

Critère H_∞ pour la commande de lanceur

Gérard SCORLETTI¹, Vincent FROMION², Safta DE HILLERIN^{3,2,1}, Martine GANET⁴,
Samir BENNANI⁵

¹Laboratoire Ampère, UMR CNRS 5005
Ecole Centrale de Lyon
36 av. Guy de Collongue. F-69134 Ecully cedex, France.
gerard.scorletti@ec-lyon.fr

³D epartement d'Automatique
Ecole Supérieure d'Electricité
Plateau de Moulon
F-91192 Gif sur Yvette, France.
Safta.Dehillerin@supelec.fr

⁵ ESA-ESTEC
2200 AG Noordwijk, The Netherlands.
Samir.Bennani@esa.int

²Unit e de Mathématique, Informatique et Génome
INRA, UR1077
F-78350 Jouy-en-Josas, France.
vincent.fromion@jouy.inra.fr

⁴D epartement "Guidance and Control"
Astrium Space Transportation
66 Route de Verneuil, F-78133 Les Mureaux, France.
martine.ganet@astrium.eads.net

Résumé— Dans ce papier, nous présentons un nouveau critère H_∞ pour la commande d'un lanceur simplifi e. L'objectif est ici double. Il s'agit d'illustrer la démarche qui permet d'obtenir un critère adapt e au problème de commande considère et de préparer la synthèse de correcteurs   gains variables par les méthodes LPVs.

Mots-clés— Commande H_∞ , commande LPV, commande de lanceur

I. INTRODUCTION

Ce papier présente des travaux qui ont été effectu es dans le cadre du RTP de l'ESA intitul e "Robust LPV Gain Scheduling Techniques for Space Applications" (ESTEC ITT 5134/06/NL/GNC). Un de ces objectifs est de développer une méthodologie de synthèse de correcteurs   gains variables par utilisation des méthodes de commande dites LPV (Linear Parameter Varying), voir par exemple [1], [10], [8]. L'idée est de proposer une méthodologie qui soit dans le droit fil des méthodologies de commande LTI (Linear Time Invariant) telles que la commande H_∞ . L'idée est de permettre une meilleure appropriation des méthodes tout en capitalisant le savoir-faire accumul e avec les méthodologies de commande LTI. Dans une première étape, ce concept a été  tudi e à travers plusieurs cas d'étude. Dans ce papier, nous nous intéressons aux deux cas d'étude construits autour du problème de la commande d'un lanceur un axe. Il s'agit de synthétiser un correcteur pour un système à commander qui est repr esent e par 6 procédés figés, chaque procède correspondant à un point de vol. L'intérêt potentiel des méthodes LPVs est de concevoir un correcteur dont les gains vont dépendre du point de vol courant. La majeure partie des méthodes LPVs sont en réalité l'extension de la commande H_∞ des systèmes LTIs aux systèmes LPVs. Elles ont en commun d'être basées sur la définition d'un critère \mathcal{L}_2 gain avec ses pondérations fréquentielles associées. Le choix de ce critère est crucial : du bon choix de sa structure et de ses pondérations associées résultera un correcteur LPV satisfaisant ou non. L'intérêt majeur de la commande H_∞ est

de pouvoir construire un critère à minimiser qui reflète au mieux les spécificités d'un procède et de son cahier des charges [12], [4], [11], [9].

Dans une première étape, avant d'entamer la synthèse par les méthodes LPVs, il apparaît judicieux d'étudier le choix d'un critère H_∞ et de ses pondérations fréquentielles reflétant au mieux le cahier des charges pour chaque procède figé. On peut ainsi capitaliser un savoir-faire associ e à la synthèse de correcteurs LTIs. Une fois ce choix effectu e, il offre la base incontournable de la structure d'un critère \mathcal{L}_2 gain avec ses pondérations fréquentielles utilisable pour la synthèse LPV. Enfin, afin de pouvoir juger de la pertinence des correcteurs   gains variables obtenus par les méthodes LPVs, il est nécessaire d'avoir un correcteur de référence LTI fonctionnant au mieux pour l'ensemble des points de fonctionnement.

L'objectif de ce papier est de présenter le critère H_∞ obtenu et comment il a pu être mis en œuvre pour obtenir un correcteur de référence LTI. La démarche suivie pour l'obtention du critère a été d'ignorer les critères précédemment utilis es pour la commande de lanceur (voir par exemple [3], [2], [7]) pour n'utiliser comme point de départ que les spécificités du cahier des charges et des procédés figés. Le critère propos e permet notamment de régler la robustesse vis-à-vis de la méconnaissance des différents paramètres du modèle.

II. LANCEUR : OBJECTIFS DE COMMANDE ET MODÉLISATIONS

Les axes du lanceur sont suppos es d ecoupl es, avec l'hypothèse des petits angles qui est satisfaite. On considère la commande de l'angle d'incidence du lanceur pour une trajectoire de vol. Les valeurs des paramètres ne sont connues que pour 6 points de vol (de 25 à 60s par pas de 7s), chaque point de vol correspondant à un procède figé. L'objectif est de synthétiser un correcteur qui fonctionne pour ces 6 points de vol. Les objectifs de commande sont :

1. le rejet de la perturbation du vent pour un scénario

donné sur la sortie α , sachant que seule la mesure de θ est disponible ;

2. la stabilisation du lanceur qui est instable en boucle ouverte ;
3. dans le cas du lanceur flexible, la commande des modes de flexion.

En outre, il est nécessaire d'assurer des marges de stabilité correctes : marge de retard supérieure à 27 ms, marge de gain supérieure à +6dB, marge de gain conditionnelle supérieure à -6dB et marge de phase correcte.

Deux modèles de lanceurs, de complexité croissante sont étudiés : le premier, appelé "lanceur rigide" suppose que le lanceur est un système mécanique rigide alors que le second, appelé "lanceur flexible" prend en compte les premiers modes de flexion.

Le lanceur rigide est décrit par les équations différentielles suivantes¹ :

$$\begin{cases} \ddot{\theta}(t) = A_6(t)\theta(t) - \frac{A_6(t)}{V_r(t)}w(t) + K_1(t)u(t) \\ \alpha(t) = \theta(t) - \frac{1}{V_r(t)}w(t) \\ y(t) = \theta(t) \end{cases}$$

avec $\theta(t)$ l'attitude (rad), $u(t)$ l'entrée de commande (déflexion en rad), $\alpha(t)$ l'incidence (rad), $V_r(t)$ la vitesse relative (m/s) et $w(t)$ la vitesse du vent (m/s). Le coefficient $A_6(t)$ est le coefficient d'efficacité aérodynamique et $K_1(t)$ est le coefficient d'efficacité propulsive. Ces deux paramètres peuvent présenter des méconnaissances importantes.

Le lanceur flexible est défini comme le lanceur rigide doté de l'inertie de référence auquel on a adjoint deux modes de flexion. En réalité, les modes de flexion influent sur la mesure y . Le système suivant est alors obtenu :

$$\begin{cases} \ddot{\theta}(t) = A_6(t)\theta(t) - \frac{A_6(t)}{V_r(t)}w(t) + K_1(t)u(t) \\ \ddot{q}_1(t) = -2\xi\omega_{01}(t)\dot{q}_1(t) - \omega_{01}(t)^2(q_1(t) - h_{T1}P(t)u(t)) \\ \ddot{q}_2(t) = -2\xi\omega_{02}(t)\dot{q}_2(t) - \omega_{02}(t)^2(q_2(t) - h_{T2}P(t)u(t)) \\ \alpha(t) = \theta(t) - \frac{1}{V_r(t)}w(t) \\ y(t) = \theta(t) - h_{c1}(t)q_1(t) - h_{c2}(t)q_2(t) \end{cases}$$

où $\omega_{01}(t)$ et $\omega_{02}(t)$ sont les fréquences des modes, $P(t)$ la propulsion and $h_{c1}(t), h_{c2}(t), h_{T1}(t)$ and $h_{T2}(t)$ sont des paramètres variant dans le temps connus.

L'objectif est ici de régler un correcteur qui assure une politique de commande en phase vis-à-vis du premier mode de flexion et une politique de commande en gain vis-à-vis du second mode. Ce cas d'étude est présenté dans [6].

III. LANCEUR RIGIDE : SYNTHÈSE H_∞

L'examen des procédés figés que ce soit pour le lanceur rigide ou le lanceur flexible montre que la fonction de transfert entre l'entrée w et la sortie α présente deux zéros en 0. Si les procédés étaient stables en boucle ouverte, celui entraînerait le rejet asymptotique de la perturbation. Cependant, comme les procédés sont instables, il est nécessaire de

¹La dynamique de l'actionneur étant haute fréquence, elle est ici négligée.

les stabiliser par un correcteur par rétroaction. Cela a pour conséquence de faire disparaître ces deux zéros au niveau de la fonction de transfert en boucle fermée entre l'entrée w et la sortie α . Le rejet asymptotique parfait de la perturbation n'est donc pas possible : il est donc nécessaire de régler le correcteur afin d'assurer un compromis entre l'objectif de stabilisation et l'objectif de rejet de perturbation.

Les différentes méthodes appliquées à ce problème de commande sont basées sur l'extension de la commande H_∞ au cas des systèmes LPVs. Elles ont en commun d'être basées sur la définition d'un critère \mathcal{L}_2 gain avec ses pondérations fréquentielles associées. La synthèse dans une première étape d'un correcteur LTI à partir de la minimisation d'un critère H_∞ pondéré permet d'une part de proposer la structure d'un critère avec ses pondérations fréquentielles utilisable pour la synthèse \mathcal{L}_2 et d'autre part d'obtenir un correcteur LTI unique capable de commander tous les procédés figés.

Le critère proposé est un critère 6 blocs représenté Figure 1. Sur les 6 fonctions de transfert en boucle fermée

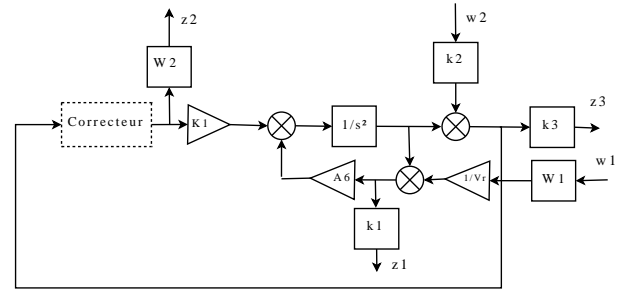


Fig. 1. Critère H_∞ 6 blocs

définies par ce critère, seules 3 sont réellement nécessaires pour traduire les spécifications du cahier des charges. Le rôle de chaque contrainte H_∞ est maintenant discuté.

1. La fonction de transfert en boucle fermée entre l'entrée w_1 et la sortie z_1 permet d'exprimer les spécifications de rejection des perturbations sur l'incidence, c'est-à-dire α . Suivant les règles classiques de l'approche fréquentielle, voir [9], la pondération W_1 doit être compatible avec le spectre du signal de perturbation. A partir de la FFT du signal temporel de perturbation (voir Figure 2), W_1 est choisi de la forme d'un filtre passe-bas : $W_1(s) = \frac{50}{0.125s+1}$. La pondération de sortie sur z_1 est choisie constante et égale à $k_1 = 10$. En plus de la rejection de perturbation, cette fonction de transfert avec ses pondérations associées permet de régler la robustesse de la boucle fermée par rapport aux incertitudes sur le coefficient A_6 . En effet, en représentant l'incertitude sur A_6 par une incertitude multiplicative inverse δ (A_6 est remplacé par $A_6 \frac{1}{1-\delta}$) la stabilité de la boucle fermée peut être garantie en appliquant le théorème du petit gain sur la fonction de transfert entre l'entrée w_1 et la sortie z_1 .

2. La fonction de transfert en boucle fermée entre l'entrée w_2 et la sortie z_2 contraint la marge de module à travers la valeur maximale du module de la fonction de sensibilité S (moins de 2 afin de garantir

6dB de marge de module). La pondération d'entrée sur w_2 est constante et égale à $k_2 = 0.05$. La pondération de sortie sur z_2 est aussi constante et égale à $k_3 = 10$ (garantissant ainsi au moins at 6 dB de marge de module). Bien entendu, une marge de module garantie entraîne une marge de gain garantie, c'est-à-dire la stabilité vis-à-vis d'une incertitude sur le paramètre K_1 . Comme pour A_6 , la robustesse peut être obtenue vis-à-vis d'une incertitude sur le paramètre K_1 en contraignant cette fonction de transfert.

- La fonction de transfert en boucle fermée entre l'entrée w_2 et la sortie z_3 permet de régler la décroissance des gains du correcteur en hautes fréquences grâce à la contrainte sur le module de KS qui est induite par la pondération W_2 . Pour imposer une décroissance des gains du correcteur d'au moins 20dB per decade, la pondération W_2 est définie par : $W_2(s) = \frac{0.3333s+1}{0.0085s+8.5}$.

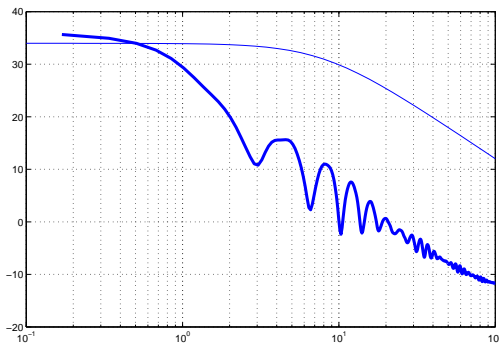


Fig. 2. FFT de la perturbation vs W_1

Afin d'obtenir un correcteur LTI unique capable de stabiliser tous les procédés figés, nous devons choisir un procédé adapté pour la synthèse du correcteur. Plutôt que de choisir un procédé figé particulier, l'idée est plutôt de construire un procédé "composite" qui réunit les différentes difficultés posées par les différents procédés figés sans forcément correspondre à un procédé figé donné. Dans le cas du lanceur rigide, ce procédé composite est donné par la matrice de fonctions de transfert de $\begin{bmatrix} w(s) & u(s) \end{bmatrix}^T$ vers $\begin{bmatrix} \alpha(s) & \theta(s) \end{bmatrix}^T$ suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{-0.0010638s^2}{(s-2.626)(s+2.626)} & \frac{-7.01}{(s-2.626)(s+2.626)} \\ \frac{-0.0073382}{(s-2.626)(s+2.626)} & \frac{-7.01}{(s-2.626)(s+2.626)} \end{bmatrix}$$

Il rassemble le mode rigide instable pire-cas (c'est-à-dire le plus haute fréquence) et la fonction de transfert reliant la perturbation à l'incidence pire-cas².

En résolvant le problème d'optimisation H_∞ avec ce procédé fictif, nous obtenons une valeur sous optimale de la norme H_∞ du système augmenté proche de 1 pour le

²De fait, ce modèle prend en compte non seulement les coefficients pire cas mais aussi le scénario de vent.

	Valeur min.	# proc. figé pire-cas
Marge de Gain	7 dB	# 1
M.G. conditionnelle	-11.4 dB	# 6
Marge de phase	31.9°	# 6
Marge de retard	41 ms	# 6

TABLE I
MARGES OBTENUES AVEC K_{RLTI}

correcteur K_{RLTI} . La Figure 3 représente le correcteur obtenu et la Figure 4 les modules des fonctions de transfert en boucle fermée.

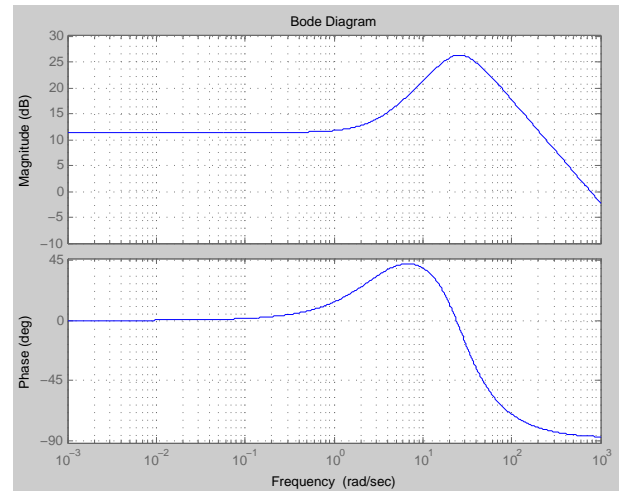


Fig. 3. Correcteur K_{RLTI}

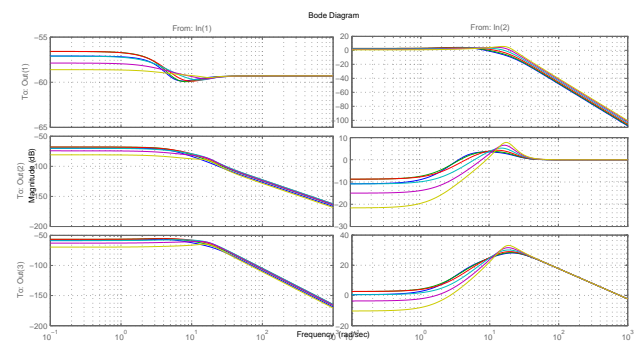


Fig. 4. Fonctions de transfert du critère H_∞ 6 blocs avec K_{RLTI} pour les 6 procédés figés

D'après la Figure 4 qui présente le critère H_∞ 6 blocs associé à chaque procédé figé et d'après la Figure 5 qui présente la valeur de la norme H_∞ du critère associé à chaque système figé, il apparaît que la robustesse et la performance sont dégradées pour les procédés figés #4, #5 et #6. En réalité, cette dégradation n'affecte pas réellement les marges d'entrée et les marges d'entrée conditionnelles représentées tableau I (voir les diagrammes de Nichols des procédés figés Figure 6). Les spécifications de marge sont donc satisfaites pour chacun des 6 procédés figés.

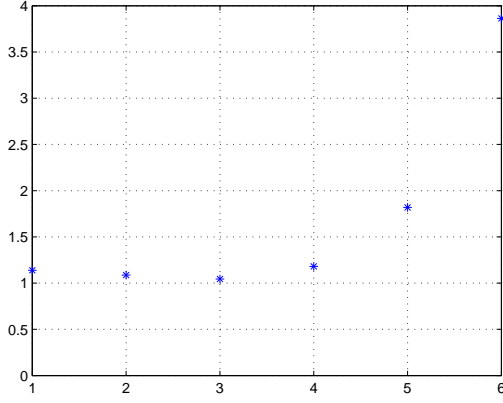


Fig. 5. Norme du critère H_∞ 6 blocs pour les 6 procédés figés et le correcteur K_{RLTI}

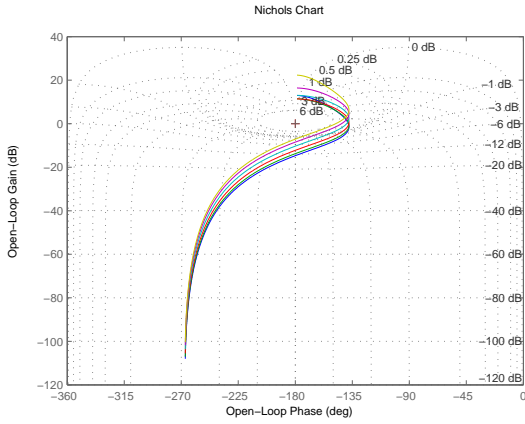


Fig. 6. Diagrammes de Nichols pour les 6 procédés figés et le correcteur K_{RLTI}

Le correcteur est simulé sur le modèle rigide temps variant du lanceur. La Figure 7 présente l'évolution de $\theta(t)$ et de $\alpha(t)$ en fonction du temps quand le scénario de perturbation de vent est appliqué. La spécification sur la valeur maximale de $\alpha(t)$ est satisfaite. Nous présentons enfin Figure 8 l'entrée de commande pour cette perturbation.

IV. LANCEUR FLEXIBLE : SYNTHÈSE H_∞

Nous présentons Figure 9 la structure du critère H_∞ 12 blocs utilisé pour le lanceur flexible. Ce critère est en fait obtenu à partir du critère H_∞ 6 blocs utilisé pour le lanceur rigide en introduisant une entrée supplémentaire et une sortie supplémentaire sur l'entrée et la sortie de la fonction de transfert du premier mode de flexion [5]. Bien entendu, sur les 6 fonctions de transfert supplémentaires ainsi introduites, seule une est intéressante : la fonction de transfert en boucle fermée de l'entrée sur le premier mode de flexion à la sortie sur la sortie du premier mode de flexion. L'objectif de ce critère est d'obtenir un correcteur qui commande le premier mode de flexion par une politique de commande en phase. Pour le second mode de flexion, il s'agit de le commander en gain.

1. L'intérêt de la fonction de transfert de w_3 vers z_4 est de régler la politique de commande en phase du

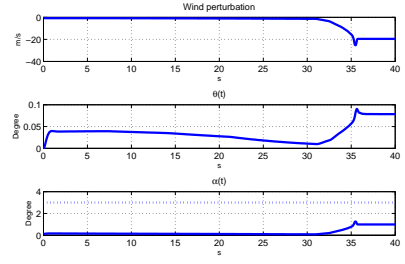


Fig. 7. $\theta(t)$ and $\alpha(t)$ avec le scénario de perturbation de vent et le correcteur K_{RLTI}

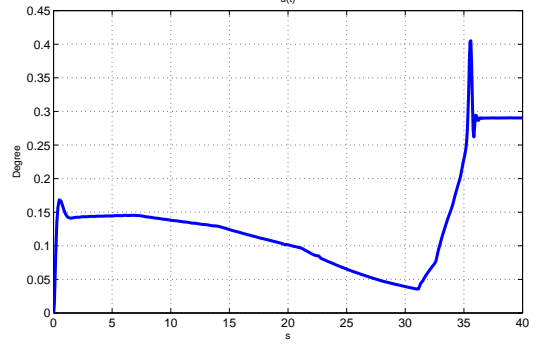


Fig. 8. Entrée de commande avec le scénario de perturbation de vent et le correcteur K_{RLTI}

premier mode de flexion. Les poids associés k_4 et k_5 sont choisis aux valeurs suivantes : $k_4 = 0.2$ et $k_5 = 10.4167$.

2. La politique de commande en gain du second mode de flexion est imposée par l'introduction d'un filtre trou dans la pondération W_2 :

$$\begin{cases} F(s) = \frac{s^2 + \alpha s + \omega_0^{min} \omega_0^{max}}{s^2 + \epsilon_{max} \alpha s + \omega_0^{min} \omega_0^{max}} \\ \alpha = \frac{(\omega_0^{max} - \omega_0^{min})}{\bar{\epsilon}} \sqrt{\frac{1 - \bar{\epsilon}^2}{1 - \epsilon_{max}^2}} \end{cases}$$

où $0 < \epsilon_{max} < \bar{\epsilon} < 1$, $0 < \omega_0^{min} < \omega_0^{max}$ et

1. $|F(j\sqrt{\omega_0^{min} \omega_0^{max}})| = \frac{1}{\epsilon_{max}}$
2. $|F(j0)| = 1$, $\lim_{\omega \rightarrow +\infty} |F(j\omega)| = 1$
3. $\forall \omega \in [\omega_0^{min}, \omega_0^{max}]$, $|F(j\omega)| \geq \frac{1}{\bar{\epsilon}}$.

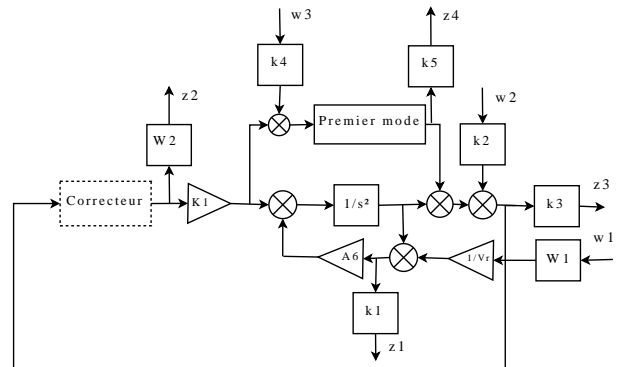


Fig. 9. Critère H_∞ 12 blocs

Le filtre trou est sélectionné suffisamment large pour atténuer le gain aux différentes fréquences du second mode de flexion des différents systèmes figés. Nous sélectionnons : $\omega_0^{min} = 90\text{rad/s}$, $\omega_0^{max} = 120\text{rad/s}$, $\epsilon_{max} = 10^{-2}$ et $\bar{\epsilon} = 0.1$. Au total, W_2 est définie par :

$$W_2(s) = 0.8 \frac{1/80s + 1}{10^{-4}s + 1} F(s);$$

3. Les paramètres k_1 , k_2 et k_3 sont re-réglés afin de conserver les objectifs de commande du mode rigide. Nous obtenons $k_1 = 7.5$, $k_2 = 0.04$ et $k_3 = 11$.

Afin de synthétiser un unique correcteur H_∞ , un nouveau procédé composite est sélectionné. Il incorpore le pôle instable pire-cas (celui de plus haute fréquence) avec le premier mode de flexion pire-cas. Comme seul le premier mode de flexion est pris en compte en phase et que le second mode de flexion est pris en compte par le choix de la pondération W_2 , le modèle de synthèse ne contient pas de second mode de flexion. En résolvant le problème d'optimisation H_∞ optimisation avec ce procédé fictif, nous obtenons une valeur sous optimale de la norme H_∞ du système augmenté proche de 1 (1.0847) pour le correcteur K_{FLT1} . La Figure 10 présente le correcteur obtenu et la Figure 11 présente les différentes fonctions de transfert en boucle fermée du critère 12 blocs.

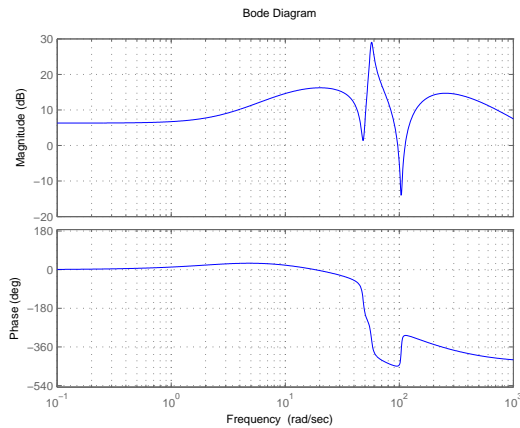


Fig. 10. Correcteur K_{FLT1}

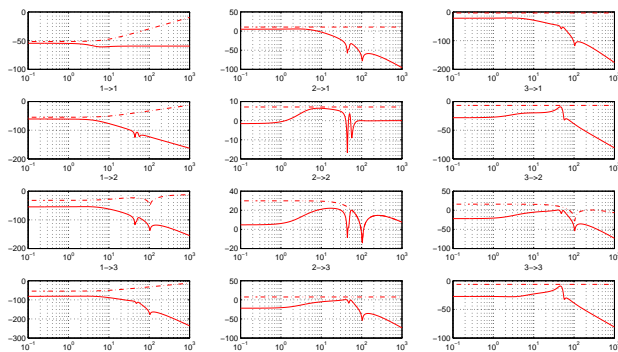


Fig. 11. Fonctions de transfert du critère H_∞ 12 blocs avec K_{RLT1} pour les 6 procédés figés

	Valeur min.	# proc. figé pire-cas
Marge de Gain	6.5 dB	# 3
M.G. conditionnelle	-6.5 dB	# 6
Marge de phase	25.5°	# 6
Marge de retard	17 ms	# 6

TABLE II
MARGES OBTENUES AVEC K_{FLT1}

Le correcteur est maintenant analysé sur le modèle du lanceur avec les deux modes de flexion. Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte (vert), la fonction de transfert de u vers y (rouge) et le correcteur (bleu) représentés Figure 12 mettent en évidence que le correcteur synthétisé commande en phase le premier mode de flexion et commande en gain (filtre) le second.

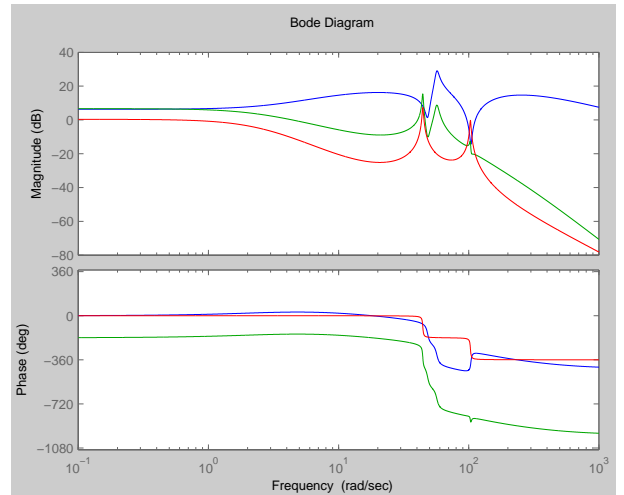


Fig. 12. Diagrammes de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte (green), du procédé (red) et du correcteur (blue) K_{FLT1}

Le correcteur est maintenant analysé sur le modèle comprenant les deux modes de flexion. Les diagrammes de Nichols des procédés figés représenté Figure 13 montrent que les deux fonctions de transfert en boucle fermée sont stables avec des marges satisfaisantes, excepté pour la marge de retard, voir Table II. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser un correcteur LPV basé sur un critère \mathcal{L}_ϵ gain correspondant au critère H_∞ présenté ici.

Le correcteur est simulé sur le modèle rigide temps variant du lanceur. La Figure 14 présente l'évolution de $\theta(t)$ et de $\alpha(t)$ en fonction du temps quand le scénario de perturbation de vent est appliqué. La spécification sur la valeur maximale de $\alpha(t)$ est satisfaite. Nous présentons enfin Figure 15 l'entrée de commande pour cette perturbation.

V. CONCLUSION

Dans ce papier, nous avons proposé un nouveau critère H_∞ pour la commande de lanceurs. Ce critère a ensuite servi de base à la synthèse de correcteurs à gains variables par différentes méthodes LPVs. Cela a permis d'améliorer substantiellement les performances sur les procédés figés

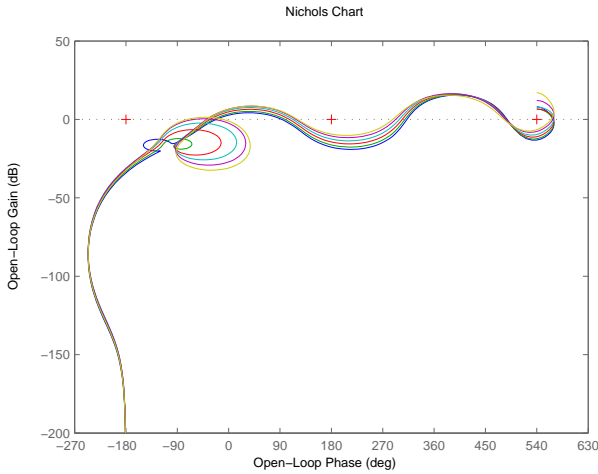


Fig. 13. Diagrammes de Nichols pour les 6 procédés figés avec K_{FLTI}

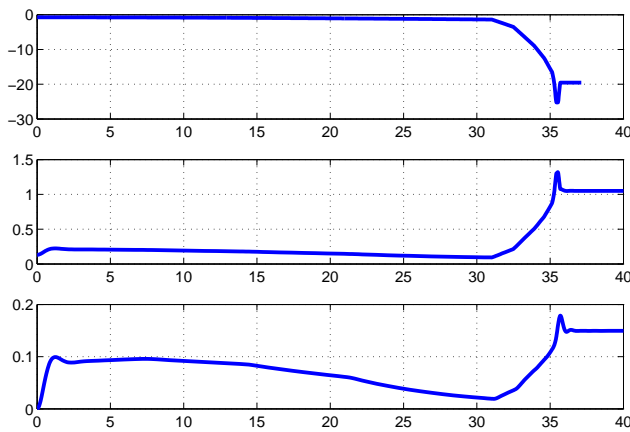


Fig. 14. $\theta(t)$ and $\alpha(t)$ avec le scenario de perturbation de vent et le correcteur K_{FLTI}

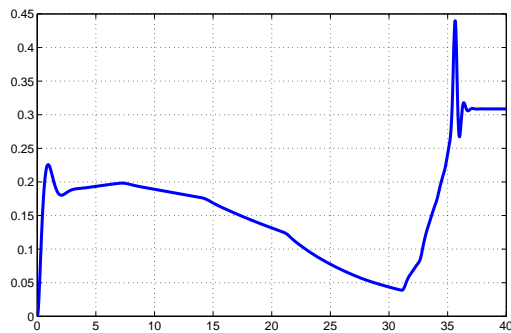


Fig. 15. Entrée de commande avec le scenario de perturbation de vent et le correcteur K_{FLTI}

tout en garantissant la stabilité a priori vis-à-vis des variations temporelles des paramètres. La clef du succès de cette démarche a été la recherche présentée ici d'un critère H_∞ adapté.

RÉFÉRENCES

- [1] P. Apkarian and P. Gahinet. A convex characterization of gain-scheduled H_∞ controllers. *IEEE Trans. Aut. Control*, 40(5) :853–864, May 1995.
- [2] D. Arzelier, B. Clément, and D. Peaucelle. Multi-objective H_2/H_∞ /impulse-to-peak control of a space launch vehicle. *European Journal of Control*, 12(1) :57–70, 2006.
- [3] Benoît Clément. *Synthèse multiobjectifs et séquençage de gains : application au pilotage d'un lanceur spatial*. PhD thesis, Thèse de doctorate de l'Université Paris XI Orsay, 21 Septembre 2001.
- [4] S. Font. *Méthodologie pour prendre en compte la robustesse des systèmes asservis : optimisation H_∞ et approche symbolique de la forme standard*. PhD thesis, Université Paris XI Orsay, France, 1995.
- [5] S. Font, G. Duc, and F. Carrère. H_∞ control of a magnetic bearing. In *Conf. on Control Applications*, 1994.
- [6] Martine Ganet. Robust LPV gain scheduling techniques for space applications : Ariane 5 study case, technical note 5. Technical report, European Space Agency Project "Robust LPV Gain Scheduling Techniques for Space Applications", 2007.
- [7] M. Ganet-Schoeller and M. Ducamp. LPV control for flexible launcher. To be submitted.
- [8] C.W. Scherer. LPV control and full block multipliers. *Automatica*, 37 :361–375, 2001.
- [9] G. Scorletti and V. Fromion. *Introduction à la commande multivariable des systèmes : méthodes de synthèse fréquentielle H_∞* . Polycopié Ecole Centrale de Lyon Master Recherche GEGP disponible sur <http://cel.archives-ouvertes.fr/cel-00423848/fr/>, 2007.
- [10] G. Scorletti and L. El Ghaoui. Improved LMI conditions for gain scheduling and related problems. *Int. J. Robust and Nonlinear Control*, 8(10) :845–877, August 1998.
- [11] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control*. John Wiley and Sons Chichester, 1996.
- [12] G. Zames. Feedback and optimal sensitivity : Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses. *IEEE Trans. Aut. Control*, AC-26(2) :301–320, April 1981.