機械の起振力推定とその相殺による能動防振支持制御*

三橋 邦 宏*¹, 則 次 俊 郎*²
和 田 力*³, 西 陽 一*⁴

Cancellation Control for Active Machinery Vibration Isolation by Estimating Exciting Force

Kunihiro MITSUHASHI, Toshiro NORITSUGU,
Tsutomu WADA and Youichi NISHI

This paper proposes a cancellation control method for active machinery vibration isolation supported by multi-isolators. In this method, the cancellation signals are produced by simple independent analog circuits for each actuator, which use exciting forces that are estimated by measuring the accelerations of the actuators and the forces transmitted through the isolators. By analyzing the control equations, it can be observed that the control system is stable and causes high isolation effects for both lower order modes, where the machine vibrates as a rigid body, and higher order modes, where the natural vibrations of the machine dominate. The effectiveness of this method in wide frequency ranges is demonstrated experimentally by using a machinery model supported by four piezoelectric actuators.

Key Words: Vibration Control, Isolation, Forced Vibration, Stability, Active Control, Exciting Force Cancellation, Rotating Machinery

1. 緒 言

機械装置による振動の防止方法として、従来防振ゴム等による弾性支持法が用いられている。しかし、機械装置にかかる静的な荷重の変動および支持構造物の運動や傾斜により機械装置と支持構造物の相対変位が増大するため極端に弾性体を柔らかくすることはできず、低周波数での防振効果が小さい。このため、支持剛性が高く、しかも振動遮断効果の大きい能動防振支持法が種々提案^{(1)~(3)}されている。

多点支持の能動防振支持の制御法として、適応デジタルフィルタによる制御法⁽⁴⁾や回転信号に同期させる同期制御法⁽⁵⁾が研究されている。しかし、これらは高速のA/D、D/A変換器とデジタル計算装置を必要とし、また系の振動特性を記憶する必要がある。実用的観点からは、簡単な制御回路を用い、任意の機械起振力に適用可能な制御法が望まれる。

Metcalfeら⁽⁶⁾はアナログ演算回路を用いたオブザーバにより偏差を推定し、任意外乱に対する相殺制御

法を提案している。また、杉田ら⁽⁷⁾は一点支持系において、アクチュエータ下部の加速度と支持台への伝達力から機械の起振力を推定し、これを相殺する制御法を提案している。本研究では、これら2方法を拡張し、多点支持・多自由度の能動防振支持系に対する機械の起振力推定とその相殺による能動防振支持制御法を検討する。提案する方法では、機械の取付け部と支持台間に直列に挿入したアクチュエータを各支持点用のアナログ制御回路により独立に制御する。

まず、一点支持の能動防振支持系において原理と効果を検討する。次に、多点支持系に拡張し、機械が剛体として運動する低次モードモデルと機械本体とその取付け部の固有振動が支配的となる高次モードモデルに対して制御性能と安定性を検討する。また、圧電アクチュエータを用いた四点支持模型による実験を通して、この制御法が高周波数領域まで高い振動遮断性能を有することを示す。

2. 一点支持系の振動遮断制御

図1に機械を1個の質量、支持部を固定とした一点支持系の能動防振支持モデルを示す。質量の下部にアクチュエータを取付け、その下に弾性体を取付ける。この弾性体はアクチュエータが制御できない高周波数

* 原稿受付 平成4年7月29日。

¹ 正員、三井造船(株) (〒706 玉野市玉3-1-1)。² 正員、岡山大学工学部 (〒700 岡山市津島中3-1-1)。³ 正員、津山工業高等専門学校 (〒708 津山市沼624-1)。⁴ 学生員、岡山大学大学院。

成分を遮断するためのものである。このような構造において、アクチュエータを作動させて機械の起振力による支持台への伝達力を遮断する。

図1の系の運動方程式は以下となる。

$$\ddot{x} + 2\zeta_0\omega_0\dot{y} + \omega_0^2 y = f \quad \cdots (1)$$

$$x = y + u \quad \cdots (2)$$

ただし、 $\omega_0^2 = k_2/m$ 、 k_2 は支持用弾性体のばね定数、 m は機械の質量、 $2\zeta_0\omega_0 = c_2/m$ 、 c_2 は減衰係数、 x は機械の変位、 y はアクチュエータ下部の変位、 $f = F/m$ 、 F は機械の起振力、 u はアクチュエータの変位である。式(2)を式(1)に代入して式(3)が得られる。

$$\ddot{y} + 2\zeta_0\omega_0\dot{y} + \omega_0^2 y = f - \ddot{u} \quad \cdots (3)$$

質量 m で割った支持台への伝達力 f_T は式(4)となる。

$$f_T = -2\zeta_0\omega_0\dot{y} - \omega_0^2 y \quad \cdots (4)$$

Metcalf ら⁽⁶⁾は図2の構成の制御系を提案している。これは、偏差 ε をオブザーバにより推定し、 x を掛けてフィードバックすることにより、外乱を相殺する制御系である。図1の一点支持系においてはオブザーバを使用しなくても、式(4)の伝達力 f_T とアクチュエータ下部の加速度 $\ddot{y}$ を測定することにより、式(3)の左辺から偏差 $\varepsilon = f - \ddot{u}$ が以下のように推定できる。

$$\varepsilon = \ddot{y}_m - f_{Tm} = \ddot{y} + 2\zeta_0\omega_0\dot{y} + \omega_0^2 y \quad \cdots (5)$$

ここで、添字 m は測定値を示す。図2より、 $\ddot{u} = x\varepsilon$ と制御する。安定化のため、ラプラス変換の形で

$$1/(s + \omega_p) \quad \cdots (6)$$

なる不完全積分を行うと、制御信号 u は、

$$u = x(s^2 + 2\zeta_0\omega_0 s + \omega_0^2)y / (s + \omega_p)^2 \quad \cdots (7)$$

図1 一点支持系

図2 偏差オブザーバによる制御

となる。式(7)を式(3)に代入して、機器の起振力に対するアクチュエータ下部の応答は式(8)となる。

$$y = \frac{(s^2 + 2\omega_p s + \omega_p^2)f}{(s^2 + 2\zeta_0\omega_0 s + \omega_0^2)\{(x+1)s^2 + 2\omega_p s + \omega_p^2\}} \quad \cdots (8)$$

ω_p が小さいとき、振幅 y はこの制御によって $1/(x+1)$ 倍になる。制御系のブロック線図を図3に示す。

杉田ら⁽⁷⁾は機械の起振力 f を、伝達力と機械の加速度の計測値を用いて式(1)より、

$$\bar{f} = \ddot{x}_m - f_{Tm} = \ddot{x} + 2\zeta_0\omega_0\dot{y} + \omega_0^2 y \quad \cdots (9)$$

と推定している。式(3)の右辺を零にするように $\ddot{u} = \bar{f}$ と制御する。式(6)の積分を行うと制御信号は、

$$u = (s^2 + 2\zeta_0\omega_0 s + \omega_0^2)y / (2\omega_p s + \omega_p^2) \quad \cdots (10)$$

となる。式(10)を式(3)に代入して応答 y が、

$$y = \frac{(2\omega_p s + \omega_p^2)f}{(s^2 + 2\zeta_0\omega_0 s + \omega_0^2)(s^2 + 2\omega_p s + \omega_p^2)} \quad \cdots (11)$$

となる。 ω_p を小さくすることにより y が小さくなる。この制御系のブロック線図を図4に示す。図4で $\ddot{u}$ を $\ddot{y}$ に加えることは、図3では x を無限大にすることに相当する。

3. 多点支持系への拡張

図5に多点支持系のモデルを示す。機械の各取付け部の板にアクチュエータと弾性体を直列に取付ける。

3.1 振動系のモード座標表現 支持台への伝達力は、各支持点で同じ弾性体を使用するものとする。

$$F_T = -C_2\dot{y} - K_2y = C_2(-\dot{x} + \dot{u}) + K_2(-x + u) \quad \cdots (12)$$

となる。ここで、 $y = [y_1, y_2, \dots, y_n]^T$ 、 $x = [x_1, x_2, \dots,$

図3 偏差推定による制御

図4 起振力推定による制御

$x_n]^T$, $u=[u_1, u_2, \dots, u_n]^T$, $K_2=\text{diag}[k_2, \dots, k_2]$, $C_2=\text{diag}[c_2, \dots, c_2]$, $\text{diag}[\ ]$ は $[\ ]$ 内の値を対角要素とする行列, n は支持点数. 式(12)を機械の取付け部に作用させると, 能動防振支持系の運動方程式は,

$$\begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{x}_f \\ \ddot{x} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} + C_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{x}_f \\ \dot{x} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} + K_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x_f \\ x \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} F \\ 0 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} 0 \\ C_2 \end{Bmatrix} \ddot{u} + \begin{Bmatrix} 0 \\ K_2 \end{Bmatrix} u \quad (13)$$

となる. ここで, M_{ij} , C_{ij} および K_{ij} はそれぞれ機械の質量, 減衰および剛性行列, x_f は機械の支持点以外の変位, F は機械内に分布する起振力. 式(13)の減衰項を無視し, 右辺=0とした式の質量に関して正規化した固有モードを用いて機械の変位を,

$$[x_f, x]^T = [\Psi, V]^T q \quad (14)$$

と表現する. ここで, Ψ , V はそれぞれ支持点以外の固有モードと支持点の固有モードである. また, 以下では r 次の固有モードのみを対象として検討することとし, 式(15)で関係づけられるモード座標系を用いる.

$$x = V_r q_r, \quad y = V_r y, \quad u = V_r u \quad (15)$$

式(14), (15)を式(13)に代入して,

$$\ddot{q}_r + 2\zeta_r \omega_r \dot{q}_r + \omega_r^2 q_r = \xi \alpha \ddot{u} + \alpha u + f_r \quad (16)$$

が得られる. ここで, ω_r , ζ_r はそれぞれ r 次の固有角振動数と減衰比, $\xi = c_2/k_2$, $\alpha = k_2 V_r^T V_r$, $f_r = \Psi_r^T F$, $q_r = y + u$ を式(16)に代入すると,

$$\ddot{y} + 2\zeta_r \omega_r \dot{y} + \omega_r^2 y = f_r - (\ddot{u} + 2\zeta_u \omega_u \dot{u} + \omega_u^2 u) \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} 2\zeta_u \omega_u &= 2\zeta_r \omega_r - \xi \alpha \\ \omega_u^2 &= \omega_r^2 - \alpha \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

となる. 一点支持系の式(3)と比較すると, 式(17)には $2\zeta_u \omega_u \dot{u} + \omega_u^2 u$ が追加されている.

式(16)の $\ddot{q}_r$ と q_r にのみ $q_r = y + u$ を代入して, 一点支持系の式(1)に対応する以下の式が得られる.

図5 機械の多点能動防振支持系

$$\ddot{q}_r + 2\zeta_r \omega_r \dot{q}_r + \omega_r^2 q_r = f_r \quad (19)$$

3.2 偏差推定と起振力の相殺 式(12)の伝達力に, 式(15)を代入すると, 式(20)となる.

$$F_T = -V_r(c_2 s + k_2)y = V_r f_T \quad (20)$$

仮に想定した質量 m_t で式(20)の f_T を割ると,

$$\begin{aligned} f_T/m_t &= -(c_2/m_t s + k_2/m_t)y \\ &= -(\eta_t \omega_t s + \omega_t^2)y \quad (21) \end{aligned}$$

と表される. ここで, $\omega_t^2 = k_2/m_t$, $\eta_t = c_2 \omega_t/k_2$. 式(17)の右辺を偏差 ε とする. $\omega_t = \omega_r$ となるように m_t を選び $\eta_t = 2\zeta_r$ と仮定すると式(21)より ε が,

$$\begin{aligned} \varepsilon &= f_r - (\ddot{u} + 2\zeta_u \omega_u \dot{u} + \omega_u^2 u) = \ddot{y}_m - f_{Tm}/m_t \\ &= (s^2 + \eta_t \omega_t s + \omega_t^2)y \quad (22) \end{aligned}$$

と推定される. ここで, f_{Tm} は計測した伝達力 F_T から求まる f_T , $\ddot{y}_m$ は計測した加速度 $\ddot{y}$ から求まる $\ddot{y}$. 実際には, ω_t は一つの値にしか設定できないため, $\omega_t = \omega_r$ でない複数の固有モードをも, 一つの ω_t 値で制御する. 起振力を相殺する制御量 $\ddot{u}$ は x を掛けて式(23)となる.

$$\ddot{u} = x \varepsilon = x(s^2 + \eta_t \omega_t s + \omega_t^2)y \quad (23)$$

3.3 起振力推定とその相殺 式(19)において $\omega_u = 0$ と仮定すると式(19)は式(1)と形が一致する. 4.2節に示すように, 機械が剛体として振動する低次モードでは ω_u^2 と ζ_u は小さく, $\omega_u = 0$ を仮定できる. m_t を $\omega_r = \omega_t$ となるように選び $\eta_t = 2\zeta_r$ と仮定すると, 一点支持系の式(9)と同様に r 次モードに対する機械の起振力 f_r が, 式(24)のように推定される.

$$\bar{f}_r = \ddot{q}_{rm} - f_{Tm}/m_t = s^2 q_r + (\eta_t \omega_t s + \omega_t^2)y \quad (24)$$

同様に式(17)で $\omega_u = 0$ を仮定すると, 式(17)の右辺を零にする制御信号は以下となる.

$$\ddot{u} = \bar{f}_r \quad (25)$$

以降では, $\omega_u = 0$ を仮定できない高次モードに対しても式(24), (25)を適用し, その制御性能を評価する.

3.4 伝達力積分値フィードバック 伝達力の積分値をフィードバックすることにより, y に減衰力を与えられることが知られている⁽⁷⁾. そこで, 後の制御では式(26)の制御を加え, 制御性能の改善をはかる.

$$u = -g \int f_T/m_t dt \quad (26)$$

3.5 偏差推定制御 時間に関して $\tau = \omega_r t$ とし, $dx/dt = \omega_r dx/d\tau = \omega_r \dot{x}$ なる τ に関する微分を用いて時間に関する無次元化を行うと式(17)は,

$$\ddot{y} + 2\zeta_r \dot{y} + y = f - (\ddot{u} + 2\zeta_u \sigma_u \dot{u} + \sigma_u^2 u) \quad (27)$$

となる. ここで, $f = f_r/\omega_r^2$, $\sigma_u = \omega_u/\omega_r$. 式(23)と(26)を加算した制御式は,

$$\begin{aligned} \ddot{u} + 2\sigma_p \dot{u} + \sigma_p^2 u &= x(d_{0E} \ddot{y} + d_{1E} \dot{y} + d_{2E} y) \quad (28) \\ d_{0E} &= 1 + \nu \eta_t \sigma_t / x \end{aligned}$$

$$d_{1E} = \eta_i \sigma_i + \nu \sigma_i (\sigma_i + \eta_i \sigma_p) / \chi$$

$$d_{2E} = (1 + \nu \sigma_p / \chi) \sigma_i^2$$

となる。\$u\$ を求めるための積分には式(6)を用いた。

ここで、\$\sigma_i = \omega_i / \omega_r\$, \$\sigma_p = \omega_p / \omega_r\$, \$\nu = g \omega_r\$。式(28)を式(27)に代入して式(29)が得られる。

$$y = \frac{(s^2 + 2\sigma_p s + \sigma_p^2)f}{\chi(s^2 + 2\zeta_u \sigma_u s + \sigma_u^2)(d_{0E}s^2 + d_{1E}s + d_{2E})} \quad \dots\dots\dots (29)$$

ただし、\$\chi\$ が十分大きいと仮定して、分母における \$\chi\$ と \$\nu\$ を含まない項を省略した。制御により元の系の角固有振動数 \$\omega_r\$ (\$\sigma=1\$) の共振はなくなるが、無次元化角周波数が \$\sigma_u\$ と \$\sqrt{d_{2E}} \approx \sigma_i\$ の共振が新たに発生している。このうち、\$\sigma_i\$ の共振は、\$\nu\$ を大きくすると \$d_{1E}\$ が大きくなり減衰する。

3・6 起振力推定制御 式(25)と(26)を加算した制御式は、

$$2\sigma_p \ddot{u} + \sigma_p^2 u = d_{0D} \ddot{y} + d_{1D} \dot{y} + d_{2D} y \quad \dots\dots\dots (30)$$

$$d_{0D} = 1 + \nu \eta_i \sigma_i$$

$$d_{1D} = \eta_i \sigma_i + \nu \sigma_i (\sigma_i + \eta_i \sigma_p)$$

$$d_{2D} = (1 + \nu \sigma_p) \sigma_i^2$$

となる。式(30)を式(27)に代入し、\$\sigma_p\$ が小さく設計されたと仮定し、分母に現れる \$\sigma_p\$ を省略すると、

$$y = \frac{(2\sigma_p s + \sigma_p^2)f}{(s^2 + 2\zeta_u \sigma_u s + \sigma_u^2)(d_{0D}s^2 + d_{1D}s + d_{2D})} \quad \dots\dots\dots (31)$$

となる。この場合も元の系の角固有振動数 \$\omega_r\$ (\$\sigma=1\$) の共振はなくなるが、無次元化角周波数が \$\sigma_u\$ と \$\sqrt{d_{2D}} \approx \sigma_i\$ の共振が新たに発生する。このうち \$\sigma_i\$ の共振は、\$\nu\$ を大きくすると \$d_{1D}\$ が大きくなり減衰する。

4. 制御性能と安定性

4・1 センサ誤差を考慮した制御式 本制御では加速度センサと力センサより偏差または起振力を推定する。そこで、センサ出力の誤差を考慮した制御式を導く。真値に対して加速度センサが式(32)、力センサが式(33)の誤差を持つと仮定する。

$$a(1+ds)\omega_L/(s+\omega_L) \quad \dots\dots\dots (32)$$

$$(1+hs)\omega_L/(s+\omega_L) \quad \dots\dots\dots (33)$$

\$a\$ は真値が1のゲイン調整による振幅の誤差である。力センサのゲインは \$\sigma_i\$ と \$\nu\$ によって調整されるので省略する。\$d, h\$ は位相誤差を表現するためのものであり、虚数部が周波数とともに増大することを仮定している。\$\omega_L/(s+\omega_L)\$ はセンサの周波数感度の限界を表現するためのもので、取扱う式の簡単化のため1次のローパスフィルタとし、両センサで同一と仮定した。

式(32)を \$\ddot{y}_m\$ に、式(33)を \$f_{Tm}\$ に掛けて、以下のセ

ンサ誤差を慮した偏差推定制御の制御式が得られる。

$$(c_0 s^3 + c_1 s^2 + c_2 s + c_3)u = (d_0 s^3 + d_1 s^2 + d_2 s + d_3)y \quad \dots\dots\dots (34)$$

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= 1, \quad c_1 = \sigma_L + 2\sigma_p, \quad c_2 = 2\sigma_p \sigma_L + \sigma_p^2 \\ c_3 &= \sigma_L \sigma_p^2 \\ d_0 &= \chi a \sigma_L \delta + \nu \sigma_L \eta_i \sigma_i \lambda \\ d_1 &= \chi a \sigma_L + \nu \sigma_L \eta_i \sigma_i \\ &\quad + \lambda \sigma_L \sigma_i \{ \nu \sigma_i + \eta_i (\chi + \nu \sigma_p) \} \\ d_2 &= \sigma_L \sigma_i \{ \nu \sigma_i + \eta_i (\chi + \nu \sigma_p) \} \\ &\quad + \lambda \sigma_L \sigma_i^2 (\chi + \nu \sigma_p) \\ d_3 &= \sigma_L \sigma_i^2 (\chi + \nu \sigma_p) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (35)$$

ただし、\$\delta = d \omega_r\$, \$\lambda = h \omega_r\$, \$\sigma_L = \omega_L / \omega_r\$。

式(32)を \$\ddot{y}_{Tm}\$ に、式(33)を \$f_{Tm}\$ に掛けて起振力推定制御の制御式が得られるが、この場合は式(35)における \$c_0\$ と \$c_1\$ が式(36)となること、および \$\chi=1\$ となる点だけが偏差推定制御の場合と異なる。

$$c_0 = 1 - a \sigma_L \delta, \quad c_1 = \sigma_L (1 - a) + 2\sigma_p \quad \dots\dots\dots (36)$$

4・2 数値計算モデル 制御系の制御性能と安定性を調査するための数値計算モデルを検討する。支持点のモード値が振動系の平均値に等しいと仮定すると、質量で正規化した \$r\$ 次の固有振動に関して、\$V_r^T V_r = n / M_r\$ となり、式(18)の下側の式が、

$$\sigma_u^2 = 1 - k_2 V_r^T V_r / \omega_r^2 = 1 - n k_2 / K_r \quad \dots\dots\dots (37)$$

と表現される。ここで \$M_r, K_r\$ は \$\omega_r^2 = K_r / M_r\$ とする \$r\$ 次固有振動の等価質量と等価ばね。

機械の取付け部モビリティ \$\dot{x}_j / F_{Tj}\$ の周波数特性は、低周波数では質量の特性を示し、それより高い周波数では取付部の板の弾性によるばね (\$=k_1\$, 図5参照)の特性を示す。その後、取付け部の板の部分的な1次の固有振動が起こり、さらに高周波数では取付け部の局所的な高次固有振動特性を示すことが実測および計算により明らかになっている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

質量特性とばね特性を示す周波数範囲では、機械本体は剛体として運動し、支持ばねの剛性に関係した剛体モードの固有振動が発生する。この範囲では \$K_r \approx n k_2\$ となり、式(37)より \$\sigma_u^2\$ は零に近い値となる。

能動防振装置を取付けた場合でも機械の取付け部の1次の固有振動では、防振用弾性体のばね \$k_2\$ の影響

表 1 実験模型の \$\zeta_r, \zeta_u, \sigma_u\$ 値

	\$f_r\$	\$\zeta_r\$	\$\zeta_u\$	\$\sigma_u\$		\$f_r\$	\$\zeta_r\$	\$\zeta_u\$	\$\sigma_u\$
Lower Mode	55	0.0086	0.0026	0.53	Higher Mode	228	0.0066	0.0041	0.82
	80	0.0089	0.0024	0.47		300	0.0064	0.0042	0.85
	127	0.0096	0.0014	0.27		317	0.0061	0.0044	0.88
	\$\eta_t=0.02\$		\$\eta=0.01\$			405	0.0054	0.0048	0.96

は小さく、取付け部の板の剛性 k_1 が支配要素となるので、 $K_r \gg k_2$ となり、式(37)より σ_u^2 は 1 に近い値となる。取付け部の 1 次固有振動数より高い周波数における振動は、取付け部の高次振動や機械本体の振動となるので、支持ばねの影響はさらに小さくなり、 σ_u^2 はさらに 1 に近づくと考えられる。

以上のことを考慮して 5 章の実験モデルでは取付け部の板をはり、機械を鋼板で製作した。この実験模型について計算で求めた固有振動数 f_r とそれに対する ζ_r , ζ_u , σ_u 値を表 1 に示す。計算は機械を上下の並進 (質量 = 6.2 kg) と X, Y 軸に関する回転 (X 軸回転慣性 = 0.017 kg・m², Y 軸 = 0.016 kg・m²) の 3 自由度とし、4 箇所支持部のばねをばね ($k_1 = 6.2 \times 10^5$ N/m, 内部損失率 $\eta = 0.01$)、アクチュエータを質量 (0.28 kg) とする合計 7 自由度モデルにより行った。防振ゴムのばね定数 k_2 を 3.0×10^5 N/m, 内部損失率 η を 0.02 とした。

表 2 ははり部の剛性を支持ばねの 10 倍に上げて、 $k_1 = 3.0 \times 10^6$ N/m とした場合であるが、低次モードで

表 2 はり部の剛性を上げた場合の ζ_r , ζ_u , σ_u 値

Lower Mode	f_r	ξ_r	ξ_u	σ_u	Higher Mode	f_r	ξ_r	ξ_u	σ_u
	62	0.0097	0.0013	0.26		546	0.0055	0.0048	0.95
	87	0.0098	0.0011	0.22		586	0.0053	0.0048	0.97
	130	0.0099	0.0006	0.12		636	0.0052	0.0049	0.98
	$\eta_t=0.02$		$\eta=0.01$			867	0.0051	0.0049	0.99

(a) 低次モードモデル

(b) 高次モードモデル

図 6 偏差推定制御による制御性能 ($x=20$)

は σ_u は表 1 の場合よりも零に近づき、高次モードではより 1 に近づいている。

表 1 を参考にして、数値計算モデルを表 3 のように決めた。この表では、積分の遮断周波数 $f_p = 10$ Hz, センサのローパスフィルタの遮断周波数 $f_L = 3000$ Hz, 低次モードの固有振動数 $f_r = 100$ Hz, 高次モードの固有振動数 $f_r = 300$ Hz, 伝達力のゲイン周波数 $f_t = \omega_t/2\pi = 100$ Hz, $g = 0.0032$ と仮定した。また、式(26)

は式(15)より物理系では $u = -g/m_t \int F_r dt$ となるため、ゲインとして v の代わりに以下の θ を用いる。

$$\theta = v\sigma_t^2 = Gk_2/\omega_r, \quad G = g/m_t \quad \dots\dots\dots (38)$$

4・3 制御性能 表 3 の数値計算モデルに対する式(27)と(34)の連成式による偏差推定制御の制御性能の周波数特性 y/f を図 6 に示す。低次モードモデル、高次モードモデルとも σ_u , σ_t にピークがある。このうち σ_t に関するものは θ の増大によって減衰している。

起振力推定制御の制御性能の周波数特性を図 7 に示す。この結果も偏差推定の場合と同様な傾向を示して

表 3 数値計算モデル

Model	σ_u	σ_t	σ_p	σ_L	θ	η_t	ζ_r	ζ_u
Lower Mode	0.4	1.0	0.1	30	2.0	0.02	0.01	0.002
Higher Mode	0.8	0.33	0.033	10	0.68	0.02	0.006	0.004

(a) 低次モードモデル

(b) 高次モードモデル

図 7 起振力推定制御の制御性能

いるが、偏差推定の場合より性能がよい。

4・4 センサ誤差と安定性 式(27)と(34)の連成系の特性方程式は5次となり、 s^5 の係数が c_0+d_0 となる。偏差推定の場合は式(35)から、

$$c_0+d_0=1+\alpha\sigma_L\delta+\theta\eta_t\sigma_L\lambda/\sigma_t \quad (39)$$

となり、起振力推定の場合は式(36)から、

$$c_0+d_0=1+\theta\eta_t\sigma_L\lambda/\sigma_t \quad (40)$$

となる。表3の数値計算モデルに対して、式(40)が負になる条件は $\lambda < -0.83$ となり、このように大きな位相誤差が発生することはないと考えられるが、式(39)は $\alpha\sigma_L\delta$ の α が大きいため δ が負のとき容易に負となり、制御系が不安定となる。図8に低次モードモデルにおいて不安定が発生する実軸上の根の逆数値を、フィードバックゲイン α と加速度の位相誤差 δ の関係において示す。 α が大きい場合 δ が負になると直ちに不安定になるため、偏差推定制御法は実用できないことが推測される。

起振力推定制御において、表3の計算モデルで加速度の位相誤差 δ と伝達力の位相誤差 λ を種々変えた結果、低次モードモデルで λ が負の場合と高次モードモデルで δ が正のときに、式(27)と(34)の連成系の特性根に不安定となる根が存在することがわかった。図9は前者の場合であるが、この図より低次モードモデルでは σ_t を約3までしか上げられないことがわかる。

図8 偏差推定制御における加速度位相誤差 δ による不安定

図9 起振力推定制御における伝達力位相誤差($\lambda = -0.2$)による不安定

図10 起振力推定制御の加速度位相誤差による不安定

図10は後者の場合であるが、 θ を大きくすることによって安定領域が拡大する。

4・5 起振力推定制御の安定性 表3のパラメータの変化に対する安定性を式(27)と(34)の連成系の特性根により調査する。図11は σ_u の変化に対して不安定が発生する根の軌跡である。低次モードモデルの σ_u は小さく、高次モードモデルの σ_u は1に近い値、

(a) 低次モードモデル (b) 高次モードモデル

図11 σ_u と安定性

(a) 低次モードモデル (b) 高次モードモデル

図12 σ_t と安定性

(a) 低次モードモデル (b) 高次モードモデル

図13 σ_p と安定性

(a) 低次モードモデル (b) 高次モードモデル

図14 σ_L と安定性

両モデルとも安定である。

図12に σ_i の変化に対して不安定となる根の軌跡を示した。(a)の低次モードモデルでは、 σ_i が小さいところで、(b)の高次モードモデルでは σ_i の大きいところで不安定となる。つまり、 $\sigma_i = \omega_i/\omega_r$ は低次モードでは大きく、高次モードでは小さくすればよく、 ω_i を低次モードと高次モードの固有振動数の中間の値にすることによって安定にできる。

図12には $\eta_i=0$ の場合も記入したが、この影響は小さい。式(21)の η_i 項が省略できることは、伝達力の代わりに変位をフィードバックしても同様な結果が得られることを示している。

図13に σ_p の変化により不安定が発生する根の軌跡を示した。(a)の低次モードモデルでは σ_p が約0.05より小さいとき、(b)の高次モードモデルでは約0.05より大きいとき不安定である。このことより、積分の遮断周波数 f_p は、低次モードと高次モードの中間の周波数の0.05倍程度に選べばよいことがわかる。

図14に σ_i の変化に対して不安定が発生する根の軌跡を示した。低次モードモデルでは σ_i は大きいほど安定であるが、高次モードモデルでは約16以上で

不安定となる。高次モードモデルの安定条件を満足するため σ_i を小さく設定したとしても、 $\sigma_i = \omega_i/\omega_r$ であるので、低次モードモデルでは ω_r が小さい分 σ_i は大きくなり、不安定となることはないと考えられる。

5. 実験

5.1 実験装置 実験模型を図15に示す。4箇所の支持部に圧電アクチュエータと防振ゴムを順に取付け、支持台に結合する。加速度センサを圧電アクチュエータの上部と下部に取付け、さらにアクチュエータと防振ゴムの間に力センサとして圧電体を挿入する。また、質量付きの圧電アクチュエータを真しゅう棒により機械からつり下げ、これによって機械の起振力を発生させる。2個つり下げているが、実験では図中Aを作動させた。実験は機械の起振力として掃引発振器の正弦波を使用し、周波数応答を測定した。

制御回路を図16に示す。オペアンプで製作した増幅器、積分器および加算器から成っている。加速度および伝達力の整形に市販増幅器に内蔵された4次パワースローパスフィルタ（遮断周波数3kHz）を使用した。積分器の遮断周波数は10Hzとした。増幅器の係数 a は偏差推定制御では x に、起振力推定制御で

図15 実験模型

図16 制御回路

図17 偏差推定制御の応答特性 ($\ddot{y}_1/F$)

図18 各種制御の応答特性 ($\ddot{y}_1/F$)

図 19 起振力推定制御における各支持点の応答特性

は式(32)の振幅誤差 a に相当する。係数 b は式(21)のゲイン $1/m_i$ であり、係数 G は式(38)の伝達力積分値フィードバックのゲインである。出力 u_j は圧電アクチュエータのパワーアンプに入力する。図 16 の制御回路は各支持点に独立して存在するが、係数 a, b および G は同じ値に設定する。

5.2 偏差推定制御の制御結果 図 17 に機械の起振力に対するアクチュエータ下部の応答を示す。 $x=1.12$ 以上では、減衰制御のゲイン G を大きくしても発振した。これは式(39)が負になる加速度センサの位相誤差による不安定と考えられる。

5.3 起振力推定制御の制御結果 図 18 に a, b および G による制御結果を示す。加速度信号のゲイン a だけでは $a=0.11$ 以上で発振した。 b を加えると $a=0.45$ まで上げることができ、1次と2次固有振動に対して効果が得られている。 G だけによる制御は低次モードの共振振幅を下げている。

図 19 に a, b および G を同時に作用させた場合の各アクチュエータ下部の応答を示す。実験の全周波数帯域において 10~20 dB の防振効果が得られている。制御結果には鋭いピークがある。これは計算結果の図 7 にもみられる σ_u によって新たに発生する極によるものと推定されるが、元の系の共振に比べてその振幅は小さい。 $b=1.35$ は、式(21)より $f_i = \omega_i/2\pi = 101$ Hz

に選んだことになり、これは図 12 の考察における f_i を低次モードと高次モードの中間の周波数に設定する結論に近い値である。

6. 結 言

機械の取付け部と支持台間に挿入した能動防振用アクチュエータ部の加速度と支持台への伝達力を測定し、アナログ演算回路により起振力を相殺する制御法について、制御性能と安定性を検討した。また、4点支持の実験模型により制御性能を確認した。

以下に本研究で得られた結果をまとめる。

(1) 偏差（機械の起振力とアクチュエータの発生力の差）を推定し、機械の起振力を相殺する偏差推定制御法は加速度センサの位相誤差により不安定となる。

(2) 機械の起振力を推定し、これを相殺する起振力推定制御法は機械が剛体として運動する低次モードの振動だけでなく、機械本体とその取付部の固有振動が支配的となる高次モードの振動に対しても振動遮断効果を発生する。

(3) これら両制御法では、アクチュエータの加振特性に基づく極が新たに発生するが、その振幅は元の系の固有振動の共振振幅に比べて小さい。

以上により、本研究の起振力推定制御法は、広い周

波数帯域にわたって高い振動遮断効果を持つことがわかった。

文 献

- (1) Smith, R. A. and Chaplin, G. B. B., *Inter-Noise 83 Proc.*, (1983), 403.
- (2) von Flotow, A. H., *Proc. 27th IEEE Conf. on Decision and Control*, (1988), 2029.
- (3) Watters, B. G., Coleman, R. B., Duckworth, G. L. and Berkman, E. F., 文献(2)の2033ページ.
- (4) Nelson, P. A., Jenkins, M. D. and Elliott, S. J., *NOISE-CON 87 Proc.* (1987), 425.
- (5) Mitsuhashi, K., Biwa, T., Mizuhara, S., Sugiura, K., Ogata, K. and Nakai, N., *Proc. 18th Int. Congress on Combustion Engines*, (1989), 281.
- (6) Metcalfe, A. V., and Burdett, J. S., *Trans. ASME J. Vib. Acoust.*, 112(1990), 535.
- (7) Sugita, Y., Mitsuhashi, K., Fuda, Y. and Murata, M., 海洋音響研究会誌, 15-2(1988), 88.
- (8) Petersson, B. and Plunt, J., *J. Sound Vib.*, 82-4, (1982), 531.
- (9) 三橋・上牟田・中村, 日本造船学会論文集, 158(1985), 645.