

圧電アクチュエータヒステリシス特性の改善に関する研究* (第2報, セルフセンシング駆動回路によるドリフト特性の改善)

江 鐘 偉*¹, 長 南 征 二*², 山 本 崇*³

Self-Sensing Feedback Compensation for Piezoactuator's Hysteresis (2nd Report, Improvement of Displacement Drift for Compensation Circuit)

Zhongwei JIANG*¹, Seiji CHONAN and Takashi YAMAMOTO

*¹ Yamaguchi University, Dept. of Mechanical Engineering,
Tokiwadai 2-16-1, Ube, Yamaguchi, 755-8611 Japan

Piezoelectric ceramic is ferroelectric and is showing a significant hysteretic loop in its displacement response. This paper deals with the development of a linear compensation circuit for piezoelectric ceramic actuators by the self-sensing feedback control technique. In this paper, the concept of self-sensing feedback control technique and the circuit design were presented in detail, and the effect of the electric leakage in the piezoelectric actuator was investigated. A new idea for improvement of the effect of the electric leakage on the displacement drift in piezoactuator has been proposed simply by adding compensatory resistors in the circuit.

Key Words: Piezoelectric Actuator, Linear Drive, Hysteresis, Electric Leakage, Displacement Drift, Temperature Behavior

1. 結 言

圧電素子のヒステリシス特性は素子のアクチュエータとしての使用に支障をきたすため、素子の履歴を改善するための研究が鋭意に行われている。一般には、出力変位を検出しフィードバックを行っている^{[1][2]}が、この方法ではシステムが複雑となり、応答速度が遅くなるなどの欠点がある。素子自身のヒステリシスを取り除く駆動方法としては、この他にパルス幅変調方式、コンデンサ挿入方式、電荷駆動方式などがある。パルス幅変調方式^[3]は制御方式としては巧妙な手法であるが高周波のパルスを使用するために素子の耐久性が悪化したり素子が発熱する等の欠点がある。コンデンサ挿入方式^[4]は簡単で低コストとなるが、十分な効果を得るためには挿入コンデンサの容量を下げねばならず結果的に圧電素子の変位感度が小さくなる欠点がある。電荷駆動方式^{[5][6]}は投入電荷量によって変位を制御するものであり、簡単で実用性も高い。しかしながら電荷

駆動方式は、交流駆動やアクチュエータの絶縁抵抗が非常に大きく圧電素子が純粋なキャパシタンスとみなせる場合には非常に有効であるが、静的あるいは準静的な駆動では投入電荷のアクチュエータ内漏電によって安定した制御ができない。

江ら^[7]は先に入力電圧を非線形変換して素子に加えることにより線形駆動を実現した。この方法は入力電圧が単調増加、単調減少を繰り返す場合には有効であるが、ランダムな入力電圧を扱う場合には回路が複雑になりすぎる欠点があった。そこで簡単かつ容易に応用できる線形駆動法として、江ら^[8]は圧電素子がアクチュエータでありながらかつセンサでもあることを利用し、素子の変形で発生する電圧を検出することで素子の非線形特性を補償するセルフセンシング線形補償駆動法を提案し、その有効性を実験により確認した。しかしながらセルフセンシング線形補償駆動法を導入した場合、圧電素子の繰り返し駆動特性や変位ドリフト特性が低下することが問題となり、本駆動法を実用化するにはその改善策を講じる必要があることが分かった。

以上の点に鑑み本研究では、始めに印加された圧電素子に発生する電圧の抽出法について検討することに

* 原稿受付 1999年11月29日。

¹ 山口大学工学部 (☎ 755-8611 宇部市常盤台 2-16-1)。

² 正員、東北大学大学院工学研究科 (☎ 980-0845 仙台市青葉区荒巻字青葉)。

³ 日本電装(株) (☎ 448-0029 刈谷市昭和町 1-1)。

E-mail: jiang@po.cc.yamaguchi-u.ac.jp

より、前報で提案された線形補償駆動回路が素子の変位ドリフト特性の低下をもたらす原因を解明し、素子の繰り返し駆動特性や変位ドリフト特性を改善するための簡単かつ有効な方法を提案する。さらにそれに基づき改良した線形補償駆動回路を用いて素子の駆動特性を実験により検証する。

2. セルフセンシング原理

2.1 圧電素子の電気的モデル

圧電素子の特性を表わす基本方程式は

$$D = \epsilon^T E + dT \dots\dots\dots (1)$$

$$S = dE + s^E T \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 D は電気変位 [C/m^2], S はひずみ, E は電界 [V/m], T は応力 [N/m^2], ϵ^T は誘電率(応力一定)[C/mV], s^E はコンプライアンス(電界一定)[m^2 / N], d は圧電定数 [m/V]である。

さて、圧電素子の厚さを t 、電極の表面積を A とすると、圧電素子の両端の電圧 v は電界の大きさ E と距離 t の積で与えられるため、圧電素子の両極にかかる電圧は式(1)より

$$v = Et = \frac{Dt}{\epsilon^T} - \frac{dTt}{\epsilon^T} \dots\dots\dots (3)$$

となる。また圧電素子は構造上コンデンサとみなすことができその静電容量 C_p は $C_p = \epsilon^T A/t$ と表せるので、式(3)は静電容量 C_p を用いて次のように変形される。

$$v = \frac{DA}{C_p} - \frac{dTtA}{C_p} = \frac{q_c}{C_p} - \frac{q_p}{C_p} \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 q_c はひずみを発生させるために加えられた電荷、 q_p は圧電素子に加えられた応力によって発生した電荷である。さらに、コンデンサの電荷と電圧の関係式 $q = Cv$ を用いることにより式(4)は電圧に関する次式へと変換される。

$$v = v_c - v_p \dots\dots\dots (5)$$

式(4)および(5)より考えられる圧電素子の電気的モデルを図1および2に示す。図1は電荷についてのモデル、図2は電圧についてのモデルである。各々、破線内が圧電素子を表している。解析の容易さを考え、以下の解析では図2の電圧モデルを採用することとする。

2.2 センサ出力の抽出法

圧電素子の電気的モデルによると、圧電素子に応力をかけずに放置した場合は $v_p = 0$ となる。この場合、

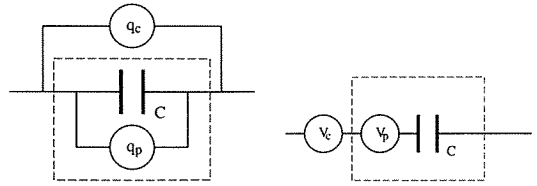
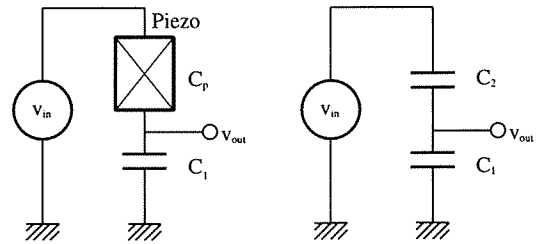


Fig.1 Charge Model. Fig.2 Voltage Model.

圧電素子はコンデンサとして扱うことができる。ここで始めに、圧電素子とコンデンサの直列回路、コンデンサ同士の直列回路を組立て両者の特性を比較検討する。図3(a)は圧電素子とコンデンサを直列接続した回路、図3(b)はコンデンサとコンデンサを直列接続した回路である。以下それぞれの回路について入力電圧 v_{in} に対する出力電圧 v_{out} の関係を調べてみる。

実験に使用した圧電素子の静電容量は $C_p = 1.55 \times 10^{-6}F$ であるため、圧電素子に分圧される電圧があまり低くならないよう、 C_1 は圧電素子の静電容量の約14倍、すなわち $22 \times 10^{-6}F$ とした。 C_2 は圧電素子と比較するために C_p に近い値 $2.2 \times 10^{-6}F$ を選んだ。入力電圧には $50V_{p-p}$ の正弦波正電圧を用いた。なお、圧電素子は応力をかけずに静置してある。各々について得られた結果を図4(a), (b)に示す。

圧電素子とコンデンサの直列回路の結果(図4(a))を見ると入力電圧 v_{in} に対し出力電圧 v_{out} にはヒステリシスが含まれている。一方、コンデンサ同士の直列回路の結果(図4(b))では、入力電圧 v_{in} と出力電圧 v_{out} は線形関係にあることが分かる。



(a) PZT and condenser (b) condensers only

Fig.3 PZT and condenser circuits.

また、圧電素子とコンデンサの直列回路の実験によれば入力電圧 v_{in} により生ずる素子の発生変位は出力電圧 v_{out} と線形の関係にある。このため、コンデンサ同士の直列回路の出力 v_{out} を用いて圧電素子とコンデンサ回路の出力電圧 v_{out} の非線形成分を検出、打ち消すよう制御すれば素子のヒステリシス特性の改善が可

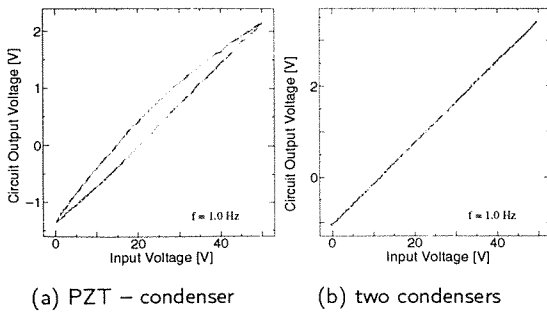


Fig.4 Output response of piezoelectric actuator and condenser circuits.

能であると思われる。

圧電素子の出力電圧を抽出するブリッジ回路を図5に示す。ここでは出力電圧を簡単に計測するためコンデンサ同士の直列回路の代わりに直列抵抗を用いている。以下では、圧電素子とコンデンサ C_1 の接続点の電位を v_1 とし、抵抗器 R_1 と抵抗器 R_2 の接続点の電位を v_2 とする。また、各々の電位のラプラス変換を $V_1(s), V_2(s)$ とする。ここに、 s はラプラス演算子である。図5より、 V_1 と V_2 は次のように求められる。

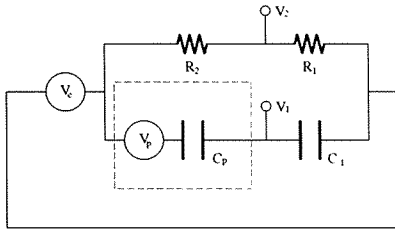


Fig.5 Bridge circuit for extracting output voltage from piezoelectric actuator.

$$V_1(s) = \frac{1/C_1s}{1/C_p s + 1/C_1s} (V_p(s) + V_c(s)) = \frac{C_p}{C_1 + C_p} (V_p(s) + V_c(s)) \dots\dots\dots (6)$$

$$V_2(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_c(s) \dots\dots\dots (7)$$

さらに、 V_1 と V_2 の電圧差をセンサ出力 V_s とすると V_s は次のように表せる。

$$V_s(s) = V_1(s) - V_2(s) = \left\{ \frac{C_p}{C_1 + C_p} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right\} V_c(s) + \frac{C_p}{C_1 + C_p} V_p(s) \dots\dots\dots (8)$$

上式に次の条件

$$C_1/C_p = R_2/R_1 \dots\dots\dots (9)$$

を満たすよう各定数を選ぶと式(8)の第1項が消えることより、圧電素子に加えられた応力に比例した発生電圧が抽出できる。すなわち

$$V_s(s) = \frac{C_p}{C_1 + C_p} V_p(s) \dots\dots\dots (10)$$

3. ドリフト特性を考慮した線形補償駆動

上記の原理に基づき、前報で提案した、圧電素子の非線形発生電圧を検出しフィードバックする、セルフセンシング線形補償駆動回路^[8]は、圧電素子の出力変位の線形性を良くするにはフィードバックゲインを十分に大きく設定する必要がある、その分素子の変位ドリフト特性が悪化することが示された。ここでフィードバックゲインによる出力変位ドリフト特性を明らかにするため、ステップ入力電圧を印加した場合の素子の変位応答を図6に示す。図より、ゲイン H が大きくなるにつれドリフト幅が大きくなっていくことがわかる。これは圧電素子と挿入したコンデンサが共に純粋なコンデンサではなく並列に抵抗成分を有するため、漏れ電流によりブリッジ回路のバランスが徐々に崩れていくことに原因があると考えられる。しかしながら、抵抗が存在する以上は漏れ電流をなくすることが実質上困難のため、本研究では漏れ電流があっても圧電素子の発生する非線形電圧を抽出するためのブリッジ回路のバランスを崩さないよう回路の改良を検討する。

さて、圧電素子とコンデンサの内部抵抗をそれぞれ R_p, R_c と仮定する。この場合、図5の純粋なコンデンサと仮定した圧電素子とコンデンサにそれぞれ内部抵抗成分 R_p, R_c を付加したブリッジ回路を図7に示す。本回路に関するセンサ出力は2.2節と同様にして求めることができる。すなわち、

$$V_1 = \frac{1/R_p + C_p s}{1/R_c + 1/R_p + (C_1 + C_p) s} V_c + \frac{C_p s}{1/R_c + 1/R_p + (C_1 + C_p) s} V_p \dots\dots (11)$$

上式において第1項は入力電圧からセンサ出力電圧への伝達関数であり、第2項は圧電素子の非線形発生電圧から同じくセンサ出力への伝達関数である。さて、 R_p, R_c の値を調整できるようにさらに並列に外部抵抗 R_p^a, R_c^a を接続する(図8)。調整後の値を R_p^*, R_c^* と

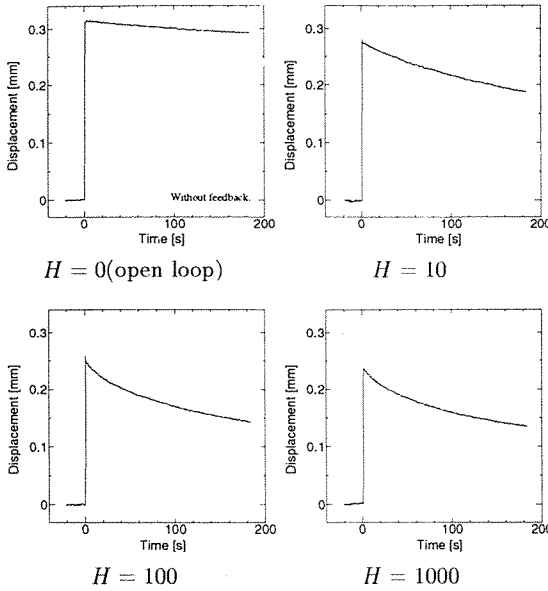


Fig.6 Displacement drift behavior of PZT with various feedback gains H of the self-sensing feedback compensation circuit.

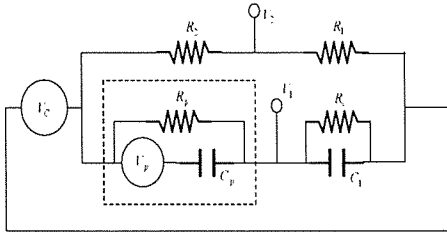


Fig.7 The bridge circuit with considering inner resistors of PZT and condenser.

し、式(11)を書き直すと式(12)が得られる。

$$V_1 = \frac{1/R_p^* + C_p s}{1/R_c^* + 1/R_p^* + (C_1 + C_p)s} V_c + \frac{C_p s}{1/R_c^* + 1/R_p^* + (C_1 + C_p)s} V_p \dots (12)$$

始めに $V_p = 0$ の場合を考えると、式(12)は

$$\frac{V_1}{V_c} = \frac{C_p}{C_1 + C_p} + \frac{\frac{1}{R_p^*} - \frac{C_p}{C_1 + C_p} \left\{ \frac{1}{R_p^*} + \frac{1}{R_c^*} \right\}}{(C_1 + C_p)s + \frac{1}{R_p^*} + \frac{1}{R_c^*}} \quad (13)$$

となる。式(13)において時間に関する項が入っているのは第2項のみであるので、第2項目を零とするための条件として次式を得る。

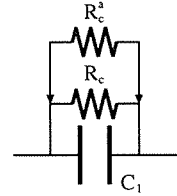


Fig.8 Consideration of electric leak compensatory resistor.

$$\frac{C_p}{C_1 + C_p} = \frac{R_c^*}{R_c^* + R_p^*} \dots (14)$$

次に、この条件式を式(12)に代入し整理すると

$$V_1 = \frac{C_p}{C_1 + C_p} V_c + \frac{C_p}{C_1 + C_p} \left\{ \frac{C_p R_p^* s}{1 + C_p R_p^* s} \right\} V_p \dots (15)$$

が得られる。上式の第2項は圧電素子の非線形発生電圧からセンサ出力への伝達関数である。また、第2項に含まれる項

$$G_{HPF} = \frac{C_p R_p^* s}{1 + C_p R_p^* s} \dots (16)$$

はカットオフ角周波数 ω_{cut} ($|G_{HPF}| = 1/\sqrt{2}$ となる角周波数) が $\omega_{cut} = 1/C_p R_p^*$ となる HPF (ハイパスフィルタ) を表す。圧電素子の静電容量 C_p は一定であるため R_p^* を小さくするとカットオフ角周波数は高くなり、圧電素子の非線形発生電圧が低周波域において検出しにくくなるのが分かる。従って、低周波域において漏れ電流の影響を低減させるためには、 R_p^* の値をできるだけ大きく保ったまま式(14)を満たすよう、 R_p^* と R_c^* の関係を調整することが必要である。

漏れ電流補償用抵抗 (R_p^* , R_c^*) を導入した駆動回路を図9に示す。さらに図9をブロック線図へ書き換えたものを図10に示す。

ブリッジ回路により検出した信号に比例ゲイン H をかけ入力信号 v_{in} に加算する。得られた信号をゲイン G_1 の圧電素子駆動用線形アンプに入力し、その出力を直列にコンデンサ C_1 を挿入した圧電素子に印加し駆動する。一方、抵抗器 R_1 および R_2 には直接入力信号 v_{in} を印加する。このため、圧電素子駆動用線形アンプのゲイン G_1 は圧電素子 C_p とコンデンサ C_1 しかかかっていない。そこでブリッジ回路のバランスを取る目的でゲイン $1/G_2$ をさらに挿入した。

本回路に用いたコンデンサと圧電素子の内部並列抵抗を実測したところ、 $R_c = 7.80 \times 10^7 \Omega$, $R_p = 7.07 \times 10^7 \Omega$ であった。この値はかなり大きなものであり、ま

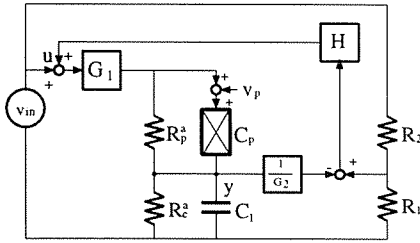


Fig.9 Linear compensatory circuit for PZT.

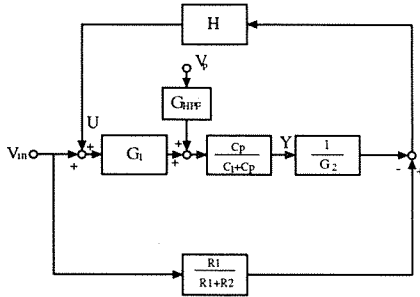


Fig.10 Block diagram of Fig.9.

た測定時の温度や湿度、印加電圧などにより若干変動することが予想される。そこで式(14)の条件を満たすために、圧電素子とコンデンサのブリッジに R_c 、 R_p より十分に小さい抵抗 R_c^a 、 R_p^a を付加することで R_c 、 R_p を調整する。例えば、 R_c に R_c^a を並列に付加した時の様子を図8に示す。 R_c^a は R_c に対して並列に接続されるため、調整後の値 R_c^* は

$$R_c^* = \frac{1}{1/R_c + 1/R_c^a} = \frac{R_c^a}{R_c^a/R_c + 1} \dots\dots\dots (17)$$

となる。さらに上式において $R_c^a/R_c \ll 1$ とおくと

$$R_c^* = R_c^a \quad (R_c^a \ll R_c) \dots\dots\dots (18)$$

となる。これは R_c より十分に小さい抵抗 R_c^a を付加することで、調整後の値 R_c^* がほぼ R_c^a となることを意味している。 R_p についても同様である。なお、 R_c^a と R_p^a の値を決めるに際しては、式(14)の条件を満たすと同時に式(16)の影響をも考慮し、 R_c^a と R_p^a はあまり小さな値にしないよう注意を払う必要がある。

電流漏れ用補正抵抗を付加した線形駆動回路ブロック線図10を用いて、圧電素子-コンデンサ間の電圧を Y 、フィードバックされる制御量を U とする場合の伝達関数は次式のように求められる。

$$Y = \{(V_{in} + U)G_1 + G_{HPF}V_p\} \frac{C_p}{C_1 + C_p} \cdot (19)$$

$$U = \left\{ \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{in} - \frac{1}{G_2} Y \right\} H \dots\dots\dots (20)$$

フィードバックされる制御量 U は式(19)を式(20)に代入し整理することにより式(21)のように求まる。

$$U = \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{G_1}{G_2} \frac{C_p}{C_1 + C_p}}{\frac{1}{H} + \frac{G_1}{G_2} \frac{C_p}{C_1 + C_p}} V_{in} - \frac{\frac{1}{G_2} \frac{C_p}{C_1 + C_p} G_{HPF}}{\frac{1}{H} + \frac{G_1}{G_2} \frac{C_p}{C_1 + C_p}} V_p \dots\dots\dots (21)$$

さて、 H が十分に大きく、さらに

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{G_1}{G_2} \frac{C_p}{C_1 + C_p} = 0 \dots\dots\dots (22)$$

となるよう各定数を選ぶと、フィードバックされる制御量 U は次のように表せる。

$$U = -\frac{1}{G_1} G_{HPF} V_p \dots\dots\dots (23)$$

これは、ゲイン H を十分大きく設定しさらに式(22)の条件を満たせば、圧電素子の発生電圧を分離測定できることを示している。

同様にして圧電素子とコンデンサ間の電圧 Y は式(20)を式(19)に代入し変形させることにより式(24)のように求められる。

$$Y = \frac{R_1}{R_1 + R_2} G_2 V_{in} \dots\dots\dots (24)$$

これは、フィードバックゲイン H を十分大きく取ることで、圧電素子とコンデンサ間の電圧 y を入力信号 v_{in} に対して線形化できることを示している。圧電素子とコンデンサ間の電圧 y と素子の発生変位は線形関係にあることより、ゲイン H を十分に大きく設定することで入力信号 v_{in} と圧電素子の変位の関係を線形化することができるのが分かる。

4. 圧電素子の駆動特性

本駆動回路による圧電素子の駆動特性実験にバイモルフ型圧電素子(TOKIN NLB-40 × 12 × 1)を使用した。その静電容量は $C_p = 1.55 \times 10^{-6}$ F であり、直列コンデンサの容量は圧電素子に分圧される電圧があまり低くならないよう $C_1 = 22 \times 10^{-6}$ F を選んだ。また、圧電素子駆動用線形アンプのゲインは $G_1 = 10$ に固定した。この場合、式(22)の条件に従い $G_2 = G_1 = 10$ 、 $R_1 = 1.32 \times 10^3 \Omega$ 、 $R_2 = 1.87 \times 10^4 \Omega$ とした。さらに、漏れ電流補正用抵抗は式(14)に基づき $R_c^a = 6.52 \times 10^4 \Omega$ 、 $R_p^a = 9.342 \times 10^5 \Omega$ とした。この場

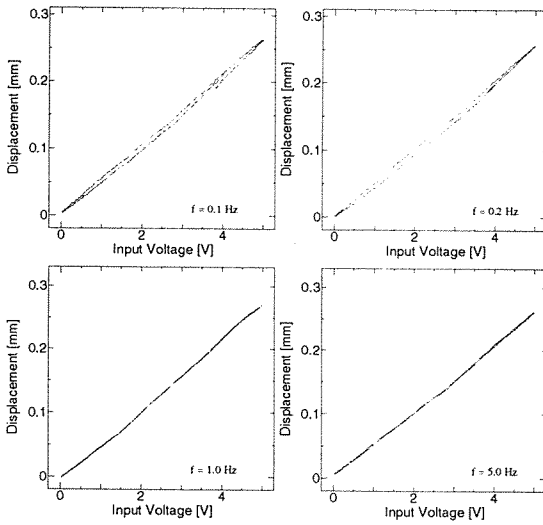


Fig. 11 Displacement responses without electric leak compensatory resistors ($H = 1000$).

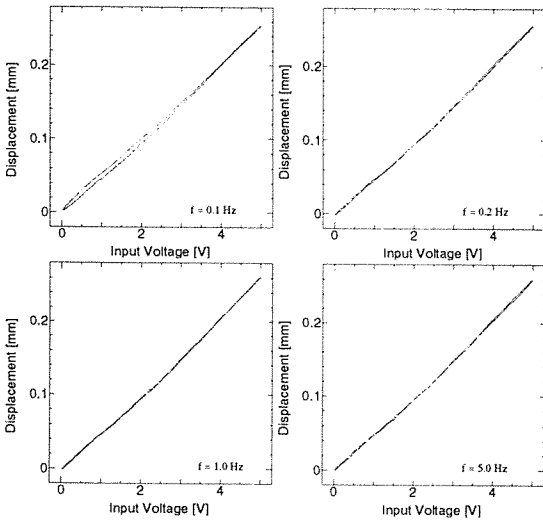


Fig. 12 Displacement responses with electric leak compensatory resistors ($H = 1000$).

合のハイパスフィルタのカットオフ周波数は0.1Hzである。

始めに、ゲイン H を $H = 1000$ と設定し、入力周波数 f を変化させ入力電圧-出力変位の関係調べた。入力信号 v_{in} には $5V_{p-p}$ の正弦波正電圧を用いた。漏れ電流補正抵抗を付加しない場合の結果を図 11 に、また付加した場合の結果を図 12 に示す。図より、本研究で提案したセルフセンシングによる線形駆動法を用いることで圧電素子のヒステリシス特性が改善され線形駆動できることが分かる。 f の変化に対してよ

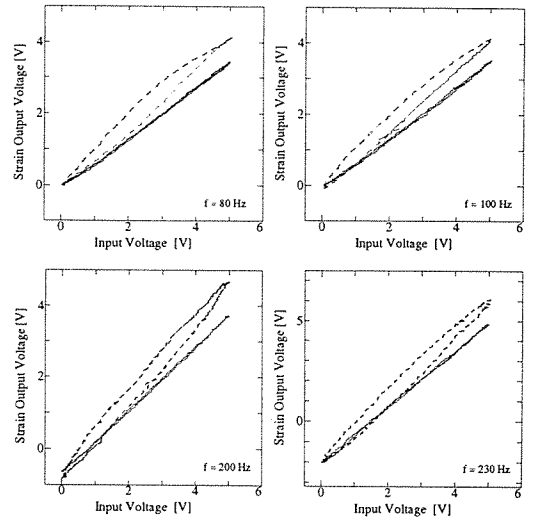
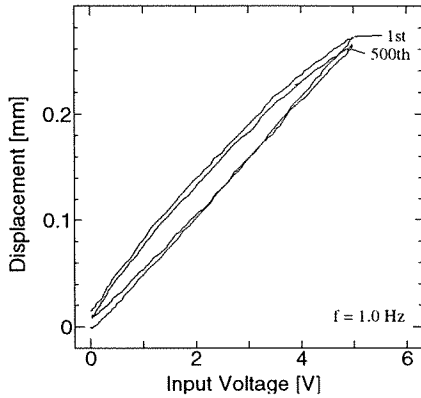


Fig. 13 High frequency responses of PZT driven by open loop (broken line) and improved linear compensatory circuit (solid line).

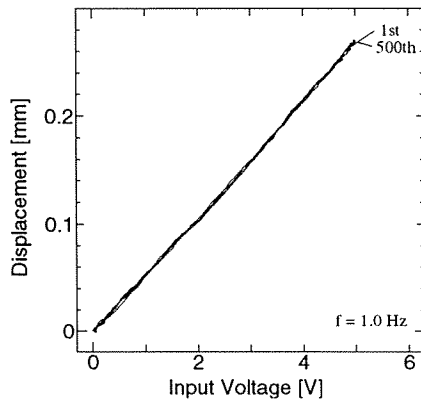
り詳細に見てみると、抵抗を付加しない場合は駆動周波数 0.5Hz 以下で入力電圧-変位特性に若干のヒステリシスが見られた。これは使用した圧電素子とコンデンサが純粋なキャパシタではないため、その抵抗成分による電流漏れがあるためと考えられる。漏れ電流補正抵抗を付加するとこの漏れ電流の影響が軽減され駆動周波数を 0.2 Hz まで下げて安定に駆動できることが確認された。一方で 0.1Hz 以下の駆動ではヒステリシスが現れている。これは前述のように、漏れ電流補正抵抗を付加するとハイパスフィルタが形成され、そのカットオフ周波数が 0.1Hz であるため圧電素子の発生電圧が低周波域において検出されにくくなるためと思われる。

以上の結果は低周波数で駆動した場合の結果であるが、圧電素子の共振周波数の近くまでの周波数で駆動した場合の結果を図 13 に示す。ちなみに本実験で用いた圧電素子の 1 次共振周波数は 238Hz であった。なお、高精度高速の変位センサがないため、ここでは圧電素子の発生変位をひずみゲージを用いて計測した。図中の破線は通常のパワーアンプを用いて素子をオープンループで駆動した場合の結果であり、実線は本研究で改良したセルフセンシング線形補償駆動回路を用いた結果である。図より、共振周波数の近くまでに素子が線形的に駆動されることが分かる。

次に、本線形駆動回路の繰り返し特性とドリフト特性を調べるため、連続駆動とステップ駆動について実験を行った。



(a) without self-sensing feedback compensator



(b) with self-sensing feedback compensator

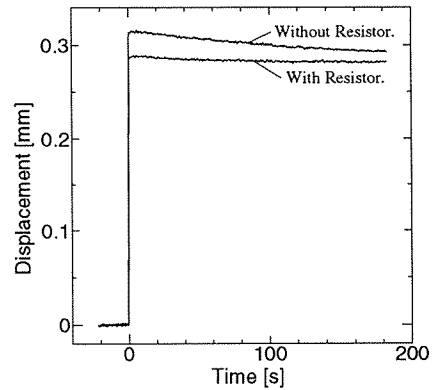
Fig. 14 500 cycles repeated test on piezoelectric actuator with electric leak compensation.

図 14に、入力周波数 f を 1.0 Hz と固定し、500 回連続駆動したときの入力電圧-出力変位の変化を示す。図 (a)にオープンループ駆動の結果を、図 (b)にセルフセンシング線形駆動回路を用いた場合の結果を示す。また、前報で示した圧電素子とコンデンサのみでブリッジ回路を形成した時の結果に比べ、漏れ電流補正抵抗を付加することで素子の変位ドリフトがほぼ除去されており、繰り返し駆動特性が大幅に改善されていることが分かる。さらに、素子に一定電圧を印加した場合、その出力変位が一定に維持できるかどうかにつき調べた結果を図 15 に示す。漏れ電流補正用抵抗を付加しない場合には、時間の経過とともに発生変位が徐々に減少しているに対し、漏れ電流補正用抵抗を付加した場合は時間が経過しても出力変位は一定に維持されており、漏れ電流補正用抵抗の付加がドリフト特性の改善に大きな効果をもたらすことが分かる。また、図 15(a)のように、圧電素子に一定の抵抗を並列に付加するだ

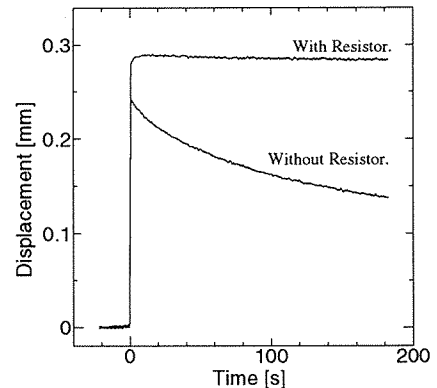
けでも素子の繰り返し駆動特性やドリフト特性が改善されることを確認できる。

最後に、本セルフセンシング線形補償駆動回路を用いることで、圧電素子の周波数特性ならびに発熱特性が飛躍的に改善されたことを示す。図 16に素子駆動の周波数特性を示す。点線がオープン駆動させた場合、実線が本セルフセンシング線形駆動回路を用いた場合の結果である。本回路を使用することにより圧電素子の一次共振周波数は変化しないが、素子の共振周波数の二分の一と三分の一に現れる高調波共振点がきれいに取り除かれていることを確認できる。このことから、現在超音波モータなど圧電材料の共振を利用するデバイスのほとんどは共振周波数の半分までの周波数でしか駆動していないので、本回路を用いることで共振周波数までの利用が可能になるとと思われる。

図 17に圧電素子を共振に近い状態で連続駆動した場合の表面温度変化を測定した結果を示す。図より本回



(a) without self-sensing feedback compensator



(b) with self-sensing feedback compensator

Fig. 15 Effect of the electric leak compensatory resistors on displacement drift of PZT.

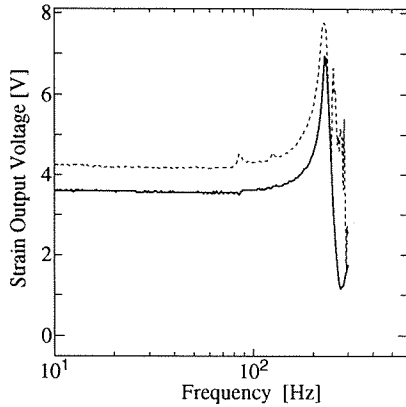


Fig. 16 Frequency response of piezoelectric actuator driven by the linear compensatory circuit. Solid line= self-sensing drive, dashed line= open loop drive.

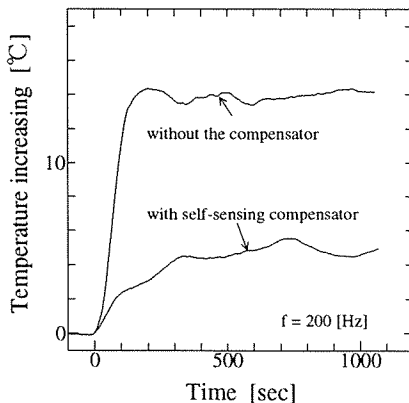


Fig. 17 Temperature characteristics of piezoelectric actuator driven near its resonance frequency with or without the linear self-sensing compensatory circuit.

路を用いずに従来の駆動方法では圧電素子に発熱し表面温度が急速に上昇していることに対して、本回路を用いた場合、圧電素子の発熱がかなり抑えられている。以上のことから本セルフセンシング線形補償駆動回路は、単なる圧電素子の発生変位ヒステリシスを押さえ込みながら補正するのではなく、セルフセンシングによって圧電素子が自身の非線形特性を内部から打ち消すような働きをしていることといえる。

5. 結 言

圧電素子の内部抵抗による漏れ電流の影響を調べ、前報で提案したセルフセンシング線形補償回路に、漏

れ電流の影響を除去するための補正抵抗を付加する方法を提案した。得られた結果を要約すると以下のようになる。

1. 圧電素子ならびに素子の発生電圧を抽出するためのブリッジ回路に導入するコンデンサの内部抵抗の影響は無視できないこと、またこれらの内部抵抗による電流漏れはわずかであるが素子の繰り返し駆動特性と変位ドリフト特性の低下に大きく影響することが分かった。
2. 圧電素子とコンデンサの内部抵抗による漏れ電流の影響を低減させるため漏れ電流補正抵抗を付加する方法を提案した。さらに実験より素子の繰り返し駆動特性と変位ドリフト特性の向上に極めて有効であることが確認された。
3. 本線形補償駆動回路を導入することで、圧電素子の周波数特性ならびに発熱特性を飛躍的に改善できることが確認された。
4. 提案した漏れ電流補償付きセルフセンシング線形駆動回路は構成が簡単であり、マイクロチップへの集約が可能である。

文 献

- (1) 岡崎裕一, 圧電素子を用いた微小変位工具台, 精密工学会誌, **54-7**, 1375(1988).
- (2) 三矢保永, 大島康司, 青野 寧, 野々垣剛, 歪みゲージ出力のフィードバックによるピエゾアクチュエータの広範囲線形駆動, 日本機械学会第72期全国大学講演論文集, **IV**, 709(1994).
- (3) 池辺 洋, 中田 毅, 油圧と空気圧3, 78(1972).
- (4) H.Kaizuka and B.Siu, A Simple Way to Reduce Hysteresis and Creep When Using Piezoelectric Actuators, Japanese Journal of Applied Physics, **27-5**, 773(1988).
- (5) C.V.Newcomb and I.Flinn, Improving the Linearity of Piezoelectric Ceramic Actuator, Electronics Lett., **18**, 442(1982).
- (6) 小池 誠, 斎藤昭則, 石川友二, 友田晃利, 積層型圧電アクチュエータの作動解析, 第5回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, 376(1993).
- (7) 江 鐘偉, 長南征二, 山本崇, 布田良明, 圧電アクチュエータの線形駆動, 機論, **C60-580**, 189(1995).
- (8) 江 鐘偉, 長南征二, 山本崇, 布田良明, 圧電アクチュエータヒステリシス特性の改善に関する研究, 機論, **C64-617**, 149(1998).