

## Identification d'un filtre récursif appliqué à un système d'absorption acoustique active

Guy BILLOUD, Marie-Annick GALLAND et Michel SUNYACH

**Résumé** — Cette étude concerne l'absorption acoustique active appliquée à des guides d'ondes planes ouverts. On aborde le problème particulier de l'identification des caractéristiques optimales du contrôleur électronique. On propose une nouvelle schématisation du système global qui conduit à élaborer une procédure systématique d'identification. Son application expérimentale permet d'obtenir une atténuation substantielle de bruits à large bande jusqu'à la fréquence de coupure du conduit.

### Characterization and use of a recursive filter for noise control

**Abstract** — This paper concerns active sound reduction in open ended ducts and presents a systematic means of finding optimal magnitudes for the electronic controller parameters. The technique is successfully applied to achieve broad band noise cancellation below the first cutoff frequency.

L'absorption acoustique active dans les conduits de faible longueur présente un grand intérêt. Ses applications sont nombreuses et concernent en particulier tout le domaine des systèmes de ventilation.

Dans ce type d'installation (fig. 1), on ne peut pas éviter la sensibilité du détecteur aux ondes de contre-bruit. Comme on l'a montré précédemment [1], le contrôle doit alors être effectué par un filtre récursif. Nous présentons ici plusieurs démarches qui permettent de déterminer les coefficients de ce filtre, de manière systématique.

**NOUVELLE CONCEPTION DU FILTRE.** — Lors d'une première approche [1], on a montré comment on pouvait considérer le contrôleur comme un filtre devant réaliser globalement une fonction de transfert optimale  $H$ .  $H$  est alors exprimée à partir de trois fonctions de transfert mesurables :

$H_0(f)$  fonction de transfert entre le capteur de contrôle et le détecteur, la source primaire étant seule en activité.

$H_1(f)$  [respectivement  $H_2(f)$ ] fonction de transfert entre le détecteur (respectivement le capteur de contrôle) et le signal envoyé à la source de contre-bruit, la source primaire étant à l'arrêt.

Ainsi,

$$H(f) = H_0(f) / (H_0(f)H_1(f) - H_2(f))$$

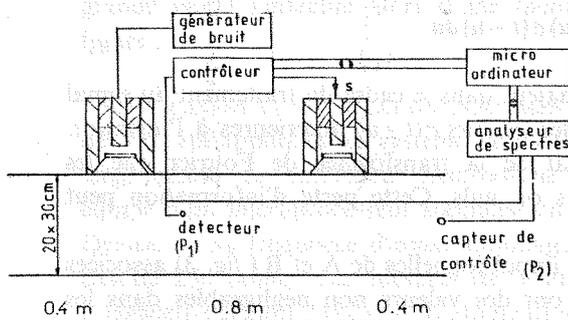


Fig. 1

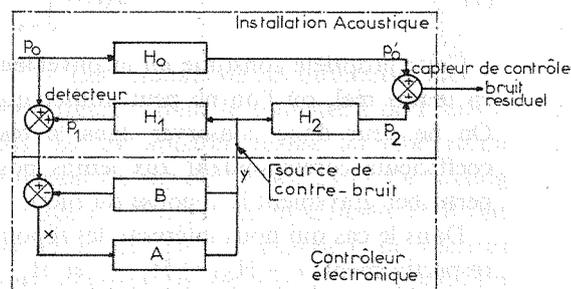


Fig. 2

Note présentée par Robert DAUTRAY.

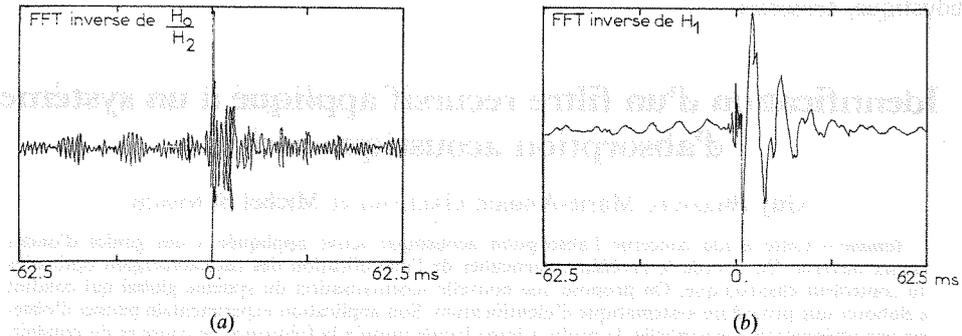


Fig. 3

Une telle façon de procéder conduit nécessairement à une approche fréquentielle du filtre récursif. L'identification de ses coefficients est alors effectuée avec une contrainte de stabilité. Nous ne connaissons pas de méthode générale adaptée à ce type de problème.

Ces difficultés d'identification proviennent de la nature récursive du filtre à réaliser. Or, celle-ci est imposée par la sensibilité du détecteur aux ondes de contre-bruit. Si on parvient à retrancher du signal du détecteur une estimation correcte de la contribution de la source secondaire, le phénomène de bouclage électro-acoustique disparaît. Ceci peut être effectué à l'aide d'un filtre transversal B. Un second filtre transversal A est alors chargé de minimiser la pression au capteur de contrôle. Ceci conduit à structurer le filtre récursif comme indiqué sur la figure 2. Le module B doit donc être équivalent au module  $H_1$ . Par suite, A doit modéliser le comportement du module  $-H_0$  en série avec un modèle inverse de  $H_2$ . Cette démarche s'apparente à celle d'Eriksson [2], bien que la schématisation de ce dernier n'autorise pas l'équivalence immédiate de B et de  $H_1$ .

IDENTIFICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX. — L'identification des filtres transversaux A et B peut être envisagée de différentes façons. La méthode classiquement utilisée est celle de la transformée de Fourier inverse. On obtient ainsi directement, à partir de la mesure de la fonction de transfert que doit réaliser le filtre, la réponse impulsionnelle, c'est-à-dire les coefficients du filtre transversal. Ces coefficients sont définis dans un espace de temps centré sur le temps  $t=0$ . Du fait de la convolution (1), on sait que les coefficients correspondant aux temps  $u$  négatifs vont pondérer, pour le calcul de la sortie  $s(t)$  du filtre, des valeurs de la fonction d'entrée  $e(t-u)$  postérieures à l'instant considéré :

$$(1) \quad s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u) e(t-u) du$$

Cette propriété constitue un inconvénient majeur dans le cadre du traitement du signal en temps réel, où l'on ne peut utiliser que des valeurs  $e(t-u)$  antérieures à l'instant  $t$ . On ne peut donc conserver dans le résultat de la transformée de Fourier que les coefficients correspondant aux temps positifs ou nuls. Cette perte d'information peut perturber gravement la réponse du filtre.

Dans le cas qui nous intéresse, les réponses impulsionnelles de A et B (fig. 3) associées respectivement à  $-H_0(f)/H_2(f)$  et  $H_1(f)$  ont des valeurs non négligeables dans les temps négatifs, et la troncature évoquée plus haut risque de poser des problèmes.

Cette limitation de la transformée de Fourier conduit à s'intéresser à d'autres méthodes, basées sur des acquisitions temporelles des signaux. On ne caractérise plus un module par sa fonction de transfert, mais par le couple de fonctions temporelles que constituent

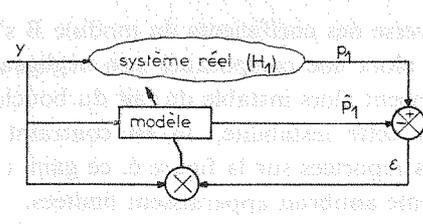


Fig. 4

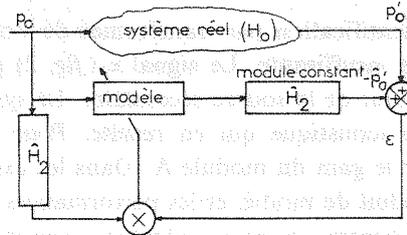


Fig. 5

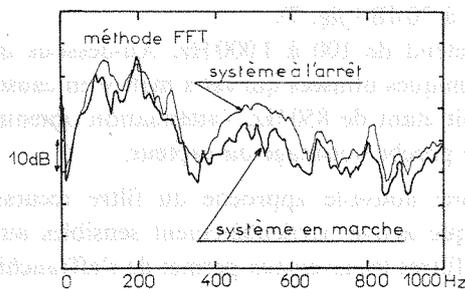


Fig. 6

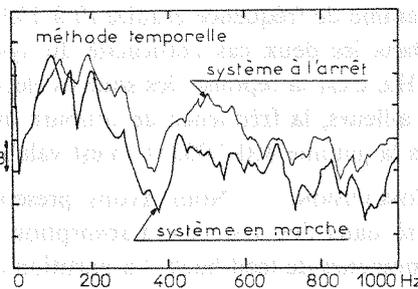


Fig. 7

ses signaux d'entrée et de sortie. Ainsi le rôle du module B est de donner, à partir de son signal d'entrée  $y(t)$ , le signal  $p_1(t)$  (fig. 4). On identifie les coefficients de B par la méthode du gradient de plus grande pente proposée par Widrow[3]. Cette méthode permet de déterminer directement le jeu de coefficients qui minimise l'erreur entre le signal de sortie désiré  $p_1$  et celui obtenu  $\hat{p}_1$ . Ces coefficients sont par définition limités aux temps  $u$  positifs [cf. (1)], contrairement au cas de la FFT inverse.

S'agissant du module A, le problème est un peu plus délicat. On ne dispose pas dans ce cas de deux signaux mesurables qui permettent une identification directe comme précédemment. On doit en effet modéliser un chemin électro-acoustique qui fait intervenir l'inverse de  $H_2$  dont l'identification directe est difficile. Une solution pratique consiste alors à identifier un modèle de  $H_2$ , soit  $\hat{H}_2$ , et à le placer en cascade avec A (fig. 5). Les coefficients de A sont alors optimisés pour que l'ensemble (A,  $\hat{H}_2$ ) soit un modèle correct de  $-H_0$ . Ainsi, A est bien un modèle de  $-H_0/H_2$ . La méthode du gradient de plus grande pente s'effectue alors d'une façon légèrement différente, comme le montre la figure 5.

APPLICATION A L'INSTALLATION EXPÉRIMENTALE. — Les résultats de ces différentes méthodes ont été appliqués au système antibruit de la figure 1 pour le traitement de bruits à large bande. Le contrôleur électronique utilisé est un appareil réalisé au laboratoire équipé d'un microprocesseur spécialisé en traitement du signal, l'ADSP2100 d'« Analog Devices ». Sa fréquence d'échantillonnage est fixée à 4kHz, et les modules A et B ont chacun 256 points. Les mesures de bruit sont effectuées par un analyseur de spectres « Hewlett-Packard 3582A ». L'atténuation ainsi obtenue est mesurée par comparaison des spectres de pression au capteur de contrôle, le système antibruit étant successivement en marche et à l'arrêt. Les deux démarches (FFT et méthode temporelle) ont été successivement appliquées pour la détermination des coefficients.

L'identification par transformée de Fourier inverse des coefficients du module B s'est révélée insuffisante. Le signal  $x$  (fig. 2) présente alors une composante non négligeable provenant de la source secondaire. Le système devient alors instable du fait du bouclage électro-acoustique qui en résulte. Pour maîtriser cette instabilité, on est contraint de limiter le gain du module A. Dans les expériences reportées sur la figure 6, ce gain a dû être réduit de moitié, et les performances du système antibruit apparaissent limitées.

Par contre, les essais effectués avec la méthode temporelle ne font pas apparaître de problème de ce type. La précision du modèle de  $H_1$  ainsi obtenu est suffisante pour garantir la stabilité du système et permet d'atteindre une atténuation s'échelonnant, sur la gamme de fréquence étudiée (0 à 1 kHz) de 5 à 20 dB (fig. 7).

Dans les deux cas l'efficacité du système s'étend de 100 à 1 000 Hz. Au-dessous de 100 Hz, c'est la réponse des sources électrodynamiques utilisées qui est à mettre en cause. Par ailleurs, la fréquence de coupure du conduit étant de 850 Hz, l'atténuation obtenue dans la gamme 850-1 000 Hz n'est valable qu'au proche voisinage du capteur.

**CONCLUSION.** — Nous avons présenté ici une nouvelle approche du filtre récuratif utilisé dans des systèmes d'absorption acoustique active particulièrement sensibles aux phénomènes de feed-back. La partition en deux filtres transversaux permet de s'affranchir des problèmes de bouclage, à condition que les phénomènes électro-acoustiques soient modélisés avec une bonne précision. A ce titre, une méthode temporelle d'optimisation s'est révélée plus efficace que la classique identification par FFT inverse. Le filtre alors réalisé, même s'il est intrinsèquement instable, conduit à un système global stable dans son fonctionnement, puisque le bouclage électro-acoustique est supprimé.

A l'avenir, les méthodes temporelles pourront être programmées dans le microprocesseur du contrôleur. Ceci permettra d'affiner les identifications de chaque module au cours du fonctionnement du système d'absorption acoustique active. Ainsi, le contrôleur serait à même de s'adapter aux évolutions des conditions ambiantes, et de garantir une atténuation durable.

Note reçue le 1<sup>er</sup> août 1988, acceptée le 5 août 1988.

#### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] G. BILLOU et M. A. GALLAND, Performances et stabilité d'un système d'antibruit utilisant un contrôleur à réponse impulsionnelle infinie, *C. R. Acad. Sci. Paris*, 306, série II, 1988, p. 761-764.
- [2] L. J. ERIKSSON, M. C. ALLIE et R. A. GREINER, The selection and application of an IIR adaptive filter for use in active sound attenuation, *I.E.E.E. transactions on acoustics, speech, and signal processing*, ASSP-35, n° 4, Apr. 1987.
- [3] B. WIDROW, *Adaptive Filters, Aspects of Network and System Theory*, R. E. KALMAN et N. DECLARIS éd., New York, Holt, Rinehart and Winston, 1970.

Laboratoire de Mécanique des Fluides, École centrale de Lyon,  
36, avenue de Collongue, B. P. n° 163, 69131 Ecully Cedex.