圧電素子と電子回路を用いた二重吸振器による受動制振*

山田 啓介^{*1}, 松 久 寛^{*2}, 宇津野 秀夫^{*3}

Passive Vibration Suppression by a Dual Electrical Vibration Absorber Using Piezoelectric Elements and Analog Circuits

Keisuke YAMADA^{*4}, Hiroshi MATSUHISA and Hideo UTSUNO^{*4} Department of Mechanical Engineering and Science, Kyoto University,
Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto-shi, Kyoto, 606-8501 Japan

This paper proposes new methods which improve the robustness and the performance of the passive vibration suppression by a dual electrical absorber using piezoelectric elements and analog circuits. Two types of methods which use two inductances were proposed in this paper. Because the electrical systems of new methods have two resonance frequencies, those new methods could improve the performance and the robustness by choosing the inductances and resistances of the circuit. Optimum values of the circuit were derived for both cases with and without the variation of the stiffness of the main system. The effectiveness of new methods and the optimum values of the circuit were verified by calculation and experiment.

Key Words: Piezo-Element, Flexible Structure, Dynamic Absorber, Smart Structure, Vibration Control

1. 結 言

圧電素子を用いてはりや平板等の屈曲振動を抑制する方法が注目され、多数の研究が行われている。圧電素子を用いた制振は機械式動吸振器やアクティブマスダンパを用いる制振に比べて、必要なスペースが小さく、圧電素子自体の大きさの割に得られる制御力が大きいためである。圧電素子を用いた制振には、外部から圧電素子に制御電圧を加える能動制振^{(1), (2)}とインダクタンスや抵抗等を圧電素子に接続することによって機械式動吸振器のようにふるまわせる受動制振^{(3), (4)}がある。

能動制振では制御電圧を大きくすることにより高い制振性能を実現でき、制御器の設計によってはロバスト性を高めることができるが、常にその発振の可能性が問題となる。また、デジタルのコントローラを用いる場合は振動数の高い振動モードは制御できず、装置

の価格が高くなる。そこで、受動的な手法で、高い制振性能とロバスト性を実現する必要がある。圧電素子を用いた受動制振の中では LR 回路を用いた手法の制振性能が比較的高いが、それでも能動制振と同等の制振性能を実現するためには圧電素子の数を増やす必要がある。また、回路内の電気共振によって主系の振動を抑えるので、主系の固有振動数が変化する場合には制振性能が低下する問題もある。一方、この LR 回路を用いた制振手法と制振の原理が類似している機械式動吸振器では、制振性能とロバスト性の問題を多重動吸振器で解決できるという知見が得られている^{(5), (6)}。

そこで、本研究では機械式の多重動吸振器に相当する回路を提案する。多重動吸振器の性能とロバスト性は動吸振器系の自由度を増やすほど向上するが、同時に装置の最適調整が困難になるので、ここでは二重動吸振器に限定する。機械式の二重動吸振器には並列型⁽⁸⁾と直列型⁽⁹⁾があるが、本論文ではその両方に相当するモデルを示す。それぞれのモデルにおいて、主系の剛性の変化を考慮する場合と考慮しない場合の回路の最適調整式を求め、数値計算と実験で、本手法と最適調整式の有効性を検証する。

* 原稿受付 2006 年 10 月 26 日。

^{*1} 正員、京都大学大学院工学研究科、日本学術振興会特別研究員 PD (〒606-8501 京都市左京区吉田本町)。^{*2} 正員、フェロー、京都大学大学院工学研究科。^{*3} 正員、京都大学大学院工学研究科。

E-mail: keisu@t01.mbox.media.kyoto-u.ac.jp

2. 二重吸振器モデルと最適調整式

機械式の二重吸振器は、合計の質量が等しい一重吸振器よりも制振性能が高く、動吸振器系の二つの固有振動数を調整することでロバスト性を向上させることができる。この二重動吸振器には並列型⁽⁸⁾と直列型⁽⁹⁾があり、直列型の方が制振性能に優れるが、並列型は動吸振器系の二つの固有振動数の調整が独立であるため最適調整は容易である。このようにそれぞれが利点を持つため、本論文では圧電素子と電子回路を用いた受動制御でその両方に相当するモデルを提案する。また、機械式の二重動吸振器では、主系がモデル化誤差を持たない場合の動吸振器系の最適調整式（以下、ノミナル最適調整式と称す）と、主系がモデル化誤差を持つ、ここでは特に主系の剛性が変化する場合の最適調整式（以下、ロバスト最適調整式と称す）が求められている^{(8), (9)}。機械式の装置の場合、動吸振器系の総質量一定の条件の下でこれらの最適調整式は求められるが、圧電素子を用いた装置の場合は圧電素子の等価剛性が一定という条件になり、前提となる条件が異なる。そこで、本論文では提案する二つの電気式二重吸振器モデルの最適調整式も新たに求める。

Fig. 1 Model of a dual and parallel electrical vibration absorber.

Fig. 2 Equivalent mechanical model for the model of the dual and parallel electrical vibration absorber.

2・1 並列二重吸振器のモデル

図1に圧電素子と電子回路を用いた並列二重吸振器のモデルを示す。圧電素子は二組に分けて使用し、それぞれの圧電素子にLR回路を接続することで、それぞれが電気式の一重吸振器になる。図2にこのモデルの等価機械モデルを示す⁽¹⁰⁾。図1, 2中の記号は次項で説明する。等価機械モデルは機械式の並列二重動吸振器のモデルと少し異なるが、主系に二つの一重動吸振器を並列に設置したモデルであり、機械式の並列二重動吸振器に類似した効果が得られる。

2・1・1 支配方程式

一般に吸振器は主系の減衰が小さい場合に用いられるので、ここでは主系の減衰は無視する。この手法で抑えられる振動モードは単一であり、制振性能をその共振の大きさを評価するため、他の振動モードは近似的に無視できる。図1に示した並列二重吸振器のモデルの支配方程式は

$$M\ddot{\xi} + K\xi + \Theta_1 \left(\frac{\Theta_1}{C_{p1}^s} \xi - \frac{1}{C_{p1}^s} q_1 \right) + \Theta_2 \left(\frac{\Theta_2}{C_{p2}^s} \xi - \frac{1}{C_{p2}^s} q_2 \right) = QP_f \quad (1)$$

$$L_{p1}\ddot{q}_1 + R_{p1}\dot{q}_1 + \frac{1}{C_{p1}^s} q_1 = \frac{\Theta_1}{C_{p1}^s} \xi \quad (2)$$

$$L_{p2}\ddot{q}_2 + R_{p2}\dot{q}_2 + \frac{1}{C_{p2}^s} q_2 = \frac{\Theta_2}{C_{p2}^s} \xi \quad (3)$$

である。ここで、 M はモード質量、 K はモード剛性、 Θ はモード電気機械結合係数、 C_p^s は圧電素子のキャパシタンス、 Q はモード外力影響係数、 L はインダクタンス、 R は抵抗、 ξ はモード変位、 q は電荷、 P_f は平板に加わる等分布荷重である。下付きの数字は二つの圧電素子をそれぞれ示す。式(1)-(3)より無次元化したコンプライアンスは

$$\frac{\xi}{\xi_{st}} = \frac{1}{-g^2 + 1 + \beta_1(1 - G_A) + \beta_2(1 - G_B)} \quad (4)$$

$$G_A = \frac{q_1}{\Theta_1 \xi} = \frac{f_{A1}^2}{-g^2 + f_{A1}^2 + 2j\zeta_1 f_{A1} g} \quad (5)$$

$$G_B = \frac{q_2}{\Theta_2 \xi} = \frac{f_{A2}^2}{-g^2 + f_{A2}^2 + 2j\zeta_2 f_{A2} g} \quad (6)$$

$$\xi_{st} = \frac{QP_f}{K}, \quad g = \frac{\omega}{\Omega}, \quad \Omega = \sqrt{\frac{K}{M}}, \quad \omega_{A1} = \sqrt{\frac{1}{L_{p1}C_{p1}^s}}$$

$$\omega_{A2} = \sqrt{\frac{1}{L_{p2}C_{p2}^s}}, \quad \beta_1 = \frac{\Theta_1^2}{KC_{p1}^s}, \quad \beta_2 = \frac{\Theta_2^2}{KC_{p2}^s}$$

$$f_{A1} = \frac{\omega_{A1}}{\Omega}, \quad f_{A2} = \frac{\omega_{A2}}{\Omega}$$

$$\zeta_1 = \frac{R_{p1}}{2} \sqrt{\frac{C_{p1}^S}{L_{p1}}}, \quad \zeta_2 = \frac{R_{p2}}{2} \sqrt{\frac{C_{p2}^S}{L_{p2}}}$$

となる。ここで、 ω は加振振動数である。また、二組の圧電素子をまとめて一組にした場合の圧電素子の等価剛性比 β と、まとめる前の二組の圧電素子の等価剛性比 β_1 、 β_2 との間には、並列のバランスを取れば $\beta = \beta_1 + \beta_2$ という関係がある。

2・1・2 ノミナル最適調整式 一重吸振器の場合は定点理論を用いて回路の最適調整式を導出することができるが、二重吸振器の場合は式(4)・(6)のようにコンプライアンスが複雑になり、理論的に最適調整式を導くことは困難である。そこで、機械式の二重吸振器では、数値最適化手法を用いて、主系の最大振幅を最小にする条件で動吸振器の最適調整が行われる。また、動吸振器の総質量比を実用的な範囲で変化させて固有振動数比や減衰比の最適値をグラフ化し、それらを近似式で表した報告もある⁽⁸⁾。本論文では最適調整式の制約条件を確認し、その後、近似的に最適調整式を求める。

式(4)・(6)より f_{A1} 、 f_{A2} 、 ζ_1 、 ζ_2 の四つの最適調整式を求める必要がある。ここで、式(1)・(3)より支配方程式は線形であるので、これらの最適調整式は二つの圧電素子の等価剛性比 β_1 、 β_2 のみによって表される。ここで、二組の圧電素子の等価剛性比の比は機械式の並列二重動吸振器の質量比の比と同様に1:1がほぼ最適であるので、ここでは諸元の等しい圧電素子とする。すなわち、 $\beta_1 = \beta_2 = \beta/2$ とする。圧電素子の等価剛性比の比を定めると、まとめて一組にした場合の圧電素子の等価剛性比 β を用いて最適調整式を表すことができる。図3に数値最適化手法で求めた f_{A1} 、 f_{A2} 、 ζ_1 、 ζ_2 の最適値を示す。ここでは等価剛性比 β を0.0004 から 0.04 まで変化させた。図4に例として $\beta = 0.0004$ 、0.004、0.04 の時にこれらの最適値を用いて求めたコンプライアンスを示す。この結果より図3に示した最適値が有効であることが分かる。 f_{A1} 、 f_{A2} 、 ζ_1 、 ζ_2 の最適値を近似式で表すと

$$f_{A1} = \sqrt{1 + 0.591\sqrt{\beta} + 0.679\beta} \quad (7)$$

$$f_{A2} = \sqrt{1 - 0.592\sqrt{\beta} + 0.590\beta} \quad (8)$$

$$\zeta_1 = \sqrt{0.160\beta - 0.216\beta^2} \quad (9)$$

$$\zeta_2 = \sqrt{0.173\beta + 0.300\beta^2} \quad (10)$$

となった。図3より二つの一重吸振器の固有振動数は主系の固有振動数 Ω の前後に分かれ、主系の固有振動数との差はほぼ1:1である。なお、近似式(7)・(10)は決定係数がほぼ1であり、図3に示したグラフとよく一

Fig. 3 Optimum frequency ratios and damping ratios for the dual and parallel electrical vibration absorber.

Fig. 4 Calculated results of compliance using the dual and parallel electrical vibration absorber.

致する。回路の最適値は式(7)・(10)より求めることができる。

2・1・3 ロバスト最適調整式 ここでは主系の剛性が変化する場合を想定したロバスト最適調整式を求める。このロバスト最適調整式は前項と同様にまとめて一組にした圧電素子の等価剛性比 β を用いて表すことができるが、主系の剛性の変化をどの程度に見積もるかによって結果が異なる。ここでは代表として $\pm 10\%$ 、 $\pm 20\%$ の剛性の変化を想定した場合の最適調整式を示す。

主系の剛性の変化率を $\pm 10\%$ と想定した場合は

$$f_{A1} = \sqrt{1.05 + 0.511\sqrt{\beta} + 1.16\beta} \quad (11)$$

$$f_{A2} = \sqrt{0.943 - 0.321\sqrt{\beta} + 0.111\beta} \quad (12)$$

$$\zeta_1 = \sqrt{0.000450 + 0.182\beta - 0.781\beta^2} \quad (13)$$

$$\zeta_2 = \sqrt{0.000826 + 0.207\beta + 0.445\beta^2} \quad (14)$$

となった。また、主系の剛性の変化率を $\pm 20\%$ と想定した場合は

$$f_{A1} = \sqrt{1.13 + 0.260\sqrt{\beta} + 2.12\beta} \quad (15)$$

$$f_{A2} = \sqrt{0.881 - 0.0966\sqrt{\beta} - 0.0997\beta} \quad (16)$$

$$\zeta_1 = \sqrt{0.00157 + 0.172\beta - 0.383\beta^2} \quad (17)$$

$$\zeta_2 = \sqrt{0.00371 + 0.242\beta - 0.0368\beta^2} \quad (18)$$

であった。近似式(11)・(18)も決定係数がほぼ1であった。なお、 β を定数とすると f_{A1} 、 f_{A2} 、 ζ_1 、 ζ_2 の最適値

はいずれも剛性の変化率を変数とした二次関数上に乗るので、任意の変化率での最適値が必要な場合はその性質を利用して式(7)-(18)より求めればよい。

本論文では主系の剛性が変化する場合を対象としたロバスト最適調整式を求めたが、圧電素子の特性が変化する場合もある。その場合も、数値最適化手法を用いて回路の最適値を求めることができる。

2・2 直列二重吸振器のモデル 図5に圧電素子と電子回路を用いた直列二重吸振器のモデルを示す。この回路にはインダクタンスが直列に二つ、キャパシタンスが一つ含まれ、圧電素子内のキャパシタンスと合わせると電気系が二自由度となる。図6にこのモデルの等価機械モデルを示す⁽¹⁰⁾。等価機械モデルは機械式の直列二重動吸振器のモデルと一致する。機械式の直列二重動吸振器において、動吸振器内のダッシュポットは一つでよいという知見⁽⁹⁾が得られているが、図5のモデルにおいても必要な抵抗は一つである。

Fig. 5 Model of a dual and series electrical vibration absorber.

Fig. 6 Equivalent mechanical model for the model of the dual and series electrical vibration absorber.

2・2・1 支配方程式 図5に示した直列二重吸振器のモデルの支配方程式は

$$M\ddot{\xi} + K\xi + \Theta \left(\frac{\Theta}{C_p^s} \xi - \frac{1}{C_p^s} q_1 \right) = QP_f \quad (19)$$

$$L_{s1}\ddot{q}_1 + R_{s2}(\dot{q}_1 - \dot{q}_2) + \frac{1}{C_{s2}}(q_1 - q_2) = \frac{\Theta}{C_p^s} \xi - \frac{1}{C_p^s} q_1 \quad (20)$$

$$L_{s2}\ddot{q}_2 = R_{s2}(\dot{q}_1 - \dot{q}_2) + \frac{1}{C_{s2}}(q_1 - q_2) \quad (21)$$

となる。式(19)-(21)より無次元化したコンプライアンスは

$$\frac{\xi}{\xi_{st}} = \frac{1}{-g^2 + 1 + \beta(1 - G_c)} \quad (22)$$

$$G_c = \frac{q_1}{\Theta \xi} = \frac{f_{a1}^2}{-g^2 + f_{a1}^2 + (\mu f_{a2}^2 + 2j\zeta\mu f_{a1}g)(1 - G_D)} \quad (23)$$

$$G_D = \frac{q_2}{q_1} = \frac{f_{a2}^2 + 2j\zeta f_{a1}g}{-g^2 + f_{a2}^2 + 2j\zeta f_{a1}g} \quad (24)$$

$$\omega_{a1} = \sqrt{\frac{1}{L_{s1}C_p^s}}, \quad \omega_{a2} = \sqrt{\frac{1}{L_{s2}C_{s2}}}, \quad \beta = \frac{\Theta^2}{KC_p^s}$$

$$f_{a1} = \frac{\omega_{a1}}{\Omega}, \quad f_{a2} = \frac{\omega_{a2}}{\Omega}, \quad \mu = \frac{L_{s2}}{L_{s1}}$$

$$\zeta = \frac{R_{s2}}{R_{s0}}, \quad R_{s0} = 2L_{s2}\sqrt{\frac{1}{L_{s1}C_p^s}}$$

となる。

2・2・2 ノミナル最適調整式 直列二重吸振器の場合も最適調整式を理論的に導出することは困難である。式(22)-(24)より f_{a1} , f_{a2} , μ , ζ の四つの最適調整式を求める必要がある。ここで、式(19)-(21)より支配方程式は線形であるので、これらの最適調整式は前節と同様に圧電素子の等価剛性比 β のみによって表される。図7, 8に数値最適化手法で求めた f_{a1} , f_{a2} , μ , ζ の最適値を示す。図9に例として $\beta = 0.0004$, 0.004, 0.04 の時にこれらの最適値を用いて求めたコンプライアンスを示す。この結果より図7, 8に示した最適値が有効であることが分かる。 f_{a1} , f_{a2} , μ , ζ の最適値を近似式で表すと

$$f_{a1} = \sqrt{1 + 1.59\beta - 0.106\beta^2} \quad (25)$$

$$f_{a2} = \sqrt{1 - 3.19\beta + 5.36\beta^2} \quad (26)$$

$$\mu = 2.40\beta + 1.93\beta^2 \quad (27)$$

$$\zeta = \sqrt{1.18\beta - 6.38\beta^2} \quad (28)$$

となった。近似式(25)-(28)も決定係数がほぼ1であり、図7, 8に示したグラフとよく一致する。等価剛性比 β は一般に1よりも十分に小さいので、式(27)よりインダクタンス比 μ も1より十分に小さい。そのため、圧電素子に加わる制御電圧は L_{s1} の分圧とほぼ等しい。図

Fig. 7 Optimum frequency ratios for the dual and series electrical vibration absorber.

Fig. 8 Optimum inductance ratio and damping ratio for the dual and series electrical vibration absorber.

Fig. 9 Calculated results of compliance using the dual and series electrical vibration absorber.

7 より L_{s1} と C_p^s からなる共振振動数 ω_{a1} は主系の固有振動数 Ω より大きく、 L_{s2} と C_{s2} からなる共振振動数 ω_{a2} は主系の固有振動数 Ω よりも小さい。また、これらの共振振動数と主系の固有振動数の差の比はほぼ 1:2 である。回路の最適値は式(25)-(28)より求めることができる。

2・2・3 ロバスト最適調整式 並列二重吸振器の場合と同様に、主系の剛性の変化を考慮したロバスト最適調整式を求めた。ここでは代表として $\pm 10\%$ 、 $\pm 20\%$ の剛性の変化を想定した場合の最適調整式を示す。

主系の剛性の変化率を $\pm 10\%$ と想定した場合は

$$f_{a1} = \sqrt{1.01 + 2.48\beta - 7.94\beta^2} \quad (29)$$

$$f_{a2} = \sqrt{0.982 - 3.35\beta + 6.94\beta^2} \quad (30)$$

$$\mu = 0.0105 + 2.96\beta - 3.09\beta^2 \quad (31)$$

$$\zeta = \sqrt{0.00235 + 1.08\beta - 6.18\beta^2} \quad (32)$$

となった。また、主系の剛性の変化率を $\pm 20\%$ と想定した場合は

$$f_{a1} = \sqrt{1.03 + 2.79\beta - 7.30\beta^2} \quad (33)$$

$$f_{a2} = \sqrt{0.926 - 2.80\beta + 0.0410\beta^2} \quad (34)$$

$$\mu = 0.0406 + 3.14\beta - 2.42\beta^2 \quad (35)$$

$$\zeta = \sqrt{0.00878 + 0.893\beta - 5.08\beta^2} \quad (36)$$

であった。近似式(29)-(36)も決定係数がほぼ 1 であった。主系の剛性の変化率を大きく見積もるほど、 ω_{a1} は大きくなり、 ω_{a2} は反対に小さくなる。なお、 β を定数とすると f_{a1} 、 f_{a2} 、 μ 、 ζ の最適値はいずれも剛性の変化率を変数とした二次関数に乗るので、任意の変化率での最適値が必要な場合はその性質を利用して式(25)-(36)より求めればよい。

3. 数値計算と実験

3・1 実験装置と対象の振動モード 図 10, 11 に実験装置と回路の概略を示す。図 11 に示すように制振対象の平板に性能のほぼ等しい圧電素子を二枚貼り付け、並列二重吸振器の実験では一枚ずつに LR 回路を接続し、直列二重吸振器の実験では二枚を直列接続で一組にして使用した。なお、二枚の圧電素子を並列接続で一組にしても、回路の最適値が異なるのみで直列二重吸振器の制振性能は等しい。平板 ($300 \times 400 \times 1.0\text{mm}$) はアルミニウム製で周辺を固定し、

Fig. 10 Schematic diagram of the experimental apparatus.

Dual and series DVA Dual and parallel DVA

Fig. 11 Schematic diagram of the circuits.

圧電素子 ($22 \times 32 \times 0.22 \text{ mm}$) は導電性接着剤で貼り付けた。制振対象は固有振動数が約 80 Hz の基本振動モードとした。圧電素子の等価剛性比は対象とする振動モードの曲率最大の位置に貼り付けると最も大きくなるので、圧電素子は平板の中央に貼り付けた。 L_{s2} にはコイルを使用し、それ以外のインダクタンスには Generalized Impedance Converter による合成可変インダクタンスを用いた⁽¹⁾。 L_{s2} 以外のインダクタンスをコイルにするとそのサイズが非常に大きくなるためである。

3・2 実験方法 図 10 のように平板を音圧で加振し、加速度ピックアップとマイクロフォンで平板の振動変位と加振音圧を測定した。ここで、加速度ピックアップは $(x, y) = (0.15 \text{ m}, 0.15 \text{ m})$ の位置に設置した。図 12 に座標軸の取り方を示す。 z は平板の中立面からの距離である。マイクロフォンは $(x, y, z) = (0.15 \text{ m}, 0.10 \text{ m}, 0.01 \text{ m})$ の位置に設置した。加振音圧と振動変位より無次元化したコンプライアンスを求めた。

Fig. 12 Coordinates of a plate.

3・3 数値計算と実験の結果 表 1 に数値計算で用いた平板と圧電素子の諸元を示す。これらは全て実験で使用した装置の実測値である⁽¹²⁾。二枚の圧電素子は大きさや材質が等しいものを平板の左右対称の位置に貼り付けて用いたが、表 1 のように実測した等価剛

性比等の値には少し差があった。以下の数値計算では二枚の圧電素子を一組にした場合の諸元を使用し、並列二重吸振器でも等分割を仮定して回路の最適値を求めた。主系の固有振動数が変化しないノミナルモデルでの数値計算と実験の結果と、主系の固有振動数が変化する場合の数値計算と実験の結果を以下に示す。

3・3・1 ノミナル最適調整での結果 図 13 に一重吸振器、並列二重吸振器、直列二重吸振器をノミナル最適調整式にもとづいて設計した場合の数値計算結果を示す。ここで、一重吸振器と二重吸振器の制振性能を実線と破線で示した。直列二重吸振器の制振性能が最も高く、一重吸振器の制振性能が最も低い。図 14 にこれらの数値計算結果に相当する実験結果を示す。また、表 2 に並列二重吸振器と直列二重吸振器の数値計算と実験での回路の値を合わせて示す。ここで、数値計算で使った回路の値は、二章で求めた最適調整式を用いて求めた。実験では平板自体に減衰が含まれるため、数値計算結果に比べて実験結果では三つの手法の制振性能の差は小さいが、傾向は一致している。回路の値も数値計算と実験で概ね一致しており、前章で求めたノミナル最適調整式の有効性が確認できる。

3・3・2 ロバスト最適調整での結果 制振装置のロバスト性を検証するための数値計算と実験を行った。ここでは主系の剛性の変化を $\pm 5\%$ と想定して、回路を調整した。なお、実験では平板上の点 $(x, y) = (0.10 \text{ m}, 0.20 \text{ m})$ の周辺に質量を付加することで主系の固有振動数を 70 Hz から 78 Hz まで 2 Hz 刻みで変化させた。そのため、主系の固有振動数が 74 Hz の場合を中心として回路の調整を行った。ここで、固有振動数が 72 Hz と 76 Hz の場合はほぼロバスト最適調整の範囲内であり、 70 Hz と 78 Hz の場合は範囲外である。図 15 にロバスト最適調整式を用いた場合の、図 16 にノミナル最適調整式を用いた場合の数値計算結果を示す。一重吸振器よりも二重吸振器のロバスト性能が高いこと、ロバスト最適調整式の有効性が確認できる。また、ロバスト最適調整を行った場合でも主系の固有振動数が 70 Hz や 78 Hz の場合のように、想定する剛性変化の範囲外では制振性能が低下することが分かる。図 17 にロバスト最適調整式にもとづいて回路を設計した場合の実験結果を示す。また、表 3 にロバスト最適調整を行った場合の数値計算と実験での回路の値を合わせて示す。実験結果でも二重吸振器のロバスト性能の高さが確認できる。また、回路の値も数値計算と実験で概ね一致しており、前章で求めたロバスト最適調整式の有効性が確認できる。

Table 1 Values of material parameters.

Plate	M	1.000	kg
	K	250800	N/m
Piezo (Total)	C_p^S	0.0219	μF
	Θ	0.00344	N/V
	β	0.00215	
Piezo (No. 1)	C_{p1}^S	0.0411	μF
	Θ_1	0.00357	N/V
	β_1	0.00123	
Piezo (No. 2)	C_{p2}^S	0.0398	μF
	Θ_2	0.00308	N/V
	β_2	0.000945

Fig. 13 Calculated results of compliance.

Fig. 14 Experimental results of compliance.

Fig. 15 Calculated results of compliance with considering robustness.

Fig. 16 Calculated results of compliance without considering robustness.

Fig. 17 Experimental results of compliance with considering robustness.

Table 2 Values of circuits of the electrical dual vibration absorbers in nominal models.

	Cal.	Exp.
L_{p1}	88.5 H	92.7 H
R_{p1}	1670 Ω	1120 Ω
C_{p1}^s	0.0438 μF	0.0411 μF
ω_{A1}	508 rad/s	512 rad/s
L_{p2}	93.5 H	103 H
R_{p2}	1790 Ω	1270 Ω
C_{p2}^s	0.0438 μF	0.0398 μF
ω_{A2}	494 rad/s	494 rad/s
L_{s1}	181 H	179 H
C_{s1}^s	0.0219 μF	0.0219 μF
ω_{s1}	502 rad/s	505 rad/s
L_{s2}	0.940 H	1.04 H
R_{s2}	47.2 Ω	59.6 Ω
C_{s2}	4.27 μF	3.97 μF
ω_{s2}	499 rad/s	492 rad/s

Table 3 Values of circuits of the electrical dual vibration absorbers with considering robustness.

	Cal.	Exp.
L_{p1}	100 H	107 H
R_{p1}	2340 Ω	1540 Ω
C_{p1}^s	0.0438 μF	0.0411 μF
ω_{A1}	478 rad/s	477 rad/s
L_{p2}	111 H	122 H
R_{p2}	2730 Ω	1650 Ω
C_{p2}^s	0.0438 μF	0.0398 μF
ω_{A2}	454 rad/s	454 rad/s
L_{s1}	209 H	207 H
C_{s1}^s	0.0219 μF	0.0219 μF
ω_{s1}	467 rad/s	470 rad/s
L_{s2}	2.01 H	1.88 H
R_{s2}	113 Ω	85.9 Ω
C_{s2}	2.33 μF	2.44 μF
ω_{s2}	462 rad/s	467 rad/s

4. 結 言

圧電素子と電子回路を用いた装置で、機械式の二重動吸振器に相当するモデルを示した。機械式の二重動吸振器には並列型と直列型があり、本論文ではその両方に相当するモデルを提案した。数値計算と実験を行い、ノミナルモデルで回路を最適に調整した場合は直列二重動吸振器に相当する回路の制振性能が高く、主系の固有振動数の変化を考慮して回路の調整を行った場合は並列型、直列型ともに従来の一重動吸振器に相当する回路よりもロバスト性が高いことを示した。

謝 辞

本研究は日本学術振興会の科学研究費補助金（特別研究員奨励費，課題番号 18・2836）の助成を受けたことを付記し，謝意を表する。

文 献

- (1) Forward, R. L., *Applied Optics*, Vol. 18, No. 5 (1979), pp. 690-697.
- (2) Dosch, J. J., and Inman, D. J., *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 3, (1992), pp. 166-185.
- (3) Hagood, N. W. and Flotow, A. V., *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 146, No. 2 (1991), pp. 243-268.
- (4) Park, C. H. and Inman, D. J., *Proceeding of SPIE Smart Structures and Materials 1999: Smart Structures and Integrated Systems*, Vol. 3668, part two, (1999), pp. 797-804.
- (5) Yamada, K. et al., *Journal of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 71, No. 707 (2005), pp. 2187-2194.
- (6) Wu, S. Y., *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 9, (1998), pp. 991-998.
- (7) Ho, S. T. et al., *Journal of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 66, No. 643 (2000), pp. 737-743.
- (8) Iwanami, K. et al., *Journal of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 50, No. 449 (1984), pp. 44-51.
- (9) Pan, G. et al., *Journal of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 71, No. 712 (2005), pp. 3430-3436.
- (10) Yamada, K. et al., *Dynamic and Design Conference 2006*, CD-ROM, No. 627 (2006), pp. 1-6.
- (11) Hori, T., *Design Method of the Circuit of Analogue Filter (in Japanese)*, (1998), pp. 154-156, Sogo Den-shi Shuppan.
- (12) Yamada, K. et al., *Journal of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 71, No. 710 (2005), pp. 2896-2903.