



**HAL**  
open science

## Analyse et commande d'un actionneur synchrone à entraînement direct sur charge mécanique incertaine

Stéphane Caux, Sébastien Carrière, Maurice Fadel

### ► To cite this version:

Stéphane Caux, Sébastien Carrière, Maurice Fadel. Analyse et commande d'un actionneur synchrone à entraînement direct sur charge mécanique incertaine. 7ème Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA) 2012, Jul 2012, Grenoble, France. hal-03542521

**HAL Id: hal-03542521**

**<https://ut3-toulouseinp.hal.science/hal-03542521v1>**

Submitted on 25 Jan 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.

# Analyse et commande d'un actionneur synchrone à entraînement direct sur charge mécanique incertaine.

S. Caux, S. Carrière, M. Fadel

Université de Toulouse; INP, UPS; LAPLACE; ENSEEIHT, 2 rue Camichel BP7122, F-31071 Toulouse cedex 7, France  
CNRS; LAPLACE; F-31071 Toulouse, France  
(e-mail: caux@laplace.univ-tlse.fr)

---

Résumé : Pour le pilotage d'un actionneur synchrone accouplé directement à une charge mécanique incertaine (raideur souple variable, variation d'inertie, de frottement...) il est nécessaire d'optimiser les gains des régulateurs. Pour conserver des régulateurs simples à coefficients constants, afin de permettre l'implantation sur des calculateurs peu puissants, le calcul des coefficients peut se faire hors ligne dans le cadre d'une synthèse robuste supervisée par une méthode d'optimisation. Cette démarche oblige à tester en simulation un grand nombre de combinaison de ces paramètres de réglages. Les combinaisons créées peuvent rendre le système instable ou en limite de stabilité, ce qui occasionne des temps de simulation très longs avant de savoir si le critère de performance désiré est atteint ou pas. Dans notre démarche nous définissons des transformations linéaires fractionnaires de l'actionneur électromécanique et de sa charge, pour modéliser les incertitudes, les variations de paramètres et les bruits, sous forme structurée et non structurée. Cette description permet d'utiliser les outils de la  $\mu$ -analyse pour rejeter, avant simulation, les jeux de paramètres repérés non performants. La synthèse optimisée s'en trouve accélérée d'un facteur 2, les résultats expérimentaux de l'asservissement valident les résultats et les limites déterminées théoriquement.

*Keywords:* Entraînement direct, charge variable, LFT,  $\mu$ -analyse, optimisation des réglages.

---

## 1. INTRODUCTION

Dans l'industrie, de nombreux entraînements électromécaniques à vitesse variable sont constitués d'un actionneur directement couplé à une charge sans réducteur mécanique. Cela permet notamment d'accroître les points de fonctionnement couple/vitesse atteignables, mais rend plus sensible l'actionneur aux paramètres de la charge entraînée. Cette charge est souvent variable et mal connue, ce qui pose le problème de l'optimisation des gains du contrôleur qui doit être globalement robuste en assurant des performances (rapidité, précision) quelle que soit la charge en terme d'inertie, de frottement, de raideur et de couple résistant.

Dans cette étude nous étudions un système composé d'une machine synchrone alimentée par son convertisseur piloté en courant via une modulation de largeur d'impulsion (MLI). La charge mécanique entraînée présente notamment, une raideur d'accouplement variable, mais aussi non linéaire du fait du comportement différent à la traction et à la compression. Pour la synthèse des coefficients du correcteur de vitesse pour cet actionneur, nous allons donc aussi prendre en compte les dynamiques de la boucle de courant générant le couple moteur, les bruits mais aussi la présence des bornes de variation des paramètres de l'inertie que des frottements.

De nombreuses méthodes tentent d'apporter une solution à ce genre de problème. Pour cela nous pouvons citer les méthodes  $H_\infty$ , Inégalité Matricielle Linéaire (LMI), Commande Robuste d'Ordre Non Entier (CRONE) (Duc (1999), Zheng (2001), Carrière (2009))... qui aboutissent bien souvent à des contrôleurs d'ordre élevé. D'un point de vue industriel et pratique, ces correcteurs sont donc difficiles à mettre en œuvre sur des dispositifs numériques peu cher, voire impossible à mettre en œuvre du fait des ordres de dérivation

élevés à effectuer sur les informations nécessaires, générant des bruits et des informations non exploitables sur le système réel. Des techniques de réduction de ces correcteurs ou l'addition d'observateurs doivent alors être mises en œuvre mais complexifie encore la phase de synthèse (deSousa (2006), Skogestad (2005), Peter (2001)).

Dans le but d'optimiser les coefficients d'un correcteur à coefficients constants facilement implantable sur un dispositif industriel de commande, nous pouvons également trouver des méthodes de réglage basées sur des contrôleurs flous, des méthodes d'optimisation par apprentissage (Algorithme Génétique, Réseau de Neurones (Silva (2000)), ou encore des méthodes d'optimisation d'un critère de performance par algorithme évolutionnaire (Back 1996).

Quelles que soient ces méthodes, il faut simuler un grand nombre de fois le comportement du système afin de faire converger l'algorithme vers le jeu de coefficient optimal. Dans cette phase, où l'espace des solutions est exploré, des jeux de paramètres sont évidemment peu performants, voire amènent le système commandé en boucle fermée vers l'instabilité. Ces coefficients allongent les temps de simulation des logiciels utilisés, sachant qu'une étude préalable de type  $\mu$ -analyse permettra de les identifier et de les rejeter a priori en évitant de simuler inutilement ces cas de figure.

Dans cet article nous allons donc présenter la décomposition en incertitudes structurées et non structurées de l'actionneur synchrone à entraînement direct sur charge mécanique complexe.

Dans la première partie nous allons décrire l'entraînement et les hypothèses de modélisation dans l'espace d'état.

Dans la deuxième partie, nous allons décomposer en LFT le dispositif pour pouvoir utiliser les outils de la  $\mu$ -analyse.

Dans la troisième partie nous présentons brièvement l'algorithme d'optimisation permettant de faire la synthèse du contrôleur optimisé.

La dernière partie présentera les résultats expérimentaux validant à la fois les performances optimales et les limites de stabilité identifiées par les décompositions théoriques effectuées.

## 2. ENTRAINEMENT DIRECT ET CHARGE COMPLEXE

### 2.1 Dispositif expérimental

Sur la figure 1, nous trouvons les éléments de l'alimentation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP), qui est constituée d'une alimentation (réseau) d'un convertisseur Semikron™ dont les interrupteurs de type IGBT sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion symétrique. Les commandes imbriquées en courant et en vitesse sont implantées dans l'environnement Matlab/Simulink® et chargées sur une carte DSpace 1104™. Au sol, se trouve la charge mécanique complexe, ces éléments sont détaillés sur les figures suivantes.



Fig. 1. Dispositif expérimental

Figure 2 : l'alimentation de la machine synchrone est effectuée par un onduleur de tension piloté en courant. En effet, pour un actionneur synchrone, piloter les courants des 3 phases permet une bonne maîtrise du couple et donc de la mise en mouvement de la charge. Pour cela des contrôleurs de courant sont mis en place dans un repère diphasé tournant. Nous ne rappelons pas ici le principe de la transformation de Park et de ce contrôle en courant (deSousa (2006)), mais nous précisons qu'une certaine dynamique des courants sera à prendre en compte dans le comportement dynamique de l'ensemble ainsi que les bruits de mesure sur les courants et sur la position du moteur ( $\theta$ ) utilisée dans ce type de commande.

Sur la Figure 3, nous présentons schématiquement la constitution de la charge entraînée. L'axe moteur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), est relié directement à un axe long permettant l'approche de cas industriels du type : forage, positionnement de volet d'avion...

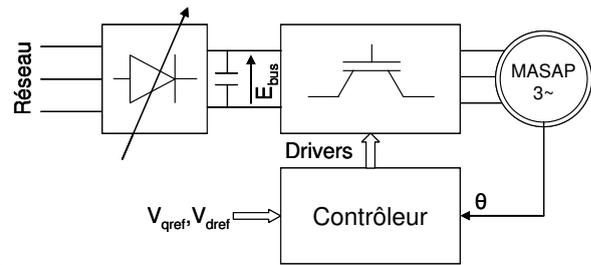


Fig. 2. Commande et alimentation de l'actionneur synchrone

Dans ces cas, la distance entre le moteur et le bout de la charge est important ce qui entraîne une élasticité de cet axe et le besoin de bien maîtriser la vitesse en bout d'arbre. Cette élasticité est mise en place ici en introduisant un ressort. La variation de raideur est possible en changeant de type de ressort. La variation d'inertie est possible sur le dispositif en fixant 1 ou 2 roues métalliques augmentant ainsi largement l'inertie entraînée. Les frottements visqueux quant à eux sont variables grâce à l'accouplement d'une machine à courant continu (MCC), les frottements secs sont pilotables par l'intermédiaire de la commande extérieure d'un frein à poudre.

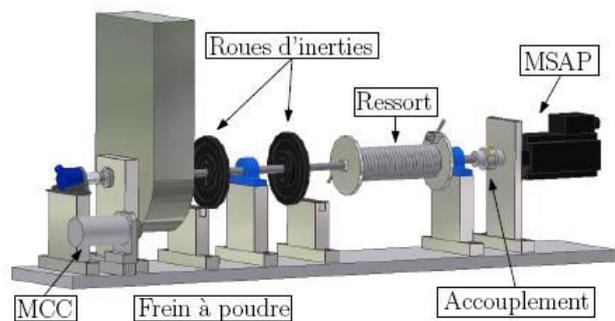


Fig. 3. Eléments de la charge mécanique complexe

Les bornes de variation Min et Max de ces paramètres mécanique sont résumés dans la Table1.

Table 1. Variation de paramètres

Paramètre	Unité	Valeur	Unité
Raideur	KT	[30 2000]	Nm.rd-1
Inertie	Jl	[19,2 30,5] .10-3	kg.m <sup>2</sup>
Frottement	fl	[3,6 36] .10-3	Nm.s.rd-1

Un modèle d'état pour la simulation peut donc être établi. La prise en compte de ces bornes de variations de paramètre, des non linéarités, des bruits et des dynamiques négligés peuvent donc permettre l'étude de la stabilité de l'ensemble d'un point de vue théorique avec un correcteur par retour d'état asservissant au mieux la vitesse de la charge terminale.

### 2.2 Modèle de simulation

En analysant les éléments mécaniques, nous pouvons d'une part modéliser le comportement dynamique de la machine à vide ( $Jm, fm$ ) pour laquelle nous considérerons les paramètres constants et connus de part la fiche technique de la machine. D'autre part les éléments de la charge ( $Jl, fl$ ) variables ainsi que le lien élastique de raideur ( $KT$ ) autorisant, en traction,

une différence  $\Delta\theta$  entre la position de l'axe moteur et celui de la charge. Nous obtenons un modèle à deux masses de la Figure 4 que l'on peut également représenter sous forme d'état (1).

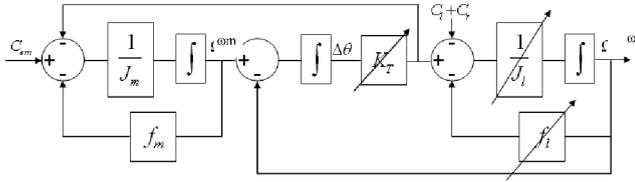


Fig. 4. Modèle 2 masses de la partie mécanique complète.

Une première étude faisant varier les paramètres montre qu'effectivement des variations de comportement (bande passante) et de stabilité (marge de gain, de phase) sont importantes et doivent être prises en compte pour que le contrôleur maintienne la stabilité voire les performances.

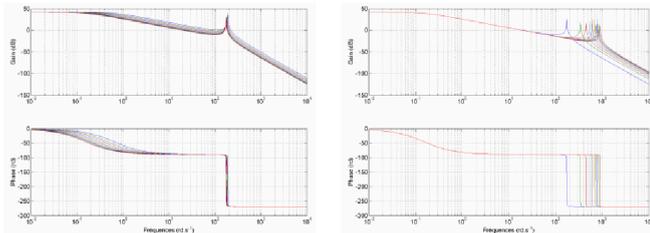


Fig. 5. Impact des variations de paramètres (gauche : variation d'inertie / droite : variation de raideur)

### 2.3 Représentation dans l'espace d'état

Afin d'assurer de bonnes performances à l'actionneur nous ajoutons le couple de charge (frottement sec  $Cl$ ) en le supposant inconnu et lentement variable (dérivée nulle) afin d'obtenir (2).

$$X_k = \begin{pmatrix} \omega_m \\ \omega_l \\ \Delta\theta \\ C_l \end{pmatrix} \quad A_k = \begin{pmatrix} -\frac{f_m}{J_m} & 0 & -\frac{K_T}{J_m} & 0 \\ 0 & -\frac{f_l}{J_l} & \frac{K_T}{J_l} & -\frac{1}{J_l} \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$B_k = \begin{pmatrix} \frac{1}{J_m} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad C_k = (1 \ 0 \ 0 \ 0)$$

Classiquement nous pouvons écrire les équations d'état du système en boucle fermée (2) où  $w$  et  $v$  sont des bruits d'état et de mesure et  $Kk$  les gains de retour d'état (mesurés ou observés). Ces gains sont notés  $Kc$  lorsqu'ils sont constants et regroupés dans un vecteur  $K$ .

$$\begin{cases} \dot{X}_k = (A_k - K_k C_k) X_k + B_k u + B_r w(t) \\ y_k = C_k X_k + v(t) \end{cases} \quad (2)$$

Nous proposons donc de décomposer les variations de paramètres et les incertitudes, pour faire apparaître la structure adéquate pour l'analyse de la stabilité du système selon la méthode de la  $\mu$ -analyse. Pour cela nous rappelons sur la

Figure 6, le schéma bloc : du système nominal  $P(p)$ , sur lequel le retour d'état  $K(p)$  agit, ainsi que la partie liée aux incertitudes qui sont de 3 sortes : variations de paramètres, incertitudes structurées, incertitudes non structurées  $\Delta(p)$ .

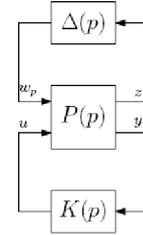


Fig. 6. Décomposition LFT et retour d'état

Avec :  $w$  et  $z$  : Entrées et sorties d'incertitude.  $P(p)$  : Modèle nominal du système normalisant  $\Delta(p)$ .  $\Delta(p)$  : Matrice des incertitudes,  $P(p)$  et  $\Delta(p)$  stable séparément.

Nous pouvons maintenant manipuler le jeu d'équation d'état pour obtenir la dynamique désirée boucle fermée, tout en tenant compte des variations de paramètres et en essayant de maintenir les performances de stabilité et de rapidité.

## 3. DECOMPOSITION ET $\mu$ -ANALYSE

### 3.1 Variation des paramètres

Nous pouvons noter sur la Figure 7, que le comportement d'un ressort présente des variations de son coefficient de raideur, et dans notre cas, tous les ressorts même de raideur différente, présentent se comportement non linéaire, qu'il faudra prendre en compte.

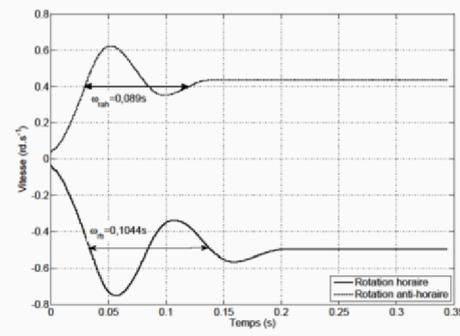


Fig. 7. Raideur non linéaire d'un ressort.

Nous introduisons donc une variation structurée et non structurée de ce comportement en décomposant le couple  $CT$  comme en (3)

$$C_T = K_T (1 + \delta_k k) \Delta\theta \quad (3)$$

En centrant le domaine de variation pour avoir  $\delta_k$  entre  $[+1 \ -1]$  nous obtenons (4)

$$\begin{cases} C_T = K_T \Delta\theta + k z_k \\ z_k = K_T \Delta\theta \\ v_k = \delta_k z_k \end{cases} \quad (4)$$

Nous procédons de la même façon pour la variation d'inertie cette décomposition LFT (5) aboutit au schéma figure 8.

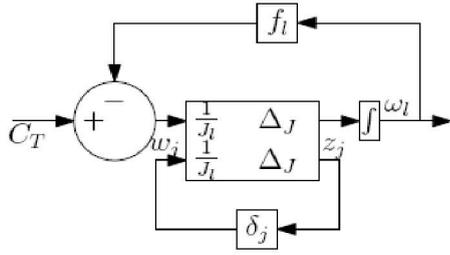


Fig. 8. LFT sur la variation d'inertie

Avec :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_l = \frac{C_T - f_l \omega_l}{J_l} + \Delta_J w_j \\ z_j = \frac{C_T - f_l \omega_l}{J_l} + \Delta_J w_j \\ w_j = \delta_J z_j \end{cases} \quad (5)$$

Nous obtenons finalement la décomposition de la matrice dynamique (6) pour les incertitudes structurées (la variation bornée de raideur, de l'inertie et du frottement) :

$$A + \Delta A = \begin{pmatrix} -\frac{f_m}{J_m} & 0 & -\frac{K_T + \Delta K_T}{J_m} \\ 0 & -\frac{f_l + \Delta f_l}{J_l + \Delta J_l} & \frac{K_T + \Delta K_T}{J_l + \Delta J_l} \\ 1 & -1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow \Delta A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{\Delta K_T}{J_m} \\ 0 & \frac{f_l(J_l + \Delta J_l) + f_l + \Delta f_l}{J_l + \Delta J_l} & \frac{f_l(J_l + \Delta J_l) + K_T + \Delta K_T}{J_l + \Delta J_l} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

La décomposition LFT de l'ensemble de ces variations et incertitudes structurées est donnée et détaillée sur le schéma bloc de la Figure 9.

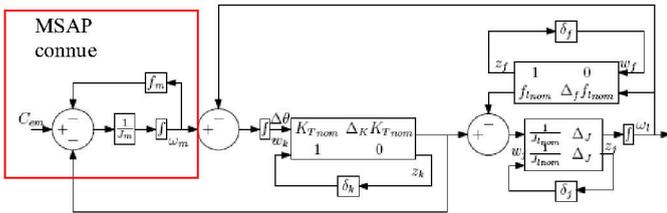


Fig. 9. LFT structurée du système électromécanique complet

### 3.2 Retard et dynamique négligés

La vitesse est obtenue à partir de la position. Cette dérivation implique un retard d'une période d'échantillonnage modélisé suivant (7). Ce retard est par la suite linéarisé au premier ordre. Nous pouvons ajouter une incertitude non structurée prenant en compte cet effet Fig 10.

$$\omega_m(p) = \omega_{m\text{q}}(p) e^{-jT_m p}$$

$$\text{et donc } G_\omega(p) = |e^{-T_m p} - 1| = \frac{2T_m p}{2 + T_m p} \quad (7)$$

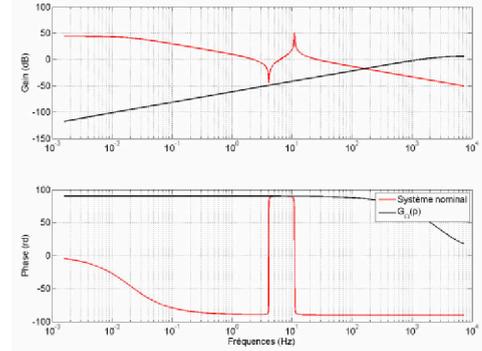


Fig. 10. Bode du système avec modèle du retard

Nous avons vu que le couple moteur était délivré au travers de la boucle de courant négligé pour la synthèse de la partie mécanique. Une accélération du système mécanique peut engendrer un couplage de ces boucles imbriquées et amener des modes oscillants qu'il faut éviter. Cette boucle se modélise par (8) et à un comportement donné par la Fig. 11.

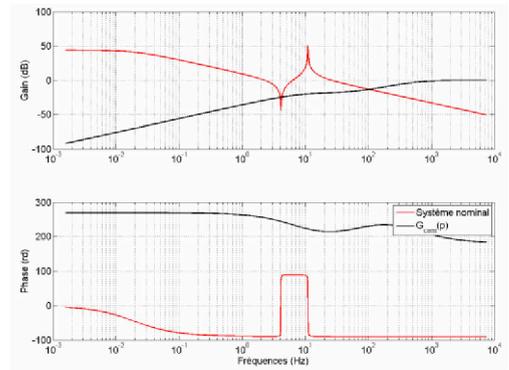


Fig. 11. Ajout de la dynamique 'négligée' sur les courants

L'incertitude ici est multiplicative (8), avec  $G_{act}$  la dynamique négligée notamment sur les courants de l'actionneur.

$$G(p) = G_{nom}(p)(1 + \delta(p)\Delta(p)) \quad (8)$$

$$G_{cem} = |G_{act} - 1|, \quad \|G_{cem}\|_\infty \leq 1$$

$$G_{cem}(p) = \frac{-T_{ic}R_s - L_d T_{ic} p^2}{1 + (T_{ic}K_{pc} + T_{ic}R_s)p + L_d T_{ic} p^2}$$

De manière générale, le traitement des bruits blancs plutôt hautes fréquences peut se représenter par (9) via une entrée exogène.

$$\omega_{mb}(t) = \omega_m(t) + \text{bruit} \quad (9)$$

$$W_b(p) = g_1 \frac{p^4}{(1 + \frac{1}{30})^4 (1 + \frac{4\pi}{T_m})^4} \quad (10)$$

Pour inclure les bruits de dérivation numérique, nous établissons par des mesures à vitesses nominales, le gabarit Fig12, dans lequel ces bruits se situent en approchant le gain  $g1$  et la bande passante  $1/T_m$  pour établir la fonction  $W_b(p)$  (10).

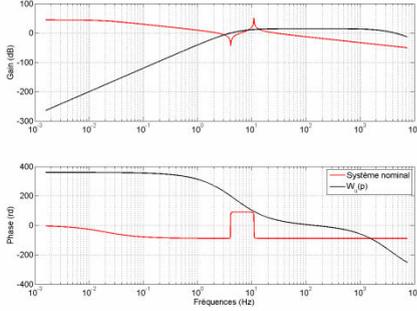


Fig. 12. Modèle des bruits sur l'information de vitesse moteur

L'ensemble de ces éléments, constitue des incertitudes non structurées regroupées dans une matrice pleine  $\Delta_u(p)$  (11), donnée à l'aide de la Robust Control Toolbox de Matlab™.

$$\begin{pmatrix} \delta_j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Delta_u(j\omega) \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\Delta_u(j\omega) \subset \{\Delta_{cem}, \Delta_\Omega, \Delta_b\}$$

Le but étant d'imposer des petits gains au contrôleur  $K_c$ , dans ces hautes fréquences pour maintenir la stabilité. Les vecteurs d'entrée et de sortie du bloc d'incertitude sont donc maintenant de dimension 5 (Fig 13) et viennent s'ajouter au système certain.

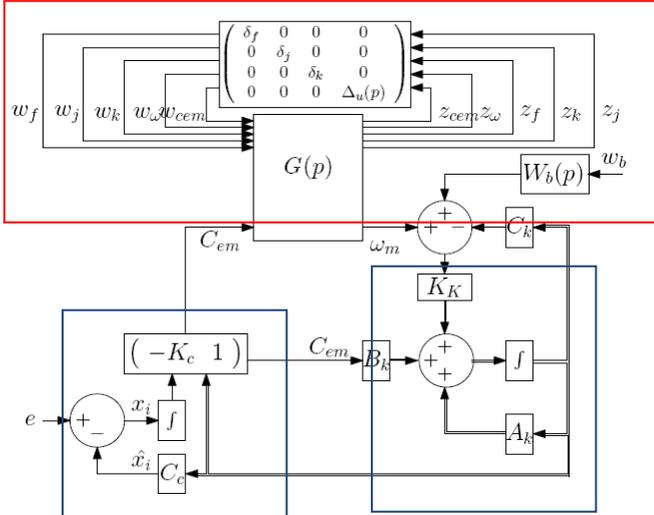


Fig. 13. Schéma bloc de la boucle fermée incertaine (haut). Bloc de commande et éventuellement observateur (bas)

Sur cette représentation complète nous pouvons appliquer les méthodes de la  $\mu$ -analyse permettant de savoir pour un jeu de coefficients  $K_c$  de retour d'état, si la norme infinie liée aux incertitudes est maintenue inférieure à 1, i.e., le système bouclé sera stable (12). Ce critère théorique préalable à toute simulation, permet de rejeter la solution et surtout, en phase expérimentale, afin de ne pas détériorer le système.

$$\underline{\Delta} = \left\{ \begin{array}{l} \Delta = \text{diag}\{\delta_1 \mathbf{I}_1, \dots, \delta_r \mathbf{I}_r, \Delta_1(p), \dots, \Delta_q(p)\} \in \mathbb{C}^{k \times k} \\ \delta_i \in \mathbb{R}; \Delta_i(p) \in \mathbb{C}^{k_i \times k_i} \end{array} \right\} \quad (12)$$

$$\mu_{\underline{\Delta}}(H_{zv}) = (\inf_{\Delta \in \underline{\Delta}} (\overline{\sigma}(\Delta) : \det(\mathbf{I} - \Delta H_{zv}) = 0))^{-1}$$

$$\|\underline{\Delta}\|_{\infty} \leq 1 \Rightarrow \mu_{\underline{\Delta}}(H_{zv}) \leq 1$$

Nous calculons donc ce critère sur la boucle fermée (dim 5) avec incertitudes  $\Delta H_{zv}$  (car  $\Delta$  et  $H$  stables séparément) et si  $\|\underline{\Delta}\|_{\infty} > 1$ , pour  $K_c$  donné, on ne peut accepter toutes les variations. Nous cherchons donc la plus grande matrice  $\underline{\Delta}$  selon  $K_c$  de la boucle fermée restant stable  $\mu_{\underline{\Delta}}(H_{zv}) \leq 1$ .

#### 4. OPTIMISATION SUPERVISEE

Pour obtenir un correcteur assurant les performances de l'actionneur quels que soient les paramètres de la charge entraînée, nous avons mis en place une optimisation basée sur la méthode des algorithmes évolutionnaires (Back (1996), Eiben (1999)). Cette méthode n'est pas exposée ici et seul un organigramme de principe est présenté sur la Figure 13. La  $\mu$ -analyse intervient au niveau de la création de la nouvelle génération à tester permettant de pénaliser a priori le critère à optimiser sans même l'évaluer par simulation.

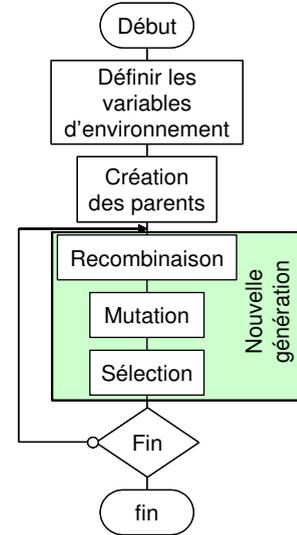


Fig. 14. Algorithme évolutionnaire.

Le critère de performance utilisé pour converger vers le correcteur optimum doit refléter bien sûr, les performances désirées. Nous calculons donc après chaque simulation le critère de performance (13) qui dépend du jeu de paramètres  $\Theta_i$  testé pour l'élément  $i$  de chaque génération.

$$f = \sum_{i=0}^n \left( \int_0^{T_{end}} (\omega_{l_{ref}}(t) - \omega_i(t, \Theta_i))^2 dt + 2 \int_{T_{end}-1}^{T_{end}} \text{abs}(C_{em_{ref}}(t) - C_{em}(t, \Theta_i)) t \cdot dt \right) \quad (13)$$

Le critère présente le calcul en 2 parties : l'une sous forme de l'intégrale de l'erreur quadratique (ISE) pour obtenir la meilleure dynamique possible en poursuite de consigne de vitesse ; le second calcul l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur multipliée par le temps (ITAE) pour obtenir également une bonne performance en rejet de perturbation de couple.

## 5. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous illustrons Fig15 et Fig16, les résultats expérimentaux obtenus. Si nous ne tenons pas compte des incertitudes, l'optimisation fournit un jeu de commande permettant, en simulation, d'avoir le comportement souhaité (courbes rouges).

Rappel : ces résultats de simulation sont obtenus sans la boucle de courant et sans la modélisation de la non-réalité de la raideur.

Sur ces mêmes figures nous notons le résultat obtenu sur le dispositif expérimental (courbes noires). Nous voyons qu'en prenant en compte toutes les incertitudes, le critère ( $\|\Delta\|_{\infty} \leq 1 \Rightarrow \mu_{\Delta}(H_{zv}) \leq 1$ ) de la Fig15 n'est pas respecté et le dispositif pratique n'est pas stable (d'autres coefficients amènent une plus grande instabilité mais obligent à un arrêt d'urgence qui ne permet pas de montrer complètement le comportement).

Sur la Figure 16 par contre, la  $\mu$ -analyse a rejeté les coefficients non satisfaisants. Par conséquent, le jeu de coefficient de la commande ne change pas la dynamique de la boucle fermée mais en plus, permet d'obtenir la stabilité.

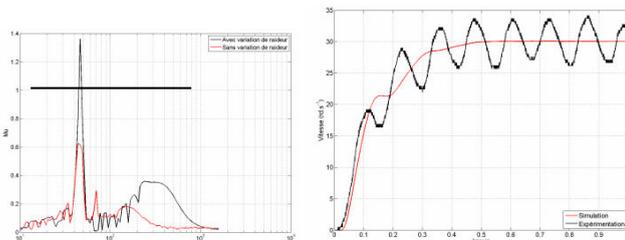


Fig. 15.  $M$ -analyse et courbe de vitesse (simulation et expérimentation) : système réel non stable.

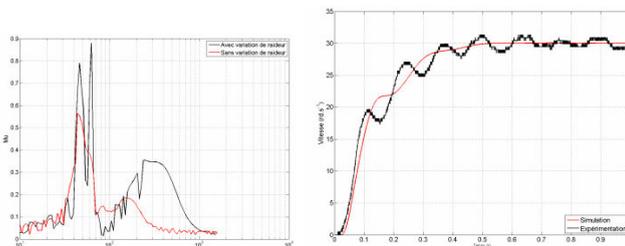


Fig. 16.  $\mu$ -analyse et courbe de vitesse (simulation et expérimentation) : système réel stable.

## 6. CONCLUSIONS

Nous avons donc modélisé sous forme de transformation et de décomposition fractionnaire linéaire (LFT) les incertitudes présentes dans un actionneur synchrone moderne entraînant une charge mécanique complexe. L'analyse présentée permet de construire une décomposition en incertitudes structurées et non structurées des éléments constitutifs du dispositif réel.

Cette analyse permet de rejeter des jeux de combinaison : Coefficients de réglages – paramètres de charge ; entraînant une instabilité. Cette analyse utilisée dans un algorithme évolutionnaire d'optimisation permet d'accélérer le temps de convergence d'un facteur 2. En effet, toutes les simulations

longues du fait de la réduction du pas de calcul des simulateurs en cas de divergence ou de limite de stabilité sont ici évacuées. La convergence de l'algorithme d'optimisation permet d'obtenir rapidement les coefficients de la commande par retour d'état assurant la stabilité et le maximum de performance possible quels que soient les paramètres de la charge.

Les résultats expérimentaux obtenus sur une charge mécanique dont les paramètres bougent largement, ont montrés les mêmes résultats et la bonne performance du régulateur obtenu.

A la fin de cette étude nous pouvons donc proposer une approche automatique de plus en plus classique, de décomposition LFT, l'utilisation de fonction disponibles de  $\mu$ -analyse et l'utilisation d'un algorithme d'optimisation standard, le tout pour la synthèse des coefficients d'un retour d'état pour la commande d'un actionneur. Ceci permet à un utilisateur quelconque, d'utiliser ces méthodes et outils pour tout type d'entraînement et de pouvoir implanter la loi de commande sans surprise et à moindre coût.

De plus, cette étude est valable également si nous utilisons une structure de commande par retour d'état et observateur pour laquelle les gains peuvent venir s'ajouter simplement au vecteur de coefficients à optimiser sans autre formalité.

## REFERENCES

- Bäck T. (1996), Evolutionary algorithms in theory and practice, Oxford university press, CA: New York, 1996.
- Carriere S., Caux S., Fadel M., (2009) Synthèse LQ pour le contrôle en vitesse d'un actionneur synchrone autopiloté accouplé directement à une charge mécanique incertaine, e-sta, 2009 n°1 – special CIFA2008 – 1ere Partie – Article 6.
- deSousa, MATF., Caux, S., and Fadel, M. (2006): *Design of robust controllers for PMSM drive fed with PMW inverter with inertia load variation*, Int. Symp. on Indus. Elec., Montreal, Canada, 2006, pp. 217 – 222.
- Duc G. and Font S. (1999) Commande Hinf et  $\mu$ -analyse, ed. Hermes, CA: Paris.
- Eiben, A. E. . Hinterding R. H and Michalewicz Z (1999), *Parameter control in evolutionary algorithms*. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 3(2), July 1999.
- Peter K., Schöling I. and Orlik B. (2001) "Robust state-feedback Hinf control of a nonlinear two-mass system", Proc. Industry application, 2001, pp. 569-575.
- Skogestad S. and Postlethwaite I. (2005), Multivariable feedback control: an analysis and design, John Wiley and Sons, 2005.
- Silva W., Acarnley P. and Finch J. (2000), *Application of Genetic Algorithms to the Online Tuning of Electric Drive Speed Controllers*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47(1), Feb. 2000.
- Zheng F., Wang Q. and Lee T. H., (2001) *On the design of multivariable PID controllers via LMI approach*. Conf. Rec. IECON'01, Denver, USA, 2001, pp.776-780.