セルフセンシングを用いた高分子圧電アクチュエータの
先端位置制御*小笠原 紹元^{*1}, 佐々木 実^{*2}, 大石 明子^{*3}

Positioning Control of a Self-Sensing Micro PVDF Actuator

Akimoto OGASAWARA, Minoru SASAKI and Akiko OOISHI

Positioning control of a self-sensing micro PVDF (Poly Vinylidene Flouride) actuator is presented. A feedback control law of the positioning control of the PVDF actuator is derived by considering the time rate of change of the total energy of the system. In a practical implementation of the self-sensing actuator an electrical bridge circuit is used to measure time rate of tip bending angle of the actuator. The choice feedback gains needs to be addressed. They can be chosen to improve the damping in any subset of critical vibration modes with the knowledge that the controller will not destabilize any part of the system. However, the actuator pole locations of closed-loop system will have to be determined from a rather large symmetric eigenvalue calculation. Overcoming this difficulties, we present a 2 d. o. f (two-degree-of-freedom) control system consists of feedforward and feedback controller. Feedforward controller is designed using inverse system which is one of the input command shaping methods. Numerical simulation and experimental results confirm that faster precise positioning control can be realized with the proposed control system.

Key Words: PVDF Actuator, Lyapunov's Direct Method, Self-Sensing Actuator, Two-Degree-of-Freedom Control System, Motion Control

1. 緒言

現在,産業の高度技術化が進み,超精密加工,光学システムにおけるミラーやレンズの位置姿勢調整,ロボットのハンドや医療機器などあらゆる分野において,高速・高精度の位置決めが求められている.その要求精度はサブミクロンのオーダーであり,このような状況の中で,新しい駆動原理に基づく高性能なマイクロアクチュエータの開発が急速に進んでいる.その高速・高精度化の隘路は,機械システムの構造振動の克服である.

従来,マニピュレータを設計する際,ロボットアームに振動を発生させないために,ロボットアームの構造上の剛性を大きくすることで,このことを回避してきた.しかし,このことは,可搬重量,駆動速度の低下を招き,ロボットアームの性能の低下につながる.逆にこの問題が解決されれば,飛躍的な性能向上が期待できることになる.したがって,制御帯域内の構造振動に対してその振動を考慮に入れて制御系を設計することで振動の発生を抑制・制御することを図り,ロボットアームの剛性を上げることなく,その構造振動モードを考慮した形で制御系の設計を行うことができれば飛躍的な性能向上につながることになる.当然のことながら,後者の制御系の設計は非常に複雑になる.このような弾性体すなわち分布定数系の振動挙動は一般的に偏微分方程式で表され,無限自由度の振動系である.したがって,その振動を解析

したり,制御を行うためには,系の運動方程式を適当な方法で離散化し,低次元化し,有限自由度の常微分方程式に変換しなければならない.ここで,問題となるのは,どのモードをモデリングにおいて考慮すべきかということである.また,同時にコントローラのハードウェア上の性能の限界等で,低次元化が要求される.このように低次元化によって,無視されたモードを非制御モードとよぶ.ここで,制御入力に制御モードのみに基づいてなされる場合にこの制御入力によって残差モードが励起される場合を制御スピルオーバー,観測値が残差モードの影響を受ける場合を観測スピルオーバーとよぶ.

本研究では,制御対象にフレキシブルマイクロアクチュエータとして高分子圧電素子(PVDF)アクチュエータを取り上げる.この制御対象に関しては,従来の現代制御理論に基づく制御系の設計において,

- モデル化されない振動モードに関するスピルオーバーによる高次振動モードの不可制御および制御性能劣化が問題となり,低次の振動モードのみしか設計モデルとして使用することができない.
- PVDFは周囲の環境(温度,湿度等)の影響を受けやすく,ノミナルプラントのモデルが決定しにくい.
- モデル化誤差に対するロバスト性を考慮したことにより,モデル化誤差が存在しないときには,制御性能が劣化する.

などの問題があった.また,上述のスピルオーバーの発生を抑制する制御系を実現するための設計法の代表的なも

* 原稿受付 1997年5月14日.

^{*1} 学生員,岐阜大学大学院(〒501-1193 岐阜市柳戸1-1).^{*2} 正員,岐阜大学工学部.^{*3} 関西 NEC(〒520-0833 大津市晴嵐2-9-1).

のとして,

- DVFB(Direct Velocity Feedback Control) 法⁽¹⁾.
- IMSC(Independent Modal Space Control) 法⁽²⁾.
- MESS(Model Error Sensitivity Suppression) 法⁽³⁾.
- 周波数整形評価関数法⁽⁴⁾.

などがある。そこで、本研究では、リャプノフの安定理論を適用して導出される一種のDVFB法と考えられる制御法を用いて、制御系の設計及び数値シミュレーションと実験を行い、本提案の制御系の有効性について検討を加える⁽¹⁾。この際、従来このような制御対象の運動制御で、理論的に有効とされていながら、実現されていなかった先端のたわみ角速度フィードバックを、ブリッジ回路を用いたセルフセンシングアクチュエータを構成することで実現する⁽⁵⁾⁽⁶⁾。また、本制御法は、基本的にLow Authority Controlであり、安定性は保証されるが、速応性は保証されない。そこで、速応性の改善のために、逆システムを応用し、入力整形を行い、2自由度制御系構成とすることにより、制御性能の向上を図る。

2. 理論解析

2.1. 理論モデル

Fig.1 Geometry and co-ordinates.

バイモルフ型アクチュエータの構造は図1に示すように、中間層の弾性金属板をはさみ込むように上下に高分子圧電素子フィルムを貼り合わせた三層構造になっている。上下層2枚の圧電フィルムに同位相の電圧を印加することにより、一方向（例えばx軸方向）に伸縮することができる。圧電フィルムの上下層に逆位相の電圧を印加することにより、電圧に比例したモーメントが発生するため、伸縮方向に対して垂直方向の曲げ変位を得ることができる。静止位置におけるアクチュエータの弾性金属板の中心軸上にx軸をとり、これに垂直なアクチュエータのたわみを $w(x, t)$ とする。この曲げ運動方程式は、4階線形偏微分方程式

$$EI \left(1 + \gamma \frac{\partial}{\partial t} \right) \frac{\partial^4 w(x, t)}{\partial x^4} + \rho A \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (1)$$

で与えられる⁽⁷⁾。ここで、 EI , ρ , A , γ は、それぞれ、アクチュエータの曲げ剛性、密度、断面積、内部構造減衰係数である。また、境界条件は、 $M_c(t)$ を電圧をかけるこ

とによって素子に発生する曲げモーメントとすると

$$w(0, t) = 0, \quad EI \left(1 + \gamma \frac{\partial}{\partial t} \right) \frac{\partial^2 w(l, t)}{\partial x^2} = M_c(t) \quad (2)$$

$$\frac{\partial w(0, t)}{\partial x} = 0, \quad -EI \left(1 + \gamma \frac{\partial}{\partial t} \right) \frac{\partial^3 w(l, t)}{\partial x^3} = 0$$

である。運動方程式をラプラス変換して

$$\beta = \sqrt{-\frac{\rho A}{EI(1 + \gamma s)}} s^2 \quad (3)$$

と置くと、先端変位は

$$w(l, s) = D_1 \cos(\beta l) + D_2 \sin(\beta l) + D_3 \cosh(\beta l) + D_4 \sinh(\beta l) \quad (4)$$

と表される。ここで、 $D_1 \sim D_4$ は境界条件から決まる未定係数で、次式で表される。

$$D_1 = -D_3 = \frac{-\cos(\beta l) - \cosh(\beta l)}{2\{1 + \cos(\beta l) \cosh(\beta l)\}} \frac{\beta^2 M_c(s)}{\rho A s^2} \quad (5)$$

$$D_2 = -D_4 = \frac{-\sin(\beta l) + \sinh(\beta l)}{2\{1 + \cos(\beta l) \cosh(\beta l)\}} \frac{\beta^2 M_c(s)}{\rho A s^2}$$

2.2. フィードバック則の導出 本研究においては、フィードバック則を、リアプノフの直接法より導出する⁽⁵⁾。この場合、仮定としてセンサに関する前提条件を与えないで、フィードバック則を求めることにする。本システムにおける、運動エネルギーとポテンシャルエネルギーの和を考えると

$$V(t) = \frac{1}{2} \int_0^l \rho A \left(\frac{\partial w}{\partial t} \right)^2 dx + \frac{1}{2} \int_0^l EI \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right)^2 dx \quad (6)$$

ただし、ここで簡単のため及び内部構造減衰によって系がより不安定になることは考えられないので、式(1)で $\gamma = 0$ としたシステムとして考える。

この総エネルギーの時間変化を考え、式(6)を時間について1回微分すると次のようになる。

$$\frac{\partial V(t)}{\partial t} = \int_0^l \rho A \frac{\partial w}{\partial t} \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} dx + \int_0^l EI \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^3 w}{\partial x^2 \partial t} dx \quad (7)$$

ここで、運動方程式より

$$\rho A \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = -EI \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} \quad (8)$$

であり、式(7)は以下のように展開される。

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(t)}{\partial t} &= \int_0^l \rho A \frac{\partial w}{\partial t} \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} dx + \int_0^l EI \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^3 w}{\partial x^2 \partial t} dx \\ &= - \int_0^l EI \frac{\partial w}{\partial t} \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} dx - \int_0^l EI \frac{\partial^3 w}{\partial x^3} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial t} dx \\ &\quad + EI \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial t} \Big|_0^l \\ &= EI \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial t} \Big|_l - EI \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial t} \Big|_0 \\ &\quad - EI \frac{\partial^3 w}{\partial x^3} \frac{\partial w}{\partial t} \Big|_l + EI \frac{\partial^3 w}{\partial x^3} \frac{\partial w}{\partial t} \Big|_0 \end{aligned} \quad (9)$$

境界条件より、片持ち梁においては、 $x = 0$ でたわみ及びたわみ角が、また、 $x = l$ ではせん断力が0であるから

$$w(0, t) = \frac{\partial w(0, t)}{\partial x} = \frac{\partial^3 w(l, t)}{\partial x^3} = 0 \quad (10)$$

となる。したがって、上式を用いると式(9)は

$$\frac{\partial V(t)}{\partial t} = EI \frac{\partial^2 w(l, t)}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w(l, t)}{\partial x \partial t} \quad (11)$$

となる。ここで、制御量は先端のモーメントであるので

$$M_c = EI \frac{\partial^2 w(l, t)}{\partial x^2} \quad (12)$$

フィードバック制御量をたわみ角速度

$$M_c = -K_c \frac{\partial^2 w(l, t)}{\partial x \partial t} \quad (K_c > 0) \quad (13)$$

ととれば、式(9)は

$$\frac{\partial V(t)}{\partial t} = -K_c \left\{ \frac{\partial^2 w(l, t)}{\partial x \partial t} \right\}^2 \leq 0 \quad (14)$$

となる。上式はフィードバックゲインを正にとれば非正定値となり、これによってリアプノフ関数が存在することから、リアプノフの直接法により、梁先端のたわみ角速度をフィードバックすれば、このシステムは確実に安定化できることが示された。

次に先端変位の動きをフィードバック制御するにあたり、目標先端位置を w_d 、現在先端位置 $w(l, t)$ を w_d に保つために必要とされる制御モーメントを M_{cd} として、 $\bar{w}_d(x)$ を次式の解とする。

$$\bar{w}_d(0) = 0, \quad EI \frac{\partial^2 \bar{w}_d(l)}{\partial x^2} = M_{cd} \quad (15)$$

$$\frac{\partial \bar{w}_d(0)}{\partial x} = 0, \quad -EI \frac{\partial^3 \bar{w}_d(l)}{\partial x^3} = 0$$

ここで、目標値と現在位置との誤差を

$$\xi(x, t) = \bar{w}_d(x) - w(x, t) \quad (16)$$

とおくと、式(1)から簡単のため $\gamma = 0$ として次の誤差システムを得る。

$$EI \frac{\partial^4 \xi(x, t)}{\partial x^4} + \rho A \frac{\partial^2 \xi^2(x, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (17)$$

また、境界条件は式(2), (15)から

$$\xi(0, t) = 0, \quad EI \frac{\partial^2 \xi(l, t)}{\partial x^2} = M_{cd} - M_c(t) \quad (18)$$

$$\frac{\partial \xi(0, t)}{\partial x} = 0, \quad -EI \frac{\partial^3 \xi(l, t)}{\partial x^3} = 0$$

となる。誤差系の総エネルギーは、式(6)と同様にして

$$V(t) = \frac{1}{2} \int_0^l \rho A \left(\frac{\partial \xi}{\partial t} \right)^2 dx + \frac{1}{2} \int_0^l EI \left(\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} \right)^2 dx \quad (19)$$

と表されるので、これを時間について1回微分して整理すると

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(t)}{\partial t} &= EI \left\{ \frac{\partial^2 w_d(l)}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 w(l, t)}{\partial x^2} \right\} \frac{\partial^2 \xi(l, t)}{\partial x \partial t} \\ &= \{M_{cd} - M_c(t)\} \frac{\partial^2 \xi(l, t)}{\partial x \partial t} \end{aligned} \quad (20)$$

となる。ここで、

$$M_{cd} - M_c(t) = -K_c \frac{\partial^2 \xi(l, t)}{\partial x \partial t} \quad (K_c > 0) \quad (21)$$

と選べば、

$$\frac{\partial V(t)}{\partial t} = -K_c \left\{ \frac{\partial^2 \xi(l, t)}{\partial x \partial t} \right\}^2 \leq 0 \quad (22)$$

となり、制御入力

$$M_c(t) = M_{cd} + K_c \frac{\partial^2 \xi(l, t)}{\partial x \partial t} \quad (23)$$

となる。したがって、誤差システムにおいても、梁先端のたわみ角速度をフィードバックすることで、漸近安定な制御系を構成できることが示された。

2.3. たわみ角速度センサ 圧電素子アクチュエータをスピルオーバーなしに確実に安定化することができるフィードバック則が、先端のたわみ角速度フィードバックであることが示された。しかし、たわみ角を測定する方法として画像処理からビジュアルフィードバックなどを用いると、マイクロアクチュエータの変位が小さいことや、最大サンプリング周波数などの点で実時間で測定することは非常に難しい。また、理論解析モデルから状態推定器などを使って推定するといった場合には、そのモデルの正確さや外乱の影響など、推定するたわみ角の精度が問題となる。そこで、電気系と力学系の結合作用の1つである圧電気に注目する。圧電素子が印加電圧によって変形したことにより分極が生じ、本研究で用いているようなアクチュエータ部分の全面に圧電素子が張り付けられている場合の発生電圧は次式で表される⁽⁶⁾⁽⁸⁾。

$$v_p = K_p \frac{dw(l, t)}{dx} \quad (24)$$

ここで、 K_p は圧電素子の寸法及び材料定数で決まる比例定数である。これより、圧電正効果によって、先端のたわみ角に比例した電圧が発生し、先端のたわみ角を比較的容易に測定することができる。

次に、圧電素子をアクチュエータと同時にセンサとしても用いる場合に、印加電圧により発生電圧 v_p を直接測定することはできないので、間接的に測定する方法としてブリッジ回路を用いる。圧電正効果による電圧が式(24)から先端のたわみ角に比例した電圧であるが、アクチュエータを安定化するためのフィードバック量は式(13)よりたわみ角速度である。直接たわみ角速度を測定する回路として、圧電素子の電気的等価回路をキャパシタンスのみと考え、キャパシタンスと抵抗で構成されたブリッジ回路を図2に示す⁽⁶⁾⁽⁹⁾。ここで、 $v_i, R_i (i = 1, 2)$ は、それぞれ、並列部分の電圧、抵抗であり、 $C_{pi}, v_{pi} (i = 1, 3)$ は弾性金属板を挟む1, 3層目の圧電フィルムのカパシタンスと発生電圧である。また、 v_c, v_s はブリッジ回路の入力及び出力電圧である。これより、 v_1, v_2 は、 C_p を C_{pi}

Fig.2 Self-Sensing actuator circuit for rate sensing.

の合成キャパシタンスとしてラプラス変換すると

$$V_1(s) = \frac{C_p R_1 s}{1 + C_p R_1 s} V_c(s) - \frac{R_1 s}{1 + C_p R_1 s} \{C_{p1} V_{p1}(s) + C_{p3} V_{p3}(s)\} \quad (25)$$

$$V_2(s) = \frac{C_2 R_2 s}{1 + C_2 R_2 s} V_c(s)$$

と表される。したがって、上式から、ブリッジ回路の出力は次式で表される。

$$V_s(s) = V_1(s) - V_2(s) = \left\{ \frac{C_p R_1 s}{1 + C_p R_1 s} - \frac{C_2 R_2 s}{1 + C_2 R_2 s} \right\} V_c(s) \quad (26)$$

ここで、右辺第1項を消去するため $C_p R_1 = C_2 R_2$ とおくと、式(26)は非常に簡単になり

$$V_s(s) = -\frac{R_1 s}{1 + C_p R_1 s} \{C_{p1} V_{p1}(s) + C_{p3} V_{p3}(s)\} = -\frac{C_{p1} R_1 s}{1 + C_p R_1 s} V_{p1}(s) - \frac{C_{p3} R_1 s}{1 + C_p R_1 s} V_{p3}(s) \quad (27)$$

となる。これを逆ラプラス変換すると次式が得られる。

$$v_s = -R_1 (C_{p1} \dot{v}_{p1} + C_{p3} \dot{v}_{p3}) \quad \left(\omega \ll \frac{1}{C_p R_1} \right) \quad (28)$$

ここで“ $\dot{}$ ”は時間微分、 ω は角周波数を表す。バイモルフ型アクチュエータは、どの層でもたわみ角及びその速度は同じで、1,3層目に同じ圧電フィルムを用いた対称バイモルフにおいて、式(24)を用いると次のように表される。

$$v_s = -C_p R_1 \dot{v}_p = -C_p R_1 K_p \frac{d^2 w(l, t)}{dx dt} \quad (v_p = v_{p1} = v_{p3}) \quad (29)$$

以上から、ブリッジ回路を組むことにより、コロケートな制御システムでかつ、リアプノフの安定論より理論的に求められたフィードバック制御則を実現できるセルフセンシングアクチュエータを構成できることがわかった。

3. 実験装置

本研究で用いた実験装置を図3に示す。圧電素子アクチ

Fig.3 Self-Sensing actuator experimental system.

ュエータは、長さが29[mm]、幅が16.4[mm]で、圧電フィルムと弾性金属板の厚さがそれぞれ28[μ m]、24[μ m]である対称バイモルフ型のものを使用した。先端変位が $\pm 25[\mu$ m]となる矩形波電圧を印加した場合のオープンループの時間応答を図4、そして、ブリッジ回路及びその周辺で使用したキャパシタンスと各抵抗値を表1に示す。ブリッジ

Fig.4 Experimental result of time response(open loop).

Table1 Capacitance and resistances parameters.

C_2	2.2[nF]	R_1, R_2	3.32[M Ω]	R_3	116[k Ω]
R_4	1.97[K Ω]	R_5	9.04[k Ω]	R_6	9.03[k Ω]

回路周辺の抵抗とオペアンプについては、式(29)からセンサ信号がブリッジ回路の抵抗 R に比例するので、 v_1, v_2 を直接測定した場合に、測定器の内部抵抗とブリッジ回路の抵抗 R_1, R_2 が並列になり、抵抗値が小さくなることを回避するために、減算回路にはオペアンプ3つで構成される高入力抵抗差動増幅回路を用いた。これは、同時に

同相ノイズの除去も目的としている。また、上下で対称としているのは、反転側と非反転側で平衡をとるためである。この差動増幅回路による増幅率 A_k は、次式で与えられる。

$$A_k = \left(1 + \frac{2R_4}{R_3}\right)k \quad \left(k = \frac{R_5}{R_6}\right) \quad (30)$$

その増幅率は表1より1.035となる。また、先端位置はレーザーセンサにより測定した。このような制御対象及び実験装置を用いて、リアプノフの直接法から導かれたフィードバック則による圧電アクチュエータの先端位置制御について、数値シミュレーションと実験により検討する。

4. 数値シミュレーション及び実験

圧電素子アクチュエータの先端位置を目標位置に制御するための条件として、式(23)で表わされた制御入力について、目標先端位置を $\pm 25[\mu\text{m}]$ 、先端位置を目標位置に保つためのモーメントを M_{cd} として、閉ループ系への入力 V_{in} には周期0.5[Hz]の矩形波を用いた。

4.1. 数値シミュレーション結果 式(1)で表される圧電素子の理論モデルのパラメータには表2に示す値を用いた。これらのパラメータは、振動数、対数減衰率、一

Table2 PVDF parameters.

$EI[\text{Nm}^2]$	$\rho A[\text{kg/m}]$	$\gamma[\text{kgm/s}]$
3.52×10^{-6}	3.13×10^{-3}	4.77×10^{-4}

定入力における変位量からパラメータマッチングによって決定した。このモデルのオープンループの時間応答を図5に示す。このようなモデルに対して、たわみ角速度

Fig.5 Simulation result of time response(open loop).

フィードバックの数値シミュレーションを行い、リアプノフの直接法から導いた制御則の有効性を理論的に検証する。この数値シミュレーションのブロック線図を図6に示す。このブロック線図において、 $w, \dot{w}'$ は、それぞれ、変

Fig.6 Block diagram of numerical simulation.

位、たわみ角速度であり、 C はブリッジ回路を介して圧電素子に入力される電圧の伝達関数で

$$C = \frac{1}{1 + C_p R_s} \quad (31)$$

となる。また、 $Pw, P\dot{w}'$ はそれぞれ先端変位及び先端のたわみ角速度の伝達関数で

$$Pw = D'_1 \cos(\beta l) + D'_2 \sin(\beta l) + D'_3 \cosh(\beta l) + D'_4 \sinh(\beta l) \quad (32)$$

$$P\dot{w}' = \beta s \{-D'_1 \sin(\beta l) + D'_2 \cos(\beta l) + D'_3 \sinh(\beta l) + D'_4 \cosh(\beta l)\}$$

と表される。ここで、 $D'_1 \sim D'_4$ は式(5)の未定係数を印加電圧で除算したものである。そして、 K_f はたわみ角速度からブリッジ回路の出力へのスケーリングや係数をすべて含んだものであり、実験値よりその値を $3.23[\text{Nm}\Omega/\text{V}]$ とした。図7に $K=15, 25$ とした場合の数値シミュレーション結果を示す。

Fig.7 Simulation results of time response($K=15, 25$).

以上から、図5でみられた残留振動がたわみ角速度フィードバックにより抑制され、フィードバックゲインが大きいほど過渡応答の整定時間が長く、そして、過渡応答が一次遅れ形になっていくことがわかる。つまり、たわみ角速度フィードバックの効果は減衰量を増加させる効果と同じであることがわかる。

4.2. 実験結果 次に、図8に、数値シミュレーションと同様のゲインを用いた実験結果を示す。

以上の結果から、数値シミュレーション及び実験の場合

Fig.8 Experimental results of time response($K=15, 25$).

において、フィードバックゲインが大きくなるにしたがって、残留振動が速やかに減衰し、オーバーダンピング的になり、時間応答が1次遅れ形に漸近していくことがわかる。この時、時定数がフィードバックゲインとともに大きくなることから、たわみ角速度フィードバックが減衰を増加させる効果を果たしていることがわかる。これらの結果より、梁先端のたわみ角速度フィードバックが圧電アクチュエータの安定化に有効であることが理論と実験の両面により示された。

5. 逆システムによる速応性改善

単に梁先端のたわみ角速度をフィードバックした場合には、系の安定性は保証されるが、それによりダンピングが大きくなることは速応性の劣化につながる。そこで、これを改善するために、 G を次式に示す逆システムを含む伝達関数

$$G = Pw^{-1}(1 - P\dot{w}' \cdot K_f \cdot K_d) \quad (33)$$

として、図9に示すブロック線図のような2自由度制御系にすることを提案し、速応性の改善及び制御性能の向上を図る。ここで、式(28)の角周波数における条件を満たすように、図6の C をローパスフィルタとして用いるため G に含めないことにした。このブロック線図にお

Fig.9 Block diagram of 2 d.o.f control system.

いて、 dw は目標先端軌道であり、 K_d はフィードバックゲイン K に対応したゲインで、これ以外の伝達関数及び記号は、図6で用いたものと同じである。式(33)の右辺について、 $P\dot{w}' \cdot K_f$ は、センサ出力の伝達関数である

から、先端変位の逆システム Pw^{-1} により、目標軌道に対する入力電圧 dV と目標軌道に対するセンサー信号 dv_s が計算される。よって、閉ループ系への入力電圧 V_{in} は次式のように

$$V_{in} = G \cdot dw = dV - K_d \cdot dv_s \quad (34)$$

となり、あらかじめオフラインで計算できる。上式からプラントへの入力電圧 v_c は次式で表される。

$$v_c = dV + (K \cdot v_s - K_d \cdot dv_s) \quad (35)$$

ここで、逆システムを用いることで問題となるのが、図4, 5からわかるように、モデル化誤差が大きいことである。モデル化誤差を低減化する手段としては、目標軌道を計画することが考えられる。つまり、目標軌道を矩形波などのような厳しいものでは、モデル化誤差の影響を受けやすく、追従性は上がらない。また、D/Aボードによる入力電圧の飽和などの点でも問題である。そこで、梁先端のたわみ速度の軌道にガウシアン関数として正規分布曲線を用いる。この速度曲線に基づく軌道を目標軌道とすると、たわみ加速度も滑らかな曲線になり、残留振動そのものを発生しにくくするという意味で、モデル化誤差の影響を低減できるものと考えられる。図10に、正規分布曲線の分散を1[msec]としたものを目標軌道として、 $K_d=K=0$ の逆システムのみによるオープンループでの時間応答を示す。図8と比較すると、残留振動もなく速応

Fig.10 Experimental result of time response($K_d=K=0$).

性についても良好な結果を示しており、ガウシアン速度曲線に基づく目標軌道が、モデル化誤差に対して有効であることが確認できる。しかし、逆システムだけでは、立ち上がり過程において応答に遅れが生じていることがわかる。次に、アクチュエータの安定化を図るため、フィードバックゲイン K に値を入れた場合を考える。この場合、逆システムのみによる入力では、たわみ角速度フィードバックの減衰効果により速応性劣化が生じる。この対策として、実際にフィードバックされる量 $K \cdot v_s$ を、それに

対応した理論的に計算される量 $K_d \cdot dv_s$ で引くことにより、立ち上がり時の減衰効果を打ち消すことが考えられる。これが、式(35)の括弧内の意味するところである。また、 $K_d \cdot dv_s$ が基本的に速度信号であることから、たわみ角変化過程でのみ値を持つものである。したがって、図10に見られる応答の遅れに対し、式(35)において

$$K \cdot v_s < K_d \cdot dv_s \quad (36)$$

となるように、それぞれのゲインを決定することで補償入力を得ることができる。つまり、 K_d はモデル化誤差の大きさにより決定される独立したゲインである。

図11に $K_d=35, K=5$ とした時の実験結果を示す。この

Fig. 11 Experimental result of time response ($K_d=35, K=5$).

結果より、残留振動もなく目標軌道に追従し、梁先端のたわみ角速度フィードバックによる安定化したシステムのまま速応性を向上させることができた。以上から、保守的な先端のたわみ角速度フィードバック制御の欠点である速応性の改善を図ることができた。

6. 結言

本研究では、高分子圧電素子アクチュエータの先端位置制御について、リアブノフの直接法から導かれた梁先端のたわみ角速度フィードバック制御則を、ブリッジ回路を用いたセルフセンシングアクチュエータとしてコロケートな制御システムを構成することにより実現した。これにより、制御入力が先端のモーメントである圧電素子アクチュエータに対して、梁先端のたわみ角速度フィードバックによって、減衰量を増加させ、系が安定化できることが理論と実験の両面より確認された。しかし、先端のたわみ角速度フィードバックは、基本的に速度フィードバックであるから、ゲインを上げすぎると安定性は増加するが、速応性が失われるという欠点がある。そこで、その欠点の速応性を改善するために逆システムを用いた2自由度制御系を構成することで、制御性能の向上が図れることを明らかにした。この際、目標軌道をガウシアン

速度曲線に基づく目標軌道を用いることで、モデル化誤差による影響の低減化が図れること、及び速度信号の利用による速応性の改善から軌道追従性の向上が図れることがわかった。

参考文献

- (1) Mark J. Balas "Direct Velocity Feedback Control of Large Space Structure", J. Guidance and Control, 2-3(1979), 252-253.
- (2) Meirovitch, L., Baruh, H. and Oz, H. "A Comparison of Control Techniques for Large Flexible Systems", J. Guidance and Control, 6-4(1993), 302-310.
- (3) Sesak, J. R., Likins, P. and Coraditti, T., "Flexible Spacecraft Control by Modal Error Sensitivity Suppression.", J. Astronautical Science, xxxvii-2, (1979).
- (4) Gupta, N.K., "Frequency Shaped Cost Functionals", J. Guidance and Control, 3-6(1980), 529-636.
- (5) 佐々木実, 他2名, "高分子アクチュエータのフィードバック制御", 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, (1993), 387-392.
- (6) Jeffrey J. Dosch, Daniel J. Inman and Ephraim Garcia, "A Self-Sensing Piezoelectric Actuator for Collocated Control", J. Intell. Mater. Syst. Struct., 3(1992), 166-185, .
- (7) M. Sasaki, "Piezopolymer Bimorph Flexible Micro-Actuator", Proc. of the 1st International Conf. on Motion and Vibration Control, Yokohama, Movic, (1992), 368-373, .
- (8) Denny K. Miu, "Mechatronics: Electromechanics and Control", Springer-Verlag, 1993.
- (9) "Kyner Piezo Technical Manual", Pennwalt Corp, 1987.