611 デジタル仮想インピーダンス回路を用いた 圧電シャント制振のための安定化補償

Stability Compensation of the Piezoelectric Shunt Damping using the Digital Virtual Impedance Circuit

○学 松井徳志 (名大), 正 高木賢太郎 (名大), 正 井上剛志 (名大), 正 瀧上唯夫 (鉄道総研)

Atsushi Matsui, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya

Kentaro TAKAGI, Nagoya University, Tsuyoshi INOUE, Nagoya University,

Tadao TAKIGAMI, Railway Technical Research Institute

Piezoelectric shunt damping is a unique technique, which utilizes a piezoelectric element as both an actuator and a sensor. In this paper, we develop a virtual impedance circuit with a DSP. The low pass filters are necessary for anti-aliasing, however the system becomes unstable due to the filters. Therefore we conduct stability analysis with the open-loop transfer function and propose a simple method for stabilizing the system. Experimental results show the effectiveness of the proposed method for the shunt damping with the digital virtual impedance.

Key Words : Piezoelectric Materials, Damping, Vibration Control, Synthetic Impedance

A1. は じ め に

圧電素子の逆圧電効果と圧電効果を同時に利用し構造物の制振を行う方法として、圧電受動制振や圧電シャント制振と呼ばれる方法がある⁽¹⁾⁽²⁾。図 A1 は圧電シャント制振の概念図を示す。この方法は制振対象の構造物に取り付けられた圧電素子に電気回路(シャント回路)を接続し、その回路のインピーダンスを適切に設計することにより、制振効果を得るというものである。特にシャント回路に LR 直列回路を用いた場合、動吸振器と同様の効果が得られる。また機械的な動吸振器などに比べて自由度の大きなシャント回路設計により、制振性能対質量比の向上や、複数モードの制振、適応制御といった機能の実現も将来期待される。

本研究ではまず圧電素子に接続するシャント回路のインピーダンスとして LR 直列回路を用いたときの最適な素子値の設計法と DSP(Digital Signal Processor)を用いて仮想的にインピーダンスを実現する方法⁽³⁾を確認する。次に理想的な LR シャント回路を用いる場合と DSP を用いたデジタル仮想インピーダンスを用いる場合とをモデルを用いて解析を行う。その解析から DSP を用いたときにはローパスフィルタの位相遅れにより不安定化する可能性を明らかにすると共に、バンドパスフィルタを用いた簡易な安定化補償の方法を提案する。そしてバイモルフ型の圧電セラミクスを

Fig. A1 Illustration of Piezoelectric Shunt Damping

Table A1 Results of the Shunt Damping Experiment

Circuit type	Peak Gain
Short	0[dB]
Virtual LR with DSP	-15.78[dB]
Ideal LR (Simulation)	-19.74[dB]

用いて実験を行い、安定化とその制振性能を確認する。

A2. 仮想インピーダンスによる制振実験結果

バイモルフ型の圧電セラミクスに DSP を用いたデジタル仮想インピーダンス回路をとりつけ制振効果を確認した。表 A1 に制振実験の結果得られたピークゲインの値を 3 つの場合について示す。なお表 A1 では短絡した場合との比として示してある。理想 LR シャントの場合のみ実験ではなく数値解析の結果である。本論文で提案する安定化補償を行った結果、そのままでは不安定な系を安定化でき、理想的な場合と比較すると約 4[dB] 程度制振性能が劣るものの、仮想 LR シャントにより -15.78[dB] の大きな制振効果が得られた。

Fig. 1 Mechanical System Model

Fig. 2 Electrical System Model with LR Shunt Circuit

1. 圧電構造物のモデリング

1.1 支配方程式 制振対象にシャント回路を接続した圧電素子を取り付ける. この構造物の位置 r , 時刻 t の変位を $w(r, t)$ とするとモード変位 $\eta_m(t)$ とモード形状関数 $\phi_m(r)$ によって

$$w(r, t) = \sum_m \eta_m \phi_m \quad (1)$$

とあらわせる. そこでこの系の第 m 次モードに着目し, 図1及び図2に示すような1自由度モデルとして近似できると仮定する. 図1中の M_m, c_m, k_m はそれぞれモード質量, モード減衰係数, モード剛性であり, また v_a, f_m^p, f_d は圧電素子端子間電圧, 逆圧電効果による力, 系に働く外力である. PZT は圧電素子を指す.

$$M_m \ddot{\eta}_m + c_m \dot{\eta}_m + k_p \eta_m = -f_m^p + \phi_m^d f_d \quad (2)$$

圧電素子による圧電効果はモード空間で次のようになる.

$$f_m^p = \Psi_m v_a \quad (3)$$

式(2), (3)から f_m^p を消去して, モード減衰比 ζ_m , 第 m 次固有振動数 ω_m をそれぞれ,

$$\zeta_m = \frac{c_m}{2\sqrt{M_m k_m}}, \omega_m = \sqrt{\frac{k_m}{M_m}}$$

とにおいて, 機械系の運動方程式を整理すると以下のようになる.

$$\ddot{\eta}_m + 2\zeta_m \omega_m \dot{\eta}_m + \omega_m^2 \eta_m = -\frac{\Psi_m}{M_m} v_a + \frac{\phi_m^d}{M_m} f_d \quad (4)$$

図2は圧電素子がキャパシタと電流源の並列回路で表した回路図である. 図2中の C_p は圧電素子のキャパシタンスであり, i_s, i_p はそれぞれ圧電素子から生ずる電流, シャント回路に流入する電流である. シャント回路をLR直列回路とすると回路方程式から次式が得られる.

$$\left. \begin{aligned} Li_s + Ri_s &= v_a \\ \int (i_p - i_s) dt &= C_p v_a \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

圧電素子による逆圧電効果は,

$$i_p = \Psi_m \dot{\eta}_m \quad (6)$$

であらわせる. 式(4)~(6)がこの系の支配方程式である.

1.2 理想LR回路を用いた場合の閉ループ系の伝達関数 シャント回路としてLR直列回路を用いた場合の外力 f_d から変位 η_m までの伝達関数 $G_{\eta/f_d}^{LR}(s) = \frac{\eta_m}{f_d}$ を求める.

式(4)~(6)をラプラス変換して整理すると以下のようになる. なお, 本論文ではラプラス変換した変数は $\eta_m \rightarrow \tilde{\eta}_m$ のように $\sim$ をつけてあらわす.

$$(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2) \tilde{\eta}_m = -\frac{\Psi_m}{M_m} \tilde{v}_a + \frac{\phi_m^d}{M_m} \tilde{f}_d \quad (7)$$

$$(Ls + R) \tilde{i}_s = \tilde{v}_a \quad (8)$$

$$\frac{1}{s} (\tilde{i}_p - \tilde{i}_s) = C_p \tilde{v}_a \quad (9)$$

$$\tilde{i}_p = \Psi_m s \tilde{\eta}_m \quad (10)$$

以上の式(7)~(10)から $\tilde{v}_a$, $\tilde{i}_s$, $\tilde{i}_p$ を消去して,

$$\tilde{\Psi}_m \equiv \frac{\Psi_m}{\sqrt{M_m}} \quad (11)$$

とおくと $G_{\eta/f_d}^{LR}(s)$ は次式のように書ける.

$$G_{\eta/f_d}^{LR}(s) = \frac{1}{(s^2 + 2\zeta_m \omega_m s + \omega_m^2) + \tilde{\Psi}_m^2 s Z_{el}^{LR}(s)} \cdot \frac{\phi_m^d}{M_m} \quad (12)$$

ここで

$$Z_{el}^{LR}(s) = \frac{Ls + R}{C_p s(Ls + R) + 1} \quad (13)$$

である.

本研究では, LR直列シャント回路の素子の最適設計に以下の式(14)を用いる. ここでの最適設計とは $f_d \mapsto \eta_m$ の伝達関数のピークゲインが最小となるような L, R の設計のことであり, 動吸振器の設計方法である定点理論を用いて導出される⁽⁴⁾.

$$L_{fp} = \frac{1}{C_p \omega_m^2 + \tilde{\Psi}_m^2}, R_{fp} = \frac{\sqrt{\frac{2\tilde{\Psi}_m^2}{C_p}}}{C_p \omega_m^2 + \tilde{\Psi}_m^2} \quad (14)$$

Fig. 3 Virtual Impedance

1.3 仮想インピーダンスの実現 本論文の実験で用いる制振対象のパラメータから式 (14) を用いて LR シャントに必要な回路素子値を求めると、必要なコイルのインダクタンスは 200[H] 程度になる。このコイルを実際に作成するには、非常に大型になってしまうので実インダクタでのシャント回路の実現は難しい。また圧電素子は温度などの条件によってそのキャパシタンスが大きく変化することがわかっている。それに伴って回路素子の最適値も変化するのでそのような場合実抵抗、実インダクタを用いたシャント回路では対応することが困難であると考えられる。そこで入力から出力までの伝達関数を自由に設計できる DSP を用いたソフトウェアによる演算によって仮想的にインピーダンスを創り出すことを考える。図 3 のように実現目標の LR シャント回路のインピーダンスが仮想インピーダンス $Z_{vir}(s)$ と実抵抗 R_{in} の直列回路で置き換えられたとする。そこに電流 i_s が流れる場合の $Z_{vir}(s), R_{in}$ のそれぞれの両端電圧を V_{vir} , V_{in} とすると以下の式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} (L_{fp}s + R_{fp})\tilde{i}_s &= \{R_{in} + Z_{vir}(s)\}\tilde{i}_s \\ \tilde{V}_{vir} &= Z_{vir}(s)\tilde{i}_s \\ \tilde{V}_{in} &= R_{in}\tilde{i}_s \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式 (15) から以下のようになる。

$$\frac{\tilde{V}_{vir}}{\tilde{V}_{in}} = \frac{L_{fp}s + (R_{fp} - R_{in})}{R_{in}} \quad (16)$$

ここで図 3 下段のように R_{in} の両端電圧 V_{in} を倍率 K_{in} の差動増幅器によって計測し DSP 入出力間の伝達関数 $K(s)$ を次に示す式のように設計すると DSP の出力電圧は仮想インピーダンス $Z_{vir}(s)$ が存在する場合と一致してこの回路は LR シャント回路と同様の回路特性を示す。

$$K^{LR}(s) = \frac{L_{fp}s + (R_{fp} - R_{in})}{R_{in}K_{in}} \quad (17)$$

なお、DSP はデジタル信号を取り扱う装置であるが、本論文では説明の簡単のため入出力の動特性は連続時間系の伝達関数 $K(s)$ でモデル化できるものとする。

Fig. 4 Shunt Circuit with a Virtual Impedance Implemented with a DSP

図 4 に本研究において DSP を用いて仮想インピーダンスを実現するためのシャント回路の構成の概略図を示す。図 4 中、点線で囲まれた部分が piezo 素子の等価回路、differential amplifier は増幅率 K_{in} 倍の電圧差動増幅器を表す。また DSP は電流をほとんど供給できないためその出力部にバッファとして voltage follower を挿入する。LPF (Low Pass Filter) はアンチエイリアシングと DSP 出力電圧平滑化のためのローパスフィルタである。DSP はアナログ信号をデジタル信号に変換するため、エイリアシングの問題がある。そのため DSP の AD 側にはアンチエイリアシングのための LPF を接続しなければならない。また DSP の DA 側の信号は階段状となっていて高周波成分を含む。その階段状の信号をそのまま出力すると piezo 素子がキャパシタンス成分を持っているためその微分特性により瞬間的にインパルス状の電流を発生させ、その結果回路が不安定化することが予備実験の結果わかった。そのため DSP の出力側にも信号の平滑化のために LPF を接続する。DSP の AD 側、DA 側に接続する LPF の伝達関数をそれぞれ $L_1(s), L_2(s)$ とする。するとこのときの $f_d \mapsto \eta_m$ の伝達関数 $G_{\eta_{fd}}^{DSP}(s)$ は式 (7), (9), (10), (11) と回路方程式から以下のように求められる。

$$G_{\eta_{fd}}^{DSP}(s) = \frac{1}{(s^2 + 2\zeta_m\omega_m s + \omega_m^2) + \bar{\Psi}_m^2 s Z_{el}^{DSP}(s)} \cdot \frac{\phi_m^d}{M_m} \quad (18)$$

ここで

$$Z_{el}^{DSP}(s) = \frac{R_{in} + R_{in}K_{in}L_1(s)L_2(s)K(s)}{C_p s(R_{in} + R_{in}K_{in}L_1(s)L_2(s)K(s)) + 1} \quad (19)$$

このとき $K(s)$ を式 (17), $L_1(s) = L_2(s) = 1$ とすると $G_{\eta_{fd}}^{DSP}(s)$ と理想的な LR シャント回路を用いた時の外力から変位までの伝達関数 $G_{\eta_{fd}}^{LR}(s)$ は一致する。

2. 解析と安定化補償

2.1 開ループ伝達関数を用いた安定性解析 理想 LR シャント回路とは異なり、仮想インピーダンス

Fig. 5 Block Diagram of Closed-loop Feedback System

シャント回路には LPF と DSP を含む閉ループがあることに注目する。図 4 の系を図 5 のブロック線図で表した時の伝達関数マトリクス G の $v_u \mapsto v_y$ への成分 $G_{v_y v_u}(s)$ は系に加わる外力を 0 として以下の式 (20) のように求められる。本節では、後述の実験で用いるバイモルフ型の圧電片持ち梁の 1 次モードを対象に解析を進める。また 1 次モード以外の高次モードの影響は無視できるものと仮定する。なお、本説で議論する解析方法は、梁以外の圧電構造物についても同様に適用できる。

$$G_{v_y v_u}(s) = R_{in} K_{in} \frac{s\{C_p(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2) + \tilde{\Psi}_1^2\}}{(R_{in} C_p s + 1)(s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2) + R_{in} \tilde{\Psi}_1^2 s} \quad (20)$$

するとこのフィードバック系の一巡伝達関数 $G_o(s)$ は次式で表される。

$$G_o(s) = -L_1(s)L_2(s)K(s)G_{v_y v_u}(s) \quad (21)$$

図 6 の実線にこのフィードバック系の一巡伝達関数のボード線図を示す。ただしこのときの $K(s)$ は式 (17) 内の微分要素 $L_{fp}s$ を近似微分に置き換えた次の式 (22) を用いる。これは式 (17) がプロパーでない伝達関数であり実現不可能なためである。

$$K^{ALR}(s) = \frac{\frac{L_{fp}s}{\tau s + 1} + (R_{fp} - R_{in})}{R_{in} K_{in}} \quad (22)$$

破線は $L_1(s) = L_2(s) = 1$, $\tau = 0$ としたときの理想的な LR シャントの場合を示す。解析に必要なパラメータは 3 章にまとめる値と同じである。また $L_1(s)$, $L_2(s)$ はともにカットオフ周波数 4000[Hz], 4 次バタワース型フィルタである。破線で示される理想の場合を見ると高周波帯域においてゲインが増大し、定数に漸近するものの全周波数帯域で位相が -180° になることはなく、不安定化しない。しかし実線で示される LPF の影響を考慮した式 (21) の場合を見てみると、2870[Hz] で位相が -180° まで遅れ、その時のゲインが 52.78[dB] になっており、ゲインが 0[dB] を大きく上回っている。

Fig. 6 Bode Diagram of Open-loop Transfer Function with Virtual Impedance (without compensation)

すなわち LPF による位相遅れが原因となってゲインの増大する高周波帯域で位相が -180° を下回り、ゲイン余裕が負になり系が不安定化することがわかる。実際に $K(s)$ を式 (22) として図 4 の回路を構成すると系が不安定化し、圧電素子が発振してしまう。

2.2 バンドパスフィルタを用いた安定化 フィードバック系の閉ループ伝達関数の解析によって、系の不安定化の原因は開ループゲインが大きくなる高周波における LPF による位相遅れであるということがわかった。しかしアンチエイリアシングと DSP 出力電圧の平滑化のために LPF を取り除くことはできない。そこで理想 LR の固有振動数付近のゲインと位相を出来る限り保ったまま、位相が -180° となる高周波帯域のゲインを落とすことを考える。本論文では DSP 内の伝達関数に BPF(Band Pass Filter) を直列にかけて閉ループ系の安定化補償を行う事を提案する。LPF を用いることも考えられるが、LPF を用いた場合カットオフ周波数を十分に高く設定しなければ固有振動数付近の位相に遅れが生じ、問題となる。BPF を用いると固有振動数を中心とした通過帯域を設定すればその固有振動数において位相を変えることなく高周波帯域のゲインを落とすことができる。

BPF の次数を $2n$ 次とすると通過帯域より高周波のゲインの傾きは $-20n$ [dB/dec] となり、 n を大きくするとゲインは理想的な BPF に近づけることができる。しかし n を大きくすると、通過帯域における位相の傾きが大きくなり固有振動数付近の特性が理想的な開ループ周波数応答とずれてしまう。図 6 から 10^2 [Hz] から 10^3 [Hz] のゲインの傾きはおよそ 40[dB/dec] であることがわかる。そのため本論文では $n = 3$ として

Fig. 7 Bode Diagram of Open-loop Transfer Function with Stabilized Virtual Impedance

$-60[\text{dB}/\text{dec}]$ のゲインの減衰が得られる 6 次の BPF を用いることとした。BPF の通過帯域の決定について、通過帯域は広く取るほど固有振動数付近の位相特性が理想的な開ループ周波数応答に近づく。しかし、広く取りすぎると位相が -180° まで遅れるまでにゲインが $0[\text{dB}]$ に落ちずに系を安定化できない。後述の数値例では、数値解析の試行錯誤の結果通過帯域の下限、上限は固有振動数を f として $f/2.75$ から $f \times 2.75$ とした。この BPF は DSP 内の信号処理によって実現する。つまりこの BPF の伝達関数を $F(s)$ とすると DSP に書き込む伝達関数 $K(s)$ を式 (23) のように設定する。

$$K(s) = F(s) \cdot \frac{L_{fp}s + (R_{fp} - R_{in})}{K_{in}R_{in}} \quad (23)$$

このときの $K(s)$ はプロパーな伝達関数となるので式 (22) のように近似微分を用いる必要はない。

2.3 数値例 DSP に書き込む伝達関数を式 (23) としたときのフィードバック系の一巡伝達関数のボード線図を図 7 の実線で示す。破線は理想的な LR シャント回路の場合である。実線の方を見ると位相が $+180^\circ$ となる $32.77[\text{Hz}]$ 、 -180° となる $599.8[\text{Hz}]$ のゲインがそれぞれ $-3.022[\text{dB}]$ 、 $-4.422[\text{dB}]$ となっていて、ゲイン余裕が正になっており、BPF によって閉ループ系の安定化補償が行われることがわかる。

この BPF による安定化補償を行ったときの仮想シャント回路による制振性能を、外力から対象構造物の変位までの伝達関数のゲインを MATLAB によって数値解析することによって比較する。理想的な LR シャントの場合、BPF を用いて安定化補償を施した DSP による仮想インピーダンスの場合、圧電素子の極板間を短絡した場合の 3 つについて図 8 にそのゲイン線図を示す。DSP による仮想 LR シャントでは、圧電素子を短

Fig. 8 Simulated Gain of $G_{\eta f_d}$

Table 1 Size of the Piezoelectric Bimorph

Shim (Phosphor bronze)		
Length	Width	Thickness
105[mm]	13[mm]	0.1[mm]
Piezo ceramics (C-6, Fujicera)		
Length	Width	Thickness
100[mm]	13[mm]	0.32[mm]

絡した場合と比較して、 $19.74[\text{dB}]$ ゲインを低減できることがわかる。なお仮想 LR シャントを用いた場合を理想 LR シャントを用いた場合と比較すると、ピークゲインの差で $1.99[\text{dB}]$ 劣化した。これは LPF, BPF によるフィードバック信号の位相の変化が影響するためと考えられる。

3. 実験

3.1 実験装置 実験ではバイモルフ型圧電セラミクス(富士セラミクス, PM100-13-0.65(C-6))105-0.1P-Y)を使用した。寸法を表 1 に示す。バイモルフ型であるので一方を加振用、もう一方をシャント回路に接続する制振用に用いる。実験装置のパラメータの測定法は以下の通りである。まず、キャパシタンスはテスタを用いて測定する。10 回の測定の結果を平均し、 $C_p = 69.1[\text{nF}]$ と求めた。続いて、圧電素子の一次モードの共振周波数を測定する。加振用圧電セラミクスにファンクションジェネレータを接続して正弦波電圧を加えて加振し、圧電素子の振動をレーザセンサを通してオシロスコープで読み取り最大値となる周波数を共振周波数とする。共振周波数は短絡の場合と開放の場合の 2 種類を測定する。短絡とは制振用圧電セラミクスをグランドに接続することであり、開放とは制振用圧電セラミクスに何も接続しないで開放状態にすることとする。短絡時の共振周波数は $\omega_1 = 259.7469[\text{rad}/\text{sec}]$ 、開放時の共振周波数 $\omega_1^d = 264.8991[\text{rad}/\text{sec}]$ と測定された。圧電素子のキャパシタンス、短絡時と開放時の共振周波数を用いて 1 次モードにおける電気機械結合

Table 2 Identified Parameters

C_p	ω_1	ω_1^d
69.1[nF]	259.7[rad/s]	264.9[rad/sec]
$\bar{\psi}_1$	ζ_1	
0.0137[N/V $\sqrt{\text{kg}}$]	0.0063 [-]	

Table 3 Designed Parameters for the Shunt Impedance

K_{in}	R_{in}
9.98[-]	989[Ω]
L_{fp}	R_{fp}
206.2[H]	14175[Ω]

係数 $\bar{\psi}_1$ は以下の式で求められる⁽⁴⁾.

$$\bar{\psi}_1 = \sqrt{C_p(\omega_1^{d^2} - \omega_1^2)} \quad (24)$$

この式から $\bar{\psi}_1 = 0.0137$ と決定される. 最後に, 減衰比 ζ_1 は自由振動の応答から対数減衰率を用いて求めた. 以上の各パラメータを表 2 にまとめる. 差動増幅器の倍率 K_{in} は 9.98 である. また DSP はサンプリング周波数を 10kHz に設定して使用する. したがってアンチエイリアシングのための LPF は折り返し周波数である 5kHz 以上の入力信号をカットできるようカットオフ周波数 4077[Hz] の 4 次バターワース型 LPF を用いる. DSP の DA 側のデジタル信号平滑化のための LPF にも同じものを接続する.

3.2 実験方法と実験手順 まず DSP に書き込む伝達関数 $K(s)$ を式 (23) のように設計する. 代入する各パラメータは表 3 に示す. なお LR シャント最適素子値 R_{fp}, L_{fp} は式 (14) を用いて決定する. また BPF の伝達関数 $F(s)$ は MATLAB の butter コマンドを用いて 2.2 節で設計したように作成する.

実験手順は, まず MATLAB で 1V 振幅, 30Hz から 50Hz のスイープ正弦波加振用入力信号を作成する. 次に DSP に Simulink を用いて伝達関数 $K(s)$ を書き込み, 作動させる. そして加振用圧電セラミクスに入力信号を加え, 圧電素子の変位をレーザ変位計によって計測する. その加振用入力信号とレーザ変位計の出力信号を同時にサンプリング周波数 1000Hz で PC に取り込む. これを続けて 3 回行い, 得られた信号に FFT をかけ, それらの平均をとることによって周波数応答を求める. 同様の実験をシャント回路を開放した場合と短絡した場合についても行う.

3.3 実験結果 DSP の入出力間の伝達関数 $K(s)$ を式 (22) としたときには系が不安定化したが, 式 (23) を用いることによって系が安定化した. 実験で得られた短絡状態, 仮想 LR シャントの 2 つの場合について周波数応答のゲインを図 9 に示す. 仮想 LR シャントを用いた場合, 短絡状態とのピークゲインの差は 15.78[dB] であり, 大きな制振効果が得られた. なお

Fig. 9 Experimental Frequency Response (Gain)

仮想 LR シャントを用いた場合はシミュレーションと比較すると 3.96[dB] 制振性能が劣化している. これは系のパラメータ同定の精度が良くないため, 回路の最適な素子値が計算できていなかったことが原因の一つだと考えられる.

4. お わ り に

本論文ではまず圧電構造物の支配方程式を単一のモードに着目して導出し, 閉ループ系の伝達関数を導いた. シャント回路のインピーダンスを DSP の信号処理によって仮想的に実現する方法を示した. そして, 理想的なシャント回路と DSP によるデジタル仮想インピーダンスを用いる回路の違いに着目し, その開ループ伝達関数を求め, 解析した. 解析の結果から不安定化の原因を LPF の高周波帯域における位相遅れと特定し, BPF による安定化補償を提案した. さらに実験によって安定化補償を行ったデジタル仮想インピーダンスを用いた場合のシャント制振の制振性能を確認した.

References

- (1) 安達和彦, 圧電ダンパを用いた構造物の制振, 計測と制御, Vol.42, No.9, (2003), 763-769
- (2) N.W.Hagood, A. von Flotow, Damping of Structural Vibrations with Piezoelectric Materials and Passive Electrical Networks, Journal of Sound and Vibration, Vol.146, No.2, (1991), 243-268
- (3) 瀧上 唯夫, 富岡 隆弘, ピエゾ素子を用いた鉄道車両の弾性振動低減 (特性変化による性能劣化防止に関する検討), 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2004, No.543, (2004)
- (4) 高木賢太郎, 瀧上唯夫, ほか 2 名, 近似微分による仮想インピーダンスを用いた圧電シャントダンピングについて, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2009, No.127, (2009)