HAL
open science

Atténuation active robuste et adaptative desinterférences vibrationnelles

Ioan Doré Landau, Tudor-Bogdan Airimitoaie

To cite this version:

Ioan Doré Landau, Tudor-Bogdan Airimitoaie. Atténuation active robuste et adaptative desinterférences vibrationnelles. CFA 2016 - VISHNO 2016 - 13e Congrès Français d'Acoustique et le 20e colloque VIbrations, SHocks and NOise, Société Française d'Acoustique, Apr 2016, Le Mans, France. hal-01394183

HAL Id: hal-01394183

https://hal.science/hal-01394183v1

Submitted on 8 Nov 2016

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.

CFA/VISHNO 2016

Atténuation active robuste et adaptative des interférences vibrationnelles

I.D. Landau[a] et T.-B. Airimitoaie[b]
[a]Gipsa-lab, 11 rue des Mathématiques, Grenoble Campus, BP 46, 38402 Saint Martin D'Hères, France
[b]Université de Bordeaux, Laboratoire IMS, 351 Cours de la Libération, 33405 Talence, France
ioan-dore.landau@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

LE MANS

<u>Par conséquent</u>, le document final que vous allez soumettre doit respecter les règles suivantes :

- **pas de titre ni d'information auteurs,**
- **les marges haut, bas, droite et gauche doivent être d'au moins 1.5 cm**

A titre de rappel, l'auteur présentateur inscrit est : IOAN DORÉ LANDAU

Valider

Les interférences vibrationnelles sont engendrées par des vibrations de fréquences proches qui produisent une résultante de très basse fréquence difficile à atténuer par des moyens passifs et par ailleurs très dangereuse pour certaines structures. On propose des solutions robustes et adaptatives de contrôle actif pour ce phénomène afin de prendre en compte les variations de fréquence des vibrations. Le contrôleur robuste est calculé sur la base de l'identification en temps discret du modèle du système de compensation et d'une technique de calibrage fréquentiel de la fonction de sensibilité pour un domaine connu de variation des fréquences des vibrations. Les performances du système dépendent du compromis domaine de variation/atténuation afin de respecter les contraintes de robustesse. Pour améliorer les performances tant en termes d'atténuation et de domaine de variation des fréquences des vibrations, un algorithme d'adaptation directe des paramètres du régulateur est rajouté. Les techniques proposées sont évaluées expérimentalement sur un banc d'essais dans le contexte de l'existence simultanée de deux interférences causées par quatre vibrations tonales situées deux par deux dans deux régions fréquentielles distinctes.

1 Introduction

Un problème pertinent qui se pose dans la pratique est l'atténuation active des interférences vibrationelles. L'interférence vibrationelle apparait quand les fréquences de deux vibrations sont très proches. Ce phénomène engendre une vibration supplémentaire de très basse fréquence qui doit être absolument atténuée car elle peut endommager la structure. Ce phénomène est considéré dans [9]. Une image typique du phénomène est présentée dans la Figure 1.

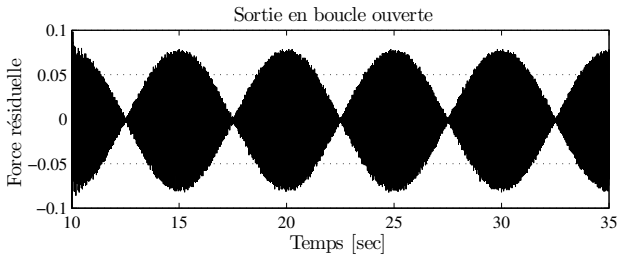

FIGURE 1 – Vibrational interference of two sinusoidal disturbances.

Dans cet article on considère le cas de deux interfèrences vibrationelles simultanées apparaissant dans deux régions fréquentielles distinctes. Les fréquences des vibrations sont variables à l'intérieur des zones de fréquences définies. Les vibrations dans la terminologie "automatique" sont des perturbations qui doivent être compensées. Dans la Compensation Active des Vibrations (AVC), deux approches sont considerées :

- pré-compensation
- compensation par contre- réaction.

La pré-compensation a un nombre de désavantages (voir [5]). Les plus importants sont d'une part la nécessité de disposer d'un capteur supplémentaire et d'autre part la présence inhérente d'une contre-réaction interne positive. Cette approche doit être utilisée seulement dans le cas des perturbations bande large. Son utilisation n'est pas justifiée dans le cas des perturbations bande étroite (tonale) pour lesquelles l'approche "contre-réaction" peut donner pleine satisfaction. Pour le problème de l'atténuation des interférences vibrationelles l'approche "contre-réaction" va être utilisée et seulement un capteur de la force résiduelle va être nécessaire.

Dans la gestion de l'atténuation des vibrations par contre-réaction, le calibrage de la "fonction de sensibilité de la sortie" (la fonction de transfert entre la perturbation et l'accélération/force résiduelle) joue un role fondamental tant pour la performance que pour la robustesse. Trois concepts de base sont à considérer : l'Intégrale de Bode, la Marge de Module et le Principe du Modèle Interne (IMP).

Plusieurs problèmes ont été considerés dans le domaine du contrôle actif de vibrations uniquement par contre-réaction. En particulier l'atténuation de plusieurs vibrations tonales de fréquences inconnues et variables a constitué un sujet de recherche traité extensivement dans la littérature. Un benchmark international a été organisé permettant d'évaluer comparativement différentes solutions sur un banc de test. [6] [1].

Dans le problème considéré dans cet article, les perturbations sont localisées dans deux bandes de fréquences relativement étroites et l'atténuation significative des perturbations dans ces zones permettra de supprimer pratiquement le battement. Dans ce contexte il est possible d'utiliser un régulateur linéaire capable de profiler la fonction de sensibilité de sortie en introduisant une atténuation significative dans ces zones de fréquences mais sans provoquer une amplification intempestive à d'autre fréquences. Le problème de l'atténuation simultanée dans deux zones de fréquences a été aussi considéré dans [2] pour le contexte du contrôle actif de bruit et le calibrage de la fonction de sensibilité a été effectué en utilisant une technique d'optimisation convexe proposée dans [8]. L'utilisation de l'approche H_∞ est possible mais elle demande un grand effort a priori pour définir les fonctions de pondération fréquentielles appropriées. Dans cet article on montre qu'une procédure élémentaire pour calibrer le module de la fonction de sensibilité de sortie peut être utilisée en faisant appel à des filtres stop bande comme outils de calibrage. La référence pour cette approche est [4]. Pour améliorer les performances du régulateur linéaire, un algorithme adaptatif pour le rejet des perturbations tonales [7] va être ajouté. Ceci va permettre d'une part d'améliorer les performances du régulateur linéaire robuste et d'autre part d'élargir la zone de fréquences pour laquelle les performances peuvent être garanties. Cet algorithme a été déjà utilisé dans différents contextes applicatifs (incluant le benchmark mentionné plus haut) mais c'est la première fois qu'il est utilisé dans le contexte de l'interférence vibrationelle (atténuation de vibrations tonales multiples ayant des fréquences très proches).
Un point important de la méthodologie utilisée pour la

1. Plus de détails sont disponibles sur le site `http://www.gipsa-lab.grenoble-inp.fr/~ioandore.landau/benchmark_adaptive_regulation/`

conception du système de contrôle actif par contre-réaction est l'utilisation des modèles échantillonnés du système à commander, qui sont directement estimés (identifiés) à partir des données entrée/sortie (estimation de l'ordre des modèles et de leurs paramètres). Le système est considéré comme une "boîte noire" et aucune référence n'est faite à la modélisation physique du système [2]

Les performances des stratégies de commande linéaire et adaptative vont être évaluées sur un banc de test présenté dans la Section 2. Dans la Section 3 les équations décrivant le modèle du système vont être présentées. Les performances désirées et la conception du régulateur linéaire robuste seront détaillées dans la Section 4. L'algorithme de régulation adaptative est développé dans la Section 5. Des résultats expérimentaux obtenus avec le régulateur linéaire robuste et le régulateur adaptatif sont présentés dans la Section 6.

2 Le Banc d'Essai

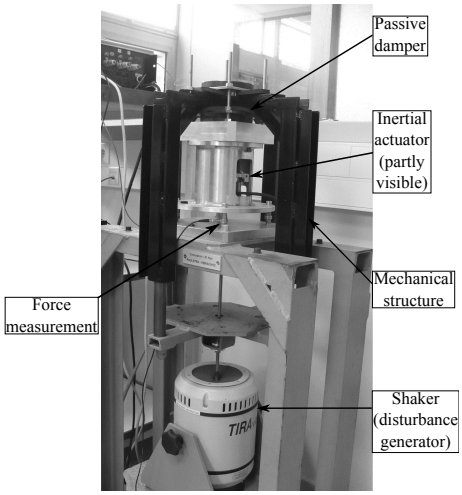

FIGURE 2 – Le banc d'éssai (photo).

Le système de contrôle actif de vibration utilisé pour les expérimentations est représenté dans la Fig. 2 [3]. Il est constitué d'un pot vibrant (fixé au sol), un amortisseur passif, un actionneur inertiel, une structure mécanique et un capteur de mesure de la force résiduelle. L'objectif est de minimiser la force résiduelle au niveau du châssis en présence des vibrations engendrées par le pot vibrant. Deux ordinateurs sont utilisés pour la commande du système : un ordinateur de développement sous Microsoft Windows et un ordinateur cible fonctionnant avec l'environnement Real Time Matlab XPC Target. Pour plus de détails voir le site du benchmark [1] La structure mécanique transmet les vibrations produites par le pot vibrant à la partie supérieure du banc et à travers l'amortisseur passif elles agissent sur le châssis. L'actionneur inertiel est fixé sur le châssis. Le régulateur, à travers un amplificateur de puissance, engendre un courant qui est transformé par l'actionneur inertiel en une force appliquée au châssis. Le signal de commande $u(t)$ correspond à la position de l'aimant à l'intérieur de l'actionneur inertiel. La sortie du système $y(t)$ correspond à la force résiduelle au niveau du châssis. La perturbation engendrée par le pot vibrant se transmet à travers la *voie primaire* dont la sortie est notée $p(t)$. La fonction de transfert entre $u(t)$ et $y(t)$ est appelée *voie secondaire*. Le système à un comportement double dérivateur (entrée : position, sortie : force).

L'objectif est de minimiser l'effet des vibrations sur le châssis. Les paramètres physiques du système sont inconnus et une identification type "boîte noire" d'un modèle échantillonné a été effectuée, avec une fréquence d'échantillonnage $F_s = 800\ Hz$.

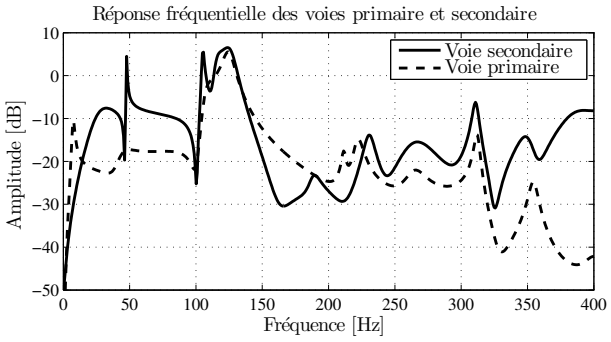

FIGURE 3 – Caractéristiques fréquentielles (module) des modèles identifiés de la voie primaire et de la voie secondaire

La Fig. 3 présente les caractéristiques fréquentielles (module) des modèles identifiés des voies primaire et secondaire. On observe un nombre important de résonances (pôles complexes peu amortis) et d'anti-résonances (zéros complexes peu amortis).

3 Description du Système

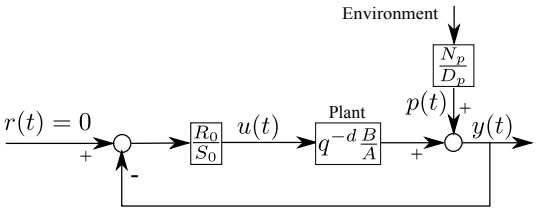

FIGURE 4 – Schéma de régulation active par contre-réaction.

Le modèle linéaire échantillonné de la voie secondaire est décrit par :

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{z^{-d-1}B^*(z^{-1})}{A(z^{-1})}, \tag{1}$$

où

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_{n_A} z^{-n_A}, \tag{2}$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + \cdots + b_{n_B} z^{-n_B} \tag{3}$$

d est le retard pur en nombre de périodes d'échantillonnage [4].

2. Par manque d'espace cet aspect ne va pas être détaillé dans cet article. Voir [7] pour la méthodologie d'identification.

3. Le même système a été utilisé pour le benchmark international portant sur la rejet adaptatif de vibrations tonales multiples

4. La variable complexe z^{-1} est utilisée pour caractériser le comportement du système dans la domaine fréquentiel et l'opérateur retard q^{-1} est utilisé pour l'analyse dans le domaine temporel.

La relation entre la sortie du système $y(t)$ et l'entrée $u(t)$ en présence du régulateur s'exprime (voir Fig. 4) :

$$y(t) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot u(t) + p(t), \tag{4}$$

$$S_0(q^{-1}) \cdot u(t) = -R_0(q^{-1}) \cdot y(t). \tag{5}$$

Dans (4), $p(t)$ est l'effet de la perturbation sur la sortie mesurée ;[5] et $R_0(z^{-1})$, $S_0(z^{-1})$ sont des polynômes en z^{-1} ayant les expressions suivantes [6] :

$$S_0 = 1 + s_1^0 z^{-1} + \ldots + s_{n_S}^0 z^{-n_S} = S_0' \cdot H_{S_0}, \tag{6}$$

$$R_0 = r_0^0 + r_1^0 z^{-1} + \ldots + r_{n_R}^0 z^{-n_R} = R_0' \cdot H_{R_0}, \tag{7}$$

où $H_{S_0}(z^{-1})$ et $H_{R_0}(z^{-1})$ représentent les parties pré-spécifiées du régulateur (utilisées par exemple pour introduire le modèle interne de la perturbation ou ouvrir la boucle à certaines fréquences) et $S_0'(z^{-1})$ and $R_0'(z^{-1})$ sont les solutions de l'équation de Bezout :

$$P_0 = (A \cdot H_{S_0}) \cdot S_0' + \left(z^{-d}B \cdot H_{R_0}\right) \cdot R_0'. \tag{8}$$

Dans la dernière équation $P_0(z^{-1})$ représente le polynôme caractéristique qui définit les pôles désirés de la boucle fermée.

Les fonctions de transfert entre la perturbation $p(t)$ et la sortie du système $y(t)$ et entre la perturbation $p(t)$ et la commande $u(t)$, sont respectivement la *fonction de sensibilité de sortie* et respectivement la *fonction de sensibilité d'entrée*. Leur expressions sont données par :

$$S_{yp}(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})S_0(z^{-1})}{P_0(z^{-1})} \tag{9}$$

$$S_{up}(z^{-1}) = -\frac{A(z^{-1})R_0(z^{-1})}{P_0(z^{-1})}. \tag{10}$$

Il est important de mentionner qu'on peut atténuer uniquement des perturbations situées dans les zones fréquentielles où la voie secondaire a un gain suffisant. Cette règle résulte d'un examen de (9) en observant qu'un rejet complet de la perturbation à une certaine fréquence ω_0 est obtenu si $S_0(e^{-j\omega_0}) = 0$. A cette fréquence, dans le cas d'un rejet complet de la perturbation on a :

$$S_{up}(e^{-j\omega_0}) = -\frac{AR_0}{0 + e^{-dj\omega_0}BR_0} = -\frac{A}{e^{-dj\omega_0}B} = \frac{1}{G(e^{-j\omega_0})}. \tag{11}$$

A la fréquence ω_0, l'Eq. (11) correspond à l'inverse du gain de la voie secondaire. Si le gain de la voie secondaire est petit à cette fréquence, $|S_{up}|$ va avoir une valeur élevée, ce qui implique une robustesse réduite par rapport au incertitudes additives du modèle et une sollicitation très importante de l'actionneur. La conséquence de cette observation est qu'une atténuation importante des perturbations ne doit se faire que dans les zones fréquentielles où la voie secondaire a un gain important. Une autre conséquence est que des sérieux problèmes apparaissent si $B(z^{-1})$ a des zéros complexes peu amortis dans les zones fréquentielles où on souhaite faire une atténuation importante. L'atténuation des perturbations ne doit pas se faire à ces fréquences.

5. La perturbation passe par la *voie primaire* et $p(t)$ est la sortie de la voie primaire.

6. L'argument (z^{-1}) est omis pour une écriture plus compacte.

4 Calcul d'un Régulateur Robuste

Avant de spécifier les performances attendues et présenter le calcul d'un régulateur robuste, il est utile de rappeler quelques aspects de l'atténuation des perturbations par contre - réaction. Dans le cas des systèmes à contre-réaction, les contraintes de l'intégrale de Bode induisent un phénomène type "matelas à eau" sur la caractéristique fréquentielle du module de la fonction de sensibilité de sortie quand une atténuation de la perturbation est imposée dans certaines zones de fréquences.

En d'autre mots, la réduction significative du module de la fonction de sensibilité de sortie dans certaines zones de fréquences a pour effet d'amplifier ce même module dans les zones de fréquences voisines. Une augmentation importante du gain de la fonction de sensibilité de sortie implique une marge de module réduite [7]. Pour éviter ce phénomène un calibrage de la fonction de sensibilité de sortie est nécessaire pour réduire le maximum de la fonction de sensibilité en répartissant l'amplification sur une zone de fréquences suffisamment large (afin que l'aire au dessus et au dessous de 0dB se compensent).

En tenant compte de la caractéristique fréquentielle de la voie secondaire présentée dans la Fig. 3 et du fait que l'atténuation des perturbations ne peut se faire que dans les zones où la voie secondaire a du gain, il a été conclu que seules les vibrations situées entre 50 Hz - 95 Hz peuvent être atténuées.

Les spécifications pour la régulation linéaire sont les suivantes :

- atténuation de maximum 4 vibrations tonales .
- les fréquences des vibrations ne sont pas connues exactement, mais elles varient de ±2.5 Hz autour de 60 Hz et de 80 Hz.
- le régulateur doit introduire une atténuation d'au moins 14 dB dans ces zones de fréquences.
- le maximum du module de la fonction de sensibilité de sortie (amplification maximale) ne doit pas depasser 8dB.
- l'effet des perturbations sur la commande doit être atténué au dessus de 100 Hz pour améliorer la robustesse vis à vis des dynamiques non-modélisées ($S_{up}(e^{-j\omega}) < -20\text{dB},\ \forall\omega \in [100\text{ Hz}, 400\text{ Hz}]$)
- le gain du régulateur doit être nul à la fréquence 0 (présence d'un double dérivateur dans le système) et à $0.5F_s$ où le gain de la voie secondaire est faible.

Pour la conception du régulateur il s'agit de calibrer le profil du module des fonctions de sensibilité de sortie et d'entrée afin de satisfaire les spécifications. Ceci va être réalisé en utilisant des filtres stop bande (BSF). Il s'agit de filtres IIR (à réponse impulsionelle infinie) obtenus par la discrétisation des filtres continus de la forme :

$$F(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{num}\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_{den}\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{12}$$

7. La marge de module correspond à la distance minimale entre le hodographe de Nyquist et le point critique $-1 + 0i$ et est égale à l'inverse du maximum du module de la fonction de sensibilité de sortie [4].

en utilisant la transformation bilinéaire $s = \frac{2}{T_s}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$ ($T_s = 1/F_s$). Ces filtres introduisent une atténuation :

$$M = 20\log\left(\frac{\zeta_{num}}{\zeta_{den}}\right) \tag{13}$$

à la fréquence discrète normalisée : $\omega_d = 2 \cdot \arctan\left(\frac{\omega_0 T_S}{2}\right)$.

Selon leur utilisation pour le calibrage de la fonction de sensibilité de sortie ou d'entrée, le numérateur du filtre discret est inclus soit dans la partie fixe du dénominateur H_{S_0}, soit dans la partie fixe du numérateur H_{R_0} du régulateur, Le dénominateur du filtre BSF est toujours inclus dans le polynôme caractéristique de la boucle fermée. Le dénominateur du filtre intervient indirectement dans le calcul de S'_0 et R'_0 à travers la solution de l'équation de Bezout (8).

Les étapes du calcul du régulateur sont [8] :

1. inclusion de tous les pôles (stables) du modèle de la voie secondaire dans le polynôme caractéristique de la boucle fermée.

2. ouverture de la boucle à 0 Hz et à 400 Hz en choisissant

$$H_R = (1 + q^{-1}) \cdot (1 - q^{-1})$$

3. Un filtre BSF a été utilisés pour le calibrage de S_{up} au dessus de 100 Hz (voir Tableau 1 pour les détails).

4. pour améliorer la robustesse, 2 paires de pôles complexes ont été introduits à 55 Hz et à 95 Hz avec un amortissement de 0.1

Tableau 1 – Filtres stop bande pour le calibrage des fonctions de sensibilité.

	Fréq. [Hz]	Amplification [dB]	Amortiss.
S_{yp}	57.5	−17	0.1
	59.8	−25	0.5
	62	−15	0.1
	77.5	−13	0.05
	79.8	−20	0.2
	82	−12	0.05
S_{up}	155	−16	0.5

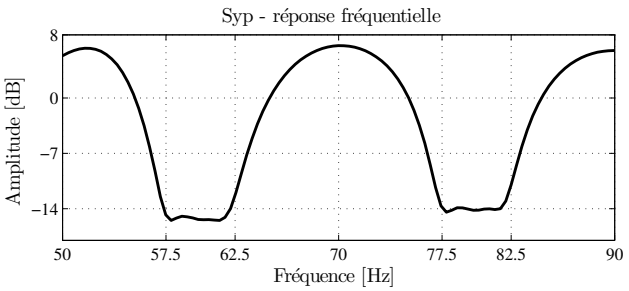

Figure 5 – Module de la fonction de sensibilité de sortie entre 50Hz et 90 Hz .

8. Le logiciel iREG a été utilisé pour le calcul effectif du régulateur mais des résultats similaires peuvent être obtenus avec les fonctions Matlab/Scilab diponibles sur `http://www.gipsa-lab.grenoble-inp.fr/~ioandore.landau/identificationandcontrol/`).

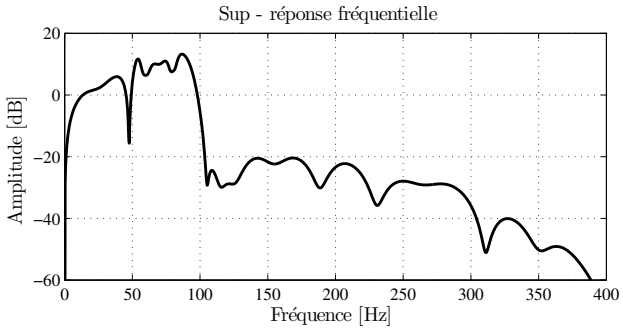

Figure 6 – Le module de la fonction de sensibilité d'entrée.

Le module de la fonction de sensibilité de sortie obtenu est représenté dans la Figs. 5 entre 50 Hz et 90 Hz (le module est proche de 0 dB pour les autres fréquences). On peut observer que les spécifications d'atténuation et d'amplification maximale sont satisfaites. Le module de la fonction de sensibilité d'entrée est représenté dans la Fig. 6. On observe une atténuation de plus de 20 dB au dessus de $100Hz$.

5 Régulation adaptative

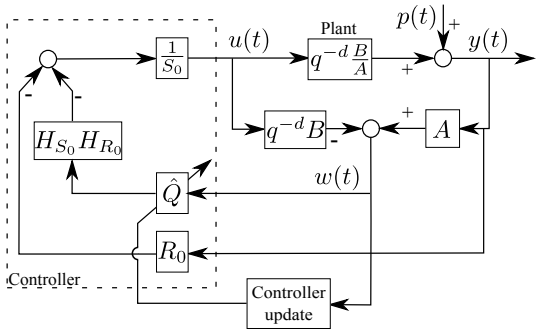

Figure 7 – Régulation adaptative directe pour le rejet de perturbations tonales inconnues utilisant la paramétrisation Youla-Kučera.

Une boucle de régulation adaptative directe peut être superposée au régulateur linéaire pour améliorer les performances. La paramétrisation de Youla-Kučera (YK) ([1]) est utilisée pour mettre en œuvre une structure hiérarchisée. Un filtre Q de type FIR (à réponse impulsionelle finie) est introduit conformément au schéma donné Fig 7.

$$Q(z^{-1}) = q_0 + q_1 z^{-1} + \ldots + q_{n_Q} z^{-n_Q}, \tag{14}$$

et on utilise un régulateur central donné par les eqs.(6) et (7) qui sont les solutions de (8). En présence du filtre Q, les équations du régulateur deviennent ;

$$R = R_0 + AQH_{S_0}H_{R_0}, \tag{15}$$

$$S = S_0 - z^{-d}BQH_{S_0}H_{R_0}. \tag{16}$$

Le régulateur central doit assurer les conditions de stabilité et de robustesse. Il est important d'observer que l'introduction du filtre Q ne modifie pas les pôles de la boucle fermée car le polynôme caractéristique reste inchangé.

$$P = AS + z^{-d}BR = AS_0 + z^{-d}BR_0 = P_0, \tag{17}$$

Le rôle du filtre Q, ajusté en temps réel par le mécanisme d'adaptation, est d'assurer le rejet des perturbations tonales ayant des fréquences variables et inconnues en utilisant le Principe du Modèle Interne (IMP), point clé de la méthodologie. Le schéma bloc de la régulation adaptative directe est représenté dans la Fig. 7.

On suppose que $p(t)$ est une perturbations déterministe engendrée par

$$p(t) = \frac{N_p(q^{-1})}{D_p(q^{-1})} \cdot \delta(t), \tag{18}$$

où $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac et N_p, D_p sont des polynômes premiers entre eux de degrés n_{N_p} and n_{D_p}, respectivement [9]. Dans le cas des perturbations tonales stationnaires, les pôles de $D_p(z^{-1})$ sont sur le cercle unité.

Principe du Modèle Interne : l'effet de la perturbation (18) sur la sortie

$$y(t) = \frac{A(q^{-1})S(q^{-1})}{P(q^{-1})} \cdot \frac{N_p(q^{-1})}{D_p(q^{-1})} \cdot \delta(t), \tag{19}$$

où $D_p(z^{-1})$ est un polynôme avec des racines sur le cercle unité et $P(z^{-1})$ est un polynôme asymptotiquement stable, converge asymptotiquement vers zero *si et seulement si* le polynôme $S(z^{-1})$ dans le régulateur a la forme (voir aussi eq. (6))

$$S(z^{-1}) = D_p(z^{-1})H_{S_0}(z^{-1})S'(z^{-1}). \tag{20}$$

Donc la partie pré-spécifiée de $S(z^{-1})$ doit être choisie sous la forme $H_S(z^{-1}) = D_p(z^{-1})H_{S_0}(z^{-1})$ et le régulateur s'obtient par la résolution de l'équation

$$P = AD_pH_{S_0}S' + z^{-d}BH_{R_0}R', \tag{21}$$

où P, D_p, A, B, H_{R_0}, H_{S_0} et d sont donnés. [10]. Le polynôme Q permet d'introduire le modèle de la perturbation dans le régulateur (i.e.si D_p est le modèle de la perturbation, il existe un polynôme Q d'ordre $n_{D_p} - 1$ tel que S donné par (16) peut être factorisé sous la forme $S'D_p$ - voir [3]).

En supposant que la structure de la perturbation (dans notre cas, le nombre de vibrations tonales) est connue, c'est à dire n_{D_p}, l'ordre du polynôme Q va être $n_Q = n_{D_p} - 1$.

On définit l'estimation de Q au temps t par $\hat{Q}(t, q^{-1}) = \hat{q}_0(t) + \hat{q}_1(t)q^{-1} + \ldots + \hat{q}_{n_Q}(t)q^{-n_Q}$ et le vecteur des paramètres associés $\hat{\theta}(t) = [\hat{q}_0(t)\ \hat{q}_1(t)\ \ldots\ \hat{q}_{n_Q}(t)]^T$. On définit le vecteur fixe des paramètres optimaux de Q par : $\theta = [q_0\ q_1\ \ldots\ q_{n_Q}]^T$. Avec les notations suivantes

$$w(t+1) = A \cdot y(t+1) - q^{-d}B^* \cdot u(t), \tag{22}$$

$$w_1(t) = \frac{S_0}{P} \cdot w(t),\ w_2(t) = \frac{q^{-d}B^*H_{S_0}H_{R_0}}{P} \cdot w(t) \tag{23}$$

on définit le vecteur des observations suivant :

$$\phi^T(t) = [w_2(t)\ w_2(t-1)\ \ldots\ w_2(t-n_Q)]. \tag{24}$$

L'erreur d'adaptation *a priori* est définie par (pour plus de détails voir [3])

$$\varepsilon^0(t+1) = w_1(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t). \tag{25}$$

9. n_X est l'ordre du polynôme X.
10. On suppose que D_p and B n'ont pas de facteurs commun.

Pour l'estimation en temps réel des paramètres de $\hat{Q}(t, q^{-1})$, un algorithme d'adaptation paramétrique de type intégral (I-PAA) est utilisé :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t)\varepsilon(t+1), \tag{26a}$$

$$\varepsilon(t+1) = \frac{\varepsilon^0(t+1)}{1 + \phi^T(t)F(t)\phi(t)}, \tag{26b}$$

$$\varepsilon^0(t+1) = w_1(t+1) - \hat{\theta}^T(t)\phi(t), \tag{26c}$$

$$F(t+1) = \frac{1}{\lambda_1(t)}\left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi^T(t)F(t)}{\frac{\lambda_1(t)}{\lambda_2(t)} + \phi^T(t)F(t)\phi(t)}\right],$$
$$1 \geq \lambda_1(t) > 0,\ 0 \leq \lambda_2(t) < 2, \tag{26d}$$

où $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$ permettent d'obtenir différent profils pour l'évolution temporelle du gain d'adaptation $F(t)$ (pour plus de détails voir [3]). A chaque instant d'échantillonnage la procédure suivante est appliquée : 1) Acquisition de la force/accélération résiduelle $y(t+1)$ et de la commande $u(t)$ pour calculer $w(t+1)$ utilisant (22). 2) Calcul de $w_1(t+1)$ et de $w_2(t)$ utilisant (23) avec P donné par (17). 3) Estimation du polynôme Q en utilisant l'algorithme d'adaptation paramétrique I-PAA donné par les eqs. (26). 4) Calcul et application de la commande $u(t+1)$(voir Fig. 7) à partir de :

$$S_0(q^{-1})u(t+1) = -R_0(q^{-1})y(t+1) - \hat{Q}(t+1, q^{-1})w(t+1).$$

6 Résultats expérimentaux

Les détails de l'identification du modèle de la voie secondaire utilisé pour les calculs peuvent être trouvée sur le site `http://www.gipsa-lab.grenoble-inp.fr/~ioandore.landau/benchmark_adaptive_regulation/files/Simulator_2.zip`. Les ordres du modèle sont $n_A = 22$, $n_B = 25$, et $d = 0$.

6.1 Régulateur central pour la paramétrisation Youla-Kučera

Le calcul du régulateur central pour la paramétrisation Youla-Kučera est similaire au calcul du régulateur robuste détaillé dans la section 4 à l'exception du fait que les filtres BSF censé d'introduire l'atténuation souhaitée ne sont plus utilisés. De ce fait les pôles auxiliaires libres sont assignés à 0.2. L'effet de ces pôles auxiliaires est de réduire le module de la fonction de sensibilité d'entrée S_{up} au dessus de 100 Hz

6.2 Contrôle des Interférences Vibrationelles

Le phénomène d'interférence vibrationelle montré dans la Fig. 1 est produit par 2 paires de vibrations tonales de fréquences voisines. La première paire agit autour de 60 Hz (à 59.9 and 60.1 Hz) et la seconde paire agit autour de 80 Hz (à 79.9 and 80.1 Hz).

Toutes les expérimentations démarrent à $t = 10$ *sec*. Le système opère en boucle ouverte de t=10 sec. à t=15 sec. Finalement 5 secondes avant la fin des expérimentations le système revient en fonctionnement "boucle ouverte" et les perturbations sont supprimées. Une procédure de commutation sans "à coups " est mise œuvre pour éviter des transitoires dus à la commutation boucle ouverte/boucle fermée [4, Chapitre 8]. Pour les expérimentations, le régulateur robuste calculé dans la Section 4 et le régulateur

adaptatif vont être utilisés. Pour le régulateur adaptatif l'algorithme I-PPA a été utilisé avec un gain d'adaptation initial $F(0) = \alpha \cdot I$, avec $\alpha = 0.2$ où I est la matrice unité (trace intiale : 0.8) et avec un profil de gain décroissant suivi d'une adaptation avec trace de gain d'adaptation constante (valeur : 0.2). Des essais avec des polynômes Q ayant 4 et respectivement 8 paramètres ont été effectués. L'augmentation du nombre de paramètres ajustables de 4 à 8 n'a pas conduit à une amélioration supplémentaire des performances.

Des résultats temporels sont donnés dans la Fig. 8. L'atténuation globale introduite est de 27.50 dB pour le régulateur robuste et de 45.59 dB pour le régulateur adaptatif.

Les densités spectrales de puissance (PSD) en boucle ouverte et avec les deux types de régulateurs sont données dans Fig. 9. Le régulateur robuste introduit l'atténuation demandée (14 dB) mais le régulateur adaptatif assure une meilleure atténuation sans pour autant amplifier plus que le régulateur linéaire à d'autre fréquences.

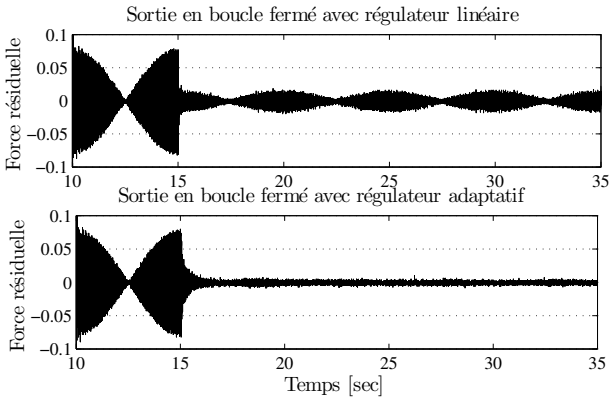

Figure 8 – La force résiduelle avec le régulateur linéaire robuste (courbe du haut) et avec le régulateur adaptatif (courbe du bas). La boucle est fermée à t=15 sec.

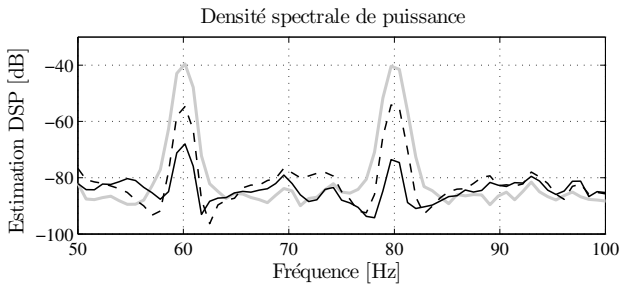

Figure 9 – Densité spectrale de puissance pour la boucle ouverte (gris), avec le régulateur linéaire robuste (pointillé) et avec le régulateur adaptatif (trait plein noir) dans la zone 50 à 100 Hz).

Comme prévu le régulateur robuste ne permet plus d'obtenir des atténuations acceptables alors que le régulateur adaptatif assure des performances similaire au cas initial. Le transitoire d'adaptation est approximativement de 1.5 sec.

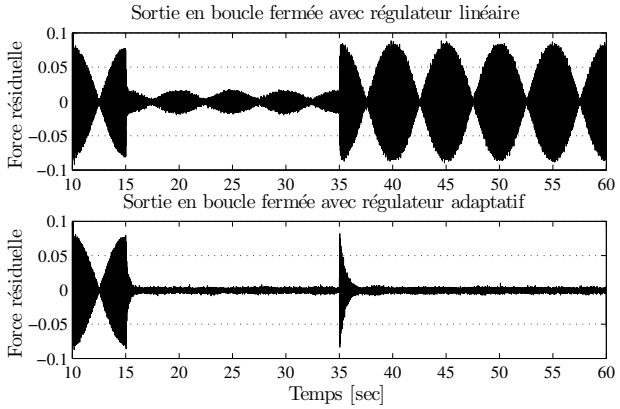

Figure 10 – La force résiduelle suite à un saut de fréquences de 5 Hz en boucle fermée avec le régulateur robuste (courbe du haut) et avec le régulateur adaptatif (courbe du bas). La boucle est fermée à t=15 sec.

Références

[1] B.D.O. Anderson. From Youla-Kucera to identification, adaptive and nonlinear control. *Automatica*, 34 :1485–1506, 1998.

[2] Jean Claude Carmona and Victor M. Alvarado. Active noise control of a duct using robust control theory. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 8(6) :930–938, 2000.

[3] I. D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad, and A. Karimi. *Adaptive control*. Springer, London, 2nd edition, 2011.

[4] I.D. Landau. *Commande des systèmes - Conception, Identification et Mise en oeuvre*. Hermes Science, 2002.

[5] Ioan Doré Landau, Tudor-Bogdan Airimiţoaie, and Abraham Castellanos Silva. Adaptive attenuation of unknown and time-varying narrow band and broadband disturbances. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, pages n/a–n/a, 2015.

[6] Ioan Doré Landau, Abraham Castellanos Silva, Tudor-Bogdan Airimiţoaie, Gabriel Buche, and Mathieu Noé. Benchmark on adaptive regulation : rejection of unknown/time-varying multiple narrow band disturbances. *European Journal of Control*, 19(4) :237 – 252, 2013.

[7] Ioan Dore Landau, Aurelian Constantinescu, and Daniel Rey. Adaptive narrow band disturbance rejection applied to an active suspension - an internal model principle approach. *Automatica*, 41(4) :563–574, 2005.

[8] Jochen Langer and Ioan Doré Landau. Combined pole placement/sensitivity function shaping method using convex optimization criteria. *Automatica*, 35(6) :1111–1120, 1999.

[9] Shengquan Li, Juan Li, and Yueping Mo. Piezoelectric Multimode Vibration Control for Stiffened Plate Using ADRC-Based Acceleration Compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(12) :6892–6902, 2014.