+1] = C_r[k] \quad (18)$$

Le couple de charge devient alors une variable d'état, et la nouvelle équation aux différences des modes mécaniques s'exprime par:

$$\begin{bmatrix} x_m^d[k+1] \\ C_r[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_m & H_v \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_m^d[k] \\ C_r[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_m \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_s[k] \quad (19)$$

A partir de la mesure de la vitesse et de la position on peut donc observer le couple C_r . Pour cela nous avons choisi un observateur d'ordre réduit (Luenberger, 1971), de la forme suivante:

$$\begin{aligned} C_r^{ob}[k+1] &= (1 - LH_v) \cdot C_r^{ob}[k] - \\ & LH_m \cdot I_s[k] + (L - LF_m - LH_v L) \cdot [w_m[k] \quad \alpha_m[k]]^t \\ C_{rob}[k] &= C_r^{ob}[k] + L \cdot [w_m[k] \quad \alpha_m[k]]^t \end{aligned} \quad (20)$$

auquel correspond le schéma bloc de la figure 11. Les coefficients de la matrice de contre-réaction L permettent d'imposer à l'observateur une

certaine dynamique. En choisissant cette dynamique dix fois plus rapide que celle du système mécanique avec contre-réaction d'état, nous avons: $L = [-1.2907 \ 0]$.

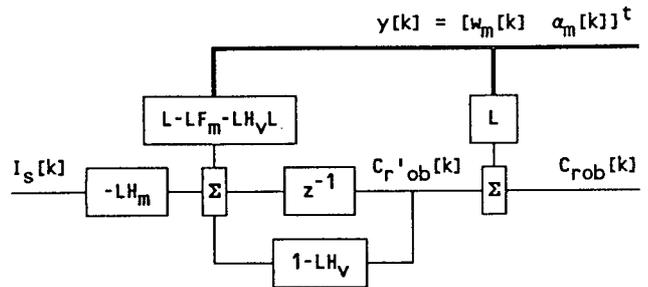


Figure 11: Schéma bloc de l'observateur digital d'ordre réduit du couple de charge.

Sur la figure 12 nous présentons la réponse de l'observateur en présence d'un couple constant (a) et d'un couple variable (b). Dans les deux cas, l'observateur a une réponse tout à fait satisfaisante tant du point de vue statique que dynamique.

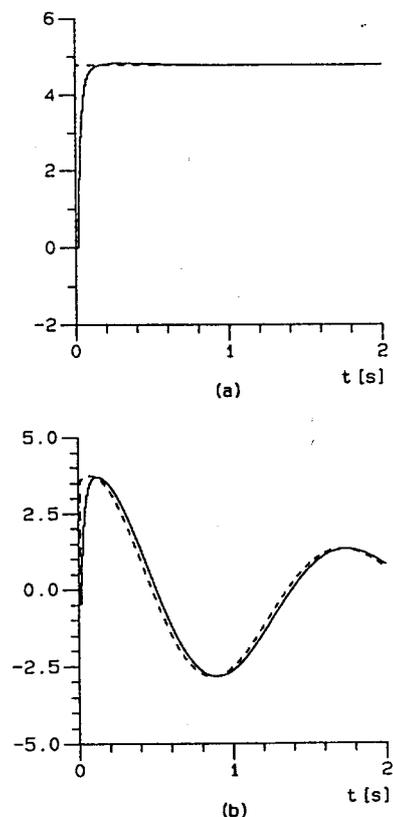


Figure 12: Réponse de l'observateur du couple de charge, en présence d'une charge constante (a) et variable (b).
 C_r --- [Nm]; C_{rob} — [Nm].

4.3. COMPENSATION DU COUPLE DE CHARGE

Le calcul du coefficient de transmission directe K_v , pour compenser la grandeur de perturbation dans le réglage d'état digital de la position est fait à partir de l'équation (14): $K_v = -0.3571$. Sur la figure 13 nous représentons la réponse du système pour une variation de l'inertie de $\delta J = 3J_m$. On observe une nette amélioration par rapport aux résultats obtenus avec $K_v = 0$, figure 9. Cette amélioration est confirmée par la comparaison des réponses indicielles par rapport à la grandeur de perturbation, avec (b) et sans compensation (a), figure 14.

5. CONCLUSION

Le contrôle des courants statoriques d'une machine synchrone autopilotée assure un réglage satisfaisant du couple électromagnétique tant en régime statique comme en régime dynamique. La charge entraînée par la machine conditionne fortement le comportement dynamique du variateur, surtout dans des applications tel que le contrôle de la position angulaire de la machine.

Dans ce travail nous avons montré que la mise en place d'un observateur dynamique du couple résistant, associé à un contrôle de la position par retour d'état, procure au variateur des caractéristiques indépendantes de la charge entraînée. Ceci constitue une solution au problème du rejet des perturbations, au sens d'une variation paramétrique. Ainsi on réalise la linéarisation de la partie mécanique de l'actionneur, et cette loi de commande donne au dispositif des caractéristiques intéressantes notamment au niveau variation de charge inertielle, comme cela est souvent le cas en robotique et plus précisément en commande d'axes.

BIBLIOGRAPHIE

B. Binet & P. Thibaud(1984). "Variateurs à transistors pour moteurs autosynchrones". *Electronique de Puissance*, n°3, pp.43-47.

H. Bülher(1982). "Réglages échantillonnés, volume I et II". Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse.

H. Bülher(1988). "Correction de la composante intégrale de régulateurs analogiques et digitaux en cas de limitation". *Bulletin ASSPA*, Lausanne, Suisse.

J. C. R. Costa & E. S. Saraiva(1990). "Synchronous-frame flux control strategy for a three-phase induction motor". *Proc. Modeling, Identification and Control, IASTED*, Innsbruck, pp.186-189.

M. Fadel(1988). "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension MLI: -Commande modale avec observateur du flux; -Commande auto-adaptative". Thèse de Docteur de l'INP, Toulouse.

R. G. Jacquot(1970). "Modern digital control systems". Marcel Dekker, New York.

T. Kailath(1980). "Linear systems". Prentice-Hall, Englewood Clifs, N.J..

D.G. Luenberger(1971). "An introduction to observers". *IEEE Trans. Aut. Control*, AC-16, pp.596-603, Dec..

T.Y. Mathias(1990). "Etude algorithmique et réalisation d'un commande adaptative pour la régulation de vitesse d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents". Rapport de DEA de l'INP, Toulouse.

J. P. Riedo(1985). "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone". Thèse de Docteur ès Sciences Techniques de l'EPF, Lausanne.

P. Seixas(1988). "Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée: -Méthode algébrique de modulation de largeur d'impulsion; -Algorithmes de contrôle et de regulation des courants". Thèse de Docteur de l'INP Toulouse.

ANNEXE. Caractéristiques du moteur.

$R_s = 4.8 \Omega$	$R_r = 160 \Omega$
$L_s = 0.16 \text{ H}$	$L_r = 13 \text{ H}$
$M_{sr} = 1.4 \text{ H}$	$\sigma \approx 0.0577$
$J = 0.032 \text{ Nms}^2/\text{rad}$	$f = 0.008 \text{ Nms}/\text{rad}$
$V_n = 220/380 \text{ V}$	$I_n = 3.4/2 \text{ A}$
$n_{pp} = 4 \text{ pôles}$	$w_n = 1500 \text{ tr}/\text{mn}$
$C_{em} = 9.55 \text{ Nm}$	$P_n = 1.5 \text{ KVA}$

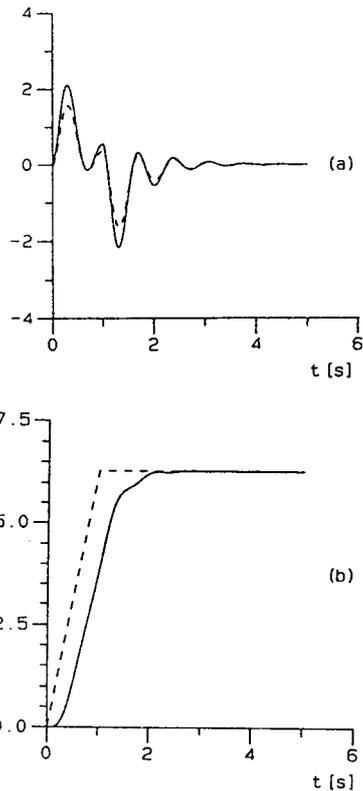


Figure 13: Cycle de fonctionnement du variateur de position avec observation et compensation d'une charge inertielle: $\delta J = 3J_m$.

(a) C_{em} — C_r --- [Nm]; (b) α_m — α --- [rad].

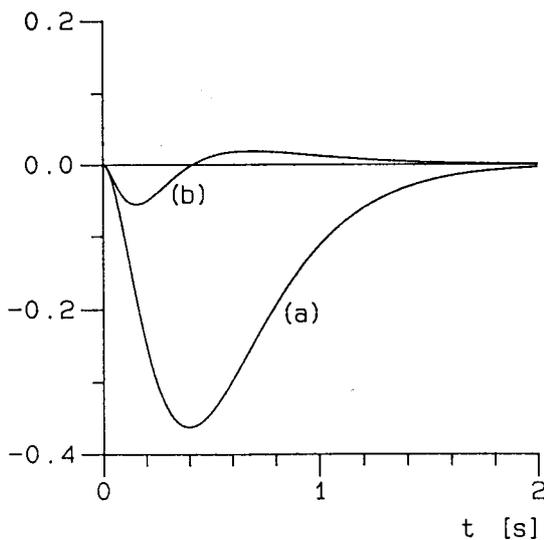


Figure 14: Réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation.

(a) $K_v = 0.0$; (b) $K_v = -0.3571$.