HAL open science

Pilotage automatique d'un système actif de compensation de vibrations

Michel Guglielmi, Philippe de Larminat, Christian Doncarli, François Auger, Thierry Legouis

▶ **To cite this version:**

Michel Guglielmi, Philippe de Larminat, Christian Doncarli, François Auger, Thierry Legouis. Pilotage automatique d'un système actif de compensation de vibrations. Traitement du Signal, 1991, 8 (5), pp.355-363. hal-04092019

HAL Id: hal-04092019

https://hal.science/hal-04092019v1

Submitted on 9 May 2023

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.

Distributed under a Creative Commons Attribution 4.0 International License

Pilotage automatique d'un système actif de compensation de vibrations

Automatic control of an active vibration damping system

Michel GUGLIELMI
Laboratoire d'Automatique de Nantes (URA 823) École centrale de Nantes
1 rue de la Noë
44072 Nantes Cedex 03

Ingénieur diplômé de l'École Nationale Supérieure de Mécanique, Docteur-ingénieur, Habilité à diriger les recherches il est actuellement directeur du laboratoire d'Automatique de Nantes (URA 823). Ses travaux de recherche portent sur l'analyse des systèmes et le traitement des signaux non stationnaires avec applications dans le domaine médical et mécanique.

Philippe de LARMINAT
IRISA, Campus de Beaulieu
35042 Rennes Cedex

Philippe de Larminat est né le 21 septembre 1939. Il reçoit le diplôme d'ingénieur ENSM en 1964, et le docteurat d'état en 1971.
Jusqu'en 1974, il est chargé de Recherches au CNRS. Depuis, il est professeur des Universités, d'abord à l'IUT de Nantes, et depuis 1984, à l'INSA de Rennes (département de Génie Électrique).
Les Laboratoires de Recherche où il a exercé ses activités ont été principalement le LAN à Nantes et l'IRISA à Rennes.
Après l'identification et la commande adaptative, il s'intéresse actuellement surtout à la commande robuste et à la CAO pour la conduite des processus.

Christian DONCARLI
Laboratoire d'Automatique de Nantes (URA 823 CNRS) École Centrale de Nantes
1 rue de la Noë,
44072 Nantes Cedex 03

Christian Doncarli est ingénieur ENSM, Docteur-Ingénieur, Docteur ès Sciences et Professeur d'Université. Il dirige actuellement l'équipe traitement du signal du Laboratoire d'Automatique de Nantes. Ses domaines de recherche concernent le filtrage statistique ainsi que la théorie de la détection-estimation et le traitement des signaux non stationnaires. Le champ d'application privilégié de ses recherches est l'ingénérie bio-médicale.

François AUGER
Laboratoire d'Automatique de Nantes (URA 823 CNRS) École Centrale de Nantes
1 rue de la Noë,
44072 Nantes Cedex 03

François Auger est né le 14 avril 1966 à Saint-Germain-en-Laye. Il est ingénieur ENSM, titulaire d'un DEA d'Automatique et d'Informatique Industrielle et d'un doctorat de l'Université de Nantes et de l'ECN. Ses travaux de recherche portent sur l'étude des méthodes d'analyse des signaux non stationnaires, principalement des représentations temps-fréquence, et leur application à la détection et à la reconnaissance de formes.

Thierry LEGOUIS
acb GEC-ALSTHOM, Bd de la Prairie au Duc
44040 Nantes Cedex 01

Thierry Legouis est diplômé de l'École Nationale Supérieure d'ingénieurs en Constructions Aéronautiques (Toulouse). Il a obtenu son doctorat (Ph. D.) au Canada en 1984 où il a travaillé sur la dynamique des véhicules avec pilote et en particulier sur les théories de contrôle optimal avec temps de retard. Il dirige actuellement le groupe Acoustique-Vibration de la Société **ACB**, filiale de GEC-ALSTHOM et spécialisée notamment dans l'étude et la réalisation d'appareils propulsifs de navires militaires.

RÉSUMÉ

L'étude présentée ici consiste à définir le pilotage d'un étouffeur actif de vibrations constitué par deux ensembles supportant chacun deux moteurs qui entraînent des balourds en rotation. Ces ensembles sont fixés sur la structure vibrante et le mouvement des balourds crée une vibration antagoniste. En réglant correctement la vitesse de rotation et le déphasage des différentes masses excentrées, il est possible de créer un couple qui s'oppose exactement au couple pertubateur inconnu, ce qui revient à annuler le couple résiduel. Une contrainte technique impose cependant de se passer de toute mesure directe de la vibration à atténuer. Il est donc fondamental d'estimer le plus précisément possible en temps réel, les caractéristiques (fréquences et phases) du couple perturbateur à partir de la simple mesure de l'accélération induite par la vibration résiduelle mesurée sur un bâti solidaire de l'axe en rotation. La méthode d'identification retenue, filtrage de Kalman étendu, utilise une modélisation particulière adaptée au problème. Simultanément, la loi de commande des actionneurs destinée à compenser le couple perturbateur est présentée.

ABSTRACT

This work deals with the automatic control of an active vibration damping system. The basic mechanical system is made of two motors driving two unbalanced masses. This equipment, tied to the axe, creates an antagonistic vibration. This torque can be tuned to be exactly opposite to the initial vibration. However, a direct measure of the characteristics of the initial vibration is not available. Thus, it is crucial to get a real time estimation of the vibration parameters (frequency and phase) from the residual torque. The identification is performed by means of extended Kalman filtering based on a special convenient model. At the same time, the control law of the motors is implemented.

1. Introduction

L'étude des vibrations qui prennent naissance dans les systèmes mécaniques relève de méthodes diverses utilisant généralement l'analyse mathématique d'équations différentielles (ou aux dérivées partielles) [1]. Celles-ci permettent de modéliser l'évolution temporelle de différentes grandeurs caractéristiques mécaniques (résonance, modes vibratoires...). Mais, si ces approches sont très utilisées pour la conception de machines non vibrantes, la complexité des modèles obtenus est très souvent préjudiciable à la mise en œuvre de solutions en temps réel. En particulier, quand on s'intéresse au problème économiquement très important, de l'étouffement des vibrations parasites, le contrôle doit être exécuté en ligne. En conséquence, les différentes modélisations générales des vibrations d'une structure en vue de la détermination de lois de commande qui assurent leur étouffement ont suscité et suscitent encore de nombreux travaux [2]. L'étude présentée ici, s'inscrit dans le cadre de la mise en place d'un système apte à compenser totalement (ou à atténuer très fortement) une vibration induite par un axe tournant. On considère que cette vibration peut apparaître à tout moment suite à une défaillance quelconque sur l'axe (pallier...). Le système conçu portable doit donc se passer de la mesure directe de la vibration perturbatrice qui n'est pas toujours accessible.

Pour obtenir l'objectif cherché, on considère une structure mécanique (voir *fig.* 1) qui engendre un couple vibratoire grâce à un ensemble de quatre moteurs entraînant chacun un balourd. Le déphasage relatif des quatre masses excentrées ainsi que la vitesse de rotation commune des moteurs permettent de faire varier les caractéristiques du couple généré qui peut ainsi s'opposer au couple perturbateur. L'avantage majeur de ce système réside dans sa faible consommation d'énergie en régime stationnaire. En effet, il ne consomme alors que la faible énergie nécessaire à l'entretien de la rotation des différents moteurs alors que la plupart des solutions classiques (utilisant par exemple des systèmes de vérins) ont une consommation d'énergie permanente égale à celle développée par la perturbation. De par son principe même, cet amortisseur ne peut créer qu'un couple sinusoïdal pur dont les caractéristiques sont réglables en fonction du déphasage des balourds et de la vitesse des moteurs. Le problème de la compensation active est donc ramené au pilotage adéquat des quatre actionneurs : à savoir déterminer le déphasage des quatre balourds ainsi que la vitesse de rotation commune des moteurs.

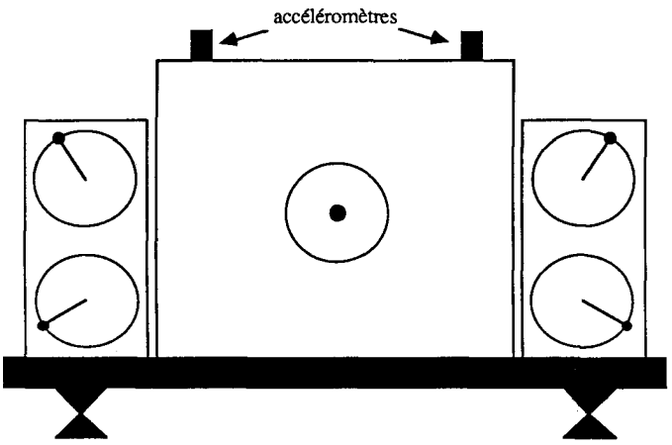


Fig. 1. — Principe mécanique de l'étouffeur.

Si l'on suppose que les caractéristiques de la perturbation (supposée sinusoïdale pure) sont parfaitement connues, le problème posé est alors simplement résolu en se ramenant à la détermination d'un asservissement de position des balourds associée à celle d'un asservissement de vitesse pour la rotation des moteurs. Mais une contrainte imposée au système est de se passer de toute mesure directe sur le couple perturbateur (pulsation, amplitude...), ceci afin de disposer d'un ensemble pouvant être installé très simplement à tout moment (en cas, par exemple, de vibrations induites par la défaillance de paliers...). La difficulté est alors toute autre car le système de pilotage doit assurer à la fois l'identification en temps réel de la perturbation et la commande. L'absence de mesure directe fait que l'on ne dispose plus alors que d'une mesure image du couple résiduel, c'est-à-dire de la différence entre le couple perturbateur et le couple antagoniste dû aux balourds : celle-ci étant obtenue à partir de deux accéléromètres disposés sur un bâti lié à l'axe en vibration (voir *fig.* 1). Les performances de l'ensemble seront essentiellement conditionnées par celles de la méthode d'identification.

L'article est décomposé de la façon suivante : après avoir précisé, dans le deuxième paragraphe, les hypothèses, analysé le fonctionnement général du système, dégagé son diagramme fonctionnel, défini les notations, on présente, dans le troisième, un algorithme d'estimation des caractéristiques du couple perturbateur (supposé être composé d'un fondamental et de ses harmoniques). La technique retenue consiste à modéliser le signal par un modèle d'état dont les paramètres sont estimés par filtrage de Kalman étendu. Quelques résultats utilisant des signaux réels enregistrés à partir d'un moteur diesel illustrent l'efficacité de la méthode d'identification. Le quatrième paragraphe est consacré à la détermination de la loi de pilotage destinée à amortir l'harmonique le plus pénalisant, compte tenu des régulations locales des moteurs (commandes en tension). Enfin, en dernière partie, quelques résultats obtenus en simulation mettent en évidence les performances du dispositif complet.

2. Position du problème. Hypothèses. Notations

Le but du système étouffeur de vibration conçu par la société **acb** est de créer et de gérer un balourd artificiel engendré par quatre masses excentrées montées sur des axes tournant à la même vitesse. Son principe de fonctionnement est représenté par le bloc-diagramme de la figure 2. Une fois le déphasage des balourds obtenu, ce système ne nécessite plus que l'entretien de la rotation des quatre moteurs et l'énergie consommée ne correspond plus alors qu'à la compensation des pertes par frottement des quatre actionneurs. Toutefois, compte tenu du principe mécanique choisi, il est possible de ne créer qu'un couple harmonique pur mono-fréquentiel.

La première hypothèse de travail consiste donc à supposer que la perturbation à compenser est une sinusoïde pure. En réalité, la vibration considérée (engendrée par un axe tournant) est plus complexe. le système n'étant alors

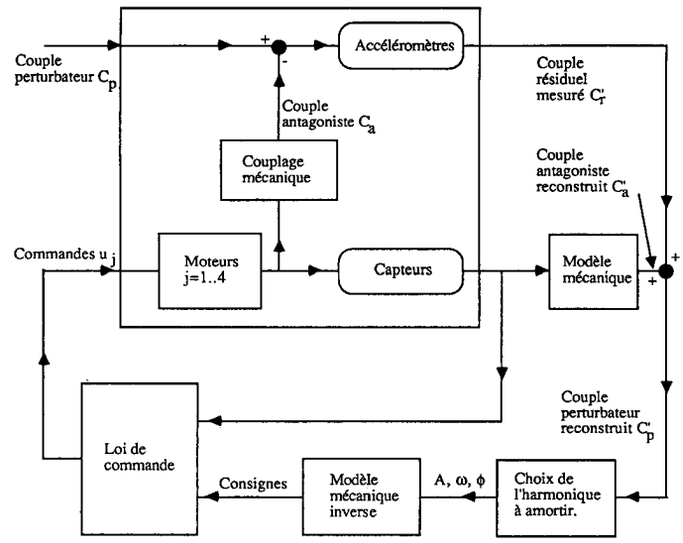


Fig. 2. — Schéma général du système de contrôle-commande.

capable que de compenser une seule pulsation, l'objectif recherché est généralement d'atténuer au maximum le fondamental. L'obligation de se passer de toute mesure directe sur l'élément vibrant impose à l'ensemble du contrôle-commande d'associer à la commande des actionneurs une identification des caractéristiques de la perturbation. En outre, si l'analyse est faite en supposant la perturbation stationnaire, le système doit être capable de fonctionner lorsque cette hypothèse n'est plus vérifiée. Pendant ces phases non stationnaires (changement de régime par exemple), on ne désire plus compenser exactement le couple perturbateur mais on doit être capable de se recaler dans les meilleures conditions lors du retour à un régime stationnaire. Ceci oblige donc à développer une méthode adaptative d'identification de la perturbation.

Les notations utilisées par la suite sont les suivantes :

Couple perturbateur

La structure vibrante engendre un couple perturbateur composé, par hypothèse, d'un fondamental et de ses harmoniques.

$$C_p = \sum_k A_k \cos(k\omega_0 t + \phi_k)$$

avec ω_0 et ϕ_k constants (ou très lentement variables).

Création du couple antagoniste

La rotation des balourds provoque un couple antagoniste $C_a(t)$ (voir annexe) sinusoïdal transmis mécaniquement à la structure vibrante.

L'équation mécanique montre qu'il est théoriquement possible de choisir la rotation des moteurs et le déphasage

pour engendrer un couple donné, en particulier opposé à une composante de C_p.

On définit le couple résiduel (qui doit être annulé) :

$$C_r(t) = C_p(t) - C_a(t) .$$

Mesures

La mesure approchée $C'_r(t)$ du couple résiduel est obtenue grâce à deux accéléromètres (voir *fig.* 1). La figure 3 montre un échantillon temporel de mesure ainsi que son contenu spectral (périodogramme) (*Fig.* 4).

Les vitesses et positions angulaires des moteurs sont, quant à elles, mesurées par des capteurs donnant :

$$\omega'_j(t) = \text{mesure de } \omega_j(t)$$
$$\zeta'_j(t) = \text{mesure de } \zeta_j(t) .$$

Reconstruction du couple perturbateur

La modélisation approchée (voir annexe) du système mécanique couplé bruiteur-étouffeur permet de reconstruire un couple antagoniste $C'_a(t)$ voisin du couple réel $C_a(t)$ à partir des mesures données par les capteurs. Cette formule, issue des lois de la mécanique conduit à une expression du type :

$$C'_a(t) = \varphi'_a(\omega'_j(t), \zeta'_j(t)) .$$

Ceci permet donc de disposer d'une reconstruction approchée du couple perturbateur dont on doit déterminer les caractéristiques :

$$C'_p(t) = C'_r(t) + C'_a(t) .$$

Estimation des caractéristiques du couple perturbateur reconstruit

Le couple perturbateur reconstruit étant par construction harmonique, on peut écrire :

$$C'_p(t) = \sum_k A'_k \cos(k\omega'_0 t + \phi'_k) .$$

On cherche alors à estimer A'_k, ω'_0 et ϕ'_k.

Commande des moteurs

Chaque actionneur est constitué d'un moteur, commandé en tension, muni de son asservissement local de vitesse. Le système de contrôle-commande fournit les consignes de vitesse et de position du moteur asservi. On note u_j la commande de chaque moteur ($j = 1, 4$), qui induit une position angulaire $\alpha_j(t)$ du balourd correspondant. On pose :

$$\omega_j(t) = \frac{d\alpha_j}{dt}$$

$$\zeta_j(t) = [\zeta_{j1}(t)\ \zeta_{j2}(t)]^T = [\cos\alpha_j(t)\ \sin\alpha_j(t)]^T .$$

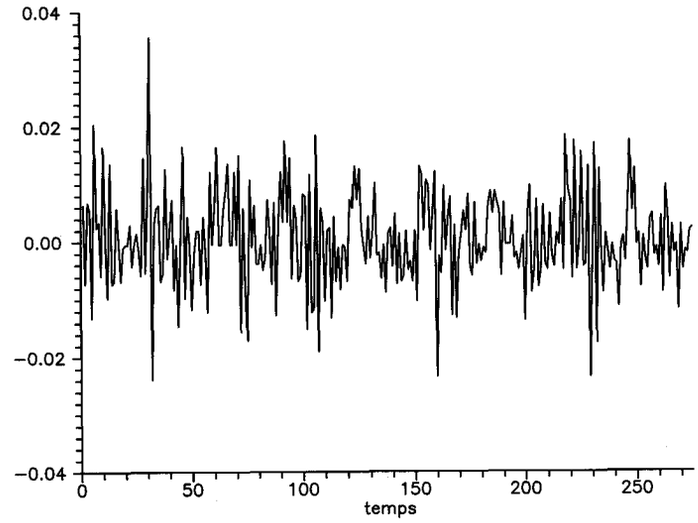


Fig. 3. — Image du couple résiduel.

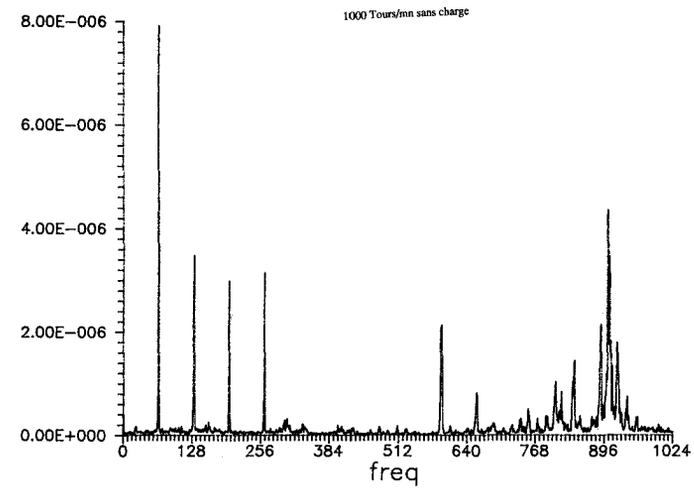


Fig. 4. — Périodogramme du signal.

Lois de commande des moteurs

En notant A^*, ω^* et ϕ^* les caractéristiques estimées de la composante du couple perturbateur à étouffer, on cherche à piloter les moteurs de telle manière que le couple antagoniste créé annule tout ou partie du couple résiduel. Il est possible d'« inverser » l'équation du modèle mécanique donnant le couple antagoniste (voir en annexe), ce qui fournit donc les consignes (ω_j^*, ζ_j^*) de chaque moteur en fonction de ω^* et ϕ^*.

Les commandes en tension des moteurs u_j sont ensuite élaborées par une boucle asservie en fonction des consignes (ω_j^*, ζ_j^*) et des mesures (ω'_j, ζ'_j).

Les problèmes à résoudre sont donc complètement définis.

En résumé, il faut tout d'abord estimer la fréquence fondamentale, les amplitudes et phases des harmoniques du signal recueilli sur les accéléromètres, ces grandeurs étant supposées constantes ou lentement variables. On doit ensuite élaborer la loi de commande des actionneurs constitués de moteurs munis d'asservissement de vitesse.

3. Identification des paramètres du couple perturbateur reconstruit

Par hypothèse, les signal engendré par le couple perturbateur et mesuré par les deux accéléromètres est constitué de la somme d'un signal harmonique comportant plusieurs fréquences et d'un bruit. La partie identification du système doit permettre d'estimer en ligne la fréquence du fondamental ainsi que les caractéristiques des différents harmoniques. Ce problème classique a été traité par de nombreux auteurs [3], [4], [5] et a donné lieu à de nombreuses solutions. Parmi les deux grandes catégories de méthodes envisageables, il est bien connu que les méthodes utilisant des transformées de Fourier (récursives ou non récursives) induisent des biais sur les fréquences dus à la phase initiale et la longueur de la fenêtre. En ce qui concerne les méthodes paramétriques, certaines sont non consistantes (PRONY) lorsqu'on les appliques à des signaux harmoniques purs. Quant à celles qui utilisent les modélisations AR ou ARMA non contraintes, elles ne permettent pas de tenir compte de la nature harmonique du signal. En ce qui concerne la méthode de Pisarenko qui s'applique bien à ce cas précis, elle est très sensible numériquement et nécessite, en outre, des aménagements importants pour être rendue adaptative [6]. En outre, il a été montré [7] qu'elle peut être comparée à celle de Kalman. Nous avons choisi de mettre en œuvre un algorithme d'estimation des composantes sinusoïdales d'un signal utilisant un filtre de Kalman étendu. Grâce à la modélisation retenue, cet algorithme peut s'étendre aisément au cas d'un signal présentant des non-stationnarités lentes, non modélisables.

3.1. SIGNAL MONO-FRÉQUENTIEL

On se place d'abord dans le cas stationnaire, et on s'intéresse à un signal harmonique discret bruité, qui s'écrit :

$$y(n) = \mathrm{A}\cos(n\theta + \phi) + w(n)$$

avec

$y(n) = y(n\,\Delta t)$ où Δt désigne la période d'échantillonnage.
$\theta = \omega_0\,\Delta t$ où ω_0 désigne la pulsation du signal.
$w(n)$ séquence blanche centrée (bruit de mesure) de variance R.

En posant :

$$\mathrm{X}(n) = [\mathrm{A}\cos(n\theta + \phi)\ \mathrm{A}\sin(n\theta + \phi)]^{\mathrm{T}}$$

et en appliquant les formules classiques de trigonométrie, une représentation d'état du signal s'écrit :

$$\mathrm{X}(n+1) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \mathrm{x}(n)$$
$$y(n) = [1 \quad 0]\,\mathrm{X}(n) + w(n)\,.$$

Cette représentation est intéressante puisqu'elle permet de contraindre les pôles du système sur le cercle unité, ce qui n'est pas toujours le cas avec d'autres méthodes. Si θ est supposé connu, on peut employer un filtre de Kalman donnant les estimations optimales de l'état du système ci-dessus. On déduit alors des estimations de $\widehat{\mathrm{A}}$ et $\widehat{\phi}$ en utilisant leurs relations évidentes avec les composantes de l'état, à savoir :

$$\widehat{\mathrm{A}}^2 = \widehat{\mathrm{X}}_r^2 + \widehat{\mathrm{X}}_i^2 \quad \text{et} \quad \widehat{\phi} = \mathrm{Arctg}\left(\frac{\widehat{\mathrm{X}}_i}{\widehat{\mathrm{X}}_r}\right) - n\theta\,.$$

Quand θ est inconnu mais constant, en définissant un état étendu :

$$\mathscr{X}(n)^{\mathrm{T}} = [\theta\mathrm{X}(n)^{\mathrm{T}}] = [\mathscr{X}_n^1\ \mathscr{X}_n^2\ \mathscr{X}_n^3]$$

le modèle d'état devient non linéaire :

$$\mathscr{X}(n+1) = \begin{pmatrix} \mathscr{X}_{1,n} \\ \cos(\mathscr{X}_{1,n})\,\mathscr{X}_{2,n} - \sin(\mathscr{X}_{1,n})\,\mathscr{X}_{3,n} \\ \sin(\mathscr{X}_{1,n})\,\mathscr{X}_{2,n} + \cos(\mathscr{X}_{1,n})\,\mathscr{X}_{3,n} \end{pmatrix}$$
$$y(n) = [0\ 1\ 0]\,\mathscr{X}(n) + w(n)\,.$$

Le problème de l'identification est alors ramené à celui de l'estimation de l'état $\mathscr{X}(n)$. Celle-ci peut être obtenue en utilisant la technique classique du filtre de Kalman étendu [8]. En résumé, celle-ci consiste, à chaque itération, à linéariser au premier ordre l'équation d'état non linéaire initiale autour de l'estimée précédente et à mettre en œuvre sur le modèle linéarisé un filtre optimal d'estimation d'état. Bien que la convergence ne soit pas assurée dans tous les cas, cette méthode a été utilisée avec succès dans de nombreux cas. Elle présente l'avantage indéniable de fournir, outre l'estimation des paramètres, une estimation de leur variance. Ceci fournit un élément intéressant sur la qualité du modèle obtenu. Les détails de la méthode appliquée à l'identification de sinusoïdes bruitées se trouvent dans [9]. On peut remarquer que la modélisation retenue ici conduit à une équation d'état non linéaire, l'équation de mesure reste linéaire mais le même problème initial pourrait conduire à une équation d'état linéaire et une équation de mesure non linéaire [10] acceptant la même méthode d'identification. On remonte ensuite, comme dans le cas précédent, aux estimations de $\widehat{\mathrm{A}}$ et $\widehat{\phi}$ à partir de $\widehat{\mathscr{X}}$.

3.2. SIGNAL HARMONIQUE MULTI-RAIES

L'un des avantages de la présentation du signal sous la forme de cette équation d'état réside dans la possibilité immédiate d'étendre ce qui précède au cas d'un signal comportant plusieurs fréquences pures et en particulier à

celui constitué par un fondamental et ses harmoniques. Il suffit pour cela de dupliquer le modèle de base pour obtenir un système bloc-diagonal comme on le montre ci-après. On présente ici, pour ne pas alourdir les notations, la présence d'un seul harmonique, la généralisation étant évidente :

$$y(n) = A_1 \cos(n\theta + \phi_1) + A_2 \cos(2n\theta + \phi_2) + w(n)$$

On définit l'état par :

$$X(n) = [A_1 \cos(n\theta + \phi_1) \quad A_1 \sin(n\theta + \phi_1) \times \\ \times A_2 \cos(2n\theta + \phi_2) \quad A_2 \sin(2n\theta + \phi_2)]^T$$

$X(n)$ satisfait alors l'équation dynamique :

$$X(n+1) = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ 0 & 0 & \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{pmatrix} X(n)$$

L'équation de mesure s'écrit alors :

$$y(n) = [1 \ 0 \ 1 \ 0]\, X(n) + w(n).$$

Le nombre de blocs élémentaires 2*2 est égal au nombre d'harmoniques retenus.

L'estimation des composantes de l'état peut donc toujours se faire par filtrage de Kalman si on connaît θ, ou par filtrage de Kalman étendu, après adjonction de θ dans l'état, si la fréquence du fondamental est inconnue. Les estimations de $\widehat{A}_1$, $\widehat{A}_2$, $\widehat{\phi}_1$, $\widehat{\phi}_2$ se déduisent ensuite immédiatement des estimations des différentes composantes de l'état.

3.3. SIGNAL HARMONIQUE LENTEMENT ÉVOLUTIF

Les variations lentes des paramètres caractéristiques du signal peuvent être prises en compte en considérant un modèle markovien de marche au hasard sur la pulsation θ. En pratique, sur l'équation d'état modélisant θ, on rajoute un faible bruit additif ; ce qui conduit à l'équation dynamique $\theta(n+1) = \theta(n) + b(n)$. Ceci a pour conséquence de permettre au filtre de Kalman de suivre les évolutions des paramètres à estimer [8] dues à un changement progressif du point de fonctionnement. Pendant la phase transitoire, il n'est pas demandé à l'étouffeur de réaliser l'atténuation de la vibration mais par contre, il est indispensable que le filtre estimateur ne « décroche » pas afin qu'il retrouve son efficacité dès le nouveau régime stationnaire atteint.

Ayant ainsi estimé l'ensemble des caractéristiques du couple perturbateur reconstruit, l'utilisateur choisit la fréquence à amortir (généralement le fondamental ou la plus énergétique). *In fine*, on dispose donc des caractéristiques A^*, θ^*, ϕ^*.

4. Loi de pilotage des moteurs

Il s'agit maintenant d'établir la loi de commande des quatre moteurs. On réalise pour cela un asservissement de vitesse des quatre moteurs ainsi que l'asservissement de position des quatre balourds, ceci afin de générer un couple antagoniste égal et opposé à celui que l'on veut supprimer. A partir de la fréquence ω^*, de l'amplitude A^* et de la phase ϕ^*, fournies par l'estimation précédente, on élabore, dans un premier temps, les consignes ω_j^* et ζ_j^* de chaque moteur. Pour les obtenir, on « inverse » le modèle mécanique du couple antagoniste (voir en annexe). Une fois ces consignes établies, il reste à déterminer la chaîne d'asservissement de chaque moteur : à savoir sa structure et ses paramètres.

La fonction de transfert $G(s)$ des moteurs (supposés parfaitement identiques) munis de leur régulation de vitesse s'écrit classiquement :

$$G(s) = \frac{1}{s(1 + 2\xi\tau s + \tau^2 s^2)}$$

où s désigne la variable de Laplace, ξ et $1/\tau$ désignent les paramètres caractéristiques d'amortissement ξ et de pulsation propre du transfert. Ceux-ci sont connus au préalable.

La loi de commande retenue est de type proportionnelle-dérivée, accompagnée d'une tendance destinée à compenser tout trainage :

$$u = \omega^* + K_p[\zeta_1' \zeta_2^* - \zeta_1^* \zeta_2' + Td(\omega' - \omega^*)]$$

où ζ_1' et ζ_2' désignent les composantes des vecteurs ζ' alors que ζ_1^* et ζ_2^* représentent leur consigne respective. K_p et T_d, paramètres de régulation, sont ajustés par l'utilisateur en fonction des performances désirées (temps de réponse, dépassement). Le diagramme fonctionnel correspondant à la régulation proposée est représenté en figure 5.

L'analyse des deux problèmes posés indépendamment (identification et commande) a conduit aux deux algorithmes testés séparément. A défaut de pouvoir mener une analyse théorique globale des performances de l'ensemble, on se propose d'examiner le fonctionnement de la partie identification à partir de signaux mesurés sur site, puis celui de l'algorithme complet en simulation.

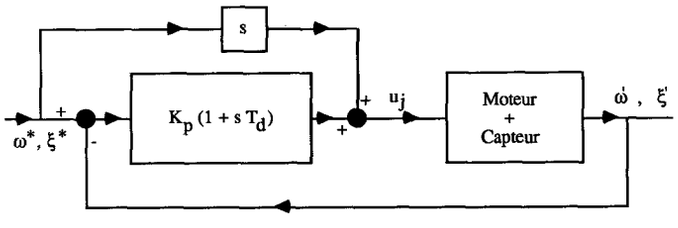


Fig. 5. — Schéma de l'asservissement d'un balourd.

5. Résultats expérimentaux

5.1. PARTIE IDENTIFICATION : SIGNAUX RÉELS

Le cahier des charges prévoit que l'étouffeur doit être capable de « calmer » une vibration stationnaire monoraie. Le signal mesuré, acquis à la fréquence de 1 kHz, correspond à la vibration induite sur un arbre de moteur diesel tournant à une vitesse nominale d'environ 1 000 tr/min. On modélise 4 harmoniques du signal. Les résultats présentés sur la figure 6 montrent que la convergence de la pulsation est atteinte très rapidement 100 ms, ce qui correspond en fait à moins de deux tours du moteur. Bien que le signal contienne plus d'harmoniques que le modèle choisi, le filtre s'est correctement calé comme le montre la figure 7. On constate que pour les fréquences non modélisées le spectre reste inchangé alors que, pour les fréquences estimées, le spectre est écrasé. Bien évidemment, les résultats dépendent des valeurs initiales du filtre qui peuvent être fournies à partir de connaissances a priori ou à partir d'un prétraitement du type périodogramme.

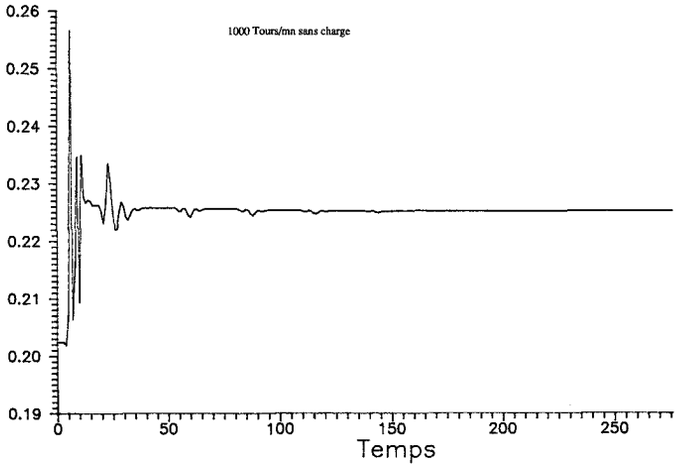


Fig. 6. — Estimation de la pulsation.

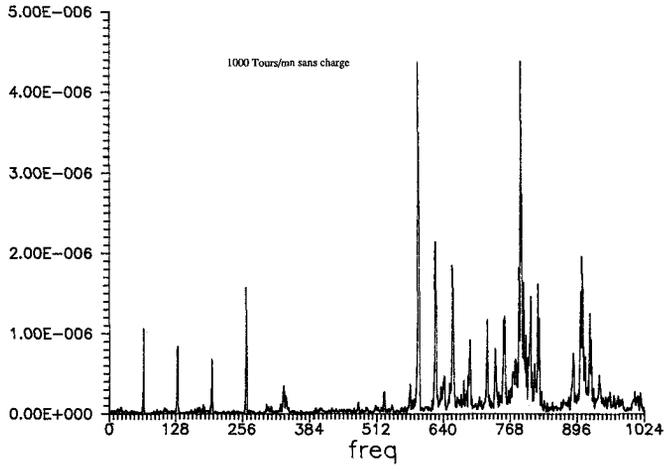


Fig. 7. — Périodogramme de l'erreur de prédiction.

Le deuxième exemple porte sur le comportement du filtre en présence d'un changement brusque des caractéristiques du signal. Ici, présenté sur un signal synthétique comprenant deux harmoniques pour lequel la fréquence passe de 15 à 25 Hz, on constate que, muni d'un modèle de marche au hasard, le filtre se recale rapidement (200 points) lorsque la fréquence redevient stable (voir *fig.* 8).

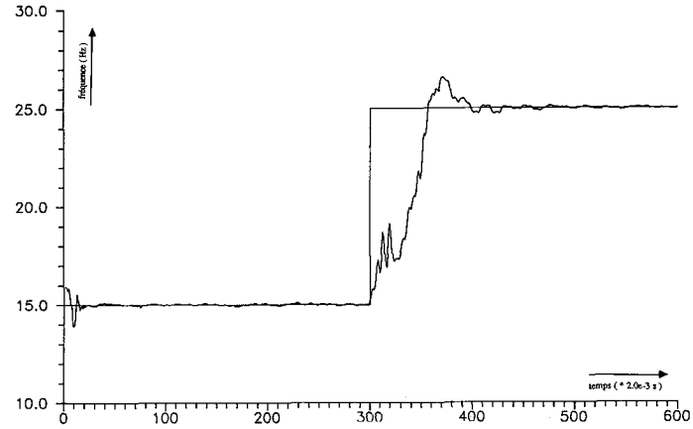


Fig. 8. — Représentation de la fréquence fondamentale du couple perturbateur estimée par le filtre de Kalman étendu en fontion du temps dans le cas d'un saut de fréquence de 15 à 25 Hz.

5.2. ALGORITHME COMPLET : SIMULATION

Le couple perturbateur est simulé par une sinusoïde bruitée (perturbation sinusoïdale d'amplitude 1 Nm sur lequel on rajoute un bruit centré d'écart type 0.3) correspondant à un moteur tournant à la vitesse nominale de 6 000 trs/min. Les tracés (*fig.* 9) permettent de visualiser la

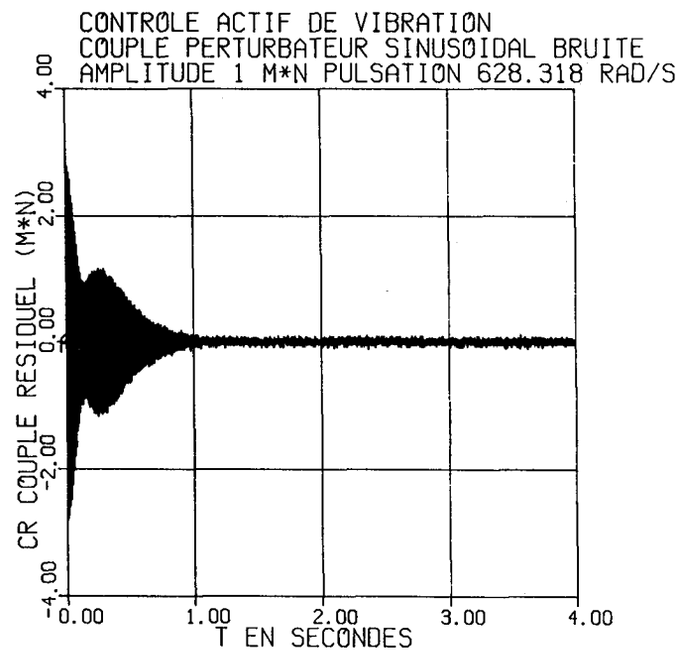


Fig. 9.

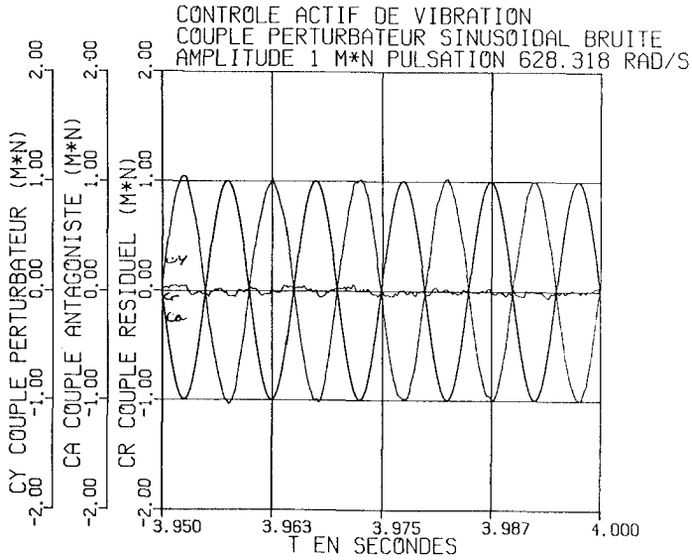
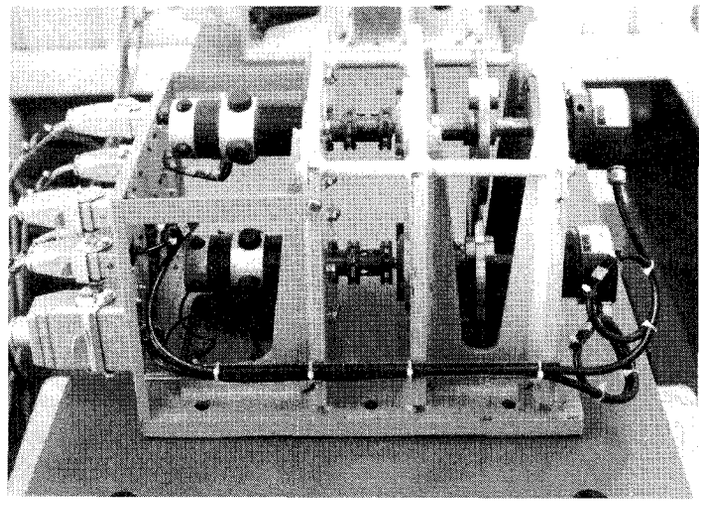


Fig. 10.



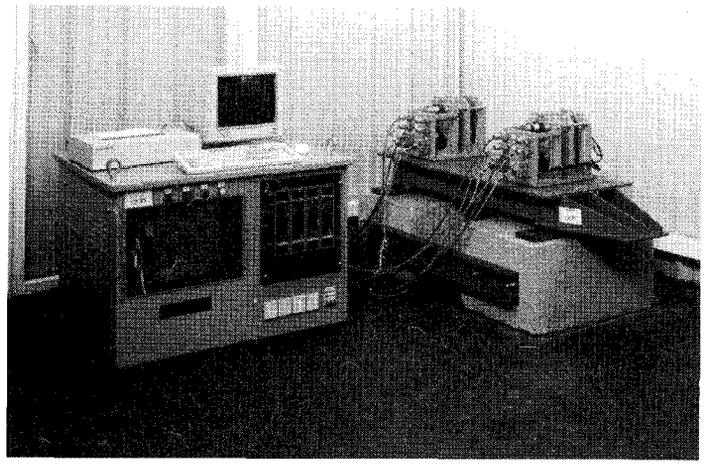


Photo 11. — Prototype du système d'amortissement monté sur pot vibrant.

convergence de l'algorithme au niveau du couple résiduel ainsi que, dilaté, le régime permanent (*fig.* 10). Ceci montre le bon comportement du système, et valide, en particulier les choix effectués dans la définition des variables à piloter, ainsi que la structure générale de la régulation. Outre la validation des algorithmes, ces simulations ont mis en évidence l'importance de la situation initiale des balourds. On peut noter aussi que cet ensemble allie une identification discrète à un asservissement continu. En pratique, la loi de pilotage fournit à l'asservissement de chaque moteur des points de consigne désirés. Compte tenu des temps de calcul nécessaires, la fréquence d'échantillonnage possible avec le matériel envisagé (du type PC/AT) est de l'ordre de 1 kHz. Dans le pire des cas (vitesse de 6 000 trs/min) les résultats ne sont que très peu affectés lorsqu'on diminue cette fréquence de 20 %.

Il faut toutefois souligner qu'il ne s'agit que de simulations ne tenant pas compte de la dynamique du système mécanique bruiteur-étouffeur, *ni* des incertitudes dues aux capteurs installés sur les moteurs et au conditionnement des signaux issus des accéléromètres [11]. Les résultats obtenus en réel sur l'amortissement d'un pot vibrant (voir photo 11), bien que moins bons, restent acceptables. L'ensemble du système est en cours de test sur un bateau.

6. Conclusion

L'objet de cet article était de proposer le pilotage d'un étouffeur de vibrations conçu par **acb,** dont la principale qualité est la faible consommation d'énergie en régime permanent. Cette étude nous a conduits, après analyse fonctionnelle de l'ensemble, à envisager une procédure adaptative comportant une partie identification et une partie contrôle. L'algorithme d'identification développé ici, utilisant le filtrage de Kalman étendu sur une représentation originale d'état des signaux harmoniques, a été testé sur des signaux réels. Les résultats obtenus ont confirmé les propriétés attendues (absence de biais, capacité de poursuite). L'algorithme de pilotage adaptatif complet a ensuite été essayé sur une simulation réaliste, et a fourni des résultats probants.

Après les premiers essais sur site menés par la société **acb,** un brevet a été déposé [12].

6. Annexe : Modélisation du couplage mécanique [6]

En rappelant les notations concernant le moteur j :

$$\alpha_j(t) = \text{position angulaire du balourd}$$

$$\omega_j = \frac{\mathrm{d}a_j}{\mathrm{d}t} \text{ vitesse de rotation}$$

$$\zeta_j(t) = [\zeta_{j\,1}(t)\ \zeta_{j\,2}(t)]^{\mathrm{T}} = [\cos\alpha_j(t)\ \sin\alpha_j(t)]^{\mathrm{T}}$$

les lois de la mécanique permettent de modéliser le couple en régime permanent par l'équation :

$$C_a = \lambda_1(\omega_1^2\,\zeta_{12} + \omega_2^2\,\zeta_{22} - \omega_3^2\,\zeta_{32} - \omega_4^2\,\zeta_{42}) - \lambda_2(\omega_1^2\,\zeta_{11} + \omega_3^2\,\zeta_{31}) - \lambda_3(\omega_2^2\,\zeta_{21} + \omega_4^2\,\zeta_{41})$$

où λ_1, λ_2, λ_3 sont des constantes liées au système, fonction des caractéristiques géométriques et inertielles.

Les moteurs sont supposés identiques et tourner à la même vitesse ω, et de plus sont calés de manière à asurer pour tout t :

$$\alpha_1(t) - \alpha_3(t) = \pi$$
$$\alpha_2(t) - \alpha_4(t) = \pi\,.$$

L'expression du couple se simplifie alors notablement, et s'écrit :

$$C_a = 2\,\lambda\omega^2 \cos\left(\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2 + \pi}{2}\right)$$

à rapprocher de l'expression standard :

$$C_a = A \cos\,(\omega t + \phi)\,.$$

L'« inversion » de cette équation se fait alors sans problème :

Connaissant l'amplitude A, la pulsation ω et la phase ϕ de C_a, on a :

$$\alpha_1 - \alpha_2 = 2\,\mathrm{Arccos}\left(\frac{A}{2\,\lambda\,\omega^2}\right)$$
$$\alpha_1 + \alpha_2 + \pi = 2(\omega t + \phi)\,.$$

Sachant que les moteurs tournent à la vitesse ω, on peut écrire :

$$\alpha_1(t) = \omega t + \varphi_1$$
$$\alpha_2(t) = \omega t + \varphi_2$$

ce qui entraîne :

$$\varphi_1 - \varphi_2 = 2\,\mathrm{Arccos}\left(\frac{A}{2\,\lambda\omega^2}\right)$$
$$\varphi_1 + \varphi_2 + \pi = 2\,\phi\,.$$

On dispose donc des éléments permettant de calculer α_1 et α_2 à partir de C_a, et donc de remonter à toutes les grandeurs de chaque moteur.

BIBLIOGRAPHIE

[1] M. Roseau, *Vibration des systèmes mécaniques : Méthodes analytiques et applications,* Masson, 1984.

[2] S. Jayasuriya, S. Choura, *Active vibration suppression by moving force actuators.* Journal of sound and vibration, 1990.

[3] P. Stoïca, R. L. Moses, B. Fiedlander, T. Söderström, *Maximum likelihood estimation of the perameters of multiple sinusoïds from noisy measurements,* IEEE ASSP, Vol. 37, mars 1989, pp. 378-391.

[4] R. Rajar Kumar, R. Pal, *Tracking of bandpass signals using center frequency adaptive filters,* IEEE ASSP, Vol. 38, octobre 1990, pp. 1710-1721.

[5] A. Nehorai, B. Porat, *Adaptive comb filtering for harmonic signal enhancement,* IEEE ASSP, Vol. 34, octobre 1986, pp. 1124-1138.

[6] Y. Hu, B. Phan, *Novel methods for harmonic frequency tracking.* 11e GRETSI Juan les Pins, 1-5 juin 1987, pp. 189-192.

[7] T. Pitarque, G. Alengrin, A. Ferrari, J. Menez, *A new space algorithm for computing the frequencies of sinusoïds in white noise.* Signal Processing 1991, n° 22, pp. 231-238.

[8] L. Ljung, T. Söderström, *Theory and practice of recursive identification,* MIT Press 1985.

[9] F. Auger, M. Guglielmi, *Identification des composantes sinusoïdales d'un signal bruité par filtre de Kalman étendu,* 13e GRETSI, Juan Les Pins, 16-20 septembre 1991.

[10] P. J. Parker, B. D. O. Anderson, *Frequency Tracking of non-sinusoidal periodic signals in noise.* Signal processing, 1990, n° 20, pp. 127-152.

[11] M. Guglielmi *et al., Contrôle actif d'un amortisseur de vibrations.* Rapport de contrat **acb**, juin 1990.

[12] Th. Legouis, De Larminat Ph., Guglielmi M., *Dispositif pour compenser une force vibratoire ou un couple vibratoire subi par un corps.* Brevet 91.03771 du 28 mars 1991.

Manuscrit reçu le 29 novembre 1990.