

De la commande robuste à la commande adaptative Ioan Doré Landau

▶ To cite this version:

Ioan Doré Landau. De la commande robuste à la commande adaptative. D. Popescu. Automatique Avancée et Informatique Appliquée, Académie Roumaine, 6p., 2009. hal-00384412

HAL Id: hal-00384412 https://hal.science/hal-00384412

Submitted on 15 May 2009

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.

De la Commande Robuste à la Commande Adaptative

I.D. Landau

GIPSA-LAB Grenoble Département d'Automatique, ENSIEG, B.P. 46, 38402 Saint Martin D'Hères, France E-mail : landau@lag.ensieg.inpg.fr

 $R\acute{esum\acute{e}}$ The paper emphasizes the interaction between robust control, identification in closed loop and adaptive control. Robust control and algorithms developed for plant model identification in closed loop have led to new designs of adaptive control systems. Their performances are further enhanced by the use of multiple-model adaptive control, based on switching and tuning.

Keywords : Adaptive control ; multiple models ; closed-loop identification ; robust control ; supervisory control.

I. INTRODUCTION

Pendant longtemps la commande robuste et la commande adaptative ont été considérées comme deux techniques en compétition pour la conception des systèmes de commande en présence d'incertitudes sur le modèle du procédé à commander (variations des paramétres).

Les développements récents indiquent que ces deux techniques sont complémentaires et la clé pour la compréhension de cette complémentarité a été fournie par les progrés éfféctués dans l'identification des procédés en boucle fermée. Du point de vue de la commande robuste, la commande adaptative est une méthode pour réduire le niveau d'incertitude du modèle du procédé par l'utilisation d'un schéma d'identification en boucle fermée et en temps réel du modèle du procédé. La conception d'un régulateur robuste concerne le calcul d'un régulateur en présence d'incertitudes sur le modèle du procédé. Ces incertitudes couvrent les variations des paramétres (correspondant aux fréqunces basses et moyennes)et des incertitudes non structurées (dynamiques non modélisées) souvent situées dans les hautes fréquences.

La commande adaptative permet de prendre en compte les variations des paramétres, mais le problème de la prise en compte des incertitudes non structurées reste présent. Dans le passé ce problème de la prise en compte des incertitudes non structurées a été seulement considéré sur l'angle de la robustification des algorithmes d'adaptation. C'est seulement dans les dernières années qu'il a été reconnu que ce problème doit être pris en compte aussi au niveau de la conception de la stucture du régulateur adaptatif. Ce régulateur indépendament de l'algorithme d'adaptation doit être robuste vis--vis des incertitudes non structurées. Il y a donc une intéraction forte entre la commande robuste, l'identification en boucle fermée et la commande adaptative et cette intéraction est renforcée par l'utilisation de la commande supervisée (ou à commutation de modèle) qui permet d'améliorer sensiblement les transitoires d'adaptation dans le cas des variations importantes et rapides des paramètres du modèle.

La suite de l'article est organisée comme suit. Le pa-

ragraphe 2 passe en revue le problème de la conception du régulateur et de sa validation en temps réel. L'identification en boucle fermée et ses relations avec la commande robuste sont discutées dans le paragraphe 3. Le paragraphe 4 présente une stratégie itérative pour l'identification en boucle fermée et le recalcul du régulateur et explique le lien avec la commande adaptative. Le paragraphe 5 présente briévement quelques solutions pour la "robustification" des régulateurs utilisés en commande adaptative. L'utilisation des techniques d'identification en boucle fermée est discutée dans le paragraphe 6. Le principe de la commande adaptative utilisant des modèles multiples est brièvement présenté dans le paragraphe 7.

II. CONCEPTION DU RÉGULATEUR ET VALIDATION TEMPS RÉEL

Pour concevoir et ajuster un "bon" régulateur il faut :

1. Spécifier les performances désirées pour la boucle de commande-régulation;

2. Identifier le modèle dynamique du procédé;

3. Une technique de conception du régulateur compatible avec les performances désirées et le modèle du procédé;

4. Une technique de mise en oeuvre du régulateur;

5. Une procédure de validation du régulateur et de réajustement sur site;

6. Une procédure de maintenance du régulateur.

L'étape 1 concerne non seulement les traditionnelles spécifications des performances dans le domaine temporel ou fréquentiel mais aussi la spécification des différentes fonctions de sensibilité qui vont permettre d'assurer la robustesse du système de commande par rapport aux incertitudes du modèle.

L'étape 2 requiert en général l'identification d'un modèle dynamique(ou de plusieurs modèles) à partir des données. L'étape 3 soulève la question de la compatibilité de la méthode de conception du régulateur avec le type de modèle qui résulte de l'identification et avec les performances désirées.

L'étape 4, (implémentation du régulateur) ne fait pas partie des objectifs de l'article et ne sera pas traitée.

L'étape 5 concerne la validation du régulateur calculé, ce qui implique une comparaison entre les performances effectivement obtenues sur le système réel et les performances obtenues sur le système de conception (voir fig. 1). Comme le régulateur est le même sur le système réel et sur le système de conception la validation du régulateur



Fig. 1. Le système réel et le système de conception .

va mettre en évidence si le modèle utilisé pour la conception permet effectivement d'obtenir sur le système réel les performances désirées nominales et les contraintes sur les fonctions de sensibilité.

Si les performances obtenues sur le système réel ne sont pas suffisament proches de celle obtenues sur le système de conception il résulte qu'il nous faut améliorer le modèle utilisé pour la conception. Une voie très efficece est de refaire une identification cette fois ci en boucle fermée utilisant le régulateur calculé précédemment (pourvu qu'il stabilise le système réel) et après recalculer le régulateur.

On peut aussi se demander (dans l'optique de la validation du modèle) quelle est la signification d'un "bon" modèle dans le contexte de l'identification en boucle fermée. Un "bon" modèle doit permettre d'obtenir une image précise du comportement de la boucle fermée. En d'autres mots, en remplacant dans la figure 1, le modèle utilisé pour la conception du régulateur par le nouveau modèle identifié en boucle fermée, l'écart entre les deux systèmes doit être réduit.

La maintenance du régulateur (étape 6) n'est rien d'autre qu'une validation du régulateur après une période de fonctionnement et un réajustement de ce régulateur si nécéssaire sur la base d'un nouveau modèle obtenu par identification en boucle fermée.

Si maintenant on répéte un nombre de fois l'identification en boucle fermée suivie d'un recalcul du régulateur on peut esperer de s'approcher de plus en plus du meilleur modèle de conception. Ceci et l'idée de base de l'approche itérative pour l'identification en boucle fermée et le recalcul du régulateur qui a été initiée dans les années quatrevingtdix([1], [14]) et a un impact certain en pratique

Néanmoins comme la plupart des résultats obtenus en pratique l'ont montré, l'amélioration la plus significative s'obtient en général avec la première identification en boucle fermée.

III. Identification en boucle fermée et commande robuste

Comme indiqué dans le paragraphe précédent, l'utilisation de l'identification en boucle férmée est motivée par la nécéssité d'ameliorer le calcul du régulateur.

Mais l'utilisation de l'identification en boucle fermée est



Fig. 2. Système en boucle fermée avec régulateur R-S-T .

motivée aussi par d'autre considérations pratiques

- identification des procédés avec comportement intégral ou instables en boucle ouverte
- identification des modèles de procédés quand un régulateur existe dèja

Des nouveaux algorithmes ont été développés à la fin des années quatre-vignt-dix dans le contexte de l'approche itérative pour l'identification en boucle fermée et le recalcul du régulateur (le terme "identification pour la commande" caractérise cette approche). En fait l'identification en boucle fermée ne peut pas être dissociée du régulateur et des considérations de robustesse.

Le schéma de base d'une boucle de régulation numérique est représentée dans la figure 2. Le modèle du procédé est caractérisé par un opérateur de transfert (où q^{-1} est l'opérateur de retard unitaire) :

$$G(q^{-1}) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})}$$
(1)

 avec :

 φ

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_B} q^{-n_B}$$
(2)
= $a^{-1} P^*(a^{-1})$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_A} q^{-n_A}$$
(3)
= 1 + q^{-1} A^*(q^{-1}).

Le sytème en boucle fermée utilise un régulateur numérique R-S-T à deux degrès de libérté.

La sortie du procédé, en boucle fermée, est donnée par :

$$y(t+1) = -A^* y(t) + B^* u(t-d) + Aw(t+1) = \theta^T \varphi(t) + Aw(t+1),$$
(4)

où u(t) est l'entrée du procédé, y(t) est la sortie du procédé, w(t) est la perturbation en sortie et :

$$\theta^T = [a_1 \cdots a_{n_A}, b_1 \cdots b_{n_B}] \tag{5}$$

$$T(t) = [-y(t)\cdots y(t-n_A+1), (6) u(t-d)\cdots u(t-n_B+1-d)]$$

$$u(t) = -\frac{R(q^{-1})}{S(q^{-1})}y(t) + r'_u(t)$$
(7)

où r_u' est l'excitation externe équivalente superposée à la sortie du régulateur. En général :

$$r'_{u} = \frac{T(q^{-1})}{S(q^{-1})}r + r_{u} \tag{8}$$

où r est le signal de référence et r_u est un signal externe ajouté à la sorite du régulateur.



Fig. 3. Marges de robustesse.

Un rôle fondamental pour la conception du régulateur, la robustesse et l'identification en boucle fermée est joué par les fonctions de sensibilité

La *fonction de sensibilité perturbation-sortie* (souvent appelée "fonction de sensibilité") est donnée par :

$$S_{yp}(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})S(z^{-1})}{P(z^{-1})}$$
(9)

où :

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1})$$
(10)
+ $z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1})$

est le polynôme charactéristique de la boucle fermée dont les racines sont les pôles de la boucle fermée.

La fonction de sensibilité perturbation-entrée est donnée par :

$$S_{up}(z^{-1}) = -\frac{A(z^{-1})R(z^{-1})}{P(z^{-1})}.$$
 (11)

 S_{up} correspond au transfert entre la perturbation w et l'entrée u, S_{yp} correspond à la fonction de transfert entre w et y,mais aussi à la fonction de transfert entre r_u et u, qui sont des quantités mesurables. En consequence, S_{yp} peut être identifé à partir des données.

Le module de l'inverse de la fonction de sensibilité de sortie donne à chaque fréquence la distance entre la fonction de transfert de la boucle ouverte et le point critique (-1, j0). Ceci permet de définir *la marge de module* qui constitue une marge de robustesse très significative. La *marge de module* (ΔM) , présentée dans la Fig. 3, est donnée par :

$$\Delta M = |S_{yp}^{-1}(j\omega)|_{\min} = (|S_{yp}(j\omega)|_{\max})^{-1} \quad (12)$$

= $||S_{yn}(j\omega)||_{\infty}^{-1}.$

Une autre marge de robustesse importante est la marge $de \ retard$, définie par :

$$\Delta \tau = \min_{i} \frac{\Delta \phi_i}{\omega_{cr}^i} \tag{13}$$



Fig. 4. Gabarits pour les fonctions de sensibilité - a) Fonction de sensibilité perturbation-sortie, b) Fonction de sensibilité perturbation-entrée.

où $\Delta \phi_i$ sont les marges de phase associées au fréquences de croisement ω_{cr}^i .

Les fonctions de sensibilité sont reliées aux conditions de stabilité robuste de la boucle fermée par rapport aux incertitudes sur le modèle du procédé.

En général pour une famille de modèles de procédé $\mathcal{P} \in \{\hat{G}(z^{-1}), W(z^{-1})\}$, où $\hat{G}(z^{-1})$ est le modèle nominal et $W(z^{-1})$ définit la taille de l'incertitude dans le domaine fréquentiel , les conditions de stabilité robuste prennent la forme :

$$||S_x(z^{-1})W_x(z^{-1})||_{\infty} < 1$$
(14)

ou la forme

$$S_x(z^{-1})| < |W_x(z^{-1})|^{-1}; \ \forall z = e^{j\omega}$$
 (15)

 S_x et W_x dépendent du type d'incertitude. Les bornes sur l'amplitude des incertitudes dans le domaine fréquentiel se traduisent par des contraintes supérieures sur le module des différentes fonctions de sensibilité. Les relations qui existent entre les diverses fonctions de sensibilité induisent des contraintes inférieures sur les différentes fonctions de sensibilité. In fine ceci correspond à des gabarits imposés aux différentes fonctions de sensibilité. Inversement, les contraintes imposées aux fonctions de sensibilité peuvent être traduites en termes d'incertitudes tolérées. Des gabarits typiques pour S_{yp} et S_{up} sont présentés dans la Fig. 4.

A noter que la fonction de sensibilité perturbationentrée reflète non seulement la tolérance par rapport aux incertitudes de type additif mais aussi l'activité de la commande sous l'effet des perturbations (une valeur importante dans une zone de fréquence indique une robustesse faible ainsi qu'une sollicitation importante de l'actionneur).

Des techniques pour combiner l'obtention des performances nominales avec le calibrage des fonctions de sensibilité performance ont été développées et appliquées en pratique [4],[8],[9],[11].



Fig. 5. Représentation équivalente d'une configuration d'identification en boucle fermée.

Considérons maintenant le schéma de la Fig. 2 avec r = 0 (où constant), et un signal d'excitation r_u appliqué pour l'identification (typiquement une séquence binaire pséudo-aléatoire). Une représentation équivalente est présentée dans la Fig. 5. On observe que l'entrée effective appliquée au procédé correspond au signal d'excitation filtré par la fonction de sensibilité, mais qu'en même temps le problème du bruit devient critique à cause de la contre-réaction. On observe que le spectre du signal d'entrée va être renforcé dans les zones fréquentielles où le module de la fonction de sensibilité de sortie est important, c'est à dire où le hodographe de Nyquist est proche du point critique (-1, j0). Ceci doit permettre d'identifier un meilleur modèle dans une région critique pour les performances et la robustesse.

Il est donc nécéssaire de développer des algorithmes d'identification en boucle fermée qui prennent avantage du spectre amélioré du signal d'entrée mais qui ne sont pas afféctés par le bruit dans le contexte de la boucle fermée.

Considérons la configuration présentée dans la Fig.1 utilisée pour la validation du régulateur. La partie supérieure représente le vrai système en boucle fermée et la partie inférieure correspond au système de conception(et simulation). L'objectif de la validation du régulateur est mettre en évidence l'écart entre les deux systèmes. Une information significative est donnée par l'erreur de sortie en boucle fermée (la différence entre les sorties des deux systèmes). S'il y a une erreur elle ne peut provenir que de la différence entre le modèle du système réel et le modèle utilisé pour la conception du regulateur (car les régulateurs sont les mêmes). Dans ce cas l'objectif sera d'identifier un nouveau modèle du procédé à partir des données acquises en boucle fermée et qui va minimiser l'erreur de sortie en boucle fermée au sens d'un certain critère. Une fois l'identification terminée, un nouveau régulateur pourra être calculé sur la base du nouveau modèle identifié. En fait dans ce contexte, l'objectif de l'identification en boucle fermée est d'obtenir un modèle de procédé qui conduit à un meilleure prédiction du comportement de la boucle fermée réelle. Ce principe est illustré dans la figure 6 où l'algoritme d'adaptation paramétrique va modifier les paramètres du modèle à fin de minimiser l'erreur de sortie en boucle fermée.

En suivant cette approche une famille d'algorithmes appellée "Erreur de sortie en boucle fermée (CLOE-Closed Loop Output Error)" a été développée. [6], [7]. Leur caractéristique commune est la structure du prédicteur ajustable illustrée dans la Fig.6 et donnée par :

$$\hat{y}^{0}(t+1) = \hat{\theta}^{T}(t)\phi(t)$$
 (16)



Fig. 6. Identification par la méthode de l'erreur de sortie en boucle fermée.

où :

í

=

$$\hat{\theta}^T(t) = [\hat{a}_1(t)\cdots\hat{a}_{n_A}(t), \hat{b}_1(t)\cdots\hat{b}_{n_B}(t)] \quad (17)$$

$$\begin{aligned} (t) &= \left[-\hat{y}(t) \dots - \hat{y}(t - n_A + 1), \\ \hat{u}(t - d) \dots \hat{u}(t - n_B + 1 - d) \right] \end{aligned}$$
(18)

$$\hat{y}(t) = \hat{\theta}^T(t)\phi(t-1)$$
(19)

$$\hat{u}(t) = \frac{R(q^{-1})}{S(q^{-1})}\hat{y}(t) + r'_u(t).$$
(20)

 $\hat{y}^0(t)$ est la sortie prédite "a priori" et $\hat{y}(t)$ est la sortie prédite "a posteriori . L'erreur de sortie en boucle fermé e(a posteriori) est donnée par :

$$\epsilon(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1)$$
(21)
= $\frac{S}{P} [\theta - \hat{\theta}(t+1)]^T \phi(t) + w'(t+1).$

où

$$w'(t+1) = \frac{AS}{P}w(t+1) = S_{yp}w(t+1)$$
(22)

Tous les algorithmes utilisent l'algorithme d'adaptation paramétrique suivant :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t)\Phi(t)\epsilon_{CL}(t+1)$$
(23)

$$F(t+1)^{-1} = \lambda_1(t)F(t)^{-1} + \lambda_2(t)\Phi(t)\Phi(t)^T$$
(24)

$$0 < \lambda_1(t) \le 1 \; ; \; 0 \le \lambda_2(t) < 2$$

$$\epsilon_{CL}(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1)$$
(25)
$$= \frac{y(t+1) - \hat{y}^0(t+1)}{1 + \phi^T(t)F(t)\phi(t)}.$$

Ce qui différe d'un algorithme à un autre c'est le vecteur des régresseurs $\Phi(t)$, qui prend les formes suivantes : CLOE (Erreur de sortie en boucle fermée - Closed Loop Output Error) :

$$\Phi(t) = \phi(t). \tag{26}$$

F-CLOE (Erreur de sortie en boucle fermée avec filtrage - Filtered Closed Loop Output Error) :

$$\Phi(t) = \frac{S(q^{-1})}{\hat{P}(q^{-1})}\phi(t)$$
(27)

où \hat{P} est une estimation du polynôme caractéristique de la boucle fermée obtenue à partir d'une estimation initiale

du modèle du procédé (obtenue par exemple en faisant une identification en boucle ouverte). On a :

$$\hat{P}(q^{-1}) = \hat{A}(q^{-1})S + q^{-d}\hat{B}(q^{-1})R.$$
(28)

AF-CLOE (Erreur de sortie en boucle fermée avec filtrage adaptatif - Adaptive Filtered Closed Loop Output Error) :

$$\Phi(t) = \frac{S(q^{-1})}{\hat{P}(t, q^{-1})}\phi(t)$$
(29)

avec :

$$\hat{P}(t,q^{-1}) = \hat{A}(t,q^{-1})S(q^{-1})
+ q^{-d}\hat{B}(t,q^{-1})R(q^{-1})$$
(30)

où $\hat{A}(t)$ et $\hat{B}(t)$ correspondent aux estimations de A et Bà l'instant t.

L'analyse des propriétés asymptotique du modèle estimé dans le domaine fréquentiel quand le modèle estimé n'a pas nécéssairement la même structure que le vrai modèle (approximation d'ordre par exemple) se trouve dans [3]. Pour le cas des méthodes d'erreur de sortie en boucle fermée(excitation rajoutée à la sortie du régulateur), la formule commune qui donne les propriétés du vecteur des parmètres estimés quand le nombre de données tend vers $\rightarrow \infty$ est :

$$\hat{\theta}^* = \arg\min_{\theta} \int_{-\pi}^{\pi} |S_{yp}(j\omega)|^2 [|G(j\omega) - \hat{G}(j\omega)|^2 \\ .|\hat{S}_{yp}(j\omega)|^2 \phi_{r_u}(\omega) + \phi_w(\omega)] d\omega$$
(31)

où $G(\omega)$ correspond au vrai modèle entrée-sortie, $\hat{G}(\omega)$ correspond au modèle estimé, S_{yp} est la vraie fonction de sensibilité perturbation-sortie, \hat{S}_{yp} correspond à la fonction de sensibilité perturbation-sortie estimée calculée sur la base du modèle estimé \hat{G} (c'est à dire la fonction de sensibilité perturbation-sortie du prédicteur de la boucle fermée), $\phi_{r_u}(\omega)$ est la densité spectrale de l'excitation externe ajoutée à la sortie du régulateur et $\phi_w(\omega)$ est la densité spectrale du bruit de mesure.

Cette formule montre clairement que :

- le bruit n'affecte pas l'estimation des paramètres, et
- la distribution fréquentielle de l'erreur sur les paramétres (biais) est non seulement pondérée par la fonction de sensibilité de sortie (en terme de spectre) tel qu'on pouvait s'attendre suite à l'examen de la Fig. 4 mais en plus elle est pondérée aussi par la fonction de sensibilité perturbation-sortie estimée.

En d'autre termes, en utilisant ce type d'algorithme, la précision de l'estimation est fortement améliorée dans les zones fréquentielles critiques pour la commande (où le hodographe de Nyquist est proche du point critique) et ceci n'est pas contrecarré par le bruit (quelque soit ses propriétés spectrales).

IV. LIENS ENTRE LA PROCÉDURE ITÉRATIVE D'IDENTIFICATION EN BOUCLE FERMÉE ET RECALCUL DU RÉGULATEUR ET LA COMMANDE ADAPTATIVE

Dans la commande adaptative indirecte, les paramétres du régulateur sont recalculés en général à chaque pas d'échantillonnage sur la base du modèle du procédé estimé au même instant. Mais il existe des procédures où les paramètres du régulateur sont remis à jour seulement tous les N pas.

La procédure itérative d'identification en boucle fermée suivie du recalcul du régulateur peut être vue comme un schéma de commande adaptative indirecte. Si on suppose que le processus à controller a des paramétres constants sur un large horizon de temps, on peut considerer aussi un horizon long N pour l'estimation des paramétres du modèle en boucle fermée suivie du recalcul du régulateur. Bien entendu cette procédure peut être répétée tous les Npas. Néanmoins il y a une difference fondamentale entre les deux approches, en rapport avec l'horizon d'identification. Pour des horizons d'identification courts, l'estimation des paramètres du modèle en commande adaptative se fait en présence d'un régulateur à paramétres variables dans le temps et sans que nécessairement un signal d'excitation persistante soit appliqué. Dans la procédure itérative, l'identification se fait en présence d'un régulateur à paramétres constants et en présence d'un signal d'excitation satisfaisant les conditions d'excitation persistante. En d'autre termes, la procédure itérative introduit une séparation des echelles de temps entre l'identification en boucle fermée et le recalcul du régulateur. Ceci permet une analyse plus fine dans la perspective de l'interaction entre l'identification et le calcul du régulateur.

V. Commande robuste pour la commande adaptative

Un système de commande adaptative réagit au incertitudes structurées paramétriques par l'ajustemnt des paramétres du régulateur en temps réel sur la base de l'estimation en temps réel du modèle du procédé. Mais on ne peut pas négliger la présence d'incertitudes nonstructurées. Celles-ci doivent être prisent en compte lors du calcul du régulateur à partir des paramétres estimés du modèle. Comme les incertitudes nonstructurées se trouvent en général en haute fréquences, il est nécéssaire que le module de la fonction de sensibilité perturabtionentrée S_{up} qui est directement reliée aux incertitudes additives tolérées soit faible a ces fréquences. Ceci s'obtient en général par l'introduction de pôles auxiliaires haute fréquence et surtout par l'ouverture de la boucle fermée à $0.5f_e$. Voir [2].

VI. Commande adaptative utilisant un Algorithme d'estimation d'erreur de sortie en boucle fermée

Un des problèmes majeur en commande adaptative est l'eventuelle dérive des paramètres estimés en absence d'une excitation persistante et en présence de perturbations.

Différentes techniques ont été proposées pour résoudre ce problème de la dérive des paramétres. Bien que ces techniques assure la stabilité du système, elles dégradent les performances. Voir [10].

Quand on utilise l'algorithme d'estimation d'erreur de sortie en boucle fermée, on observe que les paramétres



Fig. 7. Schéma de principe de la commande adaptative multimodèles avec commutation et ajustement.

éstimés ne sont pas influencés par les perturbations sur la sortie en absence d'un signal d'excitation (la référence) car le vecteur des regresseurs $\Phi(t)$ dépend du signal de référence r(t). $\Phi(t)$ est nul quand les variations de la référence sont nulles ce qui automatiquement conduit au gel des paramétres éstimés.

Cette propriété, associée à la propriété d'estimation asymptotique non biaisée (en absence de dynamiques non modélisées) et à la structure de la distribution du biais d'estimation en présence de dynamiques non modélisées, suggére l'utilisation de ces algorithmes dans les schémas de commande adaptative. Plus de détails et des résultats expérimentaux se trouvent dans [2].

VII. COMMANDE ADAPTATIVE AVEC MODÈLES MULTIPLES (COMMUTATION ET AJUSTEMENT)

L'introduction de cette approche en commande adaptative a été motivée par :

- l'amélioration des transitoires d'adaptation en présence de changement important et brusques de la dynamique du procédé,
- l'utilisation des informations disponibles a priori
- Cette approche a été introduite en[12] et [13].

Le schéma bloc de cette approche est détaillé dans la Fig.7 quand on utilise un estimateur type erreur de sortie en boucle fermée. G_1, G_2, G_3 représentent des modèles fixes correspondant à différentes conditions de fonctionnement. \hat{G} est le modèle ajustable utilisant l'algorithme CLOE pour l'estimation des paramétres. A chaque instant le superviseur choisit le meilleur modèle sur la base d'un critre d'érreur et la commande est calcule à partir de ce modèle. L'estimation du meilleur modèle se fait en deux étapes :

- Le modèle (et donc le régulateur) qui donne le plus petit critère d'erreur est rapidement choisi (commutation).
- Les paramétres d'un modèle ajustable sont adaptés par un algorithme d'adaptation paramétrique et celui ci va remplacer le modéle choisi par commutation une fois l'adaptation terminée (ajustement).

Pour des résultats expérimentaux voir [2].

VIII. CONCLUSIONS

Différentes techniques récentes d'identification et commande adaptative ont été passées en revue. Toutes ces techniques ont un point commun : elles mettent en évidence le lien entre la commande robuste, l'identification en boucle fermée et la commande adaptative.

Des développements récents sont dédiés au rejet adaptatif des perturbations inconnues. On constate aussi une intéraction forte entre l'identification, la commande robuste et la commande adaptative auxquels se rajoute l'utilisation du principe du modèle interne [5].

Références

- B.D.O. Anderson and R.L. Kosut. Adaptive robust control : online learning. In *Proc. 30th IEEE-CDC*, pages 297–298, Brighton, UK, 1991.
- [2] A. Karimi and I. D. Landau. Robust adaptive control of a flexible transmission system using multiple models. *IEEE Tran*sactions on Control Systems Technology, 8(2):321–331, 2000.
- [3] A. Karimi and I.D. Landau. Comparison of the closed loop identification methods in terms of the bias distribution. System Control Letters, 34 :159–167, 1998.
- [4] I.D. Landau. Commande des systèmes conception, identification et mise en oeuvre. Hermes, Paris, 2002.
- [5] I.D. Landau, A. Constantinescu, and D. Rey. Adaptive narrow band disturbance rejection applied to an active suspension - an internal model principle approach. *Automatica*, 41 :563–574, 2005.
- [6] I.D. Landau and A. Karimi. An output error recursive algorithm for unbiased identification in closed loop. *Automatica*, 33(5):933–938, 1997.
- [7] I.D. Landau and A. Karimi. Recursive algorithms for identification in closed loop - a unified approach and evaluation. *Automatica*, 33(8) :1499–1523, 1997.
- [8] I.D. Landau, A. Karimi, A. Voda-Besançon, and D. Rey. Robust digital control of flexible transmissions using the combined pole placement/sensitivity function shaping method. *European Journal of Control*, 1(2) :122–133, 1995.
- [9] I.D. Landau, J. Langer, D. Rey, and J. Barnier. Robust control of a 360° flexible arm using the combined pole/placement sensitivity function shaping method. *IEEE Trans. on CST*, 4(4):369–383, 1996.
- [10] I.D. Landau, R. Lozano, and M. M'Saad. Adaptive Control. Springer Verlag, London, U.K., 1997.
- [11] J. Langer and I.D. Landau. Combined pole placement/sensitivity function shaping method using convex optimization criteria. Automatica, 35:1111–1120, 1999.
- [12] A. Morse. Control using logic-based switching. in Trends in Control, A. Isidori, editor, Springer Verlag, Heidelberg, 1995.
- [13] K. Narendra and K. Balakrishnan. Adaptive control using multiple models. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-42 :171–187, 1997.
- [14] R.J.P. Schrama. Accurate models for control design : the necessity of an iterative scheme. *IEEE Trans. on Aut. Contr.*, 37 :991–994, 1992.

IX. NOTE BIOGRAPHIQUE

Ioan Doré LANDAU est Directeur de Recherche Emrite au C.N.R.S. et effectue ces travaux de recherche au Dpartement d'Automatique du Laboratoire GIPSA-LAB de Grenoble (ENSIEG/INPG/UJF/CNRS).

Son champ d'activité scientifique couvre la théorie et les applications dans les domaines de l'identification des systèmes, de la commande numérique robuste, de la commande adaptative et de la commande des systèmes non linaires. Il est l'auteur ou le co-auteur de plusieurs livres sur ces sujets.