液体管路用アクティブ形脈動減衰装置の開発*

(第3報, 広帯域ランダム脈動用制御系の試作と減衰特性の基礎実験)

小嶋 英一^{*1}, 品田 正昭^{*1}, 山岡 忠史^{*2}

Development of an Active Attenuator for Pressure Pulsation in Liquid Piping Systems (3rd Report, Trial Construction of the Control System and Fundamental Experiments for Wide-Band Random Pressure Pulsation)

Eiichi KOJIMA, Masaaki SHINADA and Tadashi YAMAOKA

A new technique for an active attenuator for pressure pulsation in liquid piping systems, which detects the progressive wave component of fluid-borne vibration and then controls the second source feed-forwardly by this detected signal so as to eliminate the progressive wave in its downstream pipe completely by producing cancelling fluid vibration, has been presented, together with experimental results. In this report, emphasis is placed on the design of a signal processing circuit for the controller applicable to the wide-band random fluid vibration. The desired (target) characteristics for the controller could be realized through a newly devised signal processing circuit combining the finite-impulse-response (FIR) digital filter and analog compensating circuit. The pressure pulsation, including many harmonic components over the wide frequency range, was produced by a rotary-type spool valve. It could be confirmed by the test in a model experimental pipeline that, when the present control system was operated, the pressure pulsation in a downstream pipe of the second source was reduced to around 1/10 (−20 dB) of that in the case where the control system was off for almost all harmonics of 15 to 400 Hz.

Key Words: Pulsation, Wave, Noise, Fluctuating Pressure, Vibration Control, Active Control, Computer Control, FIR Digital Filter

1. 緒 言

Huygensの原理に基づくアクティブ形の脈動制御技術は, 最近の電子デバイスやデジタル信号処理技術の著しい進歩に伴って急速に発展し, 管長-管径比が比較的大きく, 圧力脈動が一次元波動と考えられる配管ダクトの消音器などの分野では, すでに一部実用に供せられている^{(1)~(6)}. さらに, 内部で共鳴も生じるような管長-管径比が比較的小さいダクト系に対するアクティブ形消音の研究も盛んに行われており⁽⁷⁾⁽⁸⁾, ここ数年で, 自動車⁽⁹⁾や航空機客席⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾のこもり音などの二次元および三次元波動のアクティブ制御技術も実用化される見通しとなっている⁽¹²⁾.

しかし, プラント用液体輸送管路を対象にしたアクティブ形脈動制御に関しては, 抄紙機原料配管の脈動制御⁽¹³⁾や, 著者らが報告した小形モデル実験装置を用いた基礎研究⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾を除いては, 研究論文や実用例は著者らの知る限り国内外を問わず発表されていない。

本報は, 管路の上流側で実時間検出した脈動の進行

波成分の信号を用いて, 下流側に設けた二次ソースを相殺用の進行波を発生させるようにフィードフォワード制御し, これより下流の管内の圧力脈動を消去する広帯域ランダム脈動用の液体用アクティブ形減衰装置を試作し, 小形モデル実験装置によりその減衰特性を検討したものである。

なお, 広帯域ランダム脈動制御用のアクティブ形減衰装置の設計の主要なポイントは, (1)信号処理回路の伝達特性をターゲット特性に近づける, (2)システムの安定度を高めハウリングを防止する, この二つであるが, 本報は, 信号処理回路の設計を主目的に, 主として上記(1)の観点から検討を行ったものである。

2. 記 号

本論文で使用する主な記号は以下のとおりである。

A_c : サーボアクチュエータ(二次ソース)の断面積 m^2

A_p : 管路の断面積 m^2

c : 管路内流体中の音速 m/s

f_n : 脈動の n 次の調和周波数 Hz

$f_i(t)$: 時刻 t , 位置 x_0 における流速変動の進行波成分 m/s

* 原稿受付 平成4年3月16日.

^{*1} 正員, 神奈川大学工学部 (〒221 横浜市神奈川区六角橋3-27-1).

^{*2} 神奈川大学大学院.

$F_1(s)$: $f_1(t)$ のラプラス像関数 (以下, 同様に時間関数の変数の小文字を大文字に, t を s に変えて, そのラプラス像関数を表すこととする)
m/s

f_s : サンプル周波数 Hz

$G_a(s)$: 変位制御のサーボアクチュエータの伝達関数
m/V

$G_c(s)$: コントローラの伝達関数 $= sG_a(s)G_s(s)$

$G_c^*(s)$: $G_c(s)$ のターゲット特性

$G_{c,p}(s)$: $U_c(s)$ に対する $P(s, x)$ の伝達関数
Pa·s/m

$G_{c,w}(s)$: $U_c(s)$ に対する $W(s)$ の伝達関数

$G_{comp}(s)$: 補償回路の伝達関数 s

$G_f(s)$: FIR デジタルフィルタの伝達関数 V/m

$G_f^*(s)$: $G_f(s)$ のターゲット特性 V/m

$G_s(s)$: 信号処理回路の伝達関数 V·s/m

$G_s^*(s)$: $G_s(s)$ のターゲット特性 V·s/m

$G_{w,p}(s)$: $W(s)$ に対する $P(s, x)$ の伝達特性
Pa·s/m

K_1 : 補償回路の係数 s^{-1}

K_θ : ゲイン調整器の感度

K_θ^* : ターゲット特性を満足する K_θ の値

l : 管長 (添字に関しては図1参照) m

$p(t, x)$: 時刻 t , 位置 x における圧力変動 Pa

s : ラプラス演算子 s^{-1}

t : 時間 s

Δt : サンプル周期 $= 1/f_s$ s

$u_c(t)$: 二次ソースにおける断面平均流速の変動
m/s

$u_s(t)$: 脈動源 (一次ソース) における断面平均流速の変動 m/s

$v_c(t)$: サーボアクチュエータの速度 m/s

$w(t)$: 検出要素の出力信号 $= f_1(t)$ m/s

x : 脈動源を基準にした管路の座標 m

x_0 : 二つの圧力変換器の中間の位置の x 座標
m

$y_c(t)$: サーボアクチュエータの変位 m

$z(t)$: サーボ増幅器の駆動入力信号 V

Z_c : 管路の特性インピーダンス $= \xi(s)\rho c$
Pa·s/m

$\xi(s)$: 管内流体波の伝ばオペレータ

ρ : 流体の密度 kg/m^3

τ : 伝ば時間 $= l_1/c$ s

ω : 脈動の角周波数 rad/s

3. 本脈動減衰装置の概要と基本原理

本考案の脈動制御装置は, 管路の上流側 ($x = x_0$) で実時間計測した⁽¹⁴⁾ 流体振動の進行波成分を動作信号に用いて, 下流 ($x = x_0 + l_1$) に設けた二次ソースをフィードフォワード制御し, これより下流の管内の圧力脈動を消去するように設計されたものであり, その基本構成は図1のように示すことができる。以下, 制御の基本原理を説明する。

脈動源 (一次ソース端) の管内の流速脈動を $u_s(t)$, 管路に分岐して設けた二次ソース端の流速脈動を $u_c(t)$, $x = x_0$ における検出信号 (換言すれば, コントローラの動作信号) を $w(t)$, 位置 x における管内の圧力脈動を $p(t, x)$ とすると, システムの基礎式はラプラス領域で次のように表せる。

$$U_c(s) = G_c(s) W(s) \cdots \cdots (1)$$

$$W(s) = G_{s,w}(s) U_s(s) + G_{c,w}(s) U_c(s) \cdots \cdots (2)$$

$$P(s, x) = G_{s,p}(s) U_s(s) + G_{c,p}(s) U_c(s) \cdots \cdots (3)$$

ここで, $G_c(s)$ はコントローラの伝達関数, $G_{i,j}(s)$ は信号 i に対する信号 j の伝達関数である。

これより, 図1に示すシステムは図2に示すブロック線図で表され, また, $x \geq x_0 + l_1$ の管内の圧力脈動 $P(s, x)$ と一次ソースの流速脈動 $U_s(s)$ の関係は次式のようになる。

$$P(s, x) = [G_{c,p}(s) G_{c,w}(s) G_{s,w}(s) + G_{s,p}(s) - G_c(s) G_{c,w}(s) G_{s,p}(s)] U_s(s)$$

図1 本アクティブ形脈動減衰装置の基本構成

図2 本アクティブ形脈動減衰装置のブロック線図

$$/[1 - G_c(s)G_{c,w}(s)]U_s(s) \cdots \cdots \cdots (4)$$

したがって、コントローラの特性を次式(以下、これをコントローラのターゲット特性と記す)のように設定すると、

$$G_c^*(s) = \frac{G_{w,p}(s)}{G_{c,w}(s)G_{w,p}(s) - G_{c,p}(s)} \\ = -2 \frac{A_p}{A_c} e^{-s\ell_1/c} \cdots \cdots \cdots (5)$$

管内の圧力脈動は

$$x \geq x_0 + l_1: \\ P(s, x) = 0 \\ x \leq x_0 + l_1: \\ P(s, x) \\ = \frac{Z_c \sinh\{s\xi(s)(x_0 + l_1 - x)/c\}}{\cosh\{s\xi(s)(x_0 + l_1)/c\}} U_s(s) \\ \cdots \cdots \cdots (6)$$

となり⁽¹⁵⁾、二次ソース下流($x \geq x_0 + l_1$)の圧力脈動は、一次ソースと二次ソースからの二つの波の干渉効果により、零に減衰する。

さらに、二次ソースとして変位制御のサーボアクチュエータを使用するものとし、増幅器を含むサーボアクチュエータの伝達関数を $G_a(s) = [Y_c(s)/Z(s) = U_c(s)/sZ(s)]$ とすると、式(5)を満足するように設定すべき図1中の制御用信号処理回路のターゲット特性 $G_s^*(s)$ は

$$G_s^*(s) = -2 \frac{A_p}{A_c} \frac{1}{G_a(s)} \frac{e^{-s\ell_1/c}}{s} \cdots \cdots \cdots (7)$$

となる。換言すれば、二次ソース下流の圧力脈動を零にするためには、サーボ増幅器の時間領域での駆動入力信号 $z(t)$ を

$$z(t) = \int_0^t g_s^*(\sigma)w(t-\sigma)d\sigma \cdots \cdots \cdots (8)$$

になるように制御すればよい。ここに、 $g_s^*(t)$ は式(7)に示す $G_s^*(s)$ のインパルス応答である。なお、実際のシステムでは、信号処理にはデジタル信号処理回路が用いられるので、取扱う信号は離散時間信号であり、式(8)は次に示す積和演算の形になる。

$$z(n\Delta t) = \sum_{i=0}^{N-1} g_s^*(i\Delta t)w(n\Delta t - i\Delta t) \cdots \cdots \cdots (9)$$

ここに、 Δt はサンプリング周期($=1/f_s$)、 N はフィルタ次数であり、また、 $g_s^*(n\Delta t)$ は $G_s^*(j\omega)$ の逆フーリエ変換で次式により求められる。

$$g_s^*(n\Delta t) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} G_s^*(j\omega) e^{j\omega n\Delta t} d\omega \cdots \cdots \cdots (10)$$

式(9)の形の演算は、信号処理回路に FIR (Finite Impulse Response) デジタルフィルタを用いることにより原理的にはすべて実現可能である。しかし、二次ソースから発生させる波の位相の分解能 $\Delta\phi$ (周波

数 f の脈動に対しては、 $\Delta\phi = 360f\Delta t(^{\circ})$ が許容される誤差(通常は約 $\pm 5^{\circ}$) 範囲に入るように Δt の値を設定する⁽¹⁵⁾、 $G_s^*(s)$ のインパルス応答が収束する時間以上に $N\Delta t$ の値を設定する、式(9)の演算[詳しくは、進行波 $f_1(t)$ の高速変換演算も含めて]が Δt 以内に終了する、などの現実の要求をすべて満足させることは、式(7)の形のままのフィルタ計算では不可能である。これに関する対策については、4章の制御用信号処理回路の設計の項で述べる。

4. 小形モデル実験装置と信号処理回路の設計

4.1 小形モデル実験装置 図3に、本考案のアクティブ形脈動減衰装置に対する小形モデル実験装置を示す。管路にはすべて内径が 19.6 mm、全長が 7.47 m ($x_0 = 0.97$ m, $l_1 = 5.86$ m, $l_2 = 0.64$ m) の鋼管を用いた。管路の上流端には、一次ソースとして、固定絞りと回転形スプール弁(可変絞りを)を組合せた流体ハーフブリッジ回路を用い、スプールの回転速度をいろいろに変化させることにより、種々の周波数の基本波からその 15 倍程度の高調波まで卓越して含む広帯域の圧力脈動を管内に発生させた。使用した回転形スプール弁は、スプール 1 回転当たりオリフィス開口部がインパルス状に 1 回だけ開口するように設計されている。二次ソースには、図4に示す周波数特性をもつ変位制御の電気・油圧サーボシリンダを使用し、 $x = 6.83$ m の位置で管路に直角に分岐させて接続した。管路の下流端は境界条件の明りょうな閉口端とし、実測値と比較するための理論値をできるだけ正確に求められるようにした。

減衰特性に対する本実験に先だって、本脈動減衰装置の動作信号である管内流体振動の進行波成分が、多くの高調波を含む脈動に対しても精度良く実時間計測できるか否かを検討した。進行波成分を求めるための

図3 本考案のアクティブ形脈動減衰システムと小形モデル実験装置

圧力差測定および高速変換演算を含む計測法は、より高性能のデジタル信号処理回路（以下、DSP と記す）を用いている以外は、前報⁽¹⁴⁾と同じである。図5は、進行波の計測値（○印と△印）と、実測した P_1 の値と管内油中の波動伝ば特性を基に算出した理論値（実線と破線）であり、それぞれFFTで波形解析した十五次程度までの調和成分の振幅と位相で比較している。実測値が理論値よりもほぼサンプリング周期（位相に換算すれば、 $360/f_s[^\circ]$ ）だけ遅れていることを除けば、両者は良く一致している。これより、高調波を含む複雑な波形の脈動（周波数帯域を限定すれば、広帯域ランダム脈動）に対しても本計測法により流体振動の進行波成分を精度良く実時間計測できることがわかる。

4・2 制御用信号処理回路の設計 本アクティブ形脈動減衰装置の制御用信号処理回路の設定すべきターゲット特性 $G_s^*(s)$ は、式(7)に示すように、積分要素 ($1/s$) と増幅器を含むサーボアクチュエータの伝達関数 G_a （これは図4に示すように一次遅れ要素の特性に近い）の逆数を含む非常に広帯域の調和成分を含

図4 二次ソース（電気・油圧サーボシリンダ）の周波数応答特性

図5 進行波 $F_1(s)$ の理論値と実測値

む周波数関数である。そのため、 $G_s^*(s)$ の周波数特性を精度良く実現するためには、式(10)に示す $G_s^*(s)$ のインパルス応答 $g_s^*(n\Delta t)$ の時間変数 n を f_s 個程度まで多くとることが必要になる。すなわち、目標の駆動入力信号 $z(t)$ を正確に得るためには、式(9)の積和演算において、フィルタ次数 N を f_s 個程度まで多くとる必要がある。しかるに、二次ソースから発生させる干渉波の位相誤差を 400 Hz 程度の脈動に対しても $\pm 5^\circ$ 程度に抑えるためには、サンプリング周波数 f_s を 20 kHz 程度に設定する必要がある。この場合、 $N = 2 \times 10^4$ 個となり、式(9)の積和演算をサンプリング周期 Δt 内に終了させることは不可能になる。この問題を解決するために本装置では、図6に示すように、制御用信号処理回路を FIR デジタルフィルタと、伝達関数が $G_{comp}(s) = (K_1 + s)/K_1 s$ の補償回路および感度 K_g （可変）のゲイン調整器のアナログ回路に分け、少ないフィルタ次数で式(7)に示す制御用信号処理回路のターゲット特性 $G_s^*(s)$ を実現できるようにした。すなわち、式(7)を

$$G_s^*(s) = -2 \frac{A_p}{A_c} G_{comp}(s) \frac{K_1 e^{-st} \tau}{(K_1 + s) G_a(s)} \\ = -K_g^* \times G_{comp}(s) \times G_f^*(s) \dots \dots \dots (11)$$

のように、上の三つの要素の伝達関数に分け、FIR デジタルフィルタで設計する $G_f^*(s)$ の周波数特性 [換言すれば $G_s^*(s)$ の周波数特性] を少ないフィルタ次数のインパルス応答で精度良く実現できるようにした。なお、式(11)の右辺の負号はサーボ増幅器の正負の極の選択 [すなわち、正の $z(t)$ に対して $y_c(t)$ が負方向に動くように] で考慮した。また、後述するように管内液柱の共振周波数（特に高周波域での）に極めて近い周波数の成分に対しては、二次ソースによる減衰制御が難しくかえって振幅が増大してしまうことがある。本システムではこれを防ぐために、約 400 Hz 以上の周波数では $G_f^*(s)$ のゲインを目標値よりも極端に下げ、約 570 Hz 以上の高周波成分の信号をサーボ増幅器に入力しないようにした。なお、 $G_{comp}(s)$ の補償回路を設けて、 $G_s^*(s)$ の周波数特性を少ないフィルタ次数のインパルス応答で実現する本方法は、例えば精度の高いデジタル式ローパスフィルタを設計するため

図6 本制御装置の制御用信号処理回路

に、窓関数と呼ばれる重み関数をかけて（直列に接続して）少ないフィルタ次数で実現する方法と、原理的には同じと考えてよい。図7に、式(11)に示す $G^*(s)$ の周波数特性を実現するために FIR デジタルフィルタに装てんしたフィルタ係数を示す。

図8は、 $G^*(s)$ [正確には、式(7)の負号を除いた値] の周波数特性の目標値と、入力 $W(s)$ と出力 $Z(s)$ の実測値の比から求めた周波数特性を比較したものであり、本装置で対象にしている 400 Hz 程度までの周波数に限定すれば、振幅および位相ともに、両者は良く一致している。すなわち、FIR デジタルフィルタとアナログ補償回路の組合せで、本システムに必須の制御用信号処理回路のターゲット特性 $G^*(s)$ を精度良く実現できることがわかる。

5. 減衰性能の試験結果と考察

減衰性能の試験は、一次ソースから所定の基本周波数 f_1 の広帯域脈動を発生させ、ゲイン調整器の感度 K_g を零（この状態をシステムオフとよぶ）から目標値 $K_g^* (=2A_p/A_c)$ （この状態をシステムオンとよぶ）まで徐々に増大させ、システムオフ時とシステムオン時の二次ソース下流管内の圧力脈動の時刻歴波形およびその調和スペクトルの比較から、減衰性能を検討した。

図7 FIR デジタルフィルタに装てんしたフィルタ係数

図8 信号処理回路のターゲット特性 $G^*(s)$ の目標値と実測値

図9(a), (b)は、それぞれシステムオフ時とシステムオン時の管内圧力脈動の時刻歴波形の実測値の一例、図10(a), (b)は、それぞれシステムオン時の動作信号 $f_1(t)$ 、操作量 $z(t)$ および被制御量 $y_c(t)$ の時刻歴波形とその調和スペクトルの実測値（実線）と目標値（破線）を比較した一例である。図11(a)～(c)は、システムオフ時とシステムオン時の二次ソース端の圧力脈動 P_3 の調和スペクトルであり、それぞれ脈動の基本周波数 f_1 が 10, 20 Hz および 25 Hz の場合を示している（ただし、縦軸の値は 0.1 MPa を基準にした dB 単位で表している）。また図12に、システムオフ時とシステムオン時における動作信号検出点における圧力脈動 P_1 の調和スペクトルの一例を参考までに示す。

以上の実験結果から、二次ソースは本制御理論に則ってほぼ目標値どおりに作動し（図10）、管路内液柱の共振周波数 $[f = kc/2(x_0 + l_1 + l_2), k = 1, 2, 3, \dots, f \approx 92, 183, 275, 367 \text{ Hz}, \dots]$ に近い周波数の調和成分を除き、本装置で対象にしている 400 Hz 程度までの周波数帯域における各調和成分に対して、システムオン時にはシステムオフ時に比べて平均して約 1/10 (−20 dB) の減衰性能が得られること（図11）がわかる。なお、 $f_1 = 10 \text{ Hz}$ の場合、一次の調和成分の減衰が悪いのは、この成分の周波数が前報⁽¹⁴⁾で指摘した進行波測定可能な周波数の下限値（約 15 Hz）より低く、動作信号 $f_1(t)$ に大きな誤差が含まれるためであり、制御回路の設計に起因するものではない。また、二次ソース上流の管内には、 $x = 0$ で流速変動が一定、 $x = x_0 + l_1$ で圧力変動が零となる（ただし、理想的に制御が行われた場合）振動モードの圧力脈動の定在波が発生するため、調和成分によっては二次ソースのためにかえって振幅が大きくなることもあることがわかる（図12）。

最後に、本アクティブ形減衰装置の制御精度に及ぼす諸因子の影響について考察する。本装置は、広帯域ランダム脈動にも対応できるように、伝達関数法に基づく制御システムを採用し、 $x = x_0$ の位置で実時間計測した進行波 $F_1(s)$ が $\tau[s]$ 後には $F_1(s) \exp\{-\xi(s)\tau\}$ の形で $x = x_0 + l_1$ （管路の二次ソースの位置）に伝達されることを前提に、二次ソースの動特性を考慮して式(7)に示す信号処理回路のターゲット特性を定めている。したがって、アクティブ制御の効果を十分に発揮させるためには、動作信号である $f_1(t)$ の正確な測定はもちろんのこと、 $G^*(s)$ の正確な設定、換言すれば $G_a(s)$ と $\xi(s)$ の精度の高いモデル化および $\tau (=l_1/c)$ の正確な設定が不可欠の条件となる。この

(a) システムオフ時

(b) システムオン時

図9 システムオフ時とシステムオン時の管内圧力脈動の時刻歴波形の実測値

(a) 時刻歴波形

(b) 調和スペクトル

図10 システムオン時の動作信号 $f_1(t)$, 操作量 $z(t)$ および被制御量 $y_c(t)$ の時刻歴波形と調和スペクトル

うち、 $f_1(t)$ の測定精度に関しては、4・1節で説明したとおりである。 $G_a(s)$ の精度に関しては、本装置で二次ソースとして使用したサーボシリンダの周波数応答特性は、振幅一定の正弦波入力電圧に対する周波数応答（図4）と同じ振幅のく形波入力電圧の各調和成分に対する周波数応答との比較から、試験条件の範囲内では、ゲインで最大 $\pm 5\%$ 、位相で最大 $\pm 10^\circ$ の入力電圧依存性があることがわかった。本システムでは簡単のため、振幅一定の正弦波入力に対する周波数応答の測定結果を基に信号処理回路のターゲット特性を定めている。そのため、 $f_1(t)$ の各調和成分に対する入力電

(a)

(b)

(c)

図 11 システムオフ時とシステムオン時の管内圧力脈動 P_3 の調和スペクトル

圧の振幅に応じて、最大で上に示した値の誤差が $G_a^*(s)$ の設定誤差として入ってくる。次に $\xi(s)$ の精度に関しては、本システムでは一般に使用されているブラウン近似⁽¹⁶⁾を用いているが、実測した P_1 に対する P_4 の周波数応答（図 13）から、少なくとも対象とする周波数領域では、管路内の波動伝ば特性を表すのにこのモデルで十分であることがわかる。また、 τ の設定、換言すれば音速 c の設定に関しては、運転中に c は変化しないという前提で、図 13 の周波数応答の測定結果を基に算出した一定値 ($c=1370$ m/s) を使用している。しかし、もし運転中に c が 1% 変化するものとする、周波数 f の調和成分に対する $G_a^*(s)$ の位相誤差は、 $0.01 \times 360 f / 1370 = 0.0152 f$ 度であり、例えば $f=400$ Hz の場合の位相誤差は 6.1° となり、制御精度をかなり悪化させる⁽¹⁵⁾。

以上、減衰装置の制御精度に及ぼす $f_1(t)$ 、 $G_a(s)$ 、 $\xi(s)$ および c の測定または設定精度の影響について検討したが、これらの因子の中には、管路内液柱の共振周波数の近くで選択的に精度が悪化してしまうようなものはない。したがって、管路内液柱の共振周波数

図 12 システムオフ時とシステムオン時の管内圧力脈動 P_1 の調和スペクトル

図 13 管路内液柱の周波数応答特性

に近い周波数の調和成分に対する減衰が悪い(図11)のは完全ではない二次ソースの制御によって減衰せずに残った脈動が液柱の共振により増幅されてしまう現象によるものと考える。

6. 結 言

管路の上流側で実時間検出した流体振動の進行波の信号で二次ソースをフィードフォワード制御する液体管路用のアクティブ形脈動減衰システムを試作し、理論と実験により、広帯域ランダム脈動に対する減衰特性を検討した。特に本報では、広帯域ランダム脈動にも対応できる制御用信号処理回路の設計と減衰性能に重点を置いて考察を行った。小形モデル実験装置による試験の結果、本システムの動作信号である進行波の測定精度が悪化する15 Hz以下の調和成分、および管路内液柱の共振周波数に近い調和成分を除き、400 Hz程度までの調和成分を含む広帯域ランダム脈動に対し、平均して約1/10(−20 dB)の減衰性能を得られることが確認された。以上、ダクト用消音器としてすでに実用化されている従来のアクティブ形脈動減衰装置に比べて、ダイナミックレンジの非常に広い(20~25倍)液体管路用のアクティブ形脈動減衰装置を開発、実用化するための一つの貴重な資料を得ることができ

た。

次報では、アクティブ形脈動減衰装置の設計のもう一つの重要なポイントであるシステムの安定性とハウリングの防止対策について検討する予定でいる。

最後に、実験とデータ整理に協力いただいた当時の学生 姫路俊明君、稲葉譲君、および安田敦紀君に感謝の意を表する。

文 献

- (1) Ross, C. F., *Sound Vib.*, 80-3 (1982), 373.
- (2) 赤松・ほか2名, 三菱重工技報, 23-6 (1986), 92.
- (3) 高橋, 機械設計, 34-6 (1990), 61.
- (4) Hamada, H. and Miura, T., *Inter-Noise*, 88 (1988) 1017.
- (5) Williams, J. E., *Inter-Noise*, 88 (1988).
- (6) Louarn, R. L. and Jossec, C. L., *Inter-Noise*, 88 (1988), 1025.
- (7) 林・ほか5名, 機論, 57-534, C (1991), 84.
- (8) 鈴木・ほか4名, 機論, 57-534, C (1991), 89.
- (9) Elliott, S. J., ほか2名, *Inter-Noise*, 88 (1988).
- (10) Simpson, M. A., ほか2名, *Inter-Noise*, 88 (1988).
- (11) Legrain, I. and Goulain, M., *Inter-Noise*, 88 (1988), 1009.
- (12) Ross, C., *Noise and Vibration Control Worldwide*, (1989-6), 171.
- (13) 土屋・ほか5名, 石川島播磨技報, 29-6 (1988), 423.
- (14) 小嶋・品田・真保, 機論, 56-530, B (1990), 2937.
- (15) 小嶋・品田・山岡, 機論, 57-541, B (1991), 124.
- (16) Brown, F. T., *Trans. ASME, Ser. D*, 84-4 (1962), 547.