

報告番号 甲第 4235 号

ピエゾ素子を用いた
セルフセンシング・アクチュエータの
応用に関する研究

瀧上 唯夫

①
博士學位論文

ピエゾ素子を用いた
セルフセンシング・アクチュエータの
応用に関する研究

1999年1月

名古屋大学大学院 工学研究科 電子機械工学専攻
瀧上 唯夫

目次

1	序論	7
1.1	研究の背景	7
1.2	研究の概要	10
1.3	研究の目的	13
1.3.1	片持ちはりの制振制御	13
1.3.2	グリッパの先端位置軌跡追従制御	14
1.3.3	グリッパの把握力制御	16
1.4	本論文の構成	17
2	SSA を用いたはりのロバストな制振制御	19
2.1	緒言	19
2.2	基本要素の特性	21
2.2.1	はりの構造	21
2.2.2	piezo素子の物理特性	21
2.2.3	ブリッジ回路の役割と特性	23
2.3	制御系設計	30
2.3.1	モデルの不確かさ	30
2.3.2	拡大プラントの構成	36
2.3.3	コントローラ	38
2.4	シミュレーション	43
2.4.1	シミュレーションの仕様	43
2.4.2	シミュレーション結果	45
2.4.3	考察	50
2.5	実機試験	51
2.5.1	実験方法	51
2.5.2	実機試験結果	53
2.5.3	考察	58
2.6	結言	60
2.7	パラメータ	61

3	仮想ブリッジ回路に基づく SSA を用いたはりの軌跡制御	62
3.1	緒言	62
3.2	基本要素の特性	64
3.2.1	片持ちはり	64
3.2.2	ピエゾ素子の物理特性	64
3.3	制御系設計	67
3.3.1	提案する変位検出回路	67
3.3.2	制御の概要	67
3.3.3	ゲインパラメータの推定	69
3.4	実機試験	71
3.4.1	変位検出回路の補正	71
3.4.2	実験方法	72
3.4.3	コントローラ	72
3.4.4	実験結果	72
3.5	結言	75
3.6	パラメータ	76
4	SSA 機能を利用したソフトハンドリング・グリッパの把握力検出と制御	77
4.1	緒言	77
4.2	制御対象のモデル化	79
4.2.1	片持ちはり と 把握対象物	79
4.2.2	ピエゾ素子の物理特性	81
4.2.3	ブリッジ回路	81
4.3	制御系設計	83
4.3.1	SSA 機能を利用した把握力検出	83
4.3.2	力制御系の設計	84
4.3.3	パラメータの同定	85
4.4	実機試験	87
4.4.1	実験方法	87
4.4.2	実験結果	88
4.5	結言	92
4.6	パラメータ	93
5	結言	94
	謝辞	97
	参考文献	98

目 次

1.1	Cantilever beam	11
1.2	Outline of control using SSA	12
2.1	Beam structure and coordinates	21
2.2	Electrically equivalent model of piezo. element	22
2.3	RC bridge circuit(for strain rate sensing)	24
2.4	Mode shape functions	29
2.5	Block diagram of RC bridge circuit	31
2.6	Block diagram of beam	34
2.7	Gain plot of W_G (Solid) and $G_{nom}^{-1}(G_v - G_{nom})$ (Dashed)	35
2.8	Block diagram of augmented plant	36
2.9	Gain plot of weighting functions	37
2.10	μ -plot(Solid:Original, Dashed:Reduced)	39
2.11	Gain plot of closed and open loops ($\theta(L), \dot{\theta}(L)$)	40
2.12	Gain plot of closed and open loops ($y(L), \dot{y}(L)$)	41
2.13	Gain plot of controller	42
2.14	Disturbance voltage	44
2.15	Deflection at beam tip	45
2.16	Deflection at beam tip	46
2.17	Deflection at beam tip (zoom)	47
2.18	Sensor voltage $v_s(t)$	48
2.19	Control voltage $v_c(t)$	49
2.20	Experimental system	51
2.21	Deflection at beam tip	53
2.22	Deflection at beam tip	54
2.23	Deflection at beam tip (zoom)	55
2.24	Sensor voltage $v_s(t)$	56
2.25	Control voltage $v_c(t)$	57
3.1	Cantilever beam	64
3.2	CC bridge circuit	66
3.3	Virtual bridge circuit	67

3.4	Block diagram for tracking control	68
3.5	Circuit for strain sensing(Modefied)	69
3.6	Experimantal system	71
3.7	Rectanglar trajectory	73
3.8	Sinusoidal trajectory	74
3.9	Trianglar trajectory	74
4.1	Model of gripper and grasping object	79
4.2	Block diagram of beam and circuit	82
4.3	Block diagram for force tracking control	84
4.4	Experimantal system	87
4.5	Open loop ($K_o = 290[\text{N/m}]$)	89
4.6	Open loop ($K_o = 340[\text{N/m}]$)	90
4.7	Open loop ($K_o = 460[\text{N/m}]$)	90
4.8	Closed loop	91

表 目 次

2.1	$\beta_i L, N_4$ and $\phi'_i(L)$	28
2.2	Natural frequencies	28
2.3	Maximum amplitude, settling time and logarithmic damping ratio	50
2.4	Maximum amplitude, settling time and logarithmic damping ratio	58
2.5	Values of parameters	61
3.1	Values of parameters	76
4.1	Values of parameters	93

第1章

序論

1.1 研究の背景

piezoceramics or piezofilm etc. are representative piezoelectric elements, and when strain is added, voltage is generated by the piezoelectric effect, and when voltage is added, strain is generated by the inverse piezoelectric effect. Both directions are combined. The inverse piezoelectric effect is used as an actuator and can be used for clock oscillators, fish school detection devices, sonar, ultrasonic generators, ultrasonic motors, and sound speakers. It is actually used [1]. On the other hand, the piezoelectric effect is used as a sensor and can be used for impact sensors, car lock sensors, and microphones.

In recent years, smart materials, or more precisely intelligent materials, have emerged as a research field. Structures themselves are sensors or actuators, and structures are like nerves/muscles. It is a new attempt to control by making them work. Research on this is also booming, and piezoelectric elements are contributing to its realization. In particular,

- (1) 柔軟構造物・大規模骨組構造物等を対象とした振動制御
- (2) フレキシブルロボットアーム・グリッパの位置制御
- (3) ロボットマニピュレータ・グリッパの把握力制御

For smart materials, many studies are seen. For example, (1) is about the vibration control of a cantilever beam by embedding piezoelectric elements in a cantilever beam and using it as an actuator. (2) is about the position control of a flexible robot arm by using piezoelectric elements as actuators. (3) is about the force control of a robot gripper by using piezoelectric elements as actuators.

の [36][37] があげられる。ただしこれらを含む現在までの研究においては、 piezo素子は逆圧電効果を利用したアクチュエータとして機能させているものがほとんどであり、振動や変位、把握力の計測は外部センサによって行われている。つまり、構造物は筋肉に相当する働きを持っているが、 piezo素子の圧電効果は活用されておらず、神経としては機能していない。

そのような状況下で、近年一片の piezo素子にセンサとアクチュエータ両方の機能を同時に持たせるセルフセンシング・アクチュエータ (SSA) という概念が提起された [11]。これは piezo素子が制御システムにおいてアクチュエータとして用いられる場面において、これにセンサとしての機能を付加することにより、より高機能なシステムの構築を図るものであり、

- センサとアクチュエータが一体であるが故に、これらの完全な共配置が実現できるため、これらが分離された一般的な非共配置系に比べて閉ループ系の安定性に対して本質的に優れている。
- センサとアクチュエータを個別に用意する必要がないために経済的であり、また制御系の小型・軽量化が実現できる。
- センサとしての寿命がアクチュエータとしての機能が損傷されない限り保証されることから、外部センサの故障による制御システムの突発的な不安定化が起こり得ず、保守・点検等の省力化が可能である。

といった利点がある。また、もともとセンサ/アクチュエータ両方の機能を持っているため、これが実現できれば、上述したスマート材料の研究の発展にとって非常に有用であると考えられる。

ゆえに、SSA を用いて柔軟構造物の制御を行おうとする研究は、幾人かの研究者によって行われている。たとえばバイモルフ型の片持ちはりを用いた制振制御に関する研究は多くあげられる [11]~[13] が、これまで実用化にまではいたっていない。その原因は以下に挙げる問題点が存在するからである。

SSA を実現するためのキーポイントは piezo素子を一要素とするブリッジ回路である。 piezo素子を同時にセンサ/アクチュエータとして用いようとする、ひずみ情報であるセンサ電圧と力を発生させるアクチュエータ電圧とが混ざりあってしまい、センサ電圧を直接測定することができない。そこでブリッジ回路を構成し、この回路のバランスを正確にとることによって、 piezo素子に混在するセンサ電圧およびアクチュエータ電圧から、ひずみに関するセンサ電圧のみを抽出することができ、SSA が実現できると考えられる。しかしながら、 piezo素子そのものの物性に起因して、

P.1 素子の電氣的等価キャパシタンスの値を正確に知ることが困難であるため、ブリッジ回路のバランスを正確に保つことが困難である。

P.2 アクチュエート電圧に比べてセンサ電圧の割合が小さい.

P.3 アクチュエート電圧と素子の変位との間にヒステリシスが存在する.

などの問題点が存在するため, 従来の研究においては, ブリッジ回路のバランスの崩れが原因で制御性能の劣化や系の不安定化を招き, SSA の優れた特性を発揮できないという指摘 (P.1)[11][12] や, 原理的には可能でも P.2 が実装上の障壁となって実現は極めて困難であるとの報告 [14] もなされている. したがって, SSA の実用化にあたってはこれらの問題点を解決することが不可欠である.

1.2 研究の概要

本研究では、前節で述べた問題点を解決することによって、 piezo素子を用いた SSA を実現することを試み、スマート材料の分野で応用が期待されている、

- (1) 柔軟構造物・大型骨組構造物等を対象とした振動制御
- (2) フレキシブルロボットアーム・グリッパの位置制御
- (3) ロボットマニピュレータ・グリッパの把握力制御

に適用することを目指す。

前節で述べた P.1~P.3 の 3 つの問題点に対する解決の指針は、P.2, P.3 については (1)(2)(3) の応用分野とも共通であるため、まずここではじめに述べておく。P.2, P.3 の問題点に関しては、これらの影響が軽微となるような材料および構造を選ぶことにより解決を試みた。すなわち、P.2 については、この問題が指摘されている [14] で想定している piezo素子が piezoフィルム (PVDF) であるのに対し、本研究ではひずみ-電圧間の変換の関係を規定する d_{31} と呼ばれる圧電定数が大きく、制御に有利な piezoセラミクス (PZT) を選定し、制御を行こととした。

また P.3 については従来までに、あらかじめヒステリシスループの形状を予測して前向き補償を目指すもの [6][7]、piezo素子を電圧でなく電荷で駆動し、電荷制御によって補償を試みるもの [8]、電圧で駆動しながら擬似的に電荷制御を実現し、補償しているもの [9][10] など、ヒステリシスを軽減するための研究が行われているが、SSA へ適用するには至っておらず解決すべき問題点も残されている。これまでに述べてきたような応用において利用される piezo素子は、バイモルフ型か積層型が大多数を占めているが、上述のヒステリシス補償に関する研究はすべて積層型を対象としている。そこで比較的小電圧で駆動するバイモルフ型 piezo素子について研究に先立って予備試験を行ったところ、大電圧で駆動する積層型に比べてヒステリシス特性がかなり小さいことが確認できた。よって、本研究ではこの構造を用いることとした。

以上をまとめ、本研究では図 1.1 に示すようなバイモルフ型の piezo素子を用いて SSA を実現し、これを片持ちはりの形状で用いることにより、前述した (1)~(3) の 3 つの制御に対応して、特にこのような構造に適した以下のような対象に応用する。

- (1) 片持ちはり制振制御
- (2) グリッパの先端位置軌跡追従制御
- (3) グリッパの把握力制御

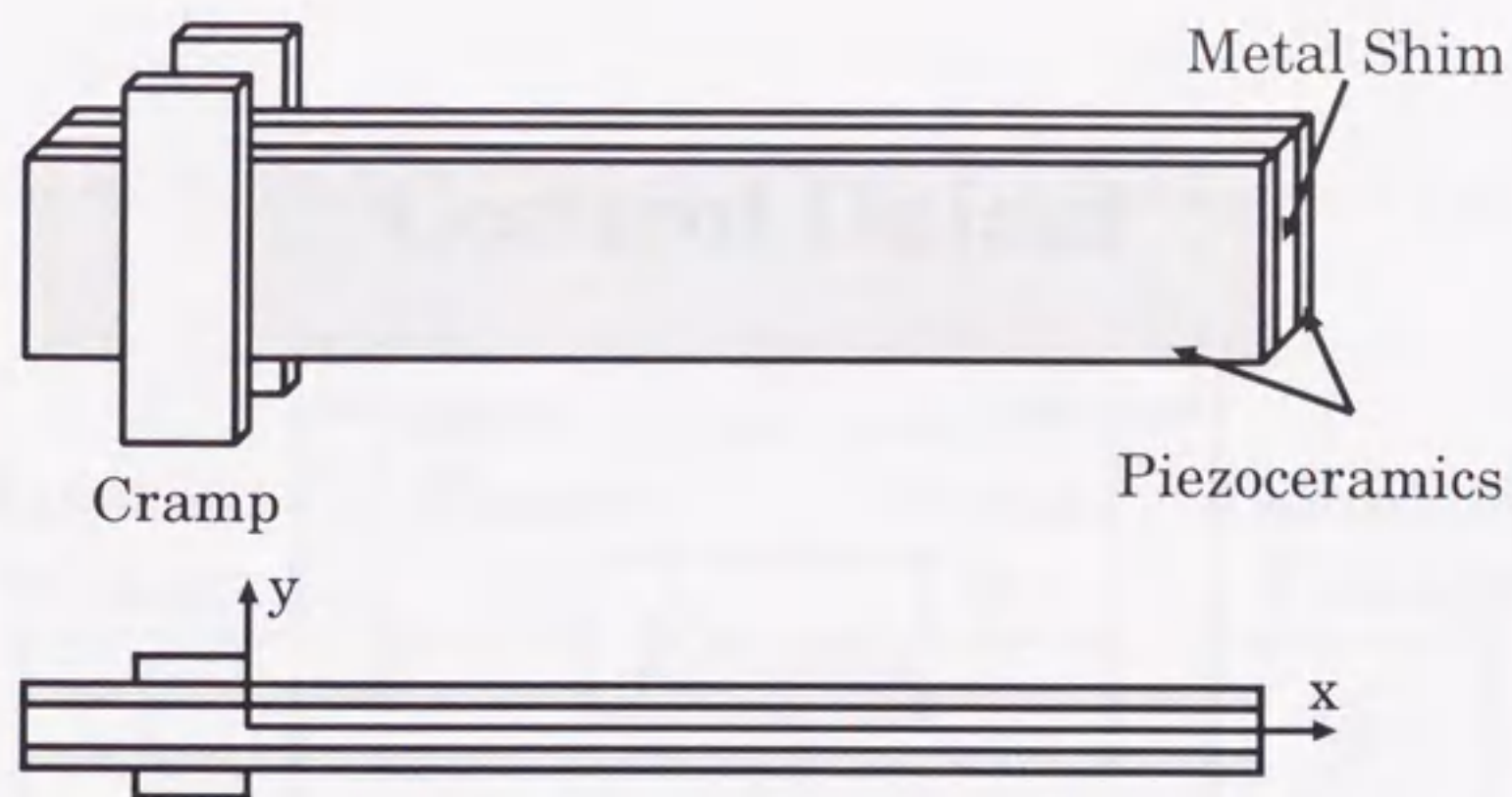


Fig. 1.1 Cantilever beam

このような SSA を用いた制御の概要を模式的に示したものが図 1.2 である. SSA として機能する piezo 素子は 2 つの働きを持っており, 1 つはアクチュエータとして印加電圧 v_a を曲げモーメント M に変換してはりに加える働き, もう 1 つはセンサとしてはりのひずみを電圧情報 v_p に変換する働きである.ブリッジ回路は混合した制御電圧 v_c とひずみによる電圧 v_p を分離して, ひずみ情報のみをセンサ電圧 v_s としてコントローラへ入力する働きをする.

ブリッジ回路に関連しては前述した問題点 P.1 が存在し, それについての解決指針を示す必要があるが, その指針は (1)~(3) の各応用対象で異なるため, 以下の 1.3 節でそれぞれの小節ごとに述べる.

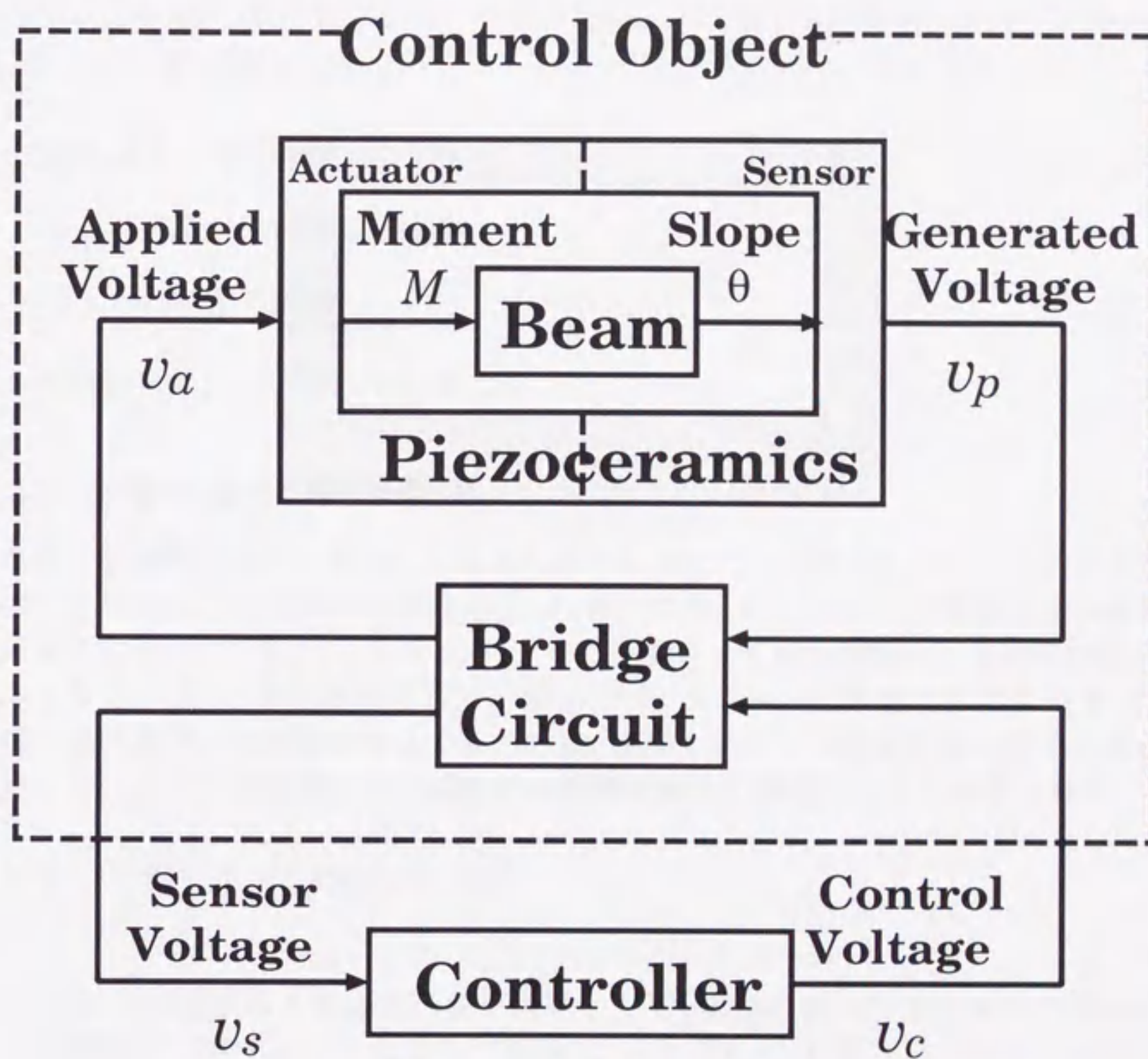


Fig. 1.2 Outline of control using SSA

1.3 研究の目的

前節でも述べたが, 本研究ではバイモルフ型の piezo 素子を片持ちはり形状で用い, SSA を実現して以下の対象に応用する.

- (1) 片持ちはりの制振制御
- (2) グリッパ先端位置軌跡追従制御
- (3) グリッパの把握力制御

これらの研究目的について以下に述べる.

1.3.1 片持ちはりの制振制御

本章では柔軟構造物の一例として片持ちはりを考えた. バイモルフ型 piezo 素子を用いたスマート材料によってはりを構成し, これをアクチュエータとして機能させる研究についてはすでに述べた. また, これを SSA として機能させて制振制御を行う研究は [11]~[13] で試みられている. しかしながら [12] ではシミュレーションしか行われておらず, [11][13] も前節で述べた P.1 の問題が存在するために, 実用上望ましい結果が得られているとは言えない. また [14] では原理的には可能でも実現は極めて困難であると報告されている.

そこで, この節で述べる制振制御では,

- SSA の応用を試みる本論文の第一段階として, 前節で述べた P.2, P.3 の問題点を材料・構造を考慮することによって解決し, そもそも SSA を実現することが可能であるかどうかを確認する.
- 可能であれば piezo 素子のキャパシタンスに対してノミナル値からのずれを考慮したロバスト制御が P.1 の解決に有効であるかを確認する.

ことを目的とする.

従来の研究で SSA の実用化を妨げている理由の 1 つとして, たとえば [11][13] では制御則として単なる速度フィードバックやその派生が採用されているなど, piezo 素子のキャパシタンスが既知であるとして議論を展開し, キャパシタンスの値がノミナル値と異なった場合を想定していないという原因が考えられる. 近年の制御理論研究では, H_∞ 制御や μ 解析/設計に代表されるように不確かさを考慮したロバスト制御手法が盛んに提案されている. 特に μ 設計を用いることにより, 制御設計に用いるノミナルモデルと実際の制御対象との差が存在する条件下で, その上限をあらかじめ見積もることによって, 安定性が保証

され、かつ指定した性能も保証される制御系を構築することができる。

本節における研究で扱う制御対象においては、すでに指摘した piezo 素子のキャパシタンスの不確かさのほかに、片持ちはりをモデル化する際に無視したダイナミクスに起因するスプilloーバ現象によっても、制御性能の劣化や不安定現象が引き起こされる可能性があるため、これらについても考慮する必要がある。よって、

- キャパシタンスの不確かさ
- 片持ちはりのダイナミクスのモデル化誤差

が存在する状況下においても、

- 不安定現象を引き起こさず安定性が保証される
- 指定した制振性能が得られる

ようなコントローラを μ 設計を用いて設計し、SSA を利用した制振制御を行う。

1.3.2 グリッパの先端位置軌跡追従制御

本節では対象物そのものは前節と同様に片持ち構造のバイモルフ型 piezo 素子とし、それを用いて把持機構であるグリッパを構成して、その先端位置を望みの軌跡に追従させる制御を試みる。たとえば [23] は本研究と類似した対象物を対象として、片持ちはりのモデル化、piezo 素子のアクチュエータ特性について議論し、変位の制御を行っているが、piezo 素子はアクチュエータとしてモーメントを発生するのに用いられているのみで、制御に用いる変位情報については、外部センサとしてギャップセンサを用いることによってそれを計測している。ギャップセンサにはたとえばレーザ変位計等があげられるが、一般に高価であり、またこのセンサを取りつけるスペースを確保するためにグリッパ自体の構造が制約を受けたり、また小型・軽量化を妨げるといった問題点がある。そこで SSA の利点を活かして、このようなグリッパを構成すれば、これらの問題点が解決できると考えられる。

現在までに行われてきた SSA に関する研究は、前節であげたように SSA を用いた制振制御、すなわちレギュレータに関するものは比較的多いが、本節で述べるようなサーボに関するものは、本節における軌跡追従制御が行われるまでほとんど存在しなかった。本研究と並行した時期に同様の対象を扱ったものとして、オブザーバを用いてはりの先端位置を推定して制御を試みるもの [24] や、一種の直接速度フィードバック法を用いて制御を行い、安定性について述べているもの [25] が発表されたが、[24] はシミュレーションのみであり、またオブザーバに用いる入力信号を得る方法が具体的に示されていない点で実用化にはまだ問題が残されている。また [25] についても直接速度フィードバック制御を用いるこ

とで安定性は補償されているものの、そのために位置制御を行うにもかかわらずひずみ速度信号が用いられており、軌跡追従と言うよりむしろ速度のフィードバックを行って、ステップ応答に現れる振動を抑制するための制御と解釈することもできる。

このように軌跡追従制御など共振周波数以外の制御帯域に応用した実用化例はないと言って良い。前述した特長を有する SSA をより実用的なものにするためには、このような周波数帯域においても、一般的なアクチュエータと同様な制御性能を獲得することが必要であり、その可能性を検証することが望まれる。そこで本研究ではひずみ速度信号ではなくひずみ信号を用い、さらに前述した問題点を以下の方針によって解決して SSA をグリッパの軌跡追従制御に適用することを目指す。

次に前述した問題点に対する解決指針を述べる。軌跡制御では振動制御と異なり非共振周波数での制御となるため、振動制御と比較して相対的に P.2 の影響が顕著となる。また、制御がレギュレーション問題ではなくサーボ問題となることから、P.1 に関してもバランスの崩れを許容した上で制御性能を保証することはもはや極めて困難となる。そこで、SSA 実現におけるキーポイントとなるブリッジ回路に対して、本節における研究では前節で述べた制振制御の場合とは異なった立場で取り組むこととする。すなわちブリッジ回路のバランスの崩れを許容するのではなく、これを拒絶するという立場で制御を行うことを目指す。

P.1 で述べたブリッジ回路のバランスの崩れの原因としては、

P.1-(a) ピエゾ素子の等価キャパシタンスの不確かさによるブリッジバランスの崩れ

以外にも実装上の問題として、

P.1-(b) ブリッジ回路のバランスを正確にとるために必要な値をもつ部品が入手困難であったり、キャパシタンスの値を望みどおりの値の調整できないといった、ハードウェア・チューニングの困難さによるバランスの崩れ

が挙げられるが、本研究ではブリッジ回路を完全に構成せず、仮想ブリッジ回路と呼ばれるひずみ検出用の回路を提案し、それを用いてセンサ電圧を抽出する手法を提案することにより、これらの問題点を解決することを試みる。具体的には、

P.1-(a) については、カタログのノミナル値をそのまま用いるのではなく、提案する手法においてキャパシタンスに相当する値を正確に同定する。

P.1-(b) については、ブリッジ回路におけるキャパシタの調整を計算機内でのゲインの調整に置き換えることにより、ハードウェア・チューニングの困難さをソフトウェア・チューニングの容易さに転化する。

といった対策を講じることによってブリッジ回路の不確かさを排除する。

また、通常のブリッジ回路を用いた場合には、ドライバからの電流が2系統に分流されることによって、 piezo素子単体を駆動した場合に比べて消費電力が増大する（低インピーダンス化）といった問題もあったが、この仮想ブリッジ回路を用いることでこの問題は自ずと解決されるという利点も得られる。

以上をまとめると、本節における研究の目的は次の通りである。

- 仮想ブリッジ回路に基づく SSA 機能を利用して、外部センサなしではりの先端変位を検出する方法を提案する。
- バイモフル型の piezo素子を用いてグリッパを構成し、この方法を用いてグリッパの先端位置を望みの軌道に追従させる。

1.3.3 グリッパの把握力制御

piezo素子を用いて構成したグリッパは、サーボモータとワイヤもしくはボールネジを組み合わせることで動力を得るもの [27][28] や、形状記憶合金を用いたもの [29][30] と比較して小型軽量、質量に対する発生力比が高い、クリーン、応答が速いという特長を持つため [34][37]、これまでに盛んに研究が行われており、これらは積層型の piezo素子を用いたものとバイモフル型の piezo素子を用いたものに分類できる。積層型を用いたものはストロークを大きくとるために変位拡大機構を組み合わせるもの [31][32][33]、ストロークは小さく高精度を目指したパラレルリンクを採用したもの [34][35] があり、各々の特徴を活かして実用化も近いと考えられる。しかしながら、変位拡大機構やパラレルリンクを用いる場合にはアクチュエータ部と対象物把握部が物理的に離れているため必然的に機構が複雑になり、また制御を行うにあたってはその間の伝達特性を考慮する必要が生じる。

一方バイモフル型を用いた場合は制御の観点から考えると、機構が非常に単純でモデル化が容易であり、また把握するという物理的な観点から考えても、柔軟なはりを用いて柔らかな把握が行えるという利点がある。これまでに [36][37] のような成果が報告されているが、たとえば [37] ではバイモフル型の piezo素子をアクチュエータとして使い、2本の柔軟なフィンガからなるソフトハンドリング・グリッパを実現している。しかしながらこれらの研究では把握力を検出するために力センサをフィンガの先端に取り付けており、これによってグリッパの構造や把持する対象物に制約を受けたり、よりいっそうの小型・軽量化が技術的・コスト的に困難であるなど、実用化に向けて解決すべき問題点もある。

ところで、ひずみが外力によって生じる場合、これらの力学的関係が明らかであれば、SSAとしての piezo素子を力センサとして機能させることができると考えられる。したがって、上述のソフトハンドリング・グリッパを構成するバイモフル型の piezo素子を SSA として機能させれば、独立した力センサを必要とせずに接触力を検出することができる。これ

を制御に用いることで、上述の問題点が解決された理想的なソフトハンドリング・グリッパの実現が期待できる。しかしながら SSA をこのような対象に応用して、力制御を行おうとする研究は現在まで全く報告されていないと思われる。そこで本研究では、独立したセンサを必要としない SSA の利点を活かし、バイモルフ型 piezo 素子を SSA として機能させて、ソフトハンドリング・グリッパの力制御に応用することを目指す。

問題点 P.1 に対する解決指針については、力制御の作業周波数帯域が軌跡追従制御と同等であると考えられるため、その場合と同様に、仮想ブリッジ回路を用いてひずみを検出することで piezo 素子のキャパシタンスの不確かさの影響を排除するという立場をとるものとする。

以上をまとめると、本節における研究の目的は次の通りである。

- SSA 機能を利用して、力センサを必要とせずに把握力を検出する方法を提案する
- 柔らかい把握が可能なソフトハンドリング・グリッパを構成し、この方法を用いて把握力を望みの軌道に追従させる

1.4 本論文の構成

本論文の構成を以下に示す。

- 第 2 章「SSA を用いたはりのロバストな制振制御」では、片持ちはり構造のバイモルフ型 piezo 素子を SSA として機能させて、対象をモデル化した後、制振制御を試みる。制御系設計においては、piezo 素子のキャパシタンスの不確かさを許容し、それとともに片持ちはりのダイナミクスのモデル化誤差を考慮した上で、 μ 設計を用いることによってロバスト安定、およびロバストパフォーマンスを達成するコントローラを構成する。このコントローラを用いてシミュレーションと実機試験を行い、SSA を用いた制振制御の有効性、および piezo 素子のキャパシタンスのずれに対するロバスト安定性、ロバスト性能の評価を行う。
- 第 3 章「仮想ブリッジ回路に基づく SSA を用いたはりの軌跡制御」では、第 2 章と同様の構造を持つ片持ちはりをグリッパとして利用することを考え、SSA を用いることで外部センサなしの制御を行うことを目指す。ここでははりのキャパシタンスの同定を正確に行い、ブリッジ回路のハードウェア調整を計算機内のゲイン調整に置き換えることによって、piezo 素子のキャパシタンスの不確かさを排除し、SSA を用いた制御に従来用いられてきたブリッジ回路を完全に構成せず、仮想ブリッジ回路を用いてグリッパの先端変位を検出する方法を提案する。この手法を用いて、はりの先端の変位

を、数種類の目標起動に追従させる実機試験を行い、提案する手法の有効性を確認する。

- 第4章「SSA機能を利用したソフトハンドリング・グリッパの把握力制御」でも第3章と同様の構造を持つ片持ちはりをグリッパとして利用することを考える。仮想ブリッジ回路を用いて piezo素子のキャパシタンスの不確かさを排除するという方針もそのまま踏襲するが、本章では先端変位を考えるのではなく、対象物を把持する際の把握力を制御する問題を考える。そのために SSA 機能を利用して、外部の力センサを用いずに把握力を検出する方法を提案する。この手法を用いて把握力を、数種類の目標軌道に追従させる実機試験を行い、提案する手法の有効性を確認するとともに、またこの方法が把握対象物の剛性によらず有効であることも確かめる。
- 第5章「結言」は本論文のまとめと今後の課題、展開について述べる。

第2章

SSA を用いたはりのロバストな制振制御

2.1 緒言

本章では柔軟構造物の一例として一方が固定端、他方が自由端である片持ちはり考えた。バイモルフ型 piezo 素子を用いてこの片持ちはりを構成し、これを対象として SSA を利用した制振を行うことを試みる。バイモルフ型 piezo 素子は金属の中心材の両面に 2 枚の piezo セラミクスをはり付けたものであるが、ここではそのうち 1 枚のみをセルフセンシング・アクチュエータとして用いている。

piezo 素子を SSA として機能させる際には、アクチュエート電圧とセンサ電圧とが混ざりあってしまい、センサ電圧を直接測定することができない。そこで piezo をその一要素とするブリッジ回路を用いて、計算によってセンサ電圧を検出する。ブリッジ回路においてパラメータをうまく調整すると、センサ電圧としてひずみに関する信号を検出することができる。

しかしながら第 1.1 節で述べたような問題点が存在し、SSA の実用化を妨げる要因となっている。これらの問題点のうち、P.2, P.3 に対しては緒言で述べたような適切な材料・構造の piezo 素子を用いれば、重大な問題とはならないことが確かめられた。一方 P.1 に対してはロバスト制御の観点から解決することを目指し、このようなずれに対してもロバストな制振性能が得られるように、 μ 設計を用いてコントローラを設計する。その後シミュレーションと実験を行い、有効性を確認する。

本章の構成は以下のとおりである。

- 2.2 節「基本要素の特性」では、まず片持ちはりについて紹介する。その後 piezo 素子の電気-力学間の変換特性について議論し、その中で piezo 素子の電氣的等価回路とセンサ方程式、アクチュエータ方程式を示す。次にブリッジ回路の特性を述べ、関係式を導いて、ひずみ検出のしくみについて説明する。本節の最後には、はりのダイナミクスを表す運動方程式を示す。
- 2.3 節「制御系設計」では、前節で説明した関係式に加え、piezo のキャパシタンスの不確かさ、およびはりのダイナミクスのモデル化誤差を考慮し、 μ 設計に適用できるよ

うな定式化を行い、その後で実際にこれらの不確かさに関してロバスト安定、ロバスト性能を達成するコントローラを設計する。

- 2.4 節「シミュレーション」では、設計したコントローラを用いて SSA を利用した制振制御に関するシミュレーションを行い、その有効性を確認する。また、ロバスト性を考慮していない速度フィードバックによるシミュレーションも同時に行い、上述した不確かさに関するロバスト性に関して、設計したコントローラとの比較を行う。
- 2.5 節「実機試験」では、まず実際に行った実験で使用した装置について説明する。その後で、上述のシミュレーションと同様の条件で実機試験を行い、同じように制振性能の確認、およびロバスト性に関しての検証を行う。
- 2.6 節「結言」は本章についてのまとめである。

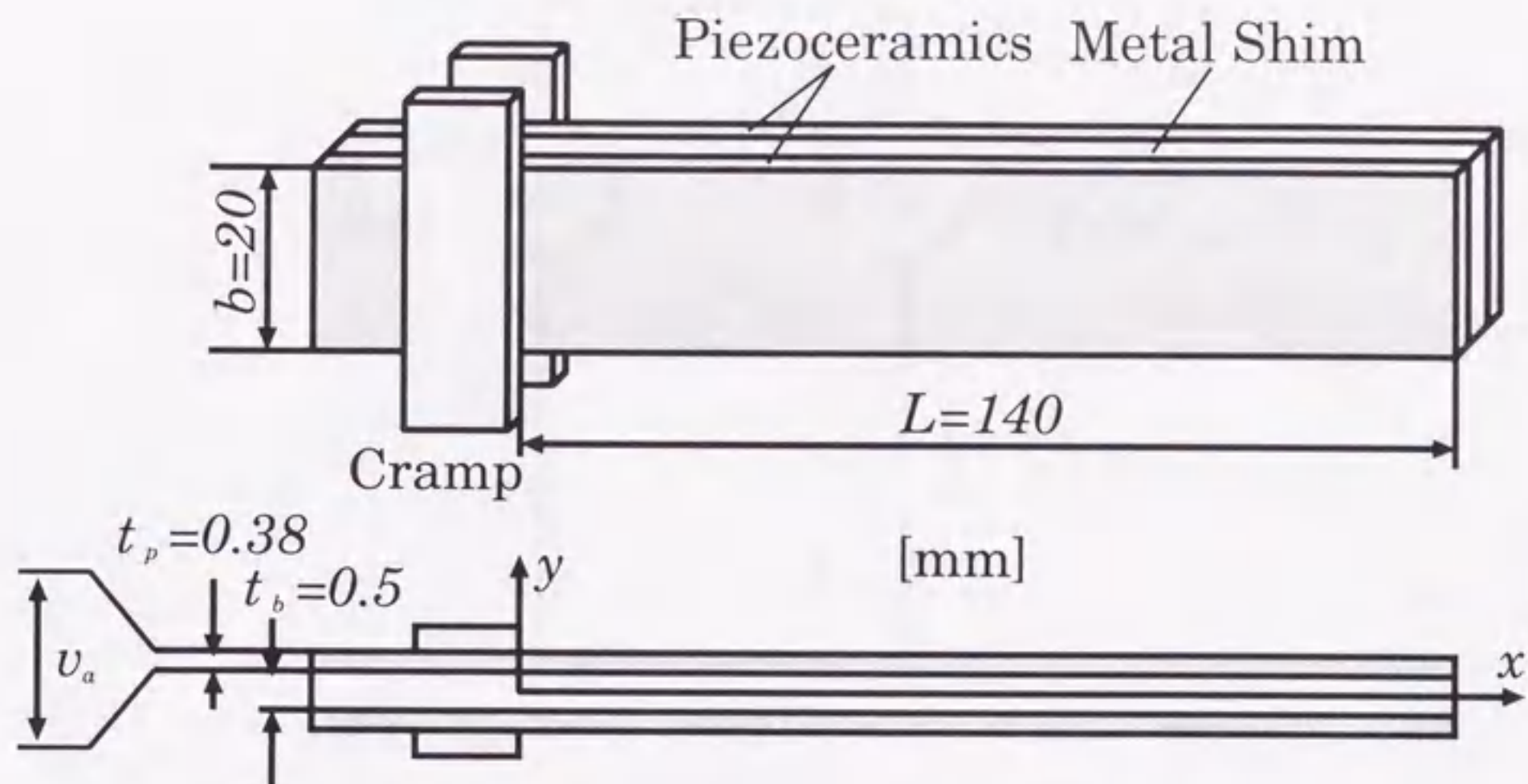


Fig. 2.1 Beam structure and coordinates

2.2 基本要素の特性

2.2.1 はりの構造

本章では考慮したはりとは金属（リン青銅）の中心材の両面にピエゾセラミクス（富士セラミック社製、C-201材）を接着したもので、その形状寸法と構造、座標系のとり方を図2.1に示す。はりは一端（ $x=0$ ）が固定されており、他端（ $x=L$ ）は自由端となっている。たわみは y 軸方向にのみ生じるものとし、これを $y(x,t)$ と表記する。また、ピエゾ素子はその両面が薄い電極によってコーティングされており、図の向きに電圧 v_a を印加することができる。

2.2.2 ピエゾ素子の物理特性

ピエゾ素子には、ひずみを加えると電圧を発生するという「圧電効果」と、それとは逆に、電圧を印加するとひずみを生じるという「逆圧電効果」の両方を併せ持っている。そのうち前者を利用するとセンサとして、また後者を利用するとアクチュエータとしてピエゾを利用することができる。ここではその物理的特性を調べ、電気的-力学的変換がどのような関係になっているかを述べる。

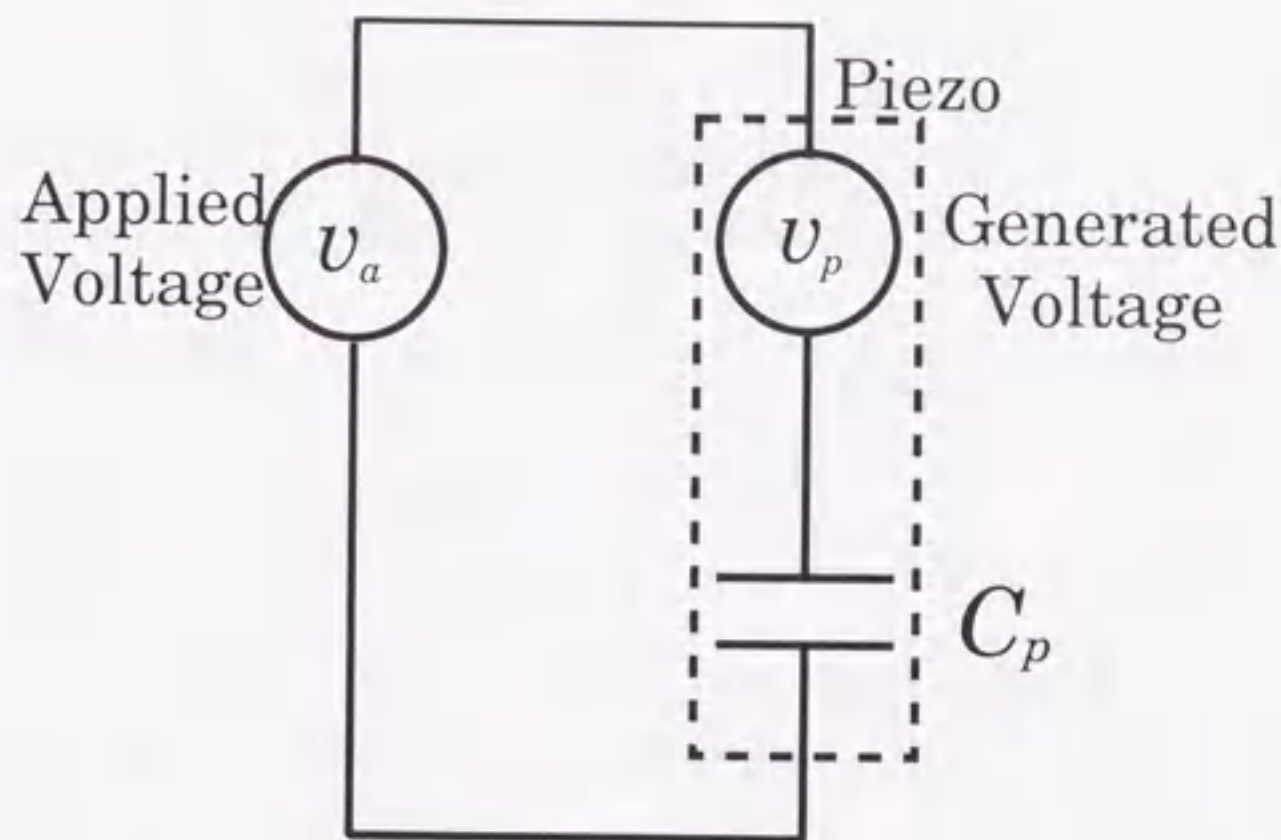


Fig. 2.2 Electrically equivalent model of piezo. element

ピエゾ素子の電氣的等価回路

電氣的等価回路を考えると、ピエゾ素子はひずみによる電圧源の他、抵抗やコンデンサ、コイルといった受動回路の組み合わせから成り立っているとみなすことができるが、特に上で述べた等価回路の電氣的共振周波数以下の低周波領域においては、ひずみによる電圧源 $v_p(t)$ とコンデンサ C_p を直列結合したものと等価であるとしてよい。本研究では機械的振動を扱い、このような周波数領域で制御を行うため、この回路をピエゾ素子の電氣的等価回路として用いる。またピエゾ素子を同時にセンサ、アクチュエータとして作用させる場合は、印加電圧を $v_a(t)$ として、図 2.2 の回路のように表される [11]。

センサ方程式

ピエゾ素子の圧電効果を定式化したものがセンサ方程式であり、力学的物理量がどのように電氣的物理量に変換されるかを表している。ピエゾ素子がひずむことによって内部に発生する電圧 $v_p(t)$ はひずみを与えた時のたわみ角 $\theta(x, t) = \frac{\partial y(x, t)}{\partial x}$ を用いて、次のように表される [11]。

$$v_p(t) = \frac{K_{sn}}{C_p} (\theta(L, t) - \theta(0, t)) \quad (2.1)$$

$$K_{sn} = E_p d_{31} b (t_p + t_b) / 2 : \text{センサ定数} \quad (2.2)$$

ここで、たわみ角とひずみは同じ次元であるので、発生電圧はひずみに比例するということができる。なお、本章において式 (2.1) 以降に現れる定数の値については、章末の表 2.5 にまとめて示す。

アクチュエータ方程式

センサ方程式とは逆に逆圧電効果を定式化したものがアクチュエータ方程式である。これは、電氣的物理量がどのように力學的物理量に変換されるかを表している。ピエゾ素子に電圧 $v_a(t)$ を印加すると、その時に発生する曲げモーメント $M(x, t)$ との関係は次式で規定される [11]。

$$M(x, t) = K_a v_a(t) \quad (0 \leq x \leq L) \quad (2.3)$$

$$K_a = bd_{31} E_p (t_p + t_b) / 2 : \text{アクチュエータ定数} \quad (2.4)$$

すなわち、発生する曲げモーメントは印加電圧に比例することになる。なおこの式より、 $M(x, t)$ ははりの空間的位置 (x) には依存せず、一様分布曲げモーメントであることから、今後は $M(t)$ と表記する。

2.2.3 ブリッジ回路の役割と特性

ブリッジ回路の働き

ピエゾ素子を同時にセンサ、アクチュエータとして用いる場合、ピエゾ素子をアクチュエートする制御電圧を加えるため、ひずみ信号である $v_p(t)$ を直接測定することができない。そこで、ピエゾ素子をその一要素として含むブリッジ回路を構成することにより、計算によって $v_p(t)$ に関する信号を取り出す。

ピエゾ素子を用いたセルフセンシングに有用なブリッジ回路としては、ひずみ速度を検出する“RCブリッジ回路”と、ひずみを検出する“CCブリッジ回路”があるが、振動制御においては速度をフィードバックすることによって振幅を抑え、減衰を速くすることが期待されるため、本研究ではRCブリッジ回路を用いることにした。CCブリッジ回路については次章で後述することとし、以下にRCブリッジ回路の特性を述べる。

RCブリッジ回路

図2.3のように抵抗とコンデンサからなるブリッジ回路を構成すると電圧 $v_1(t)$ 、 $v_2(t)$ は、

$$V_1(s) = \frac{C_p R_p s}{C_p R_p s + 1} (V_p(s) + V_c(s)) \quad (2.5)$$

$$V_2(s) = \frac{C_1 R_1 s}{C_1 R_1 s + 1} V_c(s) \quad (2.6)$$

となる。ただし上式中、記号の大文字を用いた $(\cdot)(s)$ の表記は、信号のラプラス変換を表すものとし、今後も同様とする。次にセンサ電圧を $v_s(t) \triangleq v_1(t) - v_2(t)$ と定義すると、

$$V_s(s) = \frac{C_p R_p s}{C_p R_p s + 1} (V_p(s) + V_c(s)) - \frac{C_1 R_1 s}{C_1 R_1 s + 1} V_c(s) \quad (2.7)$$

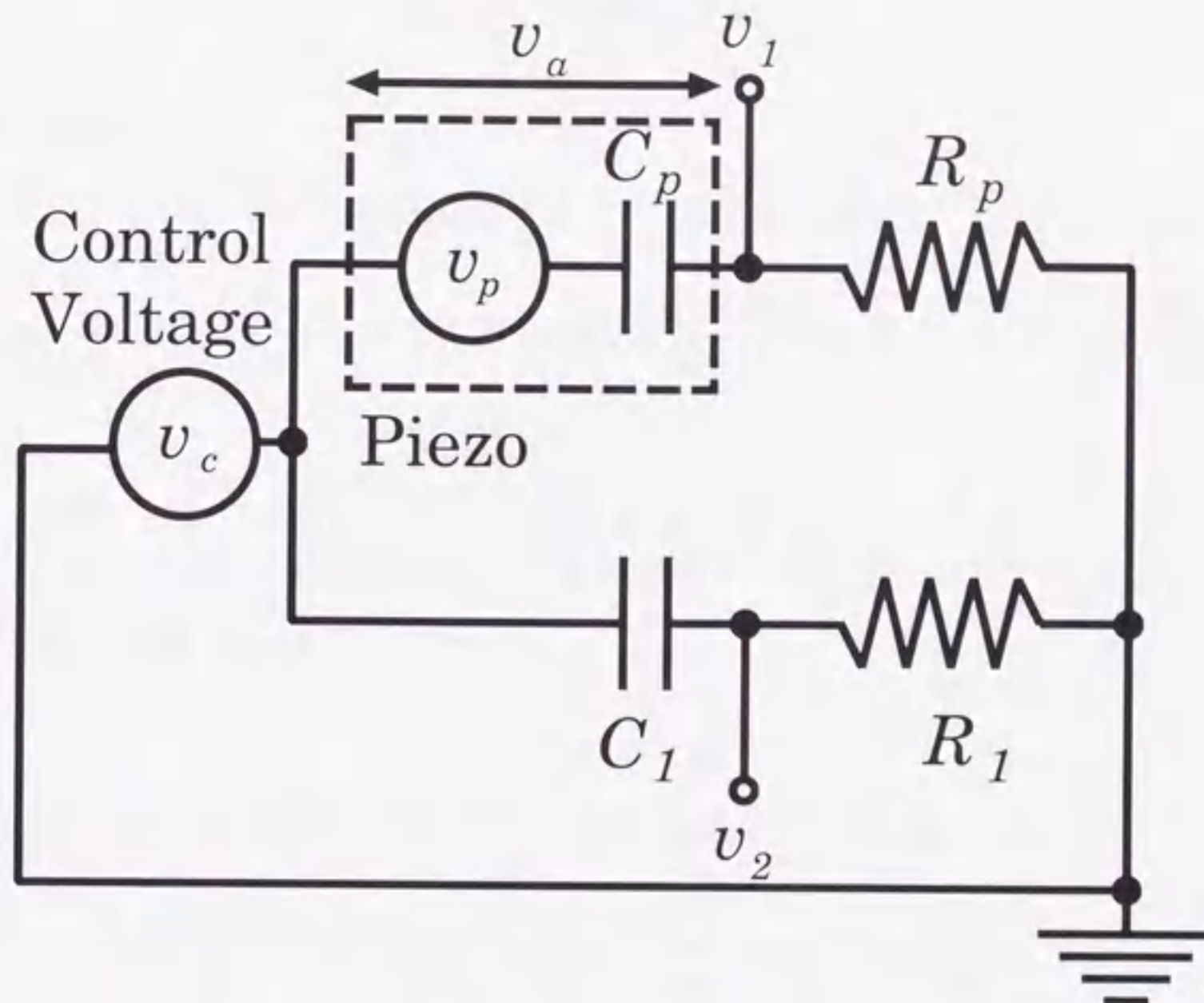


Fig. 2.3 RC bridge circuit(for strain rate sensing)

ここで、 $C_1 R_1 = C_p R_p$ とすると

$$V_s(s) = \frac{C_p R_p s}{C_p R_p s + 1} V_p(s) \quad (2.8)$$

のように $v_c(t)$ の影響を取り除き、 piezo素子のひずみに関する量 $v_p(t)$ のみを取り出すことができる。さらに、制御に用いる周波数 ω が $\omega \ll \frac{1}{C_p R_p}$ となるように R_p を選べば、

$$v_s(t) \simeq C_p R_p \dot{v}_p(t) \quad (2.9)$$

となり、ひずみ速度に比例する信号を得ることができる。

ただし、RCブリッジ回路において、それぞれ $C_1 R_1 = C_p R_p$ を正確に満たすことは非常に難しく、これらのマッチングのずれが $v_s(t)$ に大きな影響を与えるため、従来のひずみ速度フィードバックやひずみフィードバックでは制御性能が劣化してたり、系が不安定になってしうことがあるとされていた。この点でロバストな制御を行うことが必要となる。

なお、いずれの回路においても制御電圧 $v_c(t)$ が直接 piezo素子の両端に印加されるわけではなく、両端電圧 $v_a(t) = v_c(t) - v_1(t)$ であること、また $v_p(t)$ は直接観測できないので

センサ電圧 $v_s(t)$ を $v_1(t)$ と $v_2(t)$ の差から得ており、 $v_p(t)$ と $v_s(t)$ は異なるという点について、誤った解釈を防ぐためもう一度ここで述べておく。

はりの運動方程式

図 2.1 で示したはりが y 軸方向に振動するときの運動方程式は、単純はり理論を用いると、

$$\begin{aligned} [E_p I_p + E_b I_b] \frac{\partial^4 y(x, t)}{\partial x^4} + [D_p I_p + D_b I_b] \frac{\partial^5 y(x, t)}{\partial x^4 \partial t} + [\rho_p A_p + \rho_b A_b] \frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial t^2} \\ = M(t) [\delta'(x - 0) - \delta'(x - L)] \end{aligned} \quad (2.10)$$

となる [15] [23]。ここで、 $\delta'(x)$ はデルタ関数を x で微分したものを表す。この式を解くにあたってまず $M(t) = 0$ とした時の解、つまりはりの自由振動応答を求める。 $y(x, t)$ は空間 (x)、時間 (t) 両方の関数となっているので、

$$y(x, t) = \phi(x)q(t) \quad (2.11)$$

のように $y(x, t)$ について変数分離を行う。このとき式 (2.10) は、

$$EI \frac{d^4 \phi(x)}{dx^4} q(t) + EIC \frac{d^4 \phi(x)}{dx^4} \frac{dq(t)}{dt} + \rho A \phi(x) \frac{d^2 q(t)}{dt^2} = 0 \quad (2.12)$$

となる。ただし、

$$EI \triangleq E_p I_p + E_b I_b \quad (2.13)$$

$$C \triangleq (D_p I_p + D_b I_b) / EI \quad (2.14)$$

$$\rho A \triangleq \rho_p A_p + \rho_b A_b \quad (2.15)$$

と変数変換を行った。式 (2.12) の微分方程式において、 x の関数を左辺、 t の関数を右辺に移行すると、

$$\frac{\frac{d^4 \phi(x)}{dx^4}}{\phi(x)} = \frac{-\rho A \frac{d^2 q(t)}{dt^2}}{EI(q(t) + \frac{dq(t)}{dt})} \quad (2.16)$$

これが成立するためには両辺が定数でなくてはならない。その定数を β^4 とおくと、

$$\frac{d^4 \phi(x)}{dx^4} - \beta^4 \phi(x) = 0 \quad (2.17)$$

$$\frac{d^2 q(t)}{dt^2} + C\omega^2 \frac{dq(t)}{dt} + \omega^2 q(t) = 0 \quad (2.18)$$

$$\omega^2 = \beta^4 \frac{EI}{\rho A} \quad (2.19)$$

のように式 (2.17) と式 (2.18) に分解でき, 両者は式 (2.19) で関連づけられることになる. 式 (2.17) の一般解は N_1, N_2, N_3, N_4 を定数として,

$$\phi(x) = N_1 S(\beta x) + N_2 T(\beta x) + N_3 U(\beta x) + N_4 V(\beta x) \quad (2.20)$$

$$S(\beta x) = \frac{\cosh(\beta x) + \cos(\beta x)}{2} \quad (2.21)$$

$$T(\beta x) = \frac{\sinh(\beta x) + \sin(\beta x)}{2} \quad (2.22)$$

$$U(\beta x) = \frac{\cosh(\beta x) - \cos(\beta x)}{2} \quad (2.23)$$

$$V(\beta x) = \frac{\sinh(\beta x) - \sin(\beta x)}{2} \quad (2.24)$$

であることが知られている. これらに境界条件,

$$\phi(x)|_{x=0} = 0 \quad (2.25)$$

$$\frac{d\phi(x)}{dx}|_{x=0} = 0 \quad (2.26)$$

$$\frac{d^2\phi(x)}{dx^2}|_{x=L} = 0 \quad (2.27)$$

$$\frac{d^3\phi(x)}{dx^3}|_{x=L} = 0 \quad (2.28)$$

を代入すると,

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 0 \\ \beta^2 U(\beta L) & \beta^2 V(\beta L) & \beta^2 S(\beta L) & \beta^2 T(\beta L) \\ \beta^3 T(\beta L) & \beta^3 U(\beta L) & \beta^3 V(\beta L) & \beta^3 S(\beta L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

となり, 特殊解を求めるためにはこの連立 1 次方程式を解けばよい. ここで $\beta \neq 0$ であることを考慮すると, 第 1 行と第 2 行より $N_1 = N_2 = 0$ であることは明らかで,

$$\phi(x) = N_3 U(\beta x) + N_4 V(\beta x) \quad (2.30)$$

となる. また自明でない, つまり $N_3 = N_4 = 0$ でない解を持つ条件は, (係数行列式)=0 であるので,

$$(\text{係数行列式}) = S(\beta L)^2 - T(\beta L)V(\beta L) \quad (2.31)$$

$$= \frac{1}{4}(\cosh(\beta L)^2 + 2\cosh(\beta L)\cos(\beta L) + \cos(\beta L) - (\sinh(\beta L)^2 - \sin(\beta L)^2) \quad (2.32)$$

$$= \frac{1}{4}(2\cosh(\beta L)\cos(\beta L) + 2) \quad (2.33)$$

$$= 0 \quad (2.34)$$

$$(2.35)$$

よって,

$$\cosh(\beta L)\cos(\beta L) = -1 \quad (2.36)$$

を満たさなければならない. このとき式 (2.29) 第 4 行より,

$$N_3 = -\frac{S(\beta L)}{V(\beta L)} \quad (2.37)$$

となるので,

$$\phi(x) = N_4 \left(\frac{S(\beta L)}{V(\beta L)} U(\beta x) - V(\beta x) \right) \quad (2.38)$$

の形になる.

つぎに, 式 (2.10) の解を, 式 (2.30) のモード関数を用いて,

$$y(x, t) = \sum_{i=1}^{\infty} \phi_i(x) q_i(t) \quad (2.39)$$

のようにモード展開を行う. 式 (2.39) を式 (2.10) に代入すると,

$$\sum_{i=1}^{\infty} \left[\rho A \phi_i(x) \left(\frac{d^2 q_i(t)}{dt^2} + C \omega^2 \frac{dq_i(t)}{dt} + \omega^2 q_i(t) \right) \right] = M(t) [\delta'(x-0) - \delta'(x-L)] \quad (2.40)$$

となる. さらに,

$$\begin{aligned} & \int_0^L \sum_{j=1}^{\infty} \phi_j(x) \sum_{i=1}^{\infty} \left[\rho A \phi_i(x) \left(\frac{d^2 q_i(t)}{dt^2} + C \omega^2 \frac{dq_i(t)}{dt} + \omega^2 q_i(t) \right) \right] dx \\ &= \int_0^L \sum_{j=1}^{\infty} \phi_j(x) M(t) [\delta'(x-0) - \delta'(x-L)] dx \end{aligned} \quad (2.41)$$

のように両辺を x で積分する. ここで, モード関数 $\phi_i(x)$ には直交条件があるので,

$$\int_0^L \rho A \phi_i(x) \phi_j(x) dx = \begin{cases} 1 & (i = j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \quad (2.42)$$

となるように式 (2.38) における N_4 を決定して正規化を行と, 式 (2.40) は直交条件より $i = j$ 以外の項は消去されて, 最終的に i 次モードの運動方程式は

$$\frac{d^2 q_i(t)}{dt^2} + C \omega_i^2 \frac{dq_i(t)}{dy} + \omega_i^2 q_i(t) = M(t) \left(\frac{d\phi_i(L)}{dx} - \frac{d\phi_i(0)}{dx} \right) \quad (2.43)$$

となる。さらに、先端でのたわみ角が0であることを考慮し、もう一度結果をまとめると、

$$y(x, t) = \sum_{i=1}^n \phi_i(x) q_i(t) \quad (2.44)$$

$$\phi_i(x) = N_{4i} \left(\frac{S(\beta_i L)}{V(\beta_i L)} U(\beta_i x) - V(\beta_i x) \right) \quad (2.45)$$

$$\ddot{q}_i(t) + C\omega_i^2 \dot{q}_i(t) + \omega_i^2 q_i(t) = M(t) \phi'_i(L) \quad (2.46)$$

$$\omega_i^2 = \beta_i^4 \frac{EI}{\rho A} \quad (2.47)$$

のようにすることができる。厳密にはモード i は無数に存在するが、実際には実現不可能であること、また単純は理論では高次モードを正確に定式化できないことを考慮し、モデル化の際にはモード n で打ち切ることにする。

$n = 5$ とした場合、運動方程式を立てる際に必要な、モード i に対応する $\beta_i L$ と正規化定数 N_{4i} 、および $\phi'_i(L)$ を求めた。結果を表 2.1 に示す。ここで、 $\phi'_i(L)$ はモード形状関数 $\phi_i(x)$ を x に関して微分することによって求められるが、 $\phi_i(x)$ の概形を図 2.2.3 に示しておく。

次に、これらの値を用いて得られた共振周波数が妥当かどうかを確かめるため、1次および2次モードについて、実機試験で得られた値と比較を行った。その結果を表 2.2 に示す。この表より共振周波数の位置はほぼ一致していることから、本節で導出した結果を用いて設計を行っていくことにした。

Table 2.1 $\beta_i L$, N_{4i} and $\phi'_i(L)$

i	$\beta_i L$	N_{4i}	$\phi'_i(L)$
1	1.8751	4.3137	115.553
2	4.6941	5.9847	-401.327
3	7.8548	5.8717	658.862
4	10.996	5.8764	-923.098
5	14.137	5.8762	1189.72

Table 2.2 Natural frequencies

Mode No.	Experimental System	Theoretical Values
1	205.7	205.0
2	1281	1285

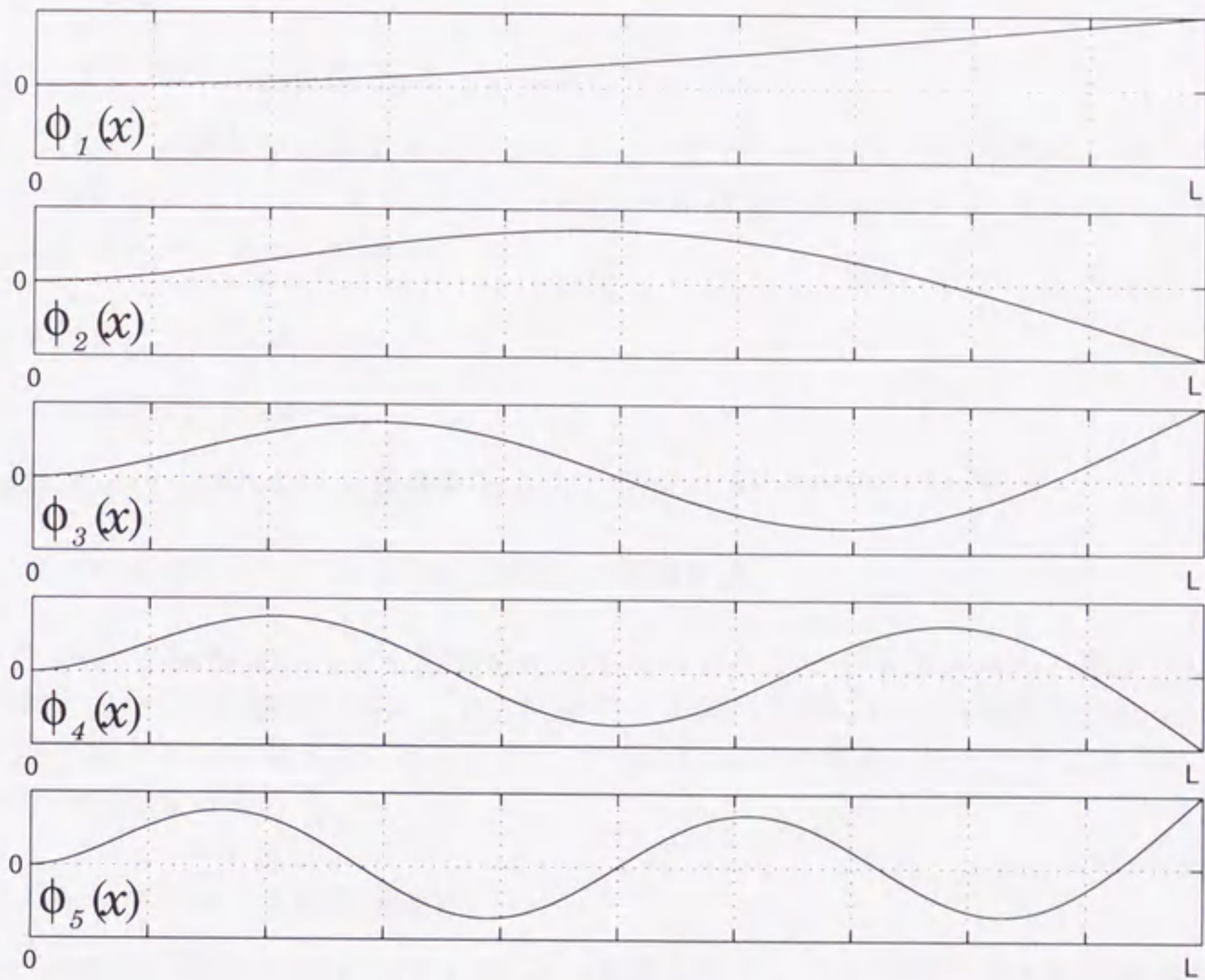


Fig. 2.4 Mode shape functions

2.3 制御系設計

2.3.1 モデルの不確かさ

前章において制御対象の各要素についてモデル化を行ったが、その中のパラメータのすべてを正確に知ることはできず、またその他にも不確かさが存在する。考えられる不確かさとしては次のようなものがある。

- ピエゾのキャパシタンス
- はりの物理的パラメータ
- はりのモデル化における構造化されない不確かさ
- ノイズの影響によって生じる伝達特性の不確かさ

本研究では、制御性能に大きく影響を及ぼすピエゾのキャパシタンスの不確かさについてまず考え、はりの物理的パラメータの誤差やノイズの影響ははりの構造化されない不確かさの中に組み込んで考えることにした。この節では μ 設計理論に適用できるように、その不確かさの見積もりを行う。

ピエゾのキャパシタンスの不確かさ

ピエゾの等価回路は2.2節に示したが、その構成要素であるコンデンサと電圧源が分離不可能であり、また圧電効果と逆圧電効果が同時に存在するため、通常のコデンサのように電圧を加えることによる測定方法ではキャパシタンスを正確に測定することは不可能で、そのためピエゾのキャパシタンスの正確な値を知ることはできない。よって、測定されたキャパシタンスの値について、ある程度の不確かさがあると考えらるべきである。

本研究では、前章で述べたブリッジ回路のうち RCブリッジ回路を用いて制御を行うことを考えた。よってここではピエゾのキャパシタンスの不確かさが RCブリッジ回路の特性をどのように変化させるかを考える。また、実機試験においてはセンサ電圧をオペアンプを用いた増幅回路によって10倍にして検出するため、それを想定して $v_s(t) \triangleq 10v_p(t) = 10(v_1(t) - v_2(t))$ とし、増幅した値を用いることにする。

RCブリッジ回路の摂動モデル

設計への適用のため、2.2.3節で求めた RCブリッジ回路におけるセンサ電圧の式(2.7)において、センサ方程式(2.1)を適用して $v_p(t)$ を消去するとともに、式を次のように変形する。

$$V_s(s) = 10\left(\frac{C_p R_p s}{C_p R_p s + 1}(V_p(s) + V_c(s)) - \frac{C_1 R_1 s}{C_1 R_1 s + 1}V_c(s)\right) \quad (2.48)$$

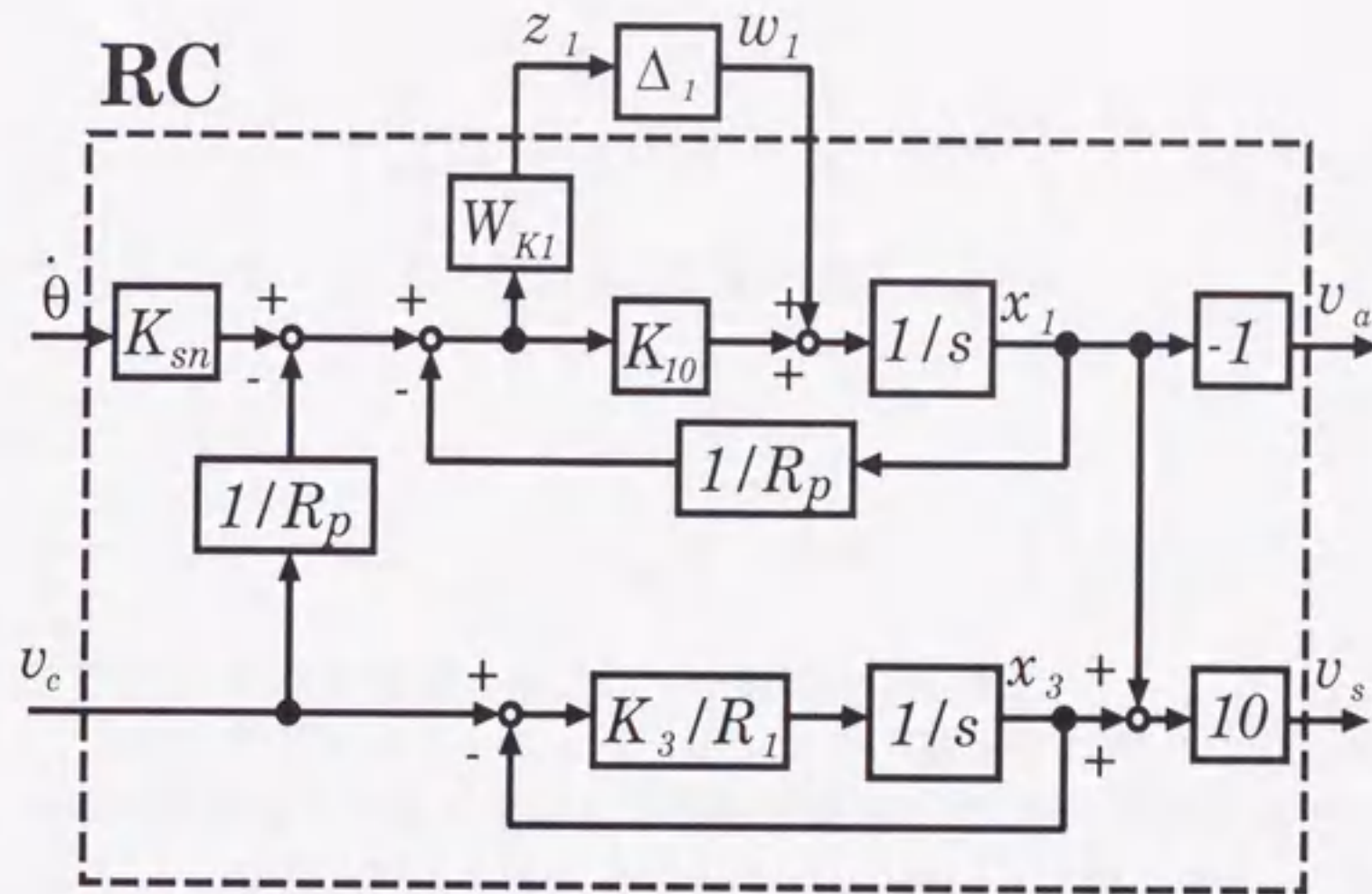


Fig. 2.5 Block diagram of RC bridge circuit

$$= 10 \left(\frac{C_p R_p s}{C_p R_p s + 1} \frac{K_{sn}}{C_p} \Theta(s) + \left(1 - \frac{1}{C_p R_p s + 1} \right) V_c(s) - \left(1 - \frac{1}{C R_p s + 1} \right) V_c(s) \right) \quad (2.49)$$

$$= 10 \left(\frac{R_p}{C_p R_p s + 1} K_{sn} s \Theta(s) - \frac{1}{C_p R_p s + 1} V_c(s) + \frac{1}{C_1 R_1 s + 1} V_c(s) \right) \quad (2.50)$$

ただし、 $\Theta(s)$ ははりの先端のたわみ角 $\theta(L, t)$ のラプラス変換を示すものとする。

ここで、モデル化を行う都合上 RCブリッジ回路の要素である piezo のキャパシタンス C_p の不確かさを直接考えるかわりに、 C_p が変動するのに伴ってその逆数

$$K_1 \triangleq \frac{1}{C_p} \quad (2.51)$$

が K_{10} をノミナル値として次のような範囲で変動するものとする。

$$K_1 = K_{10} + W_{K1} \Delta_1 \quad (2.52)$$

$$K_{10} = K_3 \left(\triangleq \frac{1}{C_1} \right) \quad (2.53)$$

$$W_{K1} = \max_{\min C_p \leq C_p \leq \max C_p} |K_1 - K_{10}| \quad (2.54)$$

ただし、 $\|\Delta_1\|_\infty \leq 1$ を満たす。

このとき、式(2.50)はさらに、

$$V_s(s) = 10\left(\frac{K_1}{s + K_1/R_p}(K_{sn}s\Theta(s) - \frac{1}{R_p}V_c(s)) + \frac{K_3/R_1}{s + K_3/R_1}V_c(s)\right) \quad (2.55)$$

のように変形できる。また、ピエゾの両端にかかる電圧 $v_a(t)$ は、

$$V_a(s) = V_c(s) - V_1(s) \quad (2.56)$$

$$= -\frac{K_1}{s + K_1/R_p}K_{sn}s\Theta(s) + \frac{K_1/R_p}{s + K_1/R_p}V_c \quad (2.57)$$

と表すことができる。これを実現したブロック線図を図2.5に示す。

このシステムは、入力がピエゾのキャパシタンスの不確かさに関する拡大入力 w_1 、はりの先端のたわみの空間微分の変化率 $\dot{\theta}$ および制御電圧 v_c で、出力が拡大出力 z_1 、センサ電圧 v_s およびピエゾの両端にかかる電圧 v_a となる。このブロック線図中の $[x_1 \ x_3]$ を状態変数として伝達特性を状態空間表現すると、

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_{10}}{R_p} & 0 \\ 0 & -\frac{K_3}{R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & K_{10}K_{sn} & -\frac{K_{10}}{R_p} \\ 0 & 0 & \frac{K_3}{R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ \dot{\theta} \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ v_a \\ v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{W_{K_1}}{R} & 0 \\ -1 & 0 \\ 10 & 10 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & K_{sn}W_{K_1} & -\frac{W_{K_1}}{R} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ \dot{\theta} \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

となる。今後、このシステムをシステム"RC"と呼ぶこととする。

はりの運動方程式のモデル化誤差

前章で求めたはりの運動方程式をノミナルモデル G_{nom} として用いる場合、実際には無限まである次元を n で打ち切ったため、 $n+1$ 次以上のモードがモデル化されていないことによる不確かさが存在してしまう。また、 n 次以下のモードであっても導出の前提として単純はり理論を用いたため、高次モードになるほどモデル化誤差が大きくなる。さらに、特に高周波帯域においては雑音の影響を受けやすくなるため、入出力の関係に不確かさを考慮しておく必要がある。

はりの運動方程式において、式(2.4)の関係を用いることによって入力を曲げモーメント $M(t)$ から印加電圧 $v_a(t)$ に変換するとともに、この信号に加法的に加わる外乱 $d(t)$ を考える。これは等価的に曲げモーメント $M(t)$ に作用して、振動を引き起こす外乱と考えることができる。また出力をたわみ角 $\theta(L)$ およびその時間微分 $\dot{\theta}(L)$ とする。このとき状態変数ベクトル \mathbf{q} と出力ベクトル \mathbf{y} を

$$\mathbf{q} \triangleq [q_1 \ q_2 \ \cdots \ q_n \ \dot{q}_1 \ \dot{q}_2 \ \cdots \ \dot{q}_n]^T \quad (2.60)$$

$$\mathbf{y} \triangleq [\theta(L) \ \dot{\theta}(L)]^T \quad (2.61)$$

と定義すると,

$$\dot{\mathbf{q}} = A_b \mathbf{q} + B_b(v_a + d) \quad (2.62)$$

$$\mathbf{y} = C_b \mathbf{q} \quad (2.63)$$

$$A_b = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ \hline -\omega_1^2 & 0 & \cdots & 0 & -C\omega_1^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -\omega_2^2 & \cdots & 0 & 0 & -C\omega_2^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & -\omega_n^2 & 0 & 0 & \cdots & -C\omega_n^2 \end{array} \right] \quad (2.64)$$

$$B_b = \left[\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \hline K_a \phi'_1(L) \\ K_a \phi'_2(L) \\ \vdots \\ K_a \phi'_n(L) \end{array} \right] \quad (2.65)$$

$$C_b = \left[\begin{array}{cccc|cccc} \phi'_1(L) & \phi'_2(L) & \cdots & \phi'_n(L) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \phi'_1(L) & \phi'_2(L) & \cdots & \phi'_n(L) \end{array} \right] \quad (2.66)$$

となる。なお、減衰に関する定数 C は無制御での実機試験を行った結果 (図 2.21 左上), つまり 1 次モードの自由振動から求めた値を用いた。また定数 K_{sn} , K_a の値は, シミュレーション結果と実機試験の結果を比較し, それぞれ前章の式 (2.1) と式 (2.4) 関係から求められる理論値ではなく, 表 2.5 に記した値を用いて設計を行った。

次にはりのモデルに関する不確かさを考慮する。ノミナルモデル G_{nom} に対して不確かさを表すのに入力側の乗法的摂動を採用すると, 実モデル G はこのノミナルモデルを用いて,

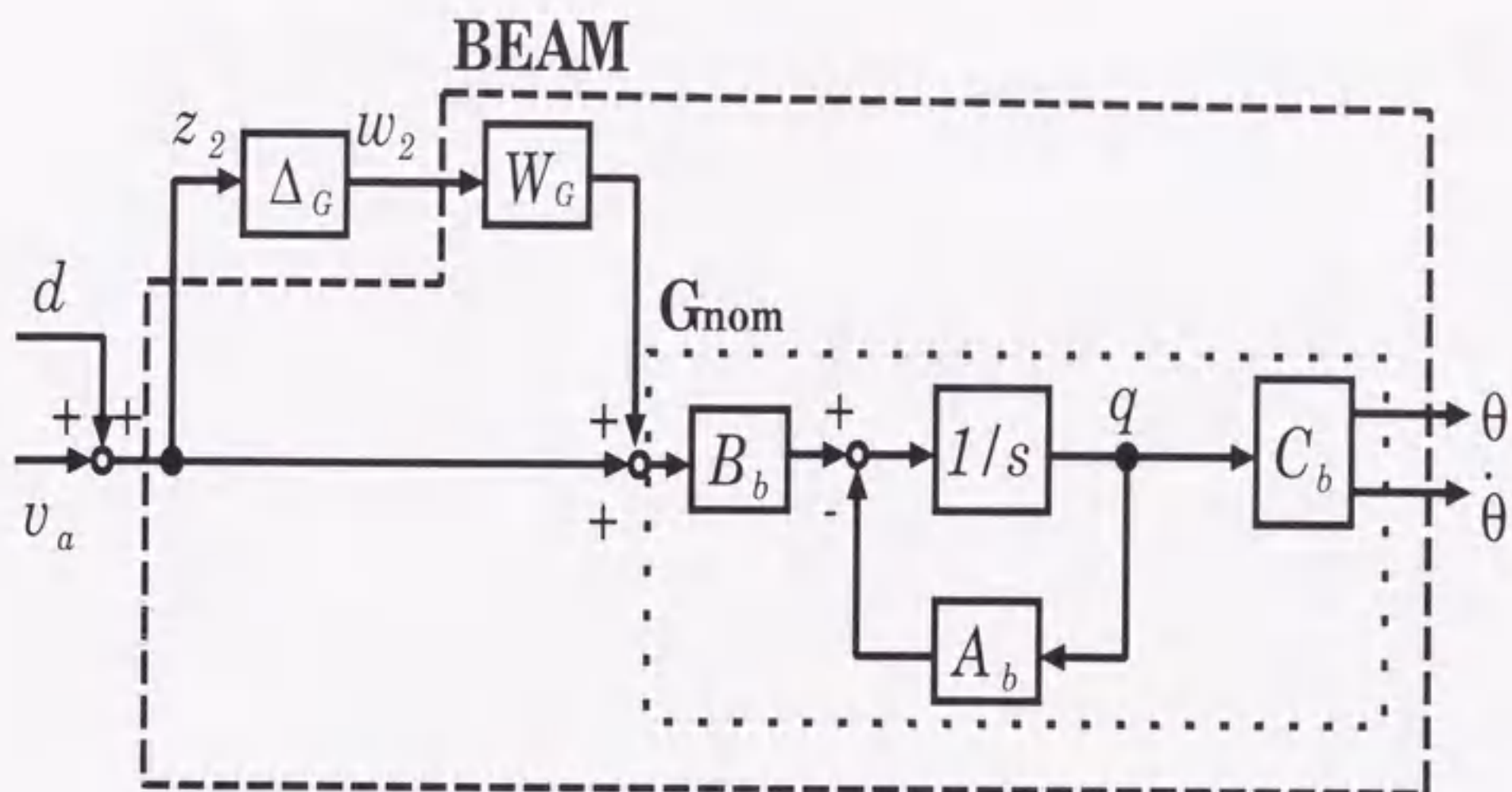


Fig. 2.6 Block diagram of beam

$$G = G_{nom}(1 + W_G \Delta_G) \quad (2.67)$$

ただし, $\|\Delta_G\|_\infty \leq 1$

のように表すことができる。不確かさを考慮したはりのブロック線図を図 2.6 に示す。

このブロック線図のシステムでは、これまでのシステムの入出力に加え、モデル化誤差に関する拡大入力として w_2 が、拡大出力として z_2 が加わっている。このシステムを“BEAM”と呼ぶことにする。

つぎに、はりのモデル化誤差として、このブロック線図中の W_G を実際の変動を考慮して具体的に見積もる。見積もりの方法として、本研究では仮想的な実モデルを作成してそれを G_v とし、 $G_{nom}^{-1}(G_v - G_{nom})$ のゲイン線図を描き、周波数領域でそれを覆うような関数をはりのモデル化誤差に関する重み関数 W_G とすることにした。このとき、特に高周波では比較的大きな不確かさにも対応できるように余裕を持って覆うように注意した。

なお、本研究でははりのノミナルモデル G_{nom} として 2 次までの振動モードを持つモデル、つまり $n = 2$ の場合を考え、仮想的な実モデル G_v は 5 次までの振動をもつものとして考えた。2 次モードの振幅は 1 次モードに比べてかなり小さいことから、2.3.2 で述べるように本研究の制御仕様では 2 次モードを制振の対象にはしていないが、 G_{nom} に 2 次モードを含めないと、モデル化誤差に関する重み W_G を決定する際、2 次モードのピークを覆うのが困難になるため、 G_{nom} に 2 次モードを含めることにした。このようにして決定したモデル化誤差に関する重み関数 W_G は、

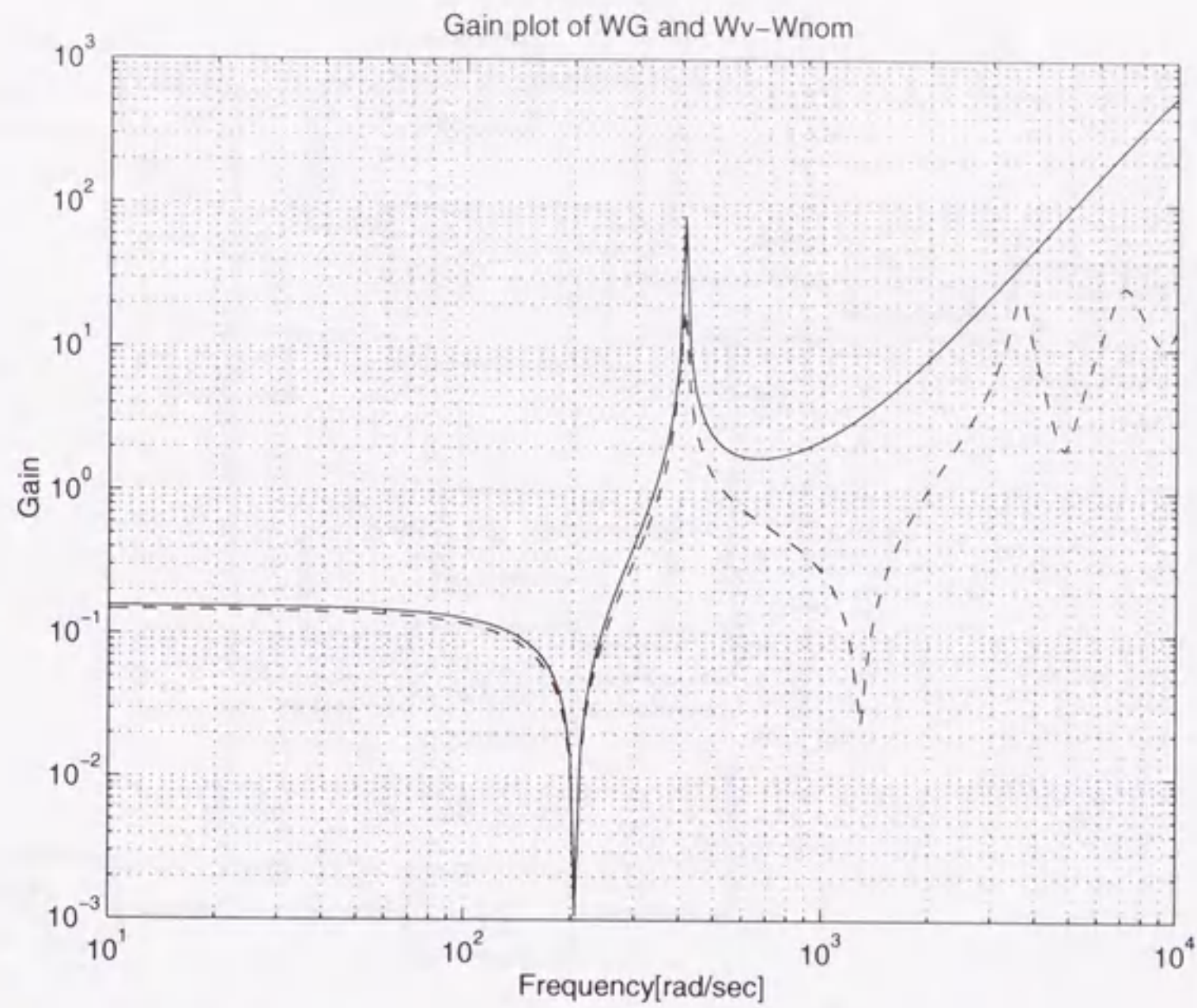


Fig. 2.7 Gain plot of W_G (Solid) and $G_{nom}^{-1}(G_v - G_{nom})$ (Dashed)

$$W_G = \frac{6250(s^2 + 1.1095s^2 + 42042)(s + 800)(s + 1000)^2}{(s^2 + 3.0000s^2 + 168100)(s + 20000)^3} \quad (2.68)$$

でありそのゲイン線図を、覆うべき $G_{nom}^{-1}(G_v - G_{nom})$ とともに図 2.7に示す。

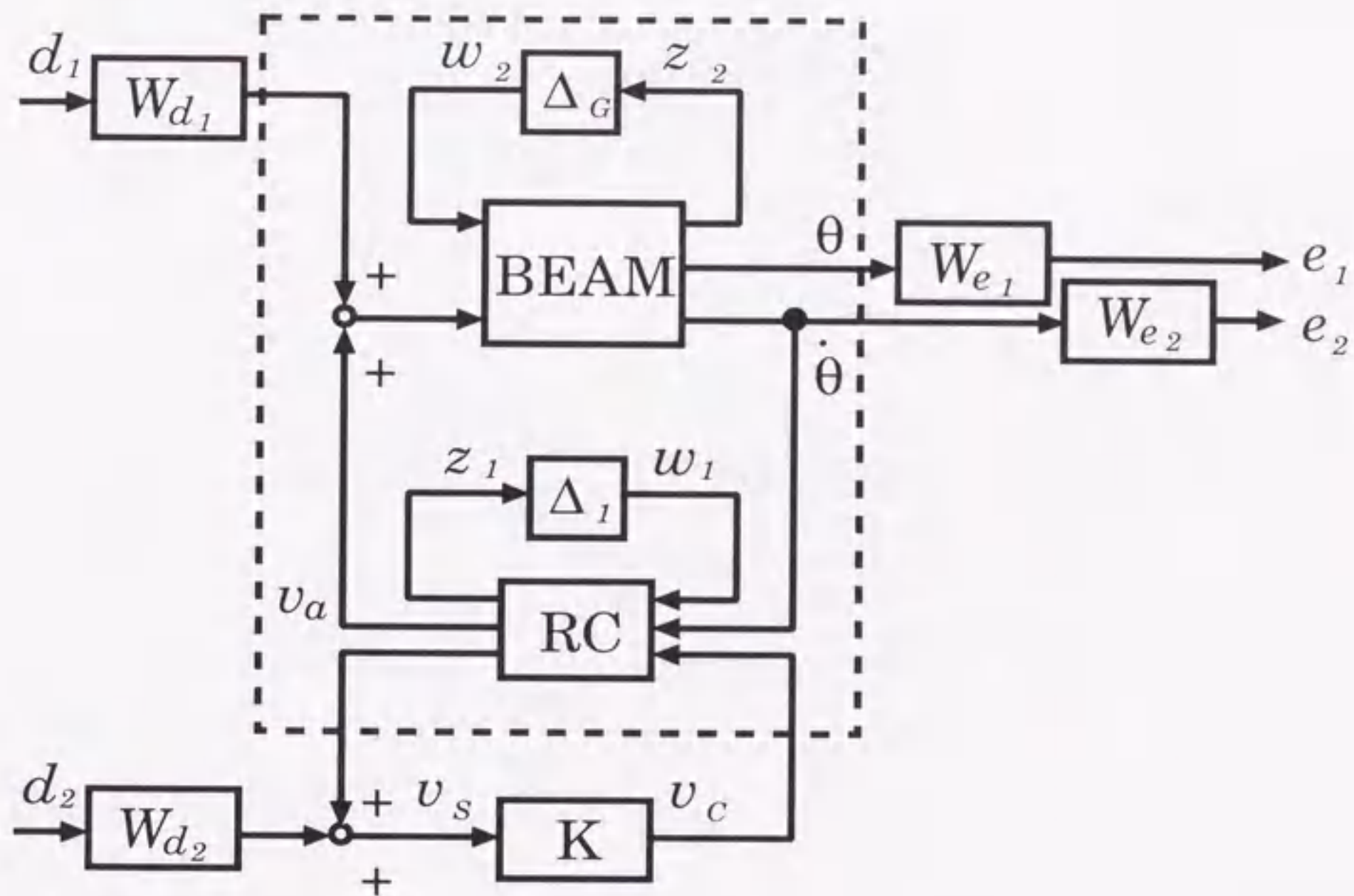


Fig. 2.8 Block diagram of augmented plant

2.3.2 拡大プラントの構成

前節で求めた不確かさの他に制御仕様に関する要素を付加して、拡大プラントを構成した。制御仕様の基本的な考え方としては、ピエゾのキャパシタンスの不確かさやはりのモデル化誤差が存在し、また振動を励起するような外乱曲げモーメントが加わっても、はりの振動を抑制する、つまりはりのひずみやその速度を小さくする、ということである。

システムの相互結合

前節までに求めた各システム (RC, BEAM) を相互結合し、拡大プラントを求めた。そのブロック線図を図 2.8 に示す。破線で囲まれた部分が実際の制御対象を表し、 K は μ -設計で求めるべきコントローラである。 d_1, d_2 は外乱で、 d_1 はモーメント M に対して加法的に付加され振動を励起する入力 (式 (2.62) で示した信号 d を生成する、重みづけ前の信号と解釈できる)、 d_2 はコントローラの設計上数学的な制約から仮想的に付加した入力を表す。また e_1, e_2 は設計のための重みづけ後の制御量、すなわち $e_1 = W_{e1}\theta(L)$ 、 $e_2 = W_{e2}\dot{\theta}(L)$ である。また、 $W_{d1}, W_{d2}, W_{e1}, W_{e2}$ は下添字が表す信号、すなわち d_1, d_2, e_1, e_2 それぞれの設計仕様を周波数帯域で規定する重み関数を表す。本研究ではこのような拡大系において、外乱 d_1 に対して、 e_1 および e_2 を小さくすることを制御目的とした。

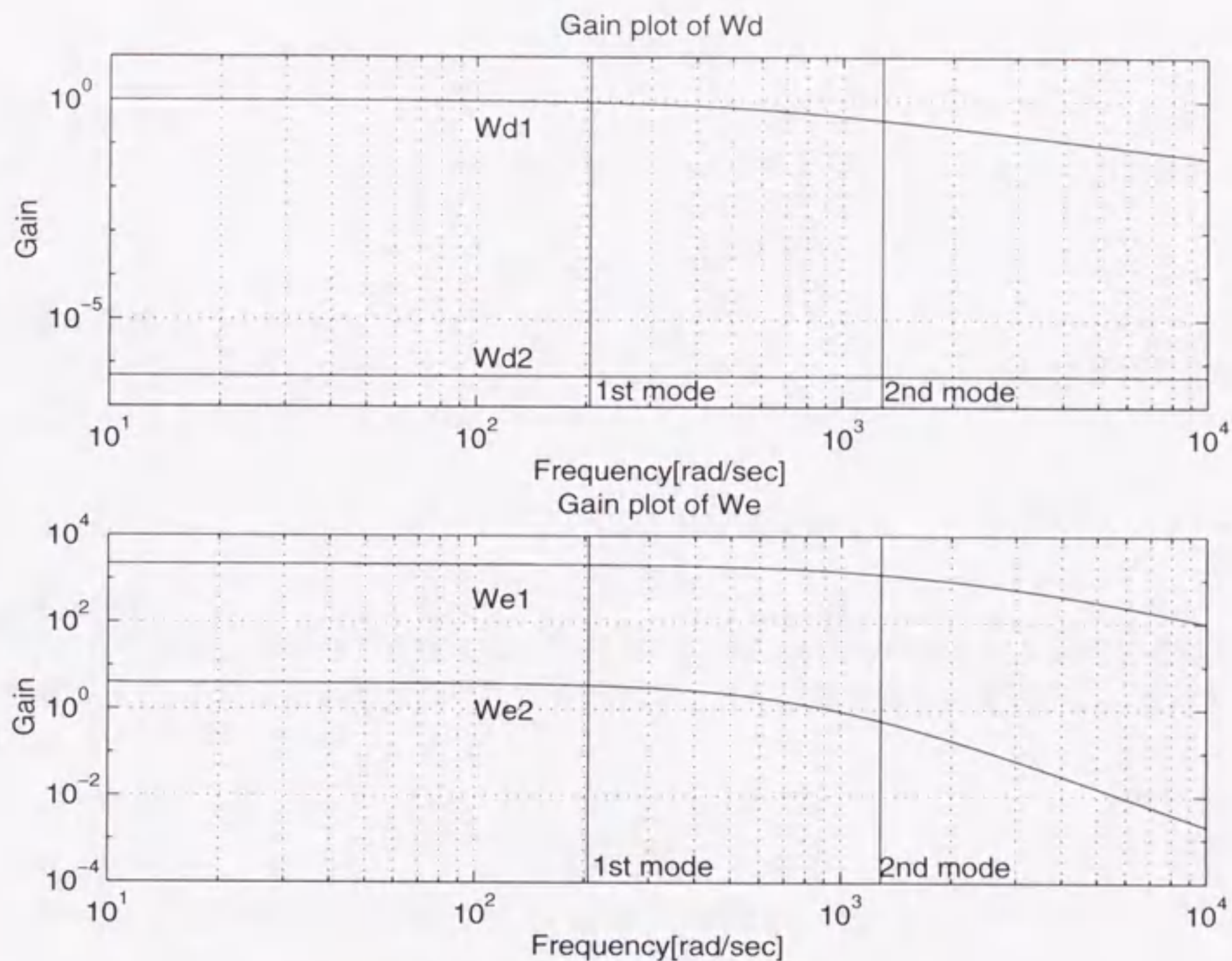


Fig. 2.9 Gain plot of wighting functions

Upper : W_{d1} and W_{d2}
 Lower : W_{e1} and W_{e2}

重み関数の決定

重み関数の決定にあたって、外乱 d_1 についてははりを加振するための電圧として考えることができるが、重みづけ前の制御量として用いている $\theta(L)$, $\dot{\theta}(L)$ は直接観測できないため、重み関数を明確な数式を用いて定量的に決定することができない。よって重み関数の決定は試行錯誤に負うところが多いが、以下に決定の際に考慮した大まかな方針と具体的な重み関数について述べる。

W_{d1} の重み関数

外乱に対するプラントの応答は、高周波になるほど小さくなるので、1次モードの共振周波

数より少し高いところに折点周波数を持つ1次遅れの関数で、次のようにした。

$$W_{d_1} = \frac{500}{s + 500} \quad (2.69)$$

W_{d_2} の重み関数

d_2 は、仮想的に付加したものなので、他の重みと比べて十分に小さい定数で、次のようにした。

$$W_{d_2} = 5.0 \times 10^{-7} \quad (2.70)$$

W_{e_1} 重み関数

θ のモデル化誤差が高周波で大きくなっていることを考え、1次モードの振動をおもに制振することにして、次のように定めた。

$$W_{e_1} = \frac{1.1 \times 10^{10}}{(s + 1000)(s + 5000)} \quad (2.71)$$

W_{e_2} 重み関数

$\dot{\theta}$ のモデル化誤差が高周波で大きくなっており、その増加の仕方が θ よりも急峻であることを考慮に入れ、またこの制御量に対しても1次モードの振動をおもに制振することにして、次のように定めた。

$$W_{e_2} = \frac{2.0 \times 10^9}{(s + 500)(s + 1000)^2} \quad (2.72)$$

以上のように決定した重み関数のゲイン線図を、図2.9に示す。

2.3.3 コントローラ

前節で求めた拡大プラントより、 μ -設計を用いてコントローラを求めた。D-K反復を3回繰り返し、最終的に24次のコントローラが得られた。これは1入力1出力のコントローラで、

$$v_c = K v_s \quad (2.73)$$

の関係が成り立つようにフィードバック制御をかけるものとする。

低次元化と離散化

求めたコントローラは高次元であり、また連続時間のコントローラはコンピュータによる実装が不可能なので、まず低次元化し、その後に離散化を行った。

まず24次であったコントローラをハンケルノルム近似によって、ロバスト・パフォーマンスを満たす範囲で低次元化を行った。これによりコントローラは12次まで低次元化する

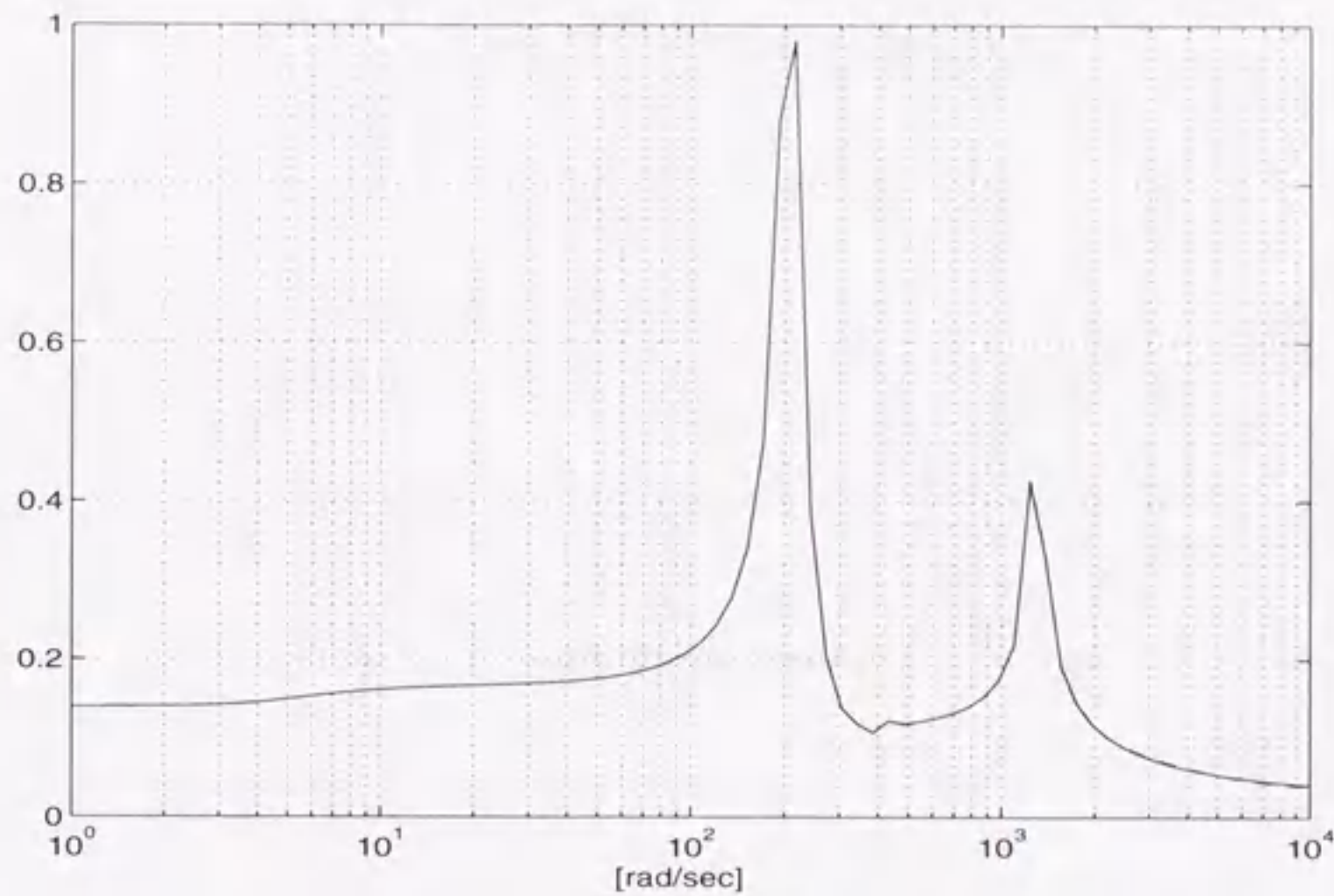


Fig. 2.10 μ -plot(Solid:Original, Dashed:Reduced)

ことができた. このコントローラを用いた時に閉ループ系がロバスト・パフォーマンスを満たすことを確かめるため, μ プロットを描いた. これを図 2.10に示す. μ プロットは全周波数帯域に渡って 1 未満になっており, ロバストパフォーマンスを満たしていることがわかる.

次に, 上で求めた低次元化コントローラを用いて閉ループ系を構成した場合に, 開ループの場合と比較してシステムの伝達特性がどのように変化するかを考察する.

まず, 重み関数 W_{d_1} を考えないときの外乱 d_1 から, 制御量として選んだ先端のたわみ角 $\theta(L)$, およびその時間微分 $\dot{\theta}(L)$ までの伝達特性を, 伝達関数 $G_{\theta d_1}$, $G_{\dot{\theta} d_1}$ を用いて, それぞれ

$$\Theta(s) = G_{\theta d_1}(s)D_1(s) \quad (2.74)$$

$$s\Theta(s) = G_{\dot{\theta} d_1}(s)D_1(s) \quad (2.75)$$

のように表すものとする. これらの伝達特性を閉ループと開ループとで比較するため, ゲイン線図を $(W_{d_1}W_{e_1})^{-1}$, $(W_{d_1}W_{e_2})^{-1}$ とともに図 2.11に示す. ただし, はりのモデルとしては, 次章のシミュレーションで用いたものと同様に 5 次モードまでを考慮したモデルを用いた.

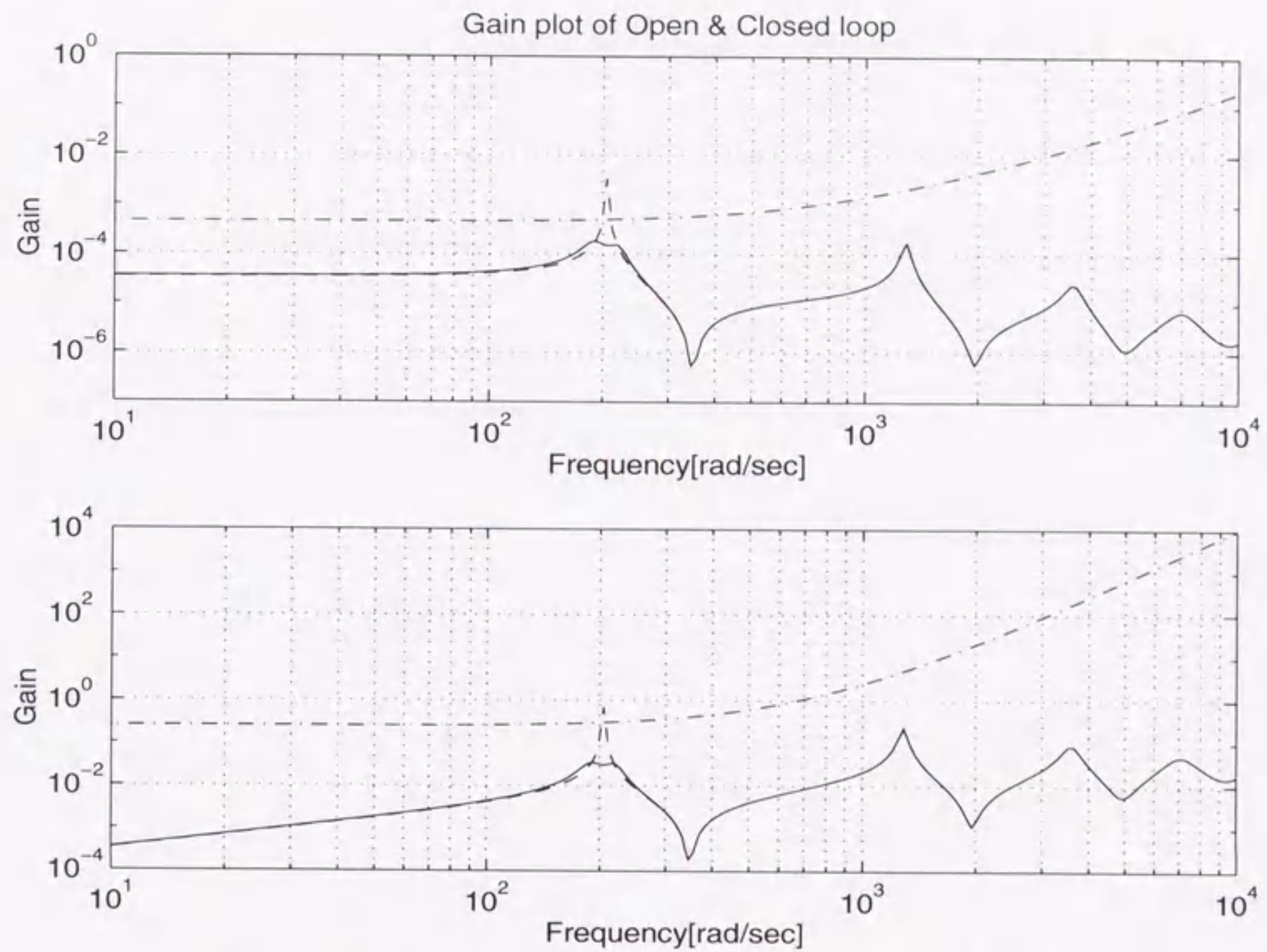


Fig. 2.11 Gain plot of closed and open loops ($\theta(L)$, $\dot{\theta}(L)$)

Upper : Solid : $G_{\theta d_1}$ (Closed Loop)
 : Dashed : $G_{\theta d_1}$ (Open Loop)
 : Dash-dot : $(W_{d_1} W_{e_1})^{-1}$
 Lower : Solid : $G_{\dot{\theta} d_1}$ (Closed Loop)
 : Dashed : $G_{\dot{\theta} d_1}$ (Open Loop)
 : Dash-dot : $(W_{d_1} W_{e_2})^{-1}$

これにより、閉ループにおける $G_{\theta d_1}$ の 1 次モード定常ゲインは、開ループの場合の 1/20 程度に抑えられており、 $G_{\dot{\theta} d_1}$ についても同様のことが言える。また開ループにおいてはそれぞれ $(W_{d_1} W_{e_1})^{-1}$ 、 $(W_{d_1} W_{e_2})^{-1}$ よりもゲインが高くなっているが、コントローラによってそれ以下に抑えられていることもわかる。

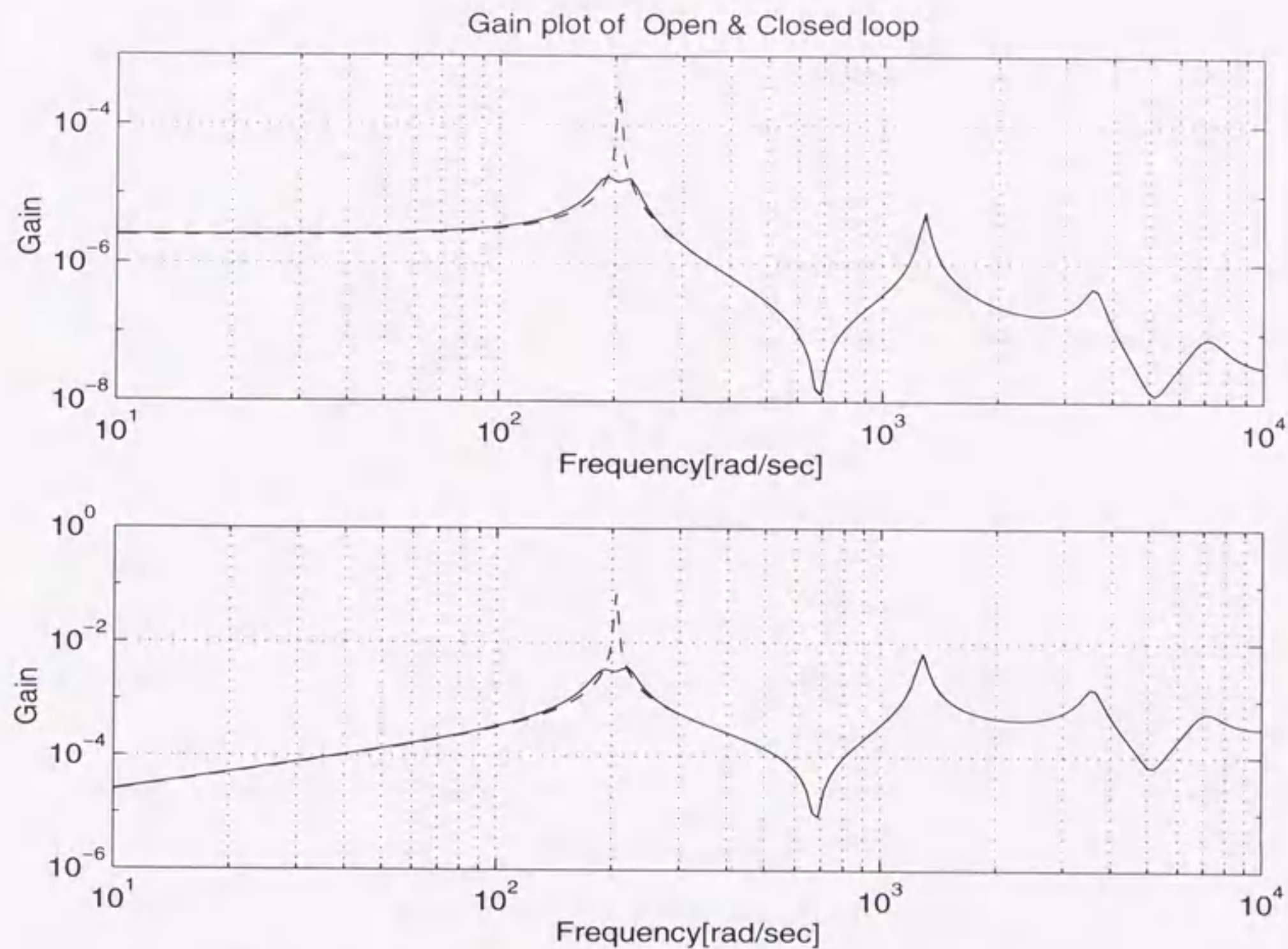


Fig. 2.12 Gain plot of closed and open loops ($y(L)$, $\dot{y}(L)$)

Upper : Solid : G_{yd_1} (Closed Loop)
 : Dashed : G_{yd_1} (Open Loop)
 Lower : Solid : $G_{\dot{y}d_1}$ (Closed Loop)
 : Dashed : $G_{\dot{y}d_1}$ (Open Loop)

つづいて、制御量には選んでいないが小さくなることが期待される、はりの先端のたわみ $y(L)$ およびその時間微分 $\dot{y}(L)$ についても同様の比較をした。ゲイン線図を図 2.12 に示す。ただし、外乱 d_1 から $y(L)$, $\dot{y}(L)$ までの伝達関数をそれぞれ G_{yd_1} , $G_{\dot{y}d_1}$ とした。

このゲイン線図より、この両者についても 1 次モード付近のゲインが抑えられていることがわかる。ここで、その周波数付近のゲインを見ると非常に鈍い 2 つのピークが現れていることから、1 次モードの共振周波数が 2 つに分裂しており、減衰時にはうなりが発生すると考えられる。

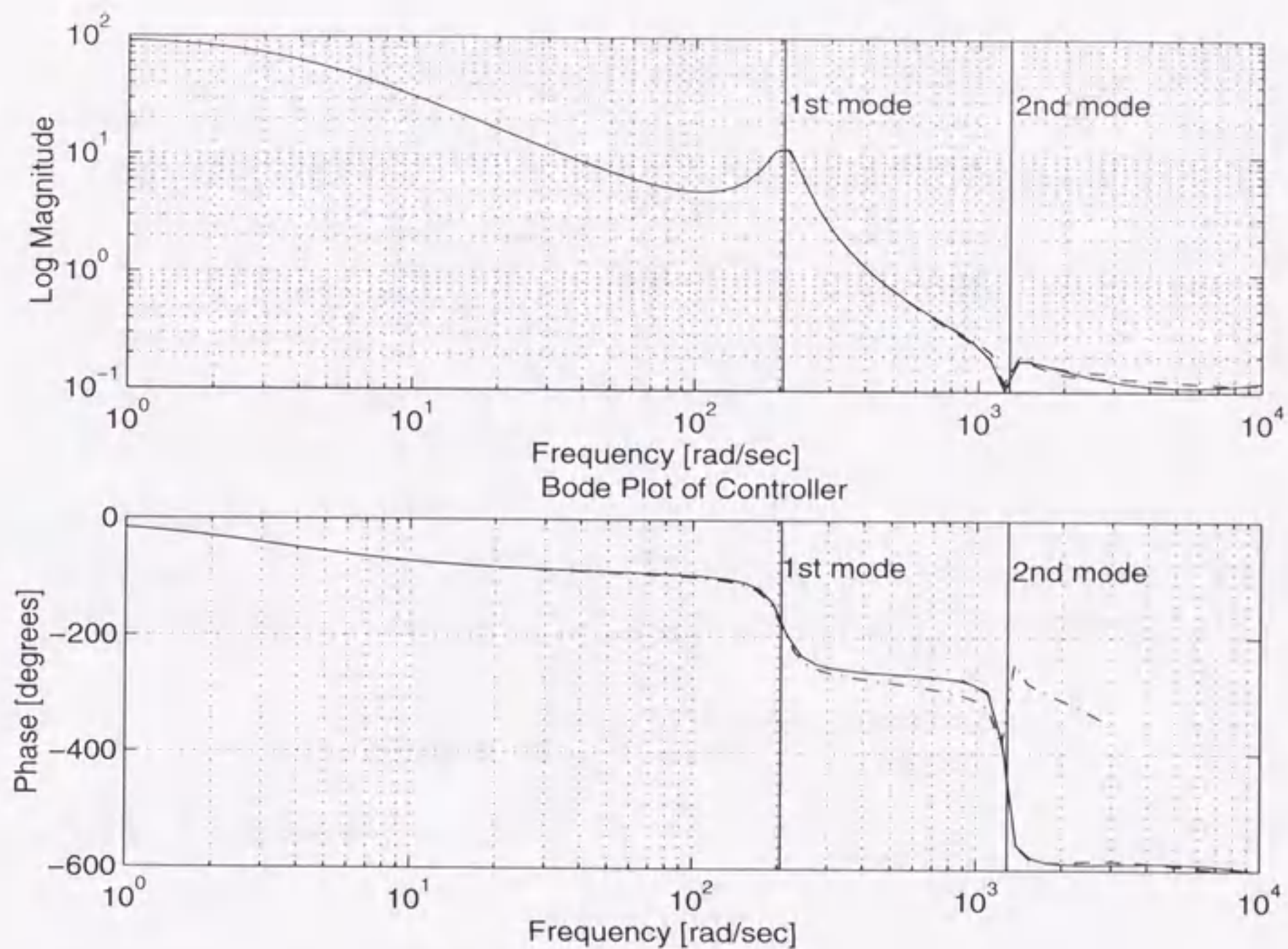


Fig. 2.13 Gain plot of controller

Solid : Original (24th)
 Dashed : Reduced (12th)
 Dash-dot : Descritized (12th)

低次元化の後、離散化によるナイキスト周波数が少なくともはりの振動モードのうち2次モード以上となるようにすることを考え、サンプリングタイムは1[ms]で離散化を行った。離散化には0次ホールダつきの方法を用いた。低次元化前と低次元化後、および離散化したコントローラのボード線図を図2.13に示す。

ボード線図を見ると1次モード共振周波数のところでゲインが上がっており、これによって1次モードの制振が行われていると考えることができる。また高周波領域ではモデル化誤差、設計仕様の影響でゲインが下がっており、特に2次モードの周波数ではスピルオーバーを防ぐため、他の周波数領域よりもゲインが抑えられていることがわかる。

2.4 シミュレーション

前章で設計したコントローラの制振性能を確認するためにシミュレーションを行なった。はりの両側に貼り付けられた2枚のピエゾのうち一方をセルフセンシング・アクチュエータとして制御に用い、もう一方は外乱を与えるための加振用アクチュエータとして用いた。

2.4.1 シミュレーションの仕様

シミュレーションの仕様を以下に示す。

- シミュレーションにおけるはりのモデル：
5次までの振動モードを持つモデル
- 振動の励起方法：
角周波数が1次モード共振周波数である正弦波電圧を $0 \leq t \leq 3[s]$ において外乱励振用ピエゾ素子に印加して加振し、その後は加振をせずに $5[s]$ まで観測する。つまり、

$$d_1[k] = \begin{cases} \sin(\omega_1 T_s k) & (0 \leq t \leq 3) \\ 0 & (3 < t \leq 5) \end{cases} \quad (2.76)$$

である。その波形を図 2.14 に示す。

このようにして起こした振動を、

- 制御方法による比較を行うため、
(a) 設計したコントローラ
(b) ひずみ速度フィードバック

の2種類の制御方式を用いて、それぞれ

- ピエゾのキャパシタンスの変動に対するロバスト性を検証するために、
(1) ノミナル値
(2) ノミナル値の 0.93 倍
(3) ノミナル値の 1.07 倍

の場合に制御を行ない、その振動性能について比較することにした。ただし、(b) ひずみ速度フィードバックは、ゲインだけをかけてフィードバックを行うと2次以上のモードがスピルオーバーを起こし不安定になってしまうので、ローパスフィルタを用い、

$$V_c(s) = -K_d \times \frac{800^3 s}{(s+800)^3} V_s(s), \quad K_d: \text{フィードバックゲイン} \quad (2.77)$$

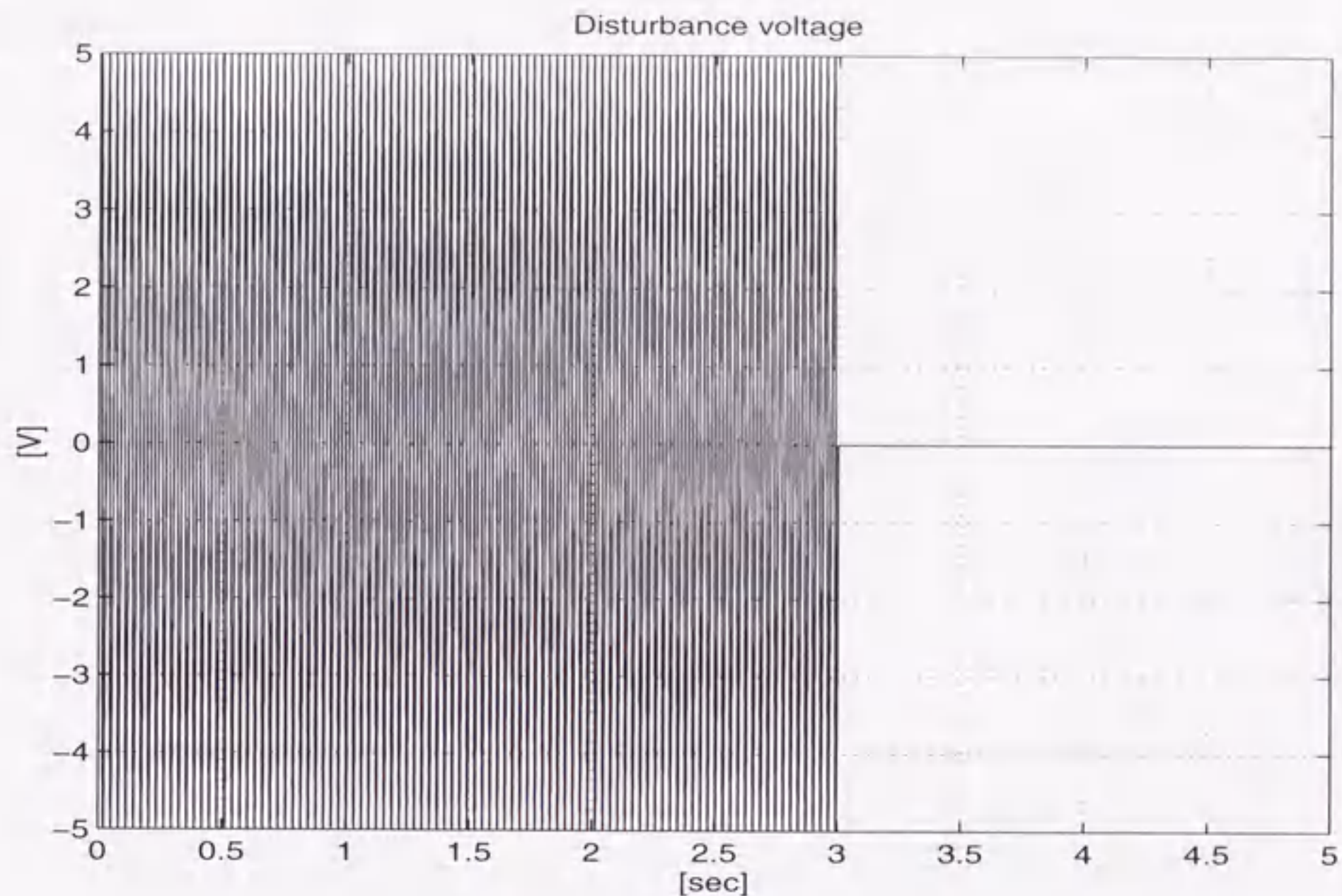


Fig. 2.14 Disturbance voltage

を0次ホルダつきの方法で離散化して、

$$v_c[k] = -K_d \times \frac{0.0474226z^2 + 0.105294z + 0.0142682}{z^3 - 1.347987z^2 + 0.605690z + 0.090718} v_s[k] \quad (2.78)$$

となるようにフィードバックを行なった。また、フィードバックゲイン K_d は、実機試験(次節参照)で、設計したコントローラとほぼ同じパフォーマンスが得られるような値に設定した。具体的には $K_d = 10$ である。

シミュレーションにおいては、式(2.76)で与えた外乱の存在下で制御電圧を加え、この時の先端の変位 ($y(L)$)、センサ電圧 (v_s)、および制御入力 (v_c) について評価した。シミュレーション結果のうち、まず制御によってどの程度の制振性能が得られるかを確かめるため、先端の変位について、無制御の場合と (a) コントローラ、(b) 速度フィードバックを用いて制御した場合の比較を図 2.15 に示す。つぎに、(a) コントローラと (b) 速度フィードバックを用いた場合について、 C_p が変動したときの性能の比較を行なった結果を、先端のたわみについては図 2.16 とその減衰特性を示す拡大図を 2.17 に、センサ電圧については図 2.18 に、制御電圧については図 2.19 に示す。

2.4.2 シミュレーション結果

●無制御時との比較 (シミュレーション)

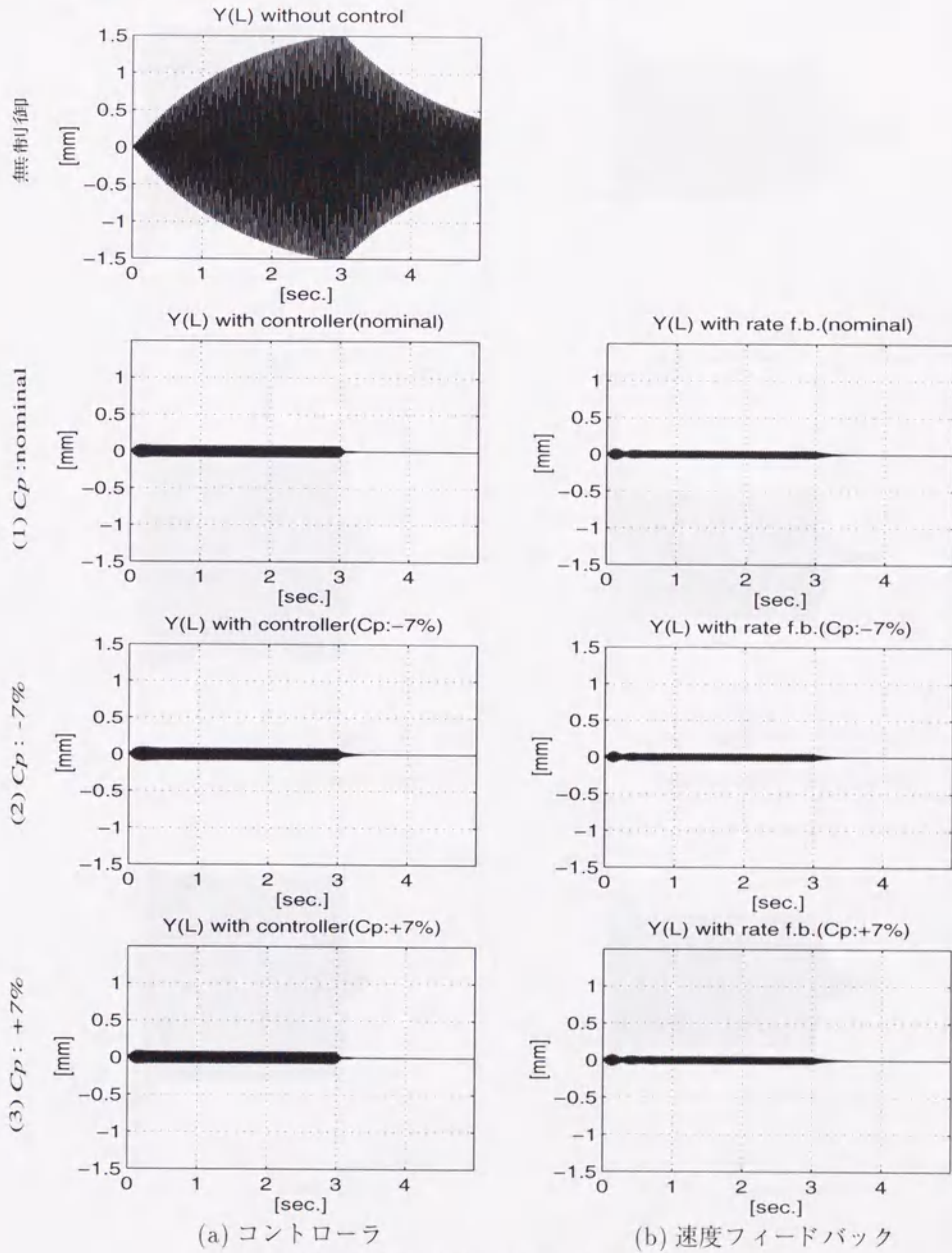


Fig. 2.15 Deflection at beam tip

●コントローラと速度フィードバックとの比較 (シミュレーション)

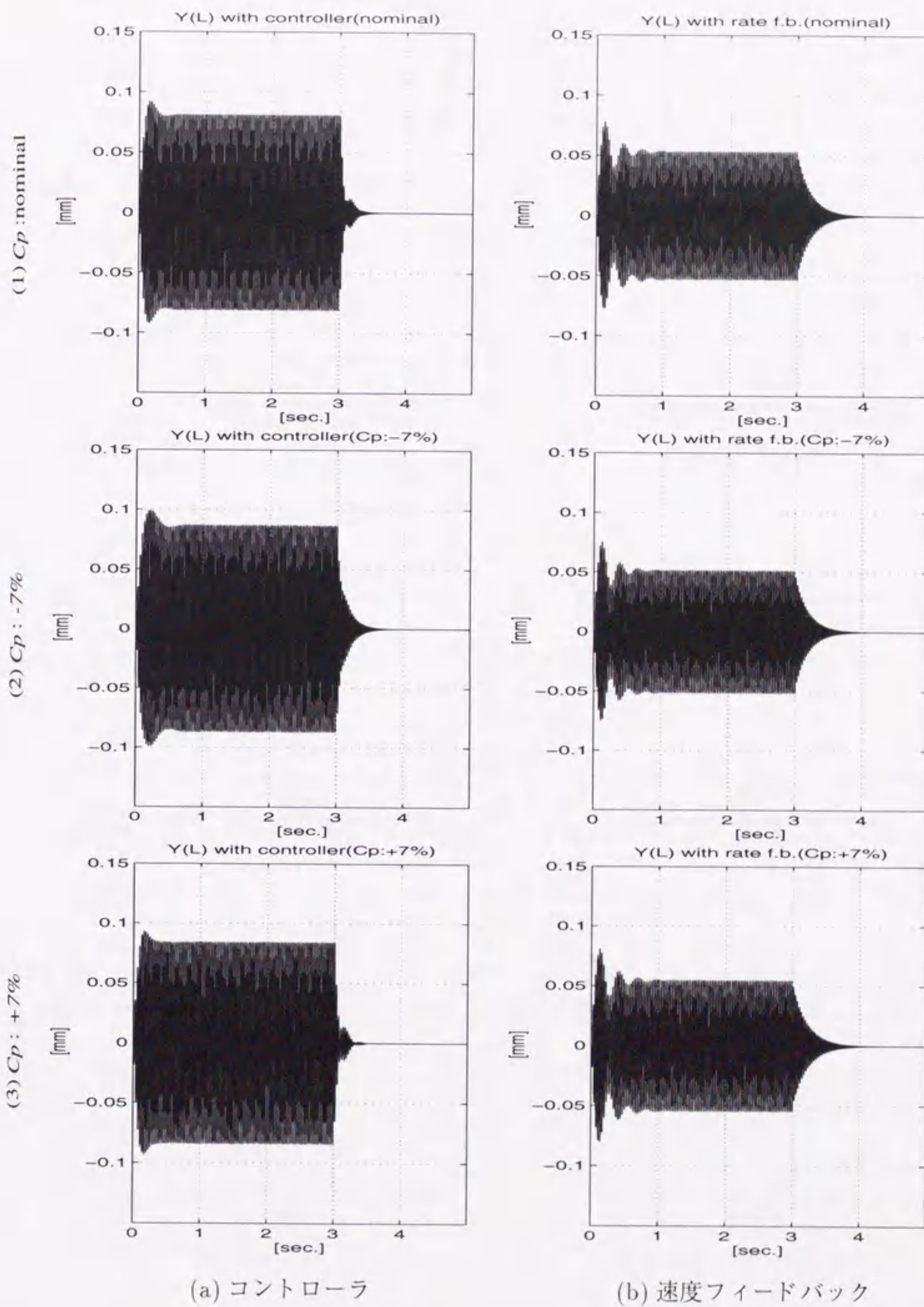


Fig. 2.16 Deflection at beam tip

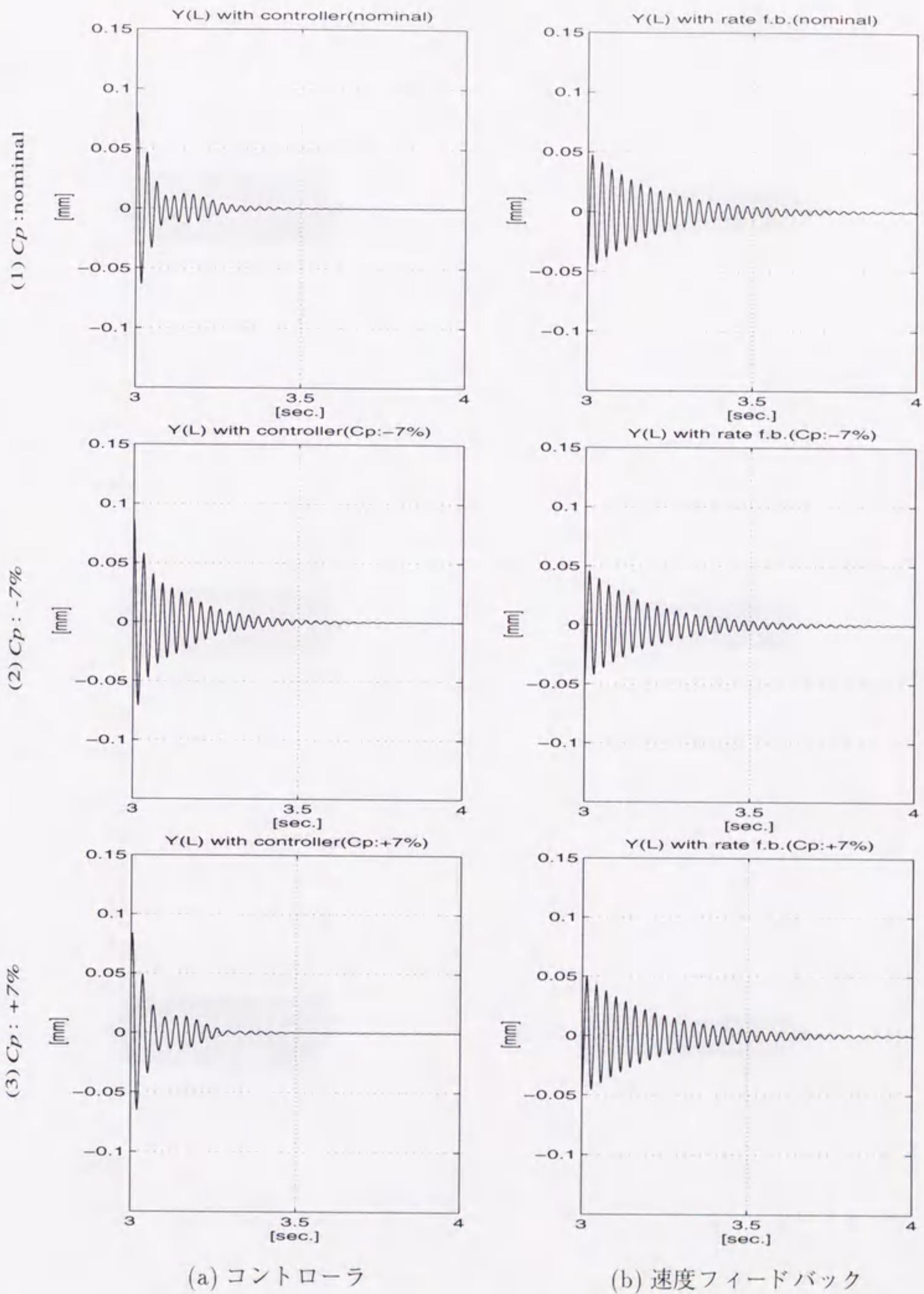


Fig. 2.17 Deflection at beam tip (zoom)

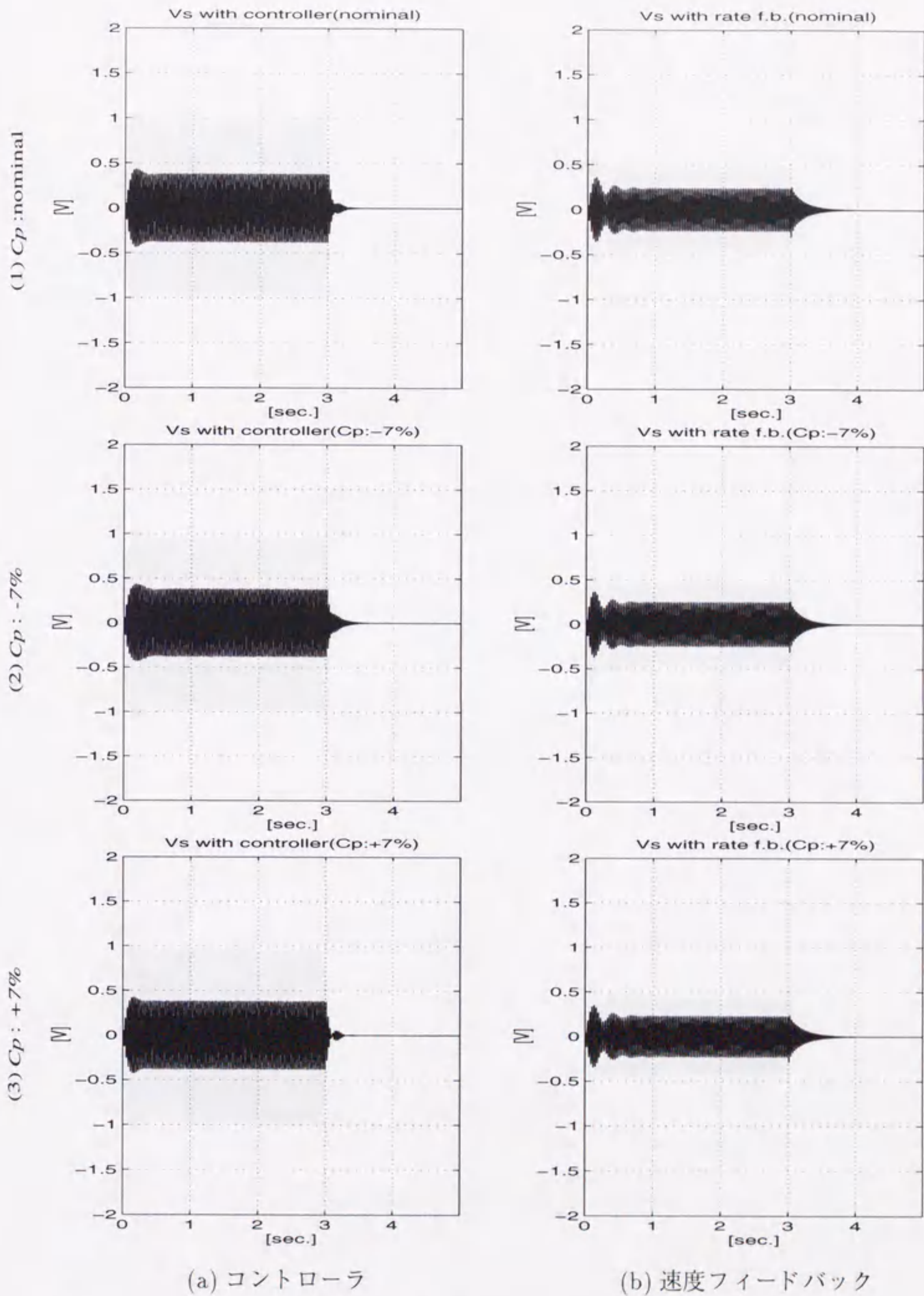


Fig. 2.18 Sensor voltage $v_s(t)$

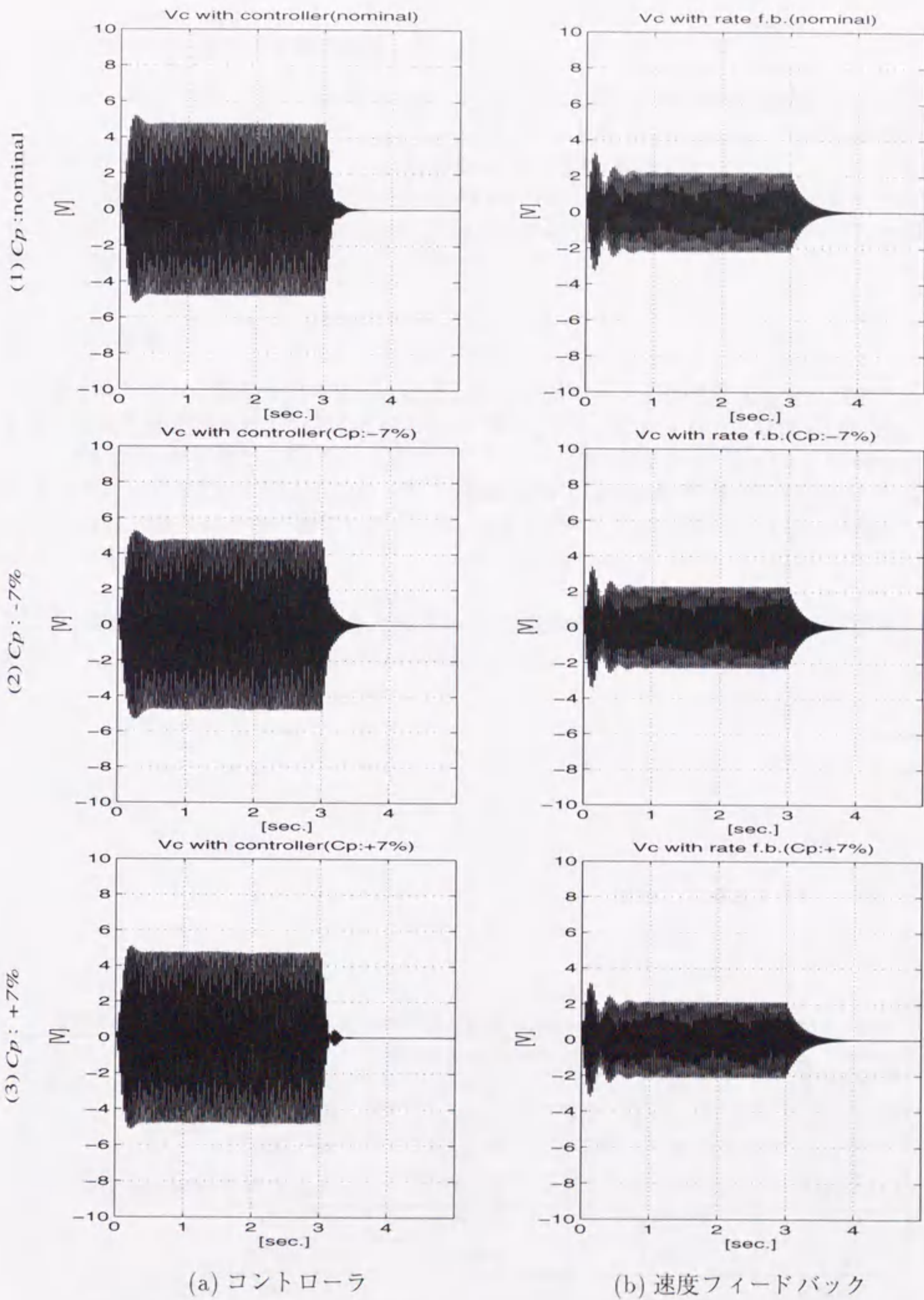


Fig. 2.19 Control voltage $v_c(t)$

シミュレーション結果の数値的検証

パフォーマンスに対する定量的な比較を行うため、ここでは無制御の場合と (a) 設計したコントローラ、(b) 速度フィードバックによって制御を行った場合について、最大振幅、整定時間、対数減衰率を求めた。ただし、制御をかけた結果、加振をやめた後にうなりが生じているため、通常の方法では対数減衰率を求めるのが不可能である。そこで、おおよその包絡線を描くようにして求めた(具体的には加振をやめてから1個めと8個めのピークより算出)。結果を以下の表 2.3 に示す。

2.4.3 考察

シミュレーション結果を見ると、(a) 設計したコントローラ、(b) 速度フィードバックともに良い制振性能が得られていることがわかる。また、ピエゾのキャパシタンス C_p が (2) -7% もしくは (3) +7% 変動した時でも、(a) コントローラ、(b) 速度フィードバックとも多少パフォーマンスは劣化しているものの、著しい性能の劣化は見られず、また不安定にもなっていない。(a) の場合は前章で考察したように、加振をやめた後の減衰時にうなりが発生していることもわかる。

また、制御法 (a)(b) の制振性能を比較すると、加振中の定常振幅は (b) のほうが小さく優れており、加振後の減衰特性は (a) のほうが速く減衰していることがわかる。

Table 2.3 Maximum amplitude, settling time and logarithmic damping ratio

Control method	$1/R_p$	Max. amplitude	Settling time* ¹⁾	Log. Damp.
(a) μ controller	(1) nominal	0.0922	0.189	0.0993
	(2) -7%	0.0996	0.264	0.0516
	(3) +7%	0.0932	0.201	0.0717
(b) Rate feedback	(1) nominal	0.0780	0.337	0.0151
	(2) -7%	0.0751	0.307	0.0161
	(3) +7%	0.0808	0.367	0.0142
No control	nominal	1.5411	6.993	0.0032

*1) 制定時間は励振をやめてから振幅が $\pm 0.01\text{mm}$ に収まるまでの時間。

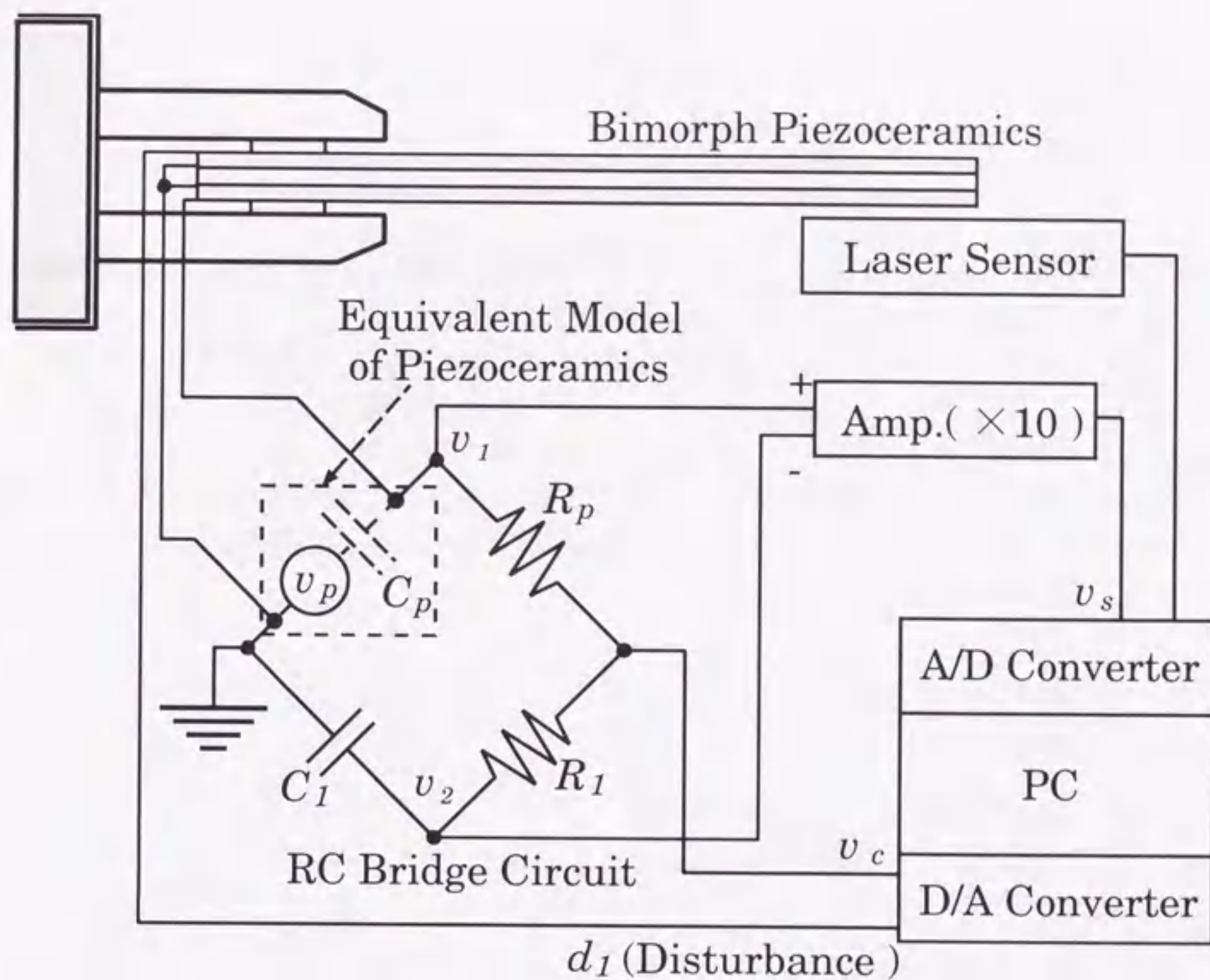


Fig. 2.20 Experimental system

2.5 実機試験

2.5.1 実験方法

本研究で対象とした実験システムの構成を図 2.20 に示す。

ここで用いた piezo セラミクスは富士セラミック製 C-201 である。制御を行う際には式 (2.1) の定数 K_{sn} および式 (2.4) の定数 K_a が大きい値をとった方が有利となるため、piezo の選定にあたってはその値を決定する等価圧電定数 d_{31} の大きい材料を選んだ。

実機試験においても 2 枚の piezo 素子のうち、一方の piezo を制御に用い、もう一方は外乱を与えるための加振用アクチュエータとして用いた。また、加振のための電圧波形は前章のシミュレーションの図 2.14 と同様、また速度フィードバックで用いるローパスフィルタ、フィードバックゲインもすべてシミュレーションと同じ仕様で行った。はりの先端の変位測定には、非接触レーザ変位センサ (キーエンス社製 VG-035 および VG-300) を使用した。

また、piezo のキャパシタンス C_p に対するロバスト性を検証するため、カタログ値を真

値である、つまり $C_1 R_1 = C_p R_p$ が実現されていると仮定し、そこから C_p が変動した状況を作為的に作りだして実験を行うことにした。ただしその変動を考慮する際、 C_p を直接 0.93 倍、1.07 倍に変化させることは極めて困難なので、(1) $C_1 R_1 = C_p R_p$ 、(2) $C_1 R_1 = 0.93 C_p R_p$ 、もしくは (3) $C_1 R_1 = 1.07 C_p R_p$ となるように、 R_p の値を (1) の場合に対して (2) では $1/0.93$ に、(3) では $1/1.07$ 倍となるように調整して実験を行った。

実機試験についても先端の変位 ($y(L)$)、センサ電圧 (v_s)、制御入力 (v_c) について結果を観測したが、シミュレーションと同様にまず制御によってどの程度の制振性能が得られるかを確かめるため、先端の変位について、無制御の場合と (a) コントローラ、(b) 速度フィードバックを用いて制御した場合の比較を図 2.21 に示す。つぎに、(a) コントローラと (b) 速度フィードバックを用いた場合について、 C_p が変動したときの性能の比較を行った結果を、先端のたわみについては図 2.22 とその減衰特性を示す拡大図を図 2.23 に、センサ電圧については図 2.24 に、制御電圧については図 2.25 に示す。

2.5.2 実機試験結果

●無制御時との比較 (実機試験)

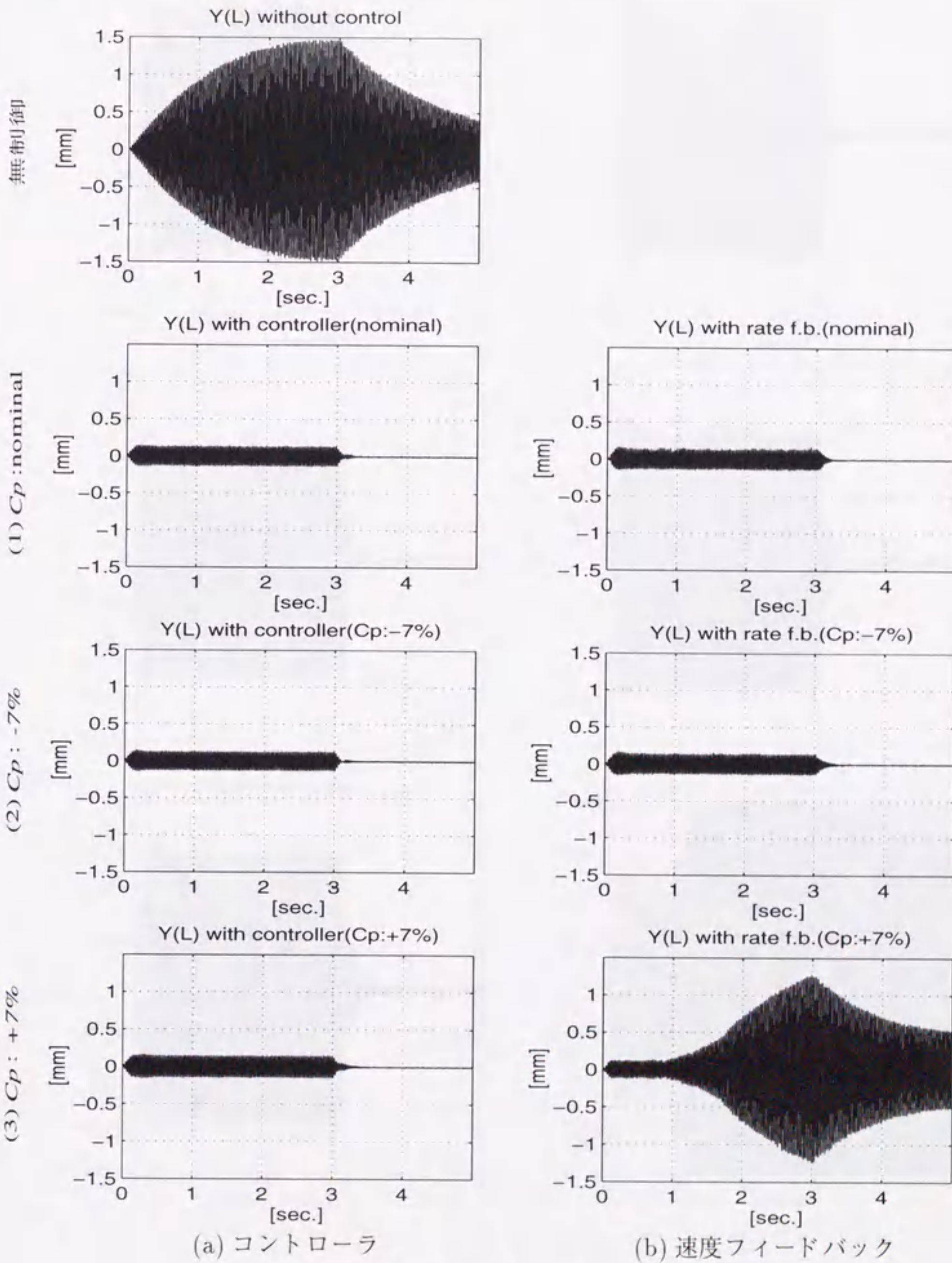


Fig. 2.21 Deflection at beam tip

●コントローラと速度フィードバックとの比較 (実機試験)

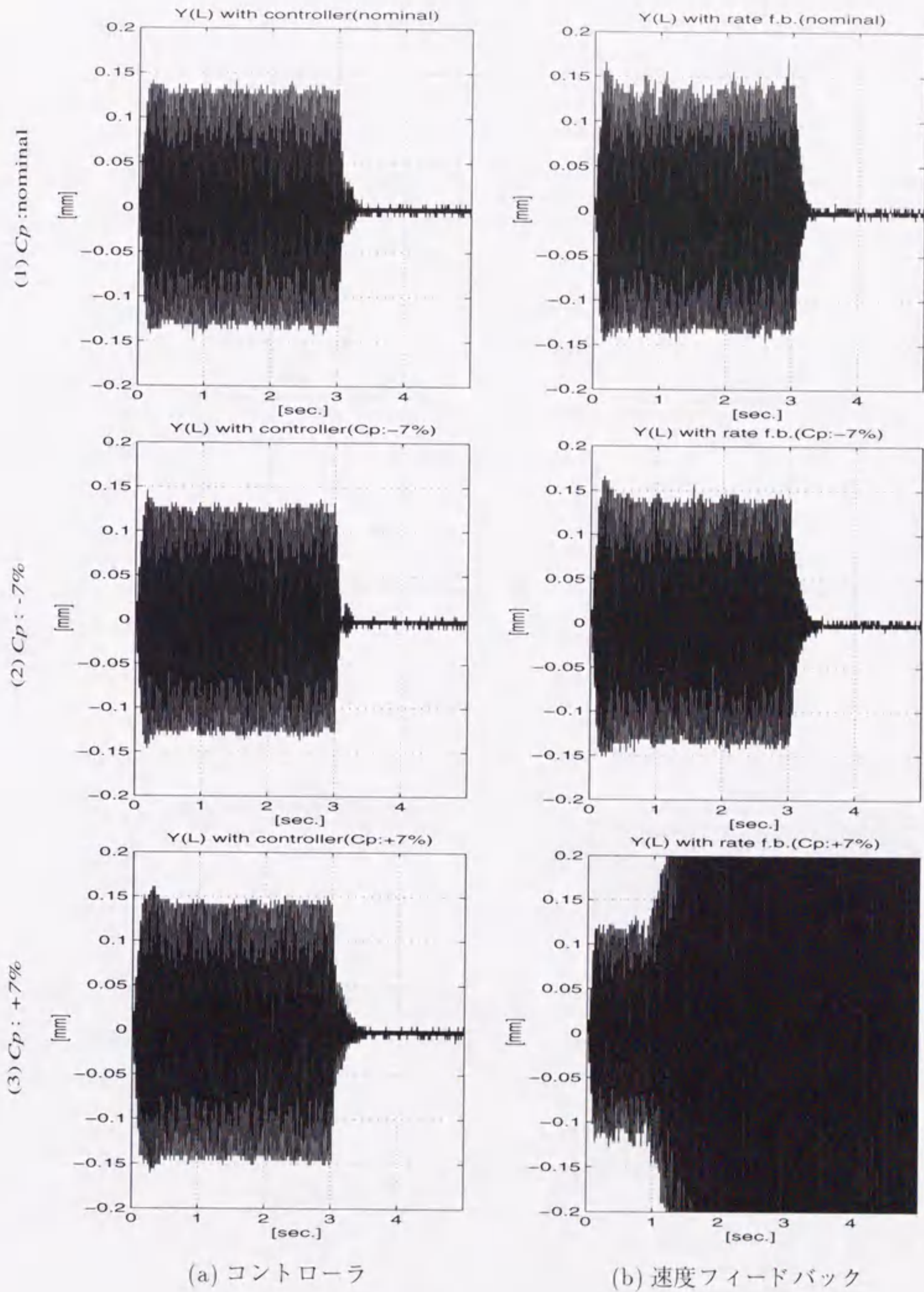


Fig. 2.22 Deflection at beam tip

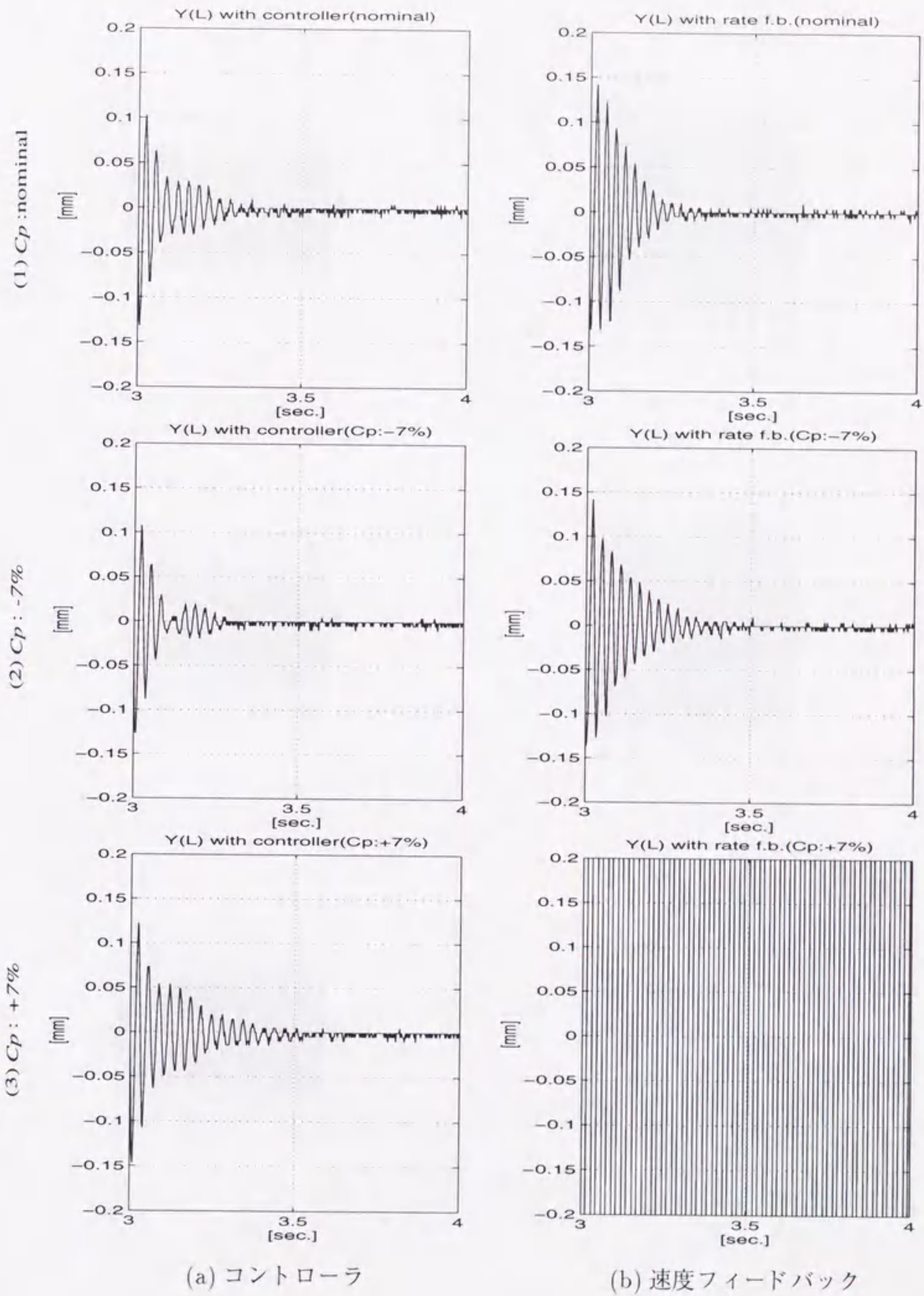


Fig. 2.23 Deflection at beam tip (zoom)

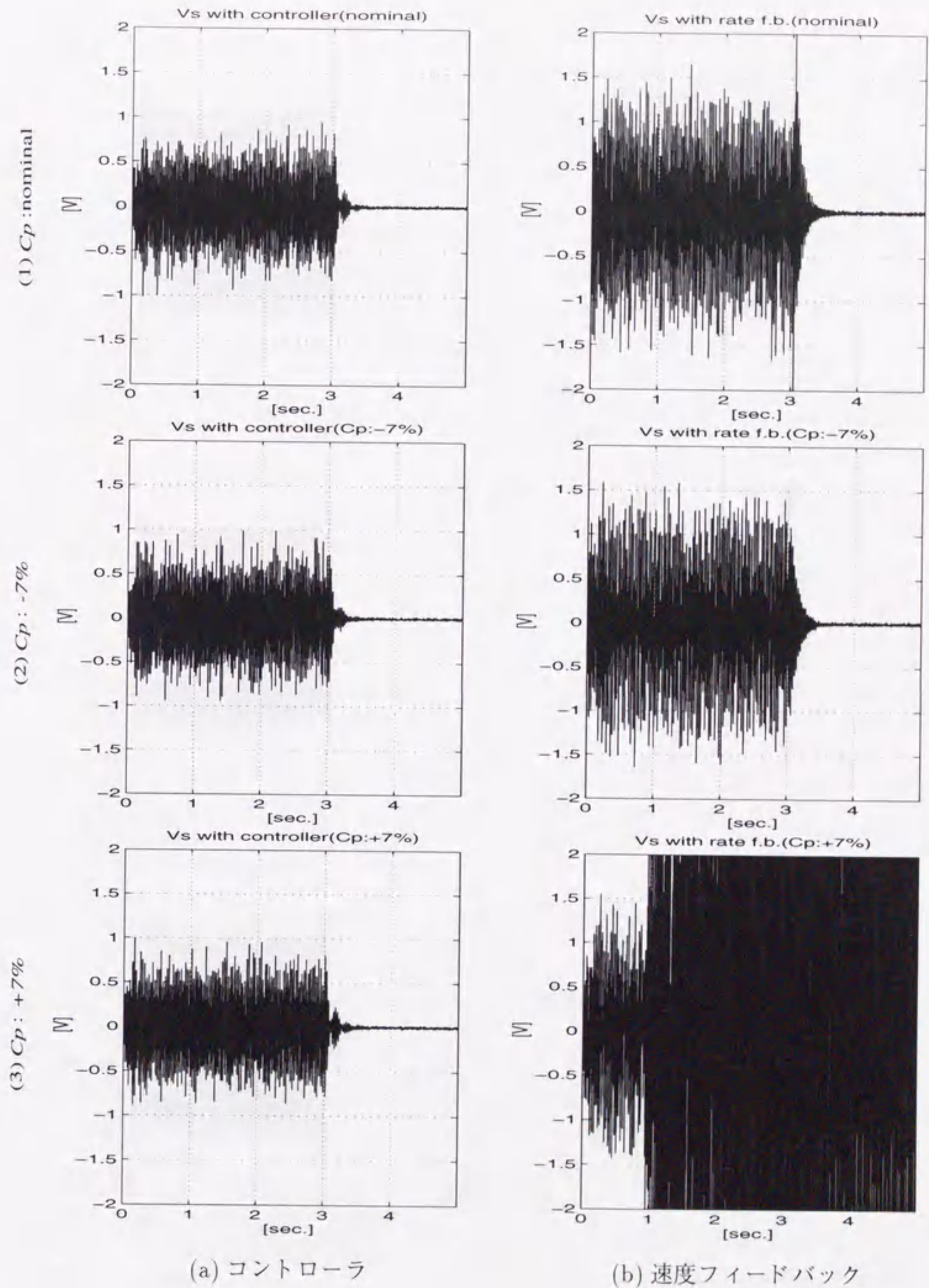


Fig. 2.24 Sensor voltage $v_s(t)$

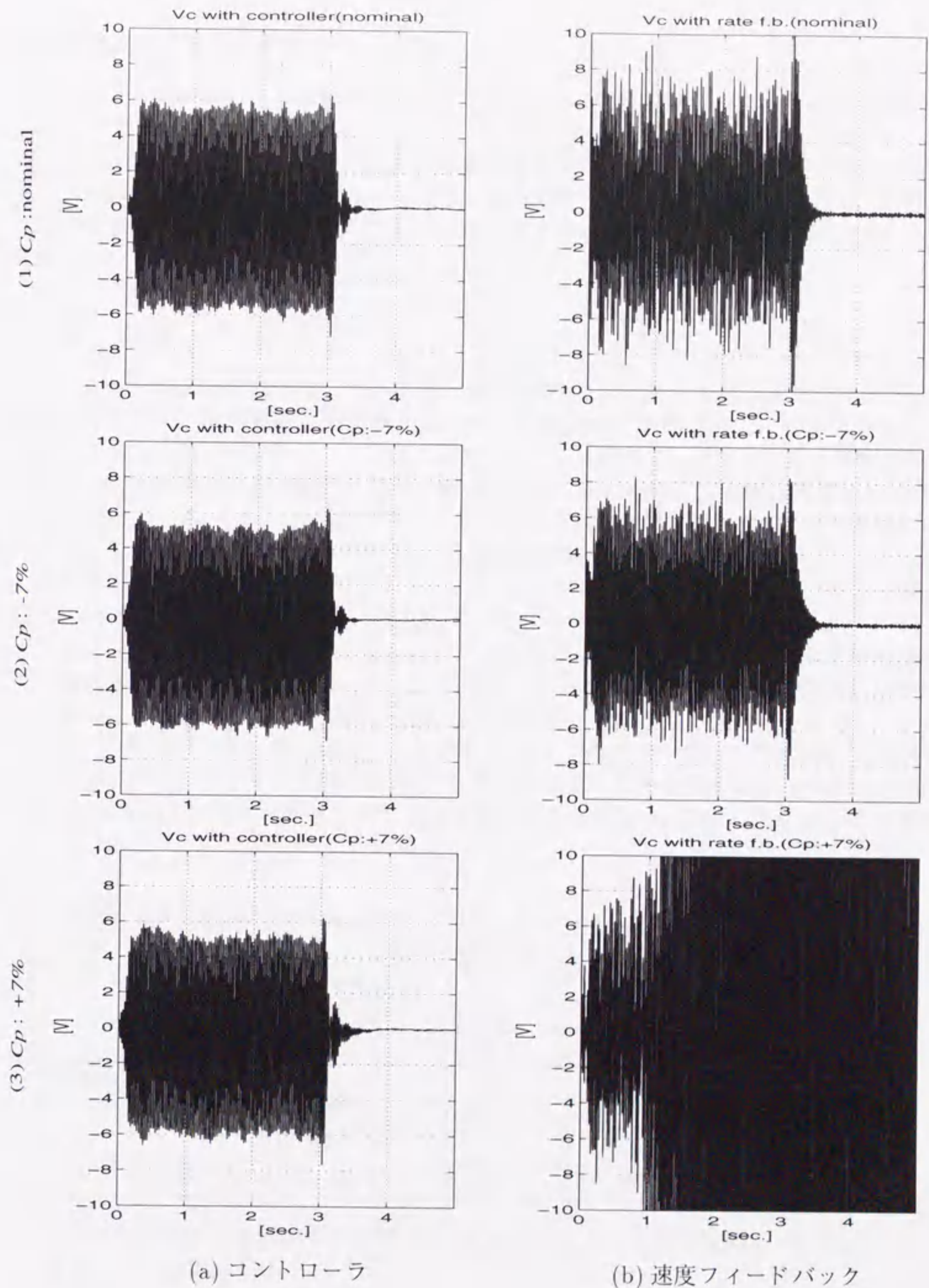


Fig. 2.25 Control voltage $v_c(t)$

実機試験結果の数値的検証

パフォーマンスに対する定量的な比較をを行うため、前節のシミュレーションと同様に、無制御の場合と (a) 設計したコントローラ、(b) 速度フィードバックによって制御を行った場合について、最大振幅、整定時間、対数減衰率を求めた。実機試験でも制御をかけた場合の自由減衰時にうなりが現れているため、対数減衰率については、シミュレーションの節で述べたのと同様に、加振をやめてから1個めと8個めのピークより算出した。結果を表2.4に示す。

2.5.3 考察

シミュレーションでは加振している時の定常振幅は (a) 設計したコントローラより (b) 速度フィードバックの場合の方が優れていたにも関わらず、実機試験では piezo のキャパシタンス C_p が (1) -7%, (2) ノミナル値の場合においては両者ではほぼ同様な振幅になっており、表2.4を見ると無制御時に比べて最大振幅が1/10程度に、また対数減衰率は10倍程度になっている。しかし (b) 速度フィードバックを用いた場合、(3) +7%では不安定になり発散してしまっていることがわかる。これは制御対象の不確かさとして、シミュレーションで考慮した C_p の変動に加えてシミュレーションではモデル化されていない動特性が存在し、その両方が系を不安定にする原因となっているからであると考えられる。

また、(b) 速度フィードバックの場合のセンサ電圧や制御入力を見ると、ノミナルの場合でも時刻3[s]付近で急激に大きくなっている傾向があり、piezo キャパシタンスにはばらつきがあることを考えると、他の材料を用いて実験を行うには不安が残ってしまう。

piezo のキャパシタンスにはばらつきがあるため、速度フィードバックにおいて今回用いたフィードバックゲインを用いることは、系が不安定になる危険があるため避けるべきであり、より小さいフィードバックゲインを選ばざるを得ない。よって C_p がノミナル値で

Table 2.4 Maximum amplitude, settling time and logarithmic damping ratio

Control method	$1/R_p$	Max. amplitude	Settling time ^{*1)}	Log. Damp.
(a) μ controller	(1) nominal	0.146	0.214	0.0434
	(2) -7%	0.146	0.086	0.0491
	(3) +7%	0.161	0.230	0.0407
(b) Rate feedback	(1) nominal	0.171	0.192	0.0434
	(2) -7%	0.166	0.250	0.0350
	(3) +7% ^{*2)}	-	-	-
No control	nominal	1.480	$\simeq 6.8$ ^{*3)}	0.0032

*1) 制時間時間は励振をやめてから振幅が $\pm 0.01\text{mm}$ に収まるまでの時間。

*2) 発散したため算出不能。

*3) 実験時間の制約上、実測値でなく減衰率からの計算値。

あっても今回の結果と同じような制振性能を得ることができなくなる。

一方,(a) 設計したコントローラは C_p の変動とその他の不確かさを考慮して設計を行ったため, シミュレーション結果よりは多少性能が劣化しているものの, ピエゾのキャパシタンス C_p の変動によって系が不安定になることはなく, また性能の劣化もあまり見られない。表 2.4 によると, ピエゾのキャパシタンス C_p が変動した場合でも, 無制御時と比べて最大振幅は 1/10 程度に, また対数減衰率は 10 倍以上になっており, 良好な制振効果が現れていることがわかる。この結果から, 設計したコントローラを用いることによって C_p の変動に対してロバストな制振性能が得らるということが確かめられた。また C_p がノミナルの場合にコントローラを用いると, 加振をやめた後の自由減衰時にうなりが発生しており, シミュレーションと類似した結果が得られていることもわかる。

2.6 結言

本章では,

- SSA の応用を試みる本論文の第一段階として, 序論で述べた P.2, P.3 の問題点に対する解決法, すなわち材料・構造を考慮することによって, そもそも SSA を実現することは可能であるかどうかを確認する.
- 可能であれば piezo 素子のキャパシタンスに対してノミナル値からのずれ考慮したロバスト制御が, P.1 の解決に有効であるかを確認する.

ことを目的として, 片持ちはり構造のバイモルフ型 piezo 素子を用いたスマート材料を対象に, これを SSA として機能させて制振制御を行うことを試みた.

実機試験の結果, d_{31} の大きい材料を用い, 構造を片持ち構造にすることによって, SSA を実現することは決して不可能ではなく, 従来の速度フィードバックにローパスフィルタを組み合わせたものを用いることによっても, 制振制御を行うこと自体は可能であることが確かめられた. しかし今まで報告がなされているとおり, 本研究中の実験結果においてもやはりブリッジ回路のパラメータに変動がある場合においては, 系が不安定となってしまったため, より高いパフォーマンスを求めてフィードバックゲインをある程度以上に設定することは危険であり, 現実的ではないということが確認された.

この問題点に対しては, 変動をあらかじめ見積もっておけば, その変動に対してはロバストパフォーマンスが保証されるという性質を持つ, μ 設計を用いてコントローラを設計することにより, ブリッジ回路のパラメータ変動に対してロバストで, かつ優れた制振性能を得られることが確かめられた.

ただ今回用いたような piezo セラミクスはヤング率の値が大きく堅いため, 軟らかくよく曲がる構造物に適用するにはもっと軟らかい piezo 素子を用いる必要があると考えられる. 候補として piezo フィルムがあげられるが, この素子は一般に d_{31} が小さいために制御には不利でありこの点については今後の課題である. ただ最近では piezo フィルムをセンサとして用いる例 [16]~[20] も見られることから, SSA として機能させて制振制御を行うこともできる考えられ, 実現が期待できる.

[16]~[18] においては, piezo 素子は SSA として用いられてはいないが, センサもしくはアクチュエータとして用いた piezo 素子を, はり全体に貼り付けるのではなく, モードに対応して形状を変化させることによって, 更なる性能の向上が目指されており, SSA を用いた場合にもこの考えを適用すれば, 同様に制振性能の向上が期待できる.

また, [16]~[22] では, 対象をはりではなく平板に拡張して制振制御が行われており, このような対象に SSA を応用することも, 今後の課題としてあげられる. またこれらの研究では, 振動の特定のモードを抽出して制振を行う方法が提案されており, この考えを用いることによっても性能を向上させることができると考えられる.

2.7 パラメータ

Table 2.5 Values of parameters

L	Length of beam	140	mm
b	Width of beam	20	mm
t_b	Thickness of shim	0.5	mm
t_p	Thickness of piezo	0.38	mm
C_p	Capacitance of piezo	85	nF
C_1	Capacitance of condenser	170	nF
R_p	Resistance	4.0	K Ω
R_1	Resistance	2.0	K Ω
E_b	Young's modulus of shim	1.1×10^5	N/mm ²
E_p	Young's modulus of piezo	7.9×10^4	N/mm ²
ρ_b	Density of shim	8.8×10^3	Kg/m ³
ρ_p	Density of piezo	7.8×10^3	Kg/m ³
d_{31}	Equivalent piezoelectric const.	1.5×10^{-10}	m/V
ϵ_{33}	Relative permittivity	1.6×10^3	
C	Damping coef.	2.6×10^{-5}	

第3章

仮想ブリッジ回路に基づくSSAを用いたはりの軌跡制御

3.1 緒言

本章では対象物そのものは前章で制振制御に用いたものと同様に、片持ち構造のバイモルフ型 piezo 素子とし、ここではそれをグリッパとして使用し、その先端位置を望みの軌跡に追従させる制御を試みる。

前述の問題点に対しての解決指針としては、P.2 および P.3 については前章と同様にこれらの影響が軽微となるような材料および構造を選ぶことにした。次に P.1 に対して、前章の制振制御の際には、制御対象のパラメータ変動に対して制御性能のロバスト性を補償する μ 設計理論に基づいて制御系を設計することにより解決を試みたが、本章ではそれとは異なった立場で、すなわちブリッジ回路のバランスの崩れを許容するのではなく、これを拒絶するという立場で取り組むこととする。その方法としては、ブリッジ回路を完全に構成せず、仮想ブリッジ回路と呼ばれるひずみ検出用回路を用いてセンサ電圧を抽出する手法を提案することにより、これらの問題点を解決することを試みる。具体的には、

- キャパシタンスの値について、カタログのノミナル値をそのまま用いるのではなく、提案する手法においてキャパシタンスに相当する値を同定する。
- ブリッジ回路におけるキャパシタの調整を計算機内でのゲインの調整に置き換えることにより、ハードウェア・チューニングの困難さをソフトウェア・チューニングの容易さに転化する。

といった対策を講じることによってブリッジ回路の不確かさを排除する。

本章の構成は以下のとおりである。

- 3.2 節「基本要素の特性」では、片持ちはり、piezo 素子、ブリッジ回路の特性について、前章で導いたものと異なる点を中心に説明する。

- 3.3 節「制御系設計」では、仮想ブリッジ回路を用いて、はりの先端変位を検出する手法を提案し、その検出のしくみを説明する。その後その方法を用いて変位センサを用いることなく制御を行うための定式化をし、コントローラ設計を行う。またその手法を用いて制御を行うために必要な、ゲインパラメータの推定法についてもここで述べる。
- 3.4 節「実機試験」では、前節で導出した方法の有効性、およびゲインパラメータの妥当性を検証するため、はりの先端の変位を数種類の目標軌道に追従させる実機試験を行う。ここではそこで用いられる装置についての説明、実験の結果とそれに対する考察を記す。
- 3.5 節「結言」は本章についてのまとめである。

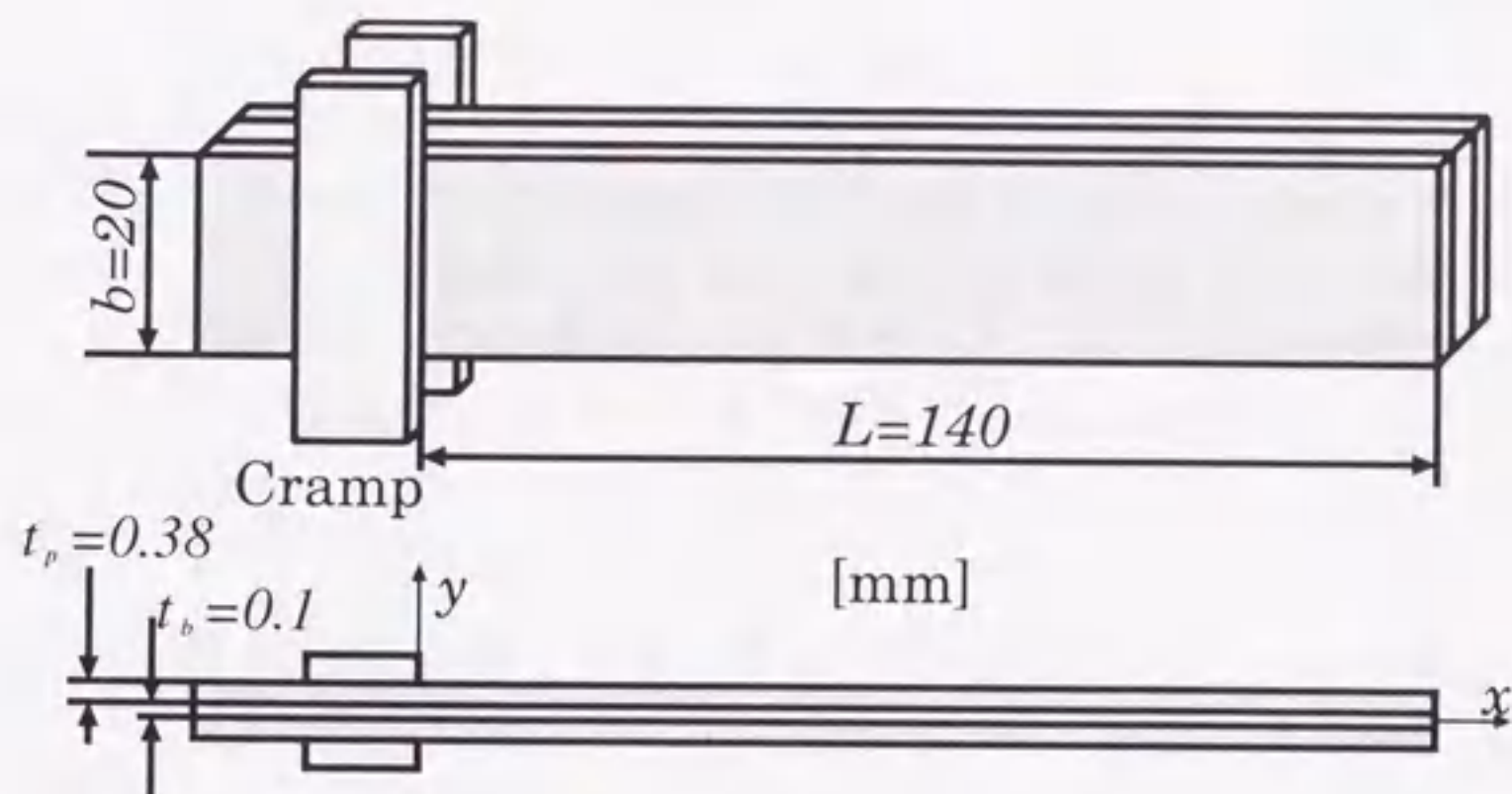


Fig. 3.1 Cantilever beam

3.2 基本要素の特性

3.2.1 片持ちはり

本章で扱う片持ちはりは、構造的には2.2.1節で説明したものと同一であるが、図3.1に示すように中心材の厚さは $t_b = 0.1$ [mm]である。このはりが y 軸方向に振動するときの運動方程式は前章2.2.3節で導出したように、 i 次モードのモード関数 $\phi_i(x)$ を用いて、

$$y(x, t) = \sum_{i=1}^n \phi_i(x) q_i(t) \quad (3.1)$$

$$\ddot{q}_i(t) + C\omega_i^2 \dot{q}_i(t) + \omega_i^2 q_i(t) = \phi_i'(L) M(t) \quad (3.2)$$

のように2次振動系の和として表される。ただし、 ω_i は i 次モード共振角周波数、 M ははりに加わる分布曲げモーメントを表す。しかるに本研究では、振動の影響が無視できるような1次モード共振周波数よりも低周波の軌道に対する追従制御を考えるため、このような周波数帯域でのはりのモデルとしては、単純に与えた曲げモーメントに比例した変位があらわれるものとみなし、モーメント M から先端のたわみまでの伝達特性は、

$$y(L, t) = G_{BEAM} M(t) = \frac{\phi_1(L)}{\omega_1^2} \phi_1'(L) M(t) \quad (3.3)$$

で表されるものとする。

3.2.2 ピエゾ素子の物理特性

電氣的等価回路やセンサ方程式、アクチュエータ方程式といった piezo 素子の特性は前章2.2.2節の議論がそのまま成立する。ただし、前章では2枚の piezo 素子のうち1枚をセ

セルフセンシング・アクチュエータとして制御に用い、もう1枚を振動を引き起こす外乱アクチュエータとして用いていたのに対し、本章ではそのような外乱アクチュエータを必要としないため、2枚のピエゾ素子を並列につなぎ、両者ともにセルフセンシング・アクチュエータとして制御に用いる。よって今後現れる C_p は図 3.1 のピエゾ素子 2 枚を並列に接続したときの値であり、1 枚での値の 2 倍となるためセンサ電圧も 2 倍となる。またアクチュエータとして発生するモーメントも同様に 2 倍となる。このような変更点を考慮にいれ、本章におけるセンサ方程式、アクチュエータ方程式は以下のものを用いる。

センサ方程式

ピエゾ素子の圧電効果を定式化したものがセンサ方程式である。ピエゾ素子がひずむことによって内部に発生する電圧 $v_p(t)$ は図 3.1 のはりにひずみを加えた時の先端のたわみ角 $\theta(L, t)$ に比例し、

$$v_p(t) = K_s \theta(L, t) \quad (3.4)$$

$$K_s = E_p d_{31} b (t_p + t_b) / 2C_p : \text{定数} \quad (3.5)$$

のように表されるが [11]、本研究では振動の 1 次モード未満の周波数帯域での制御を考えているため、はりの先端のみに注目すれば、たわみ角はたわみに比例していると考えてよい。したがって発生電圧 $v_p(t)$ は、

$$v_p(t) = K_{sy} y(L, t), \quad K_{sy} : \text{定数} \quad (3.6)$$

のようにはりの先端の変位と比例関係にあるものと考えることができる。

アクチュエータ方程式

逆圧電効果を定式化したものがアクチュエータ方程式である。ピエゾ素子に電圧 $v_a(t)$ を印加すると、一様分布曲げモーメント $M(t)$ が発生し、はりがたわむ。図 3.1 のようにピエゾ素子を 2 枚 1 組で用いる場合、両者の関係は (3.7) 式のようになる。

$$M(t) = K_a v_a(t) \quad (3.7)$$

$$K_a = b d_{31} E_p (t_p + t_b) : \text{定数} \quad (3.8)$$

CCブリッジ回路

ブリッジ回路には、前章で述べたようなひずみ速度を検出する“RCブリッジ回路”と、ひずみを検出する“CCブリッジ回路”があり、前章の振動制御では前者を用いた。しかしながら、軌跡制御においてはひずみ速度信号よりもむしろひずみ信号自体が必要になるため、本研究では CCブリッジ回路を採用する。図 3.2 のようにピエゾ素子とコンデンサからなるブリッジ回路を構成すると、電圧 $v_1(t)$ 、 $v_2(t)$ は次のようになる。

$$v_1 = \frac{C_p}{C_p + C_2} (v_p + v_c) \quad (3.9)$$

$$v_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} v_c \quad (3.10)$$

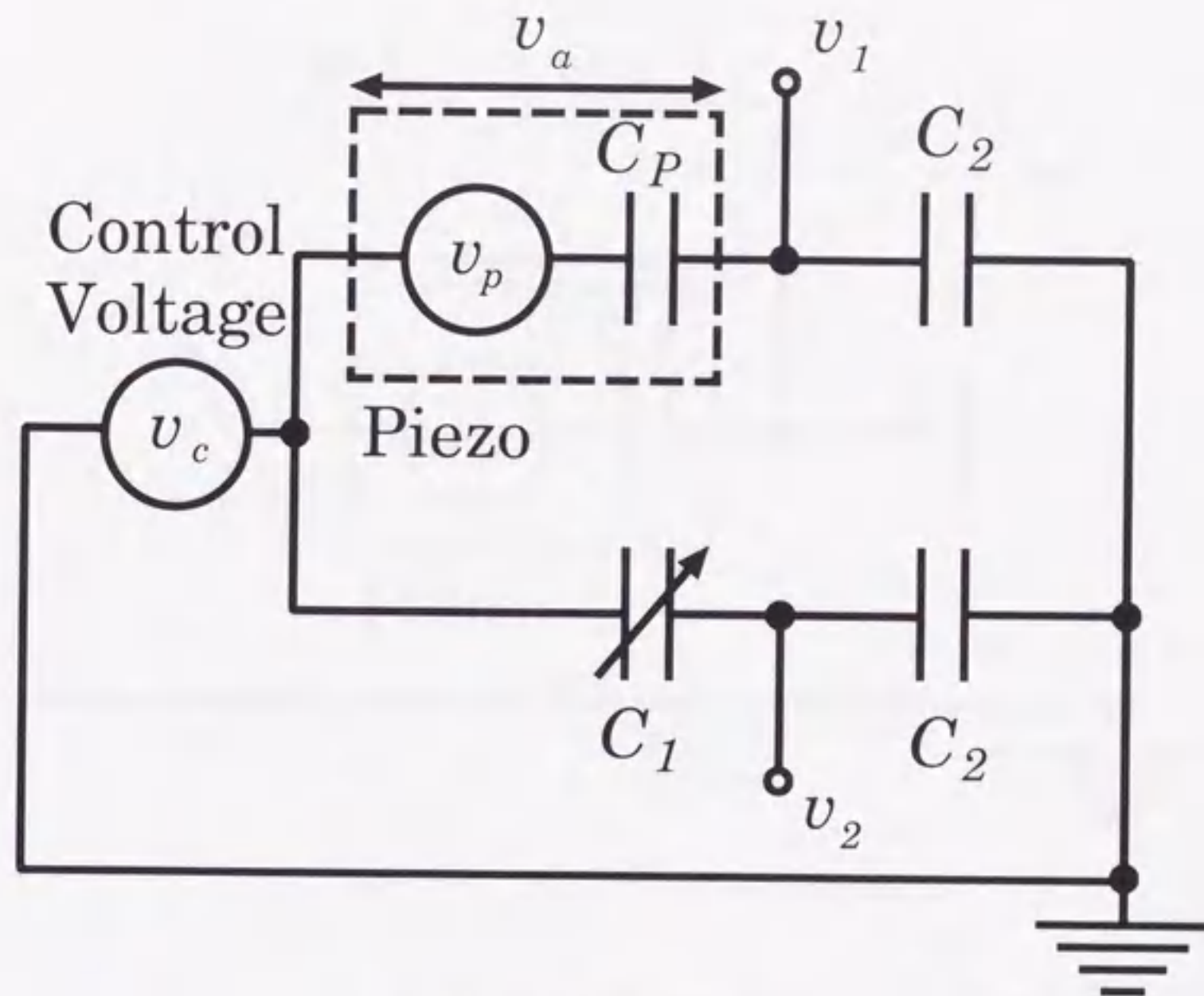


Fig. 3.2 CC bridge circuit

センサ電圧を $v_s(t) \triangleq v_1(t) - v_2(t)$ と定義し, $C_1 = C_p$ となるようにブリッジ回路のバランスをとると,

$$v_s = \frac{C_p}{C_p + C_2} v_p \quad (3.11)$$

のように $v_c(t)$ の影響を取り除き, はりの変位に比例する量 $v_p(t)$ のみを取り出すことができる.

しかるに, CCブリッジ回路ではブリッジ回路のバランスをとるために外付けのキャパシタ C_1 の値を調整する必要があるが, RCブリッジ回路が可変抵抗によって容易に調整できるのに比べて, キャパシタンスを可変にすることは実装上困難である. このことは, ただでさえ piezo素子の等価キャパシタンスの不確かさによって困難となっているブリッジ回路のバランスをさらにいっそう困難なものにする. そこで, 図3.2のブリッジ回路を完全に構成せずに, すなわち煩雑なハードウェア・チューニングを排除してセンサ電圧を抽出する方法を次節に提案する.

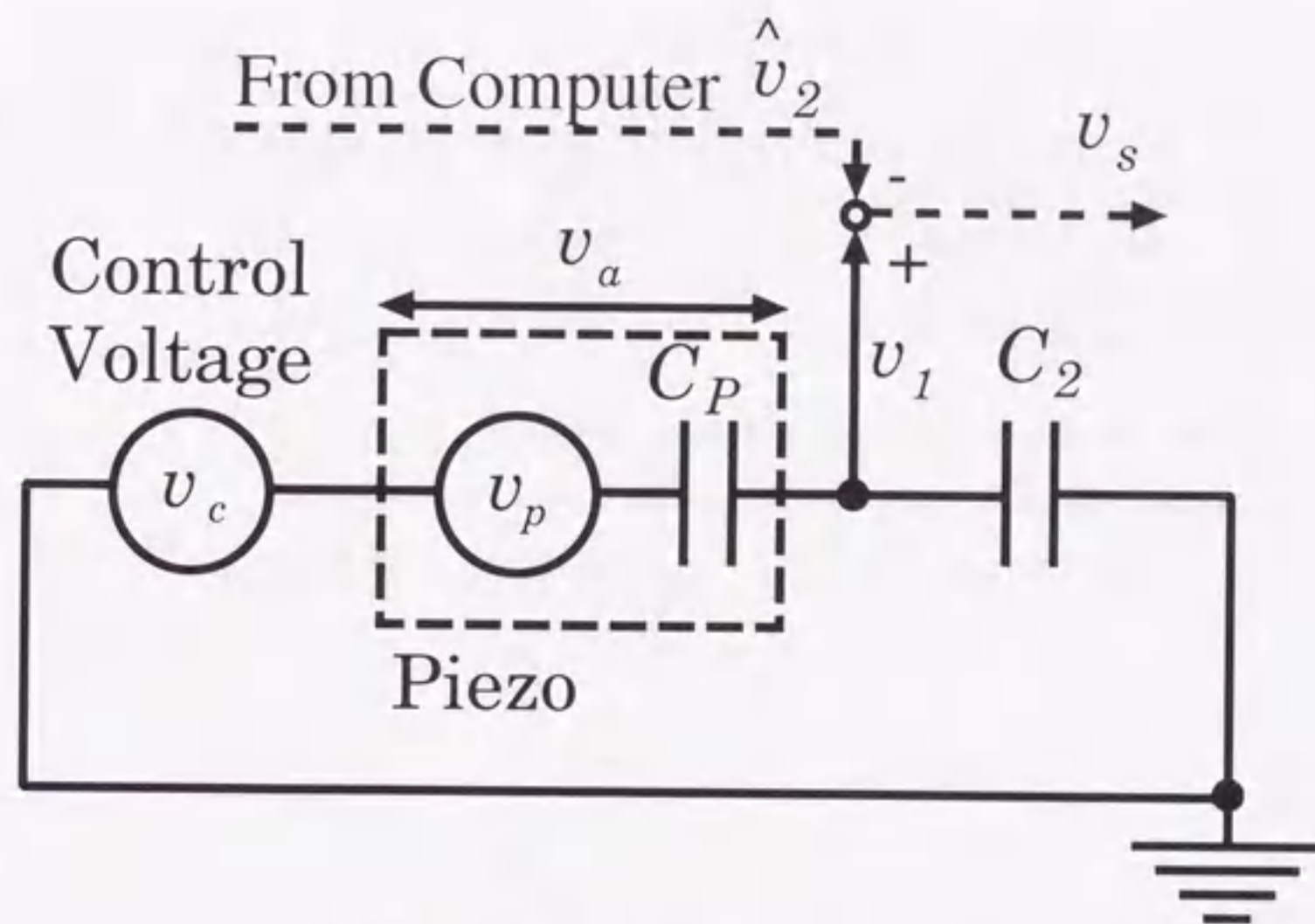


Fig. 3.3 Virtual bridge circuit

3.3 制御系設計

3.3.1 提案する変位検出回路

図 3.2 のブリッジ回路において、センサ電圧 $v_s \triangleq v_1 - v_2$ を構成する電圧のうち、 v_2 は Piezo 素子の変位に関する信号 v_p にかかわらず、制御電圧 v_c のみによって決定されることに着目する。 v_c は制御者が能動的に与えることのできる電圧であるから、 v_2 はブリッジバランスをとるために $C_1 = C_p$ とおく C_1 の値さえ確定できれば、電圧を直接測定することなく、計算によって求めることができる。ゆえに変位検出回路として、ブリッジ回路の下半分を省略した図 3.3 の仮想ブリッジ回路を提案する。なお、この回路を用いることにより、制御電流は全て Piezo 素子を流れるため、緒言の末尾で述べた分流による効率の低下は解消される。

3.3.2 制御の概要

以下の議論において式中のパラメータを扱いやすくするため、電圧 v_1 , v_2 に関する式 (3.9), (3.10) を次のように表現し直す。

$$\begin{aligned} v_1 &= \frac{C_p}{C_p + C_2}(v_p + v_c) \\ &= K_2(v_p + v_c), \end{aligned} \tag{3.12}$$

$$K_2 \triangleq \frac{C_p}{C_p + C_2} \tag{3.13}$$

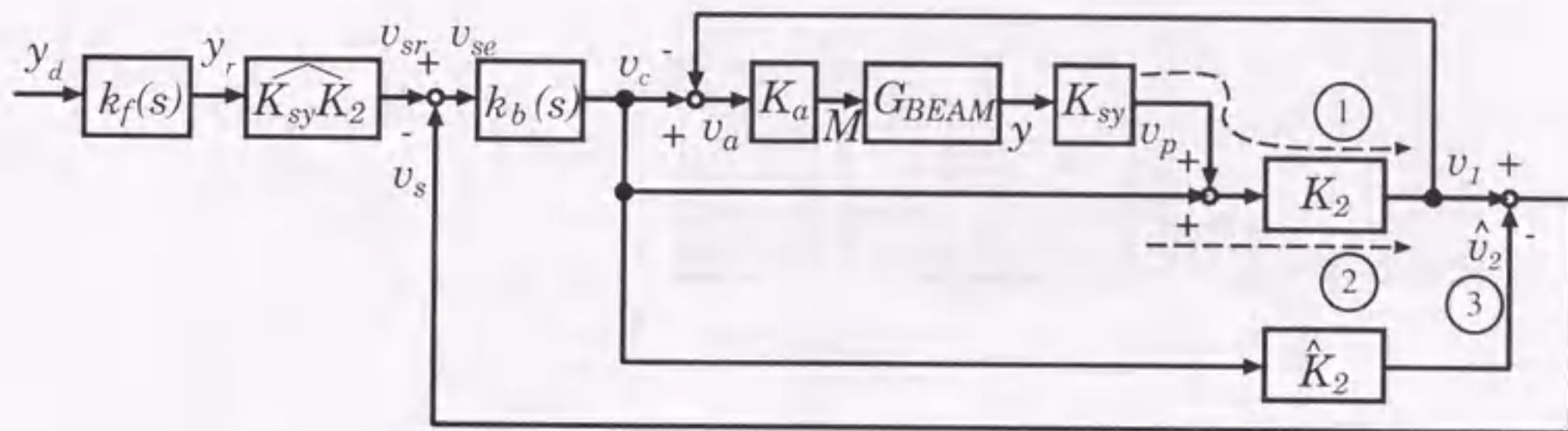


Fig. 3.4 Block diagram for tracking control

$$\begin{aligned} \hat{v}_2 &= \frac{C_1}{C_1 + C_2} v_c = \frac{\hat{C}_p}{\hat{C}_p + C_2} v_c \\ &= \hat{K}_2 v_c \end{aligned} \quad (3.14)$$

ここで、 \hat{C}_p はピエゾ素子のキャパシタンス C_p の推定値であり、また \hat{v}_2 は回路上で実測したものではなく、計算機内で計算によって求めるという意味で $(\hat{\cdot})$ を用いている。実際には、 \hat{v}_2 はピエゾ素子のキャパシタンスの推定値ではなく、ゲイン K_2 の推定値 \hat{K}_2 を用いて計算される。もし $\hat{K}_2 = K_2$ となるような正しい推定値が得られれば、

$$\begin{aligned} v_s &\triangleq v_1 - \hat{v}_2 \\ &= K_2 v_p \end{aligned} \quad (3.15)$$

となり、はりの変位信号のみを取り出すことができる。

上述の思想に基づいて設計した制御系のブロック線図を図3.4に示す。ブロック線図上の電圧 v_1 ははりの変位信号 v_p による項 (①) および制御電圧 v_c の直達項 (②) から構成されている (3.12)。そのうちの②に相当する成分を計算機内で算出して \hat{v}_2 とし (③)、実測した v_1 から引くことによって変位に比例する信号のみをセンサ電圧 v_s として取り出している (3.15)。図中の信号 y_d , y_r , v_{sr} はそれぞれ目標軌道、フィードフォワード・コントローラの実出力およびそれに対応するセンサ電圧の目標値を、ブロック G_{BEAM} , $k_b(s)$, $k_f(s)$ はそれぞれはりの伝達特性 (ここでは単なるゲインとみなしている)、設計すべきフィードバックおよびフィードフォワード・コントローラを示す。また、 $\widehat{K_{sy}K_2}$ は、センサ電圧 v_s と変位 y との間の比例定数 $K_{sy}K_2$ の推定値であるが、 y_r からセンサ電圧の目標値 v_{sr} を計算するのに必要なため、 K_2 の推定値 \hat{K}_2 と併せて推定する必要がある。

この手法を用いることにより、従来の図3.2におけるキャパシタ C_1 のハードウェア・チューニングが、計算機内のゲイン \hat{K}_2 の調整に簡略化され、緒言で述べたブリッジ回路のバランスの崩れの原因のうちの P.1-(b) を解消することができる。残った問題は P.1-(a) の、 \hat{v}_2 の計算に必要なピエゾ素子の等価キャパシタに関するゲイン \hat{K}_2 を正確に得ることであり、次節にその推定法を述べる。

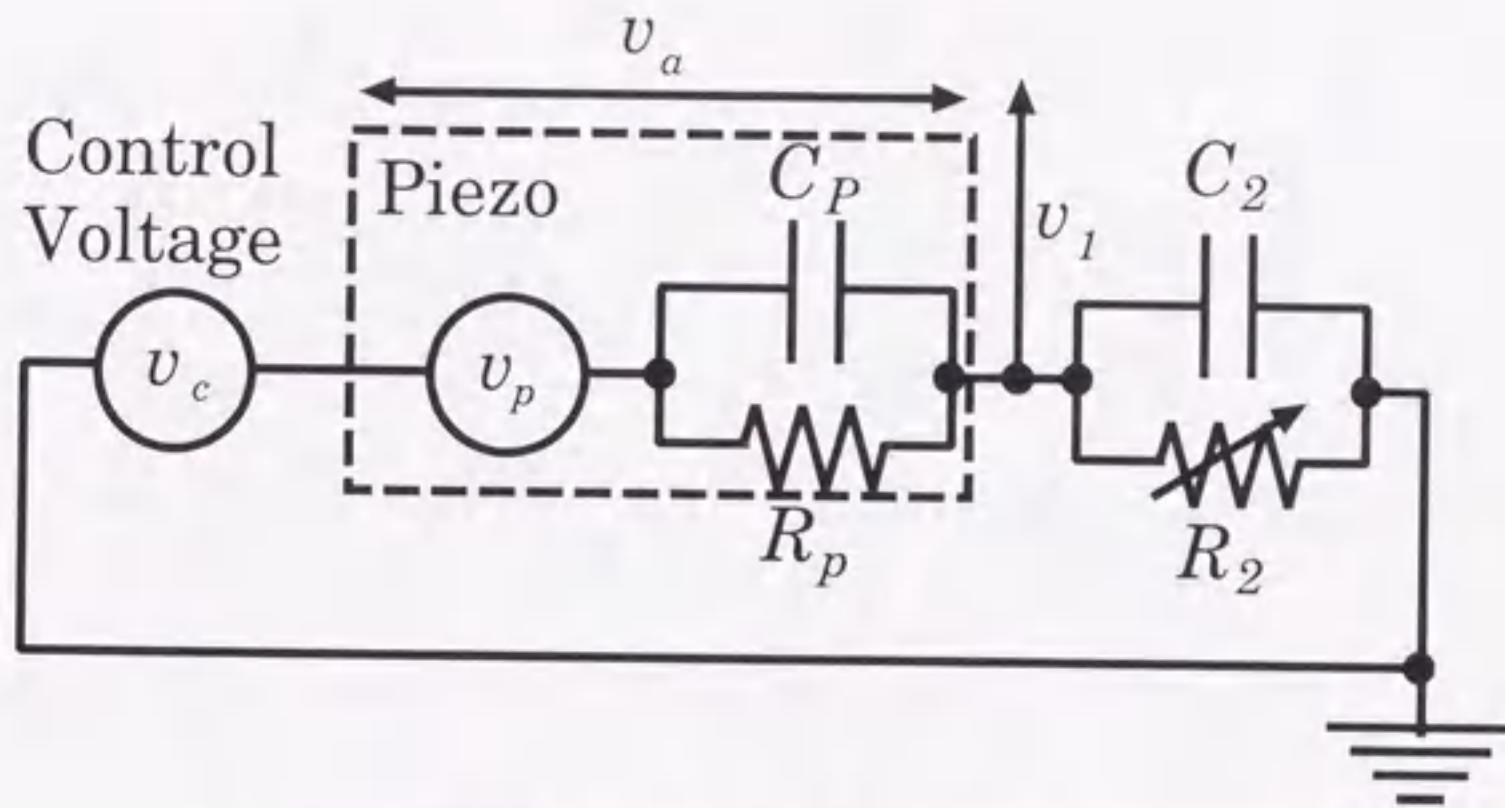


Fig. 3.5 Circuit for strain sensing(Modified)

3.3.3 ゲインパラメータの推定

パラメータ推定はオンラインではなく、事前に行う。その際には制御は行わず、図 3.4 で示されるブロック線図の網かけ部分のみを用い、入手可能な信号である制御電圧 v_c 、観測電圧 v_1 、はりの変位 y を用いて、推定パラメータ K_2 の推定値 \hat{K}_2 、 $K_{sy}K_2$ の推定値 $\widehat{K_{sy}K_2}$ を求める。なお、パラメータ推定の際には、はりの変位とセンサ電圧を関係づけるために、はりの変位を変位センサにより測定することになるが、実際の制御においては、SSA の立場から変位を測定してフィードバックすることはないということに注意されたい。

ブロック線図より、 v_a から y 、および v_c から y までの伝達特性、つまり

$$y = G_{yv_a} v_a \quad (3.16)$$

$$y = G_{yv_c} v_c \quad (3.17)$$

における G_{yv_a} 、 G_{yv_c} を計算すると、

$$G_{yv_a} = K_a G_{BEAM} \quad (3.18)$$

$$G_{yv_c} = \frac{K_a G_{BEAM} (1 - K_2)}{1 + K_a G_{BEAM} K_{sy} K_2} \quad (3.19)$$

となり、これらはいずれも定数となる。また、特に v_c として制御電圧をかけない、すなわち $v_c = 0$ の場合には、経路②に信号が流れないため、

$$v_1 = K_{sy} K_2 y \quad (3.20)$$

が成立する。これらの関係を用いて、次のように推定を行う。

- STEP.1: $v_c = 0$ とし、はりが共振しないような低周波で外部から力を加える。このとき観測した v_1 と y を用い、(3.20) 式に基づいて $K_{sy} K_2$ の推定値 $\widehat{K_{sy} K_2}$ を最小二乗法により求める。

- STEP.2: はりが共振しないような周波数の正弦波電圧を v_c として入力する. このとき, 観測した v_a と y および v_c と y を用い, それぞれ (3.16), (3.17) 式に基づいて \widehat{G}_{yva} , \widehat{G}_{yvc} を最小二乗法によって求める.
- STEP.3: (3.19) 式は

$$K_2 = 1 - G_{yvc} \left(\frac{1}{G_{yva}} + K_{sy} K_2 \right) \quad (3.21)$$

のように変形できるため, 右辺の G_{yvc} , G_{yva} および $K_{sy} K_2$ に STEP.1,2 で求めたそれぞれの推定値を代入して, K_2 の推定値 \widehat{K}_2 を得る.

本研究で用いた実機においては, 以下の推定値を得た.

$$\begin{aligned} \widehat{K}_2 &= 0.0721 \\ \widehat{K_{sy} K_2} &= 0.3834 \end{aligned}$$

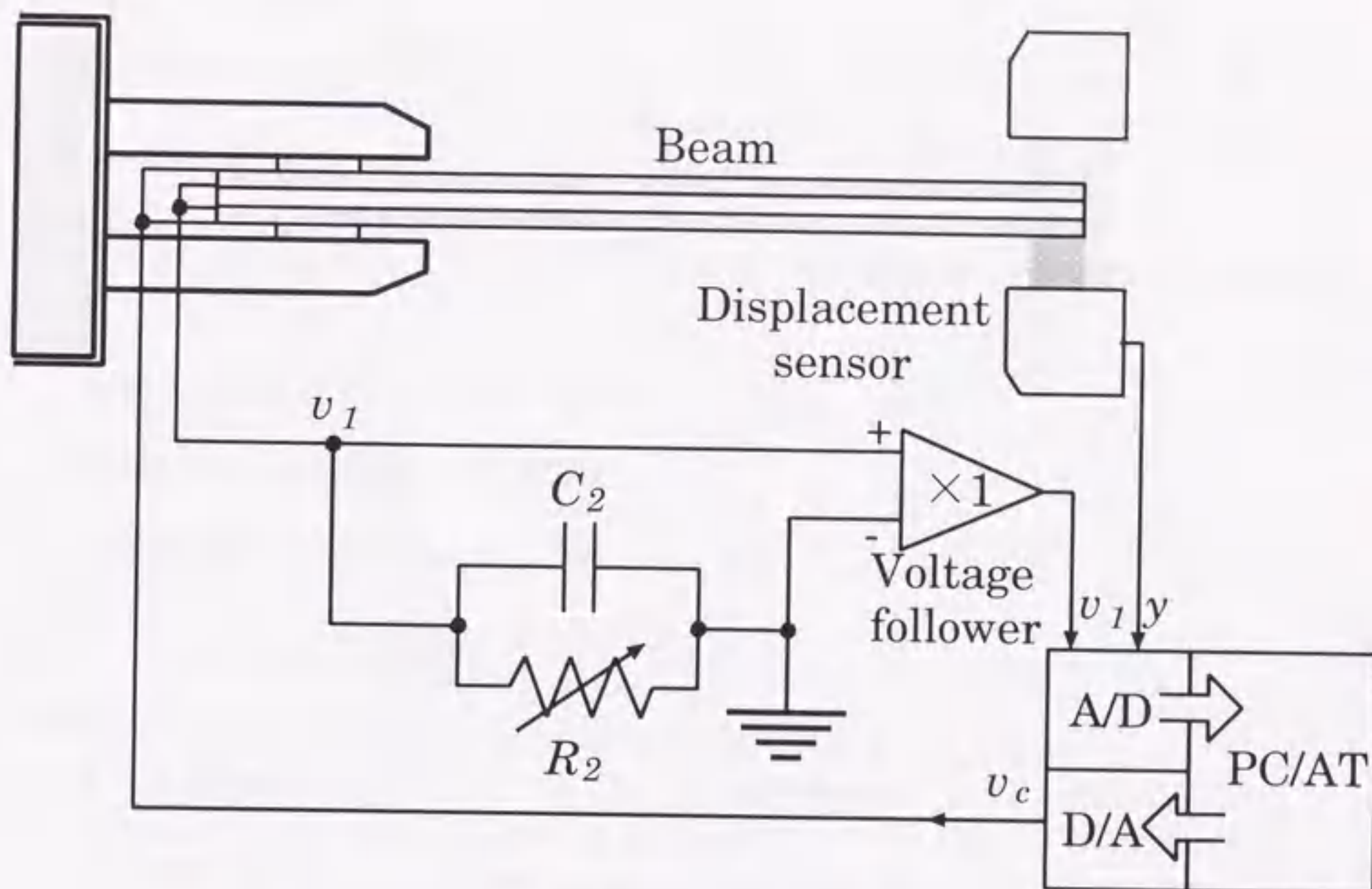


Fig. 3.6 Experimental system

3.4 実機試験

3.4.1 変位検出回路の補正

超低周波領域において piezo 素子の電気的等価回路は抵抗成分が顕著となるため、単純に等価キャパシタンスで代表させることは困難であり、抵抗成分を無視することによって制御性能に悪影響をおよぼすと考えられる。一般に piezo 素子の抵抗成分 R_p は数百 $[M\Omega]$ 程度と非常に大きいため、かなり低周波の領域までこの影響が無視でき、3.2.2 節の議論がそのまま成立するものと考えられるが、非常に低い周波数領域を含む信号を扱う場合には、piezo 素子の等価抵抗成分に対応して変位検出回路の補正を行う必要がある。そこで、実機試験においてはこの点を考慮して、変位検出回路を図 3.5 のように変更した。このとき、

$$C_2 R_2 = C_p R_p \quad (3.22)$$

を満たせば、直流信号に対しても 3.2.2 節の議論がそのまま適用できることになる。したがって以降の議論では、変位検出回路は変更されているものの、電圧 v_1 についての関係式は式 (3.9) が利用できるものとする。ところで、式 (3.22) を成立させるためには C_p , R_p の値が既知である必要があるように思われるが、回路の v_c に一定電圧を加えたとき、はりの振動が収まった状態で v_1 が一定になるように、可変抵抗 R_2 を調整すれば (3.22) 式を満たしていることになるので、実際にはこれらの値が未知でも補正が可能であることに注意されたい。

3.4.2 実験方法

実験システムの構成を図 3.6 に示す. 図中の Voltage follower は入力インピーダンスの大きなバッファであり, 計測装置が回路の動作に影響を与えないようにしている. なお, 非接触レーザ変位センサ (キーエンス社製 VG-035, VG-300) によって測定したはりの先端の変位は, 前述のように制御性能の評価のみに用い, 制御には用いない. 軌跡追従の目標軌道としては次の 3 種類を考え, それらに追従させるようなコントローラを設計して実機試験を行った.

1. 振幅 0.08[mm]・周期 5[s] の方形波
2. 振幅 0.08[mm]・周期 2[s] の正弦波
3. 振幅 0.08[mm]・周期 2[s] の三角波

3.4.3 コントローラ

本研究の主眼は, 提案する変位検出法の有効性を確認することにあるので, コントローラ自体は構造が簡単なものを用いることとし, 限界感度法に基づく PID コントローラをフィードバック・コントローラ $k_b(s)$ として採用した. ただし, はりの伝達特性をゲインのみとした影響や高周波ノイズを防ぐために, ローパスフィルタを挿入した. また, 過渡状態の追従特性を向上させるために, フィードフォワード・コントローラ $k_f(s)$ を付加した. フィードバック・コントローラの伝達関数を以下に示す.

$$k_b(s) = 60 \left(1 + \frac{1}{0.0262s} + 0.006545s \right) \times \frac{(10\pi)^2}{s^2 + 10\sqrt{2}\pi s + (10\pi)^2} \quad (3.23)$$

次に, この $k_b(s)$ を用いた場合の実機のステップ応答をもとに, 閉ループ系の目標軌道 y_d から実際の軌道 y までの伝達特性がモデル $M(s) = 20/(s+20)$ と一致するように, フィードフォワード・コントローラを

$$k_f(s) = \frac{s^2 + 12s + 27}{13.5s + 27} \frac{20}{s + 20} \quad (3.24)$$

と定めた. 実装にあたっては, これらのコントローラをサンプリング周期 5[ms] で離散化して用いた.

3.4.4 実験結果

実験結果を目標軌道が方形波, 三角波, 正弦波の順に図 3.7~3.9 に示す. それぞれ 4 つのグラフは, はりの実際の変位 y (実線) と理想応答であるモデル出力 (破線), 測定電圧 v_1 , 実際の変位と理想応答との位置偏差, 制御電圧 v_c を表す. 実際の変位及び偏差を示すグラフ

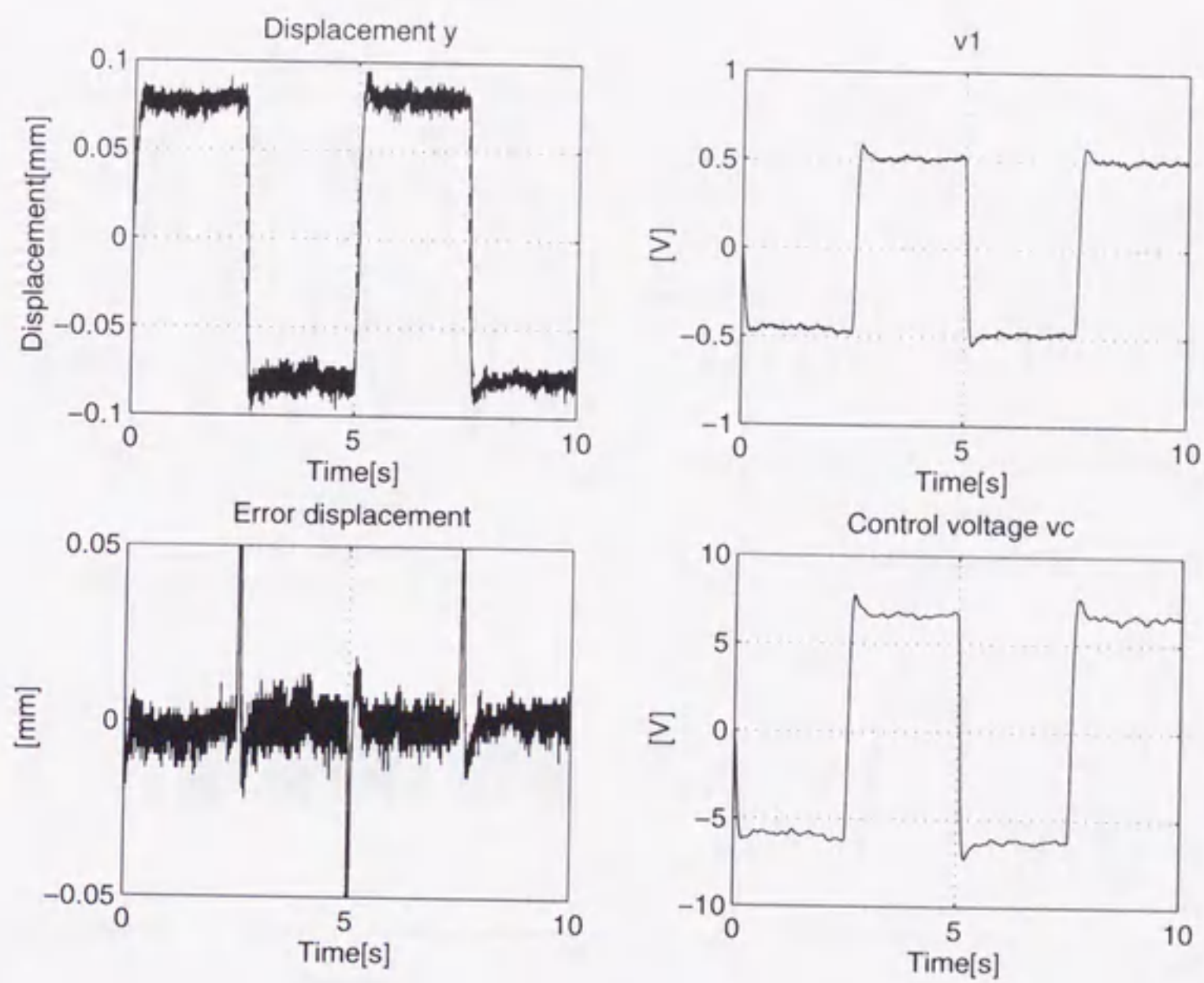


Fig. 3.7 Rectangular trajectory

中のスパイク状のノイズはセンサの影響によるものであり、それを除くといずれの場合も実際の変位が目標軌道によく一致しており、提案する変位検出法によって良好な軌跡追従制御が達成できることがわかる。

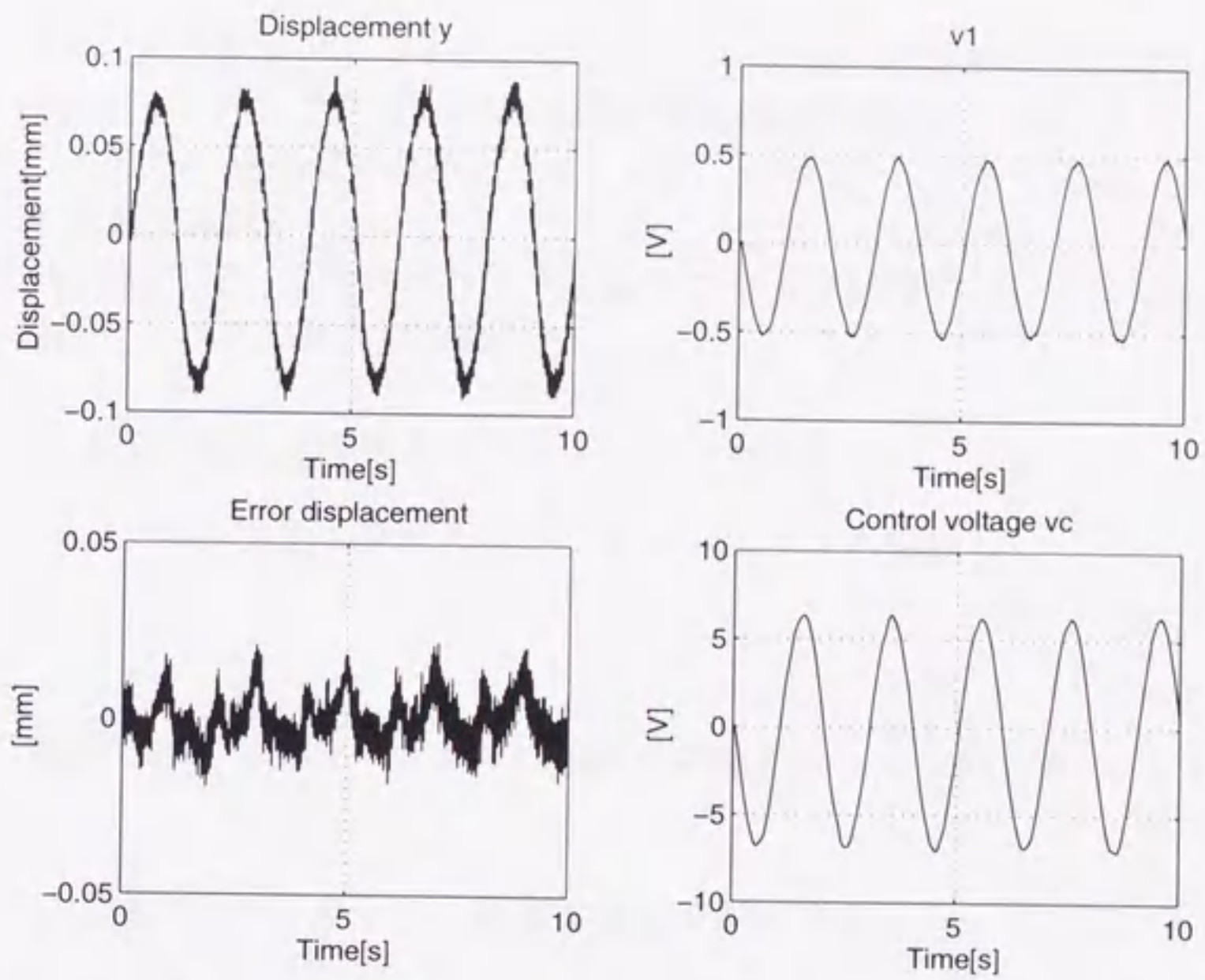


Fig. 3.8 Sinusoidal trajectory

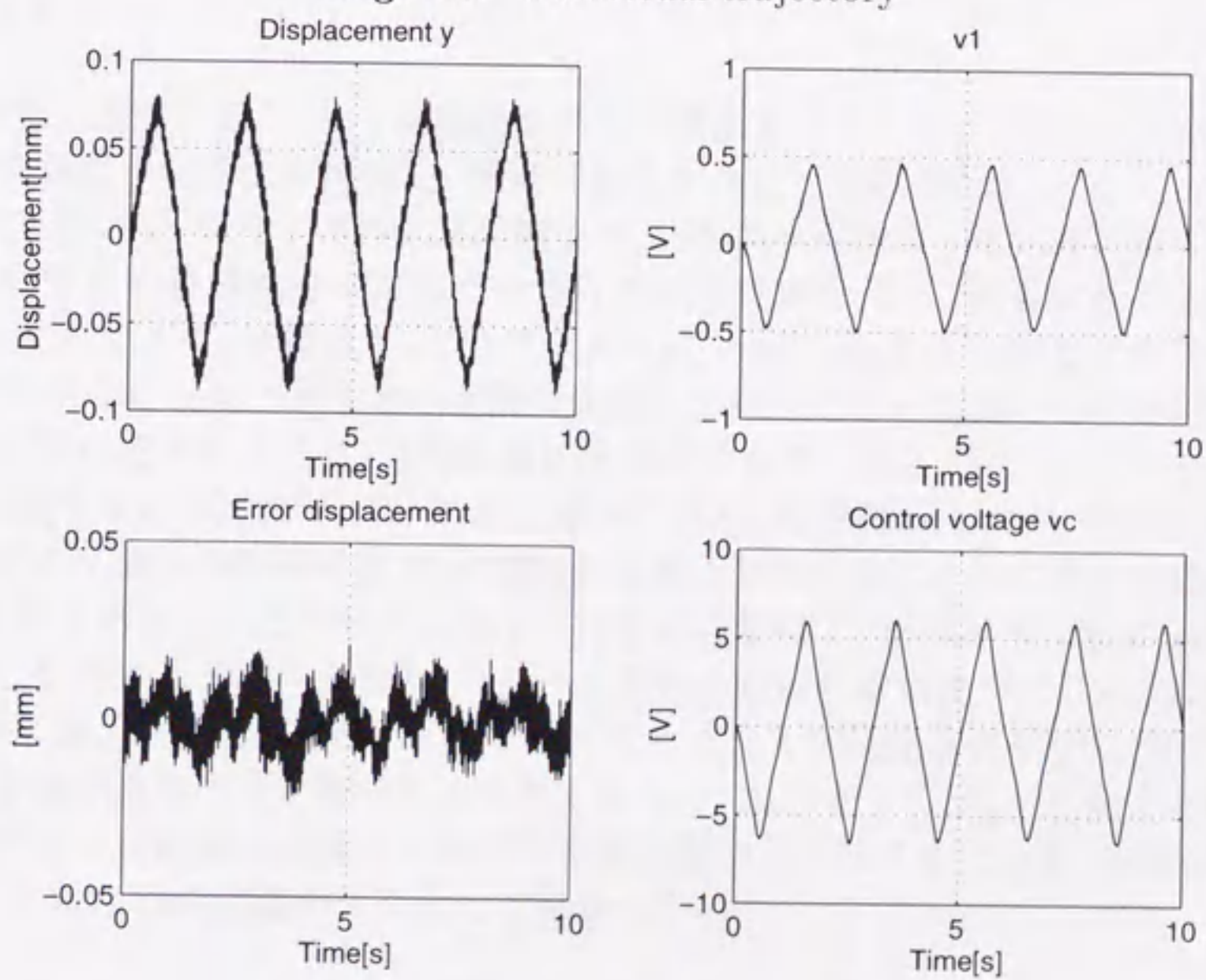


Fig. 3.9 Triangular trajectory

3.5 結言

本章では、SSA をより実用的なものにするために、前章の制振制御で実現が確認された SSA を、次のステップとしてグリッパの先端位置軌跡追従制御に応用することを試み、片持ち構造のバイモルフ型 piezo 素子をグリッパとして使用して、その先端位置を望みの軌跡に追従させる実機試験を行った。

この際、SSA 実現におけるキーポイントとなるブリッジ回路のバランスの崩れの原因となる P.1 の問題点を以下の 2 点に分類した、

P.1-(a) piezo 素子の電氣的等価キャパシタンスの不確かさ

P.1-(b) ブリッジバランスのハードウェア・チューニングの困難さ

に対して、本章ではブリッジバランスの崩れを排除するという観点から、

P.1-(a) についてはキャパシタンスに相当する値を同定する。

P.1-(b) についてはブリッジ回路におけるキャパシタの調整を計算機内でのゲインの調整に置き換える。

という発想に基づいて、ブリッジ回路を完全に構成することなく、仮想ブリッジ回路を用いて SSA を実現する手法を提案し、制御に適用することを試みた。

この手法を用いて、グリッパの先端の変位を、方形波・三角波・正弦波に追従させる実機試験では、いずれの目標軌道に対しても良好な追従性能を示し、提案する手法の有効性を確認することができた。今後は SSA の完全共配置、小型・軽量化可能などの利点を活かして、マイクロマニピュレータなどの制御に応用していくことが課題としてあげられる。

また 3.4.1 節に述べたように、目標軌道に直流成分が含まれる場合、piezo 素子の電荷のリークを補償するためにキャパシタ C_2 と並列に抵抗 R_2 を挿入したが、制御が長時間にわたる場合、piezo 素子の等価抵抗 R_p が雰囲気温度などの環境によって若干変動する現象が認められることもあった。この場合にはリーク電流の影響で、制御結果に定常偏差が現れることになり、いわゆるドリフト現象、クリープ現象と呼ばれる現象が生じる。この現象は積層型の piezo 素子を対象に、SSA を用いてヒステリシスを軽減させる研究 [26] でも報告されており、今後解決すべき問題であると考えられる。したがって、 R_p が変動する直接の原因を究明し、ブリッジ回路のバランスを常に正確に保つようにすることも、SSA をより実用的なものにするための課題の一つとして検討してみたい。

3.6 パラメータ

Table 3.1 Values of parameters

L	Length of beam	140	mm
b	Width of beam	20	mm
t_b	Thickness of shim	0.1	mm
t_p	Thickness of piezo	0.38	mm
E_b	Young's modulus of shim	1.1×10^5	N/mm ²
E_p	Young's modulus of piezo	7.9×10^4	N/mm ²
ρ_b	Density of shim	8.8×10^3	Kg/m ³
ρ_p	Density of piezo	7.8×10^3	Kg/m ³
d_{31}	Equivalent piezoelectric const.	1.5×10^{-10}	m/V
ϵ_{33}	Relative permittivity	1.6×10^3	
C	Damping coef.	2.6×10^{-5}	
C_p	Capacitance of Piezo	$1.6 \times 10^{-7} (*)$	F
C_2	Capacitance	2.0×10^{-6}	F
R_2	Resistance	22	M Ω

(*) is calculated from \widehat{K}_2 and eq.(3.13).

第4章

SSA 機能を利用したソフトハンドリング・グリッパの把握力検出と制御

4.1 緒言

本章でも前章の軌跡追従制御と同様に、片持ち構造のバイモルフ型 piezo 素子をグリッパとして使用し、ここではその先端に対象物を把持させてその把握力を望みの軌跡に追従させる制御を試みる。本章ではこのグリッパが柔軟なはりで構成され、把握対象物を柔らかく把持できるという特性を持つことから、これをソフトハンドリング・グリッパと呼ぶ。

前述の問題点に対しての解決指針としては、P.2 および P.3 については第2章および第3章と同様、また P.1 に対しても、第3章の指針を踏襲する。つまり本章においても、仮想ブリッジ回路を用いることでブリッジ回路のバランスの崩れを拒絶するという立場で取り組むこととする。ただし本章では把握力の制御を行うことから、piezo 素子を SSA として機能させて、独立した力センサを必要とせずにソフトハンドリング・グリッパの把握力を検出する手法を提案する。

ここで SSA としての piezo 素子が力センサとして機能する仕組みについて、直感的な解釈を述べておくと以下のようなになる。本論文で扱うグリッパは、たわみを生じて物体を把握するため、把握対象物の剛性が低い場合はグリッパ自体のたわみが大きくなり、逆に剛性が高い場合はグリッパ自体はあまり変形せずに把握を行う。よって、同じ把握力を与えたい場合でも、剛性が低いものを把握する場合には、グリッパ自体の変形を生じさせるためにより大きい曲げモーメントを与える必要があり、反対に剛性の高いものに対しては小さな曲げモーメントで同様の把握力が得られる。そこで、上述の論理を逆に考え、現在かけている曲げモーメント、およびグリッパの変形の度合い、すなわち対象物の変形の度合いを知ることができれば、把握力が推定できると考えられる。ここで曲げモーメントは制御者が積極的に与えるものであるため既知であり、また変形の度合いについては、第3章の軌跡追従制御のひずみ検出手法を、力制御の場合に対して自然に発展させることによって得られる。

本章の構成は以下のとおりである。

- 4.2 節「基本要素の特性」では、片持ちはり、ピエゾ素子、ブリッジ回路の特性について、前章で導いたものと異なる点を中心に説明する。
- 4.3 節「制御系設計」では、力センサなしで把握力を検出する手法を提案し、その検出のしくみを説明する。またこの手法が把握対象物の剛性とは無関係であることを示す。その次にコントローラを設計、パラメータの同定法について述べる。
- 4.4 節「実機試験」では、把握力を数種類の目標軌道に追従させる実機試験を行い、提案した手法の有効性を検証する。また異なる把握対象物を用いて実験を行うことで、提案した手法が対象物の剛性によらず有効であることも確認する。
- 4.5 節「結言」は本章についてのまとめである。

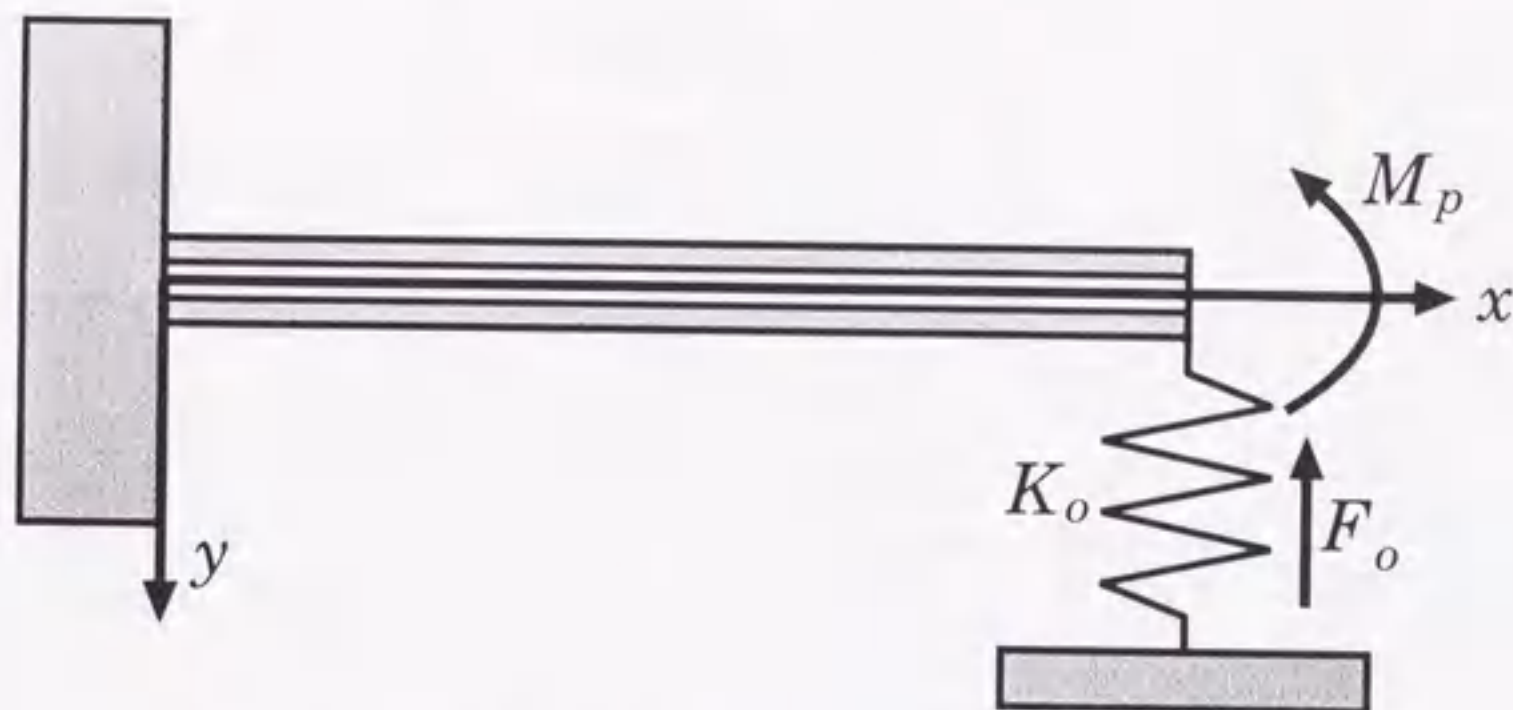


Fig. 4.1 Model of gripper and grasping object

4.2 制御対象のモデル化

4.2.1 片持ちはりと把握対象物

本章で用いるはりの形状、寸法は 3.2.1 節の図 3.1 と全く同一である。ここでは、グリッパと把握対象物をそれぞれ単純に図 4.1 のような片持ちはりと固定された剛体壁、およびバネ定数 K_o のばねとモデル化する。ここで、 F_o は把握力、 M_p は逆圧電効果によって piezo 素子が発生する曲げモーメントである。グリッパは対象物を把握するだけで操りを行わないので、質量の影響は考慮せず、また把握は低周波帯域で行われるものとするため、把握対象物の粘性は無視できると考える。

また、はりの運動についても、振動が発生しないような低周波領域での制御を想定しているため、ダイナミクスは考慮せず、材料力学の観点でモデル化を行う。図 4.1 で示されるはりには、制御によって積極的に与えられる① piezo 素子による曲げモーメントのほかに、それによって発生する② はり先端のバネによる反力が加わるため、以下のようにまずそれぞれの作用について個別に考え、最後にその重ね合わせを行う。

① piezo 素子による曲げ

図 2.1 で示す piezo 素子に電圧を加えてはりに曲げを与える場合、3.2.2 節で述べたように、はりのいずれの断面にも一様な曲げモーメント $M_p < 0 (0 \leq x \leq L)$ が加わるため、はりのたわみ角 $\theta(x)$ およびたわみ $y(x)$ は

$$\theta(x) = \int \frac{-M_p}{EI} dx = -\frac{M_p x}{EI} + C_1 \quad (4.1)$$

$$y(x) = \int \int \frac{-M_p}{EI} dx dx = -\frac{M_p x^2}{2EI} + C_1 x + C_2 \quad (4.2)$$

ここで、境界条件 $\theta(0) = y(0) = 0$ とすると、積分定数 C_1, C_2 の値が決まり、

$$\theta(x) = -\frac{M_p}{EI}x \quad (4.3)$$

$$y(x) = -\frac{M_p}{2EI}x^2. \quad (4.4)$$

先端のみを考慮すると以下のようなになる、

$$\theta(L) = -\frac{M_p L}{EI} \quad (4.5)$$

$$y(L) = -\frac{M_p L^2}{2EI} \quad (4.6)$$

②バネによる力

はりの先端にバネによる反力 F_o が加わったときの曲げモーメントは $M_o = F_o(L-x)$ で表される。したがって、このときのはりの先端のたわみ角およびたわみは、

$$\theta(x) = -\int \frac{F_o(L-x)}{EI} dx = -\frac{F_o Lx}{EI} + \frac{F_o x^2}{2EI} + C_3 \quad (4.7)$$

$$y(x) = -\int \int \frac{F_o(L-x)}{EI} dx dx = -\frac{F_o Lx^2}{2EI} + \frac{F_o x^3}{6EI} + C_3 x + C_4 \quad (4.8)$$

同様に境界条件 $\theta(0) = y(0) = 0$ とすると、積分定数 C_3, C_4 の値が決まり、

$$\theta(x) = -\frac{F_o}{2EI}x(2L-x) \quad (4.9)$$

$$y(x) = -\frac{F_o}{6EI}x^2(3L-x). \quad (4.10)$$

再び先端のみを考えると以下のようなになる、

$$\theta(L) = -\frac{F_o L^2}{2EI} \quad (4.11)$$

$$y(L) = -\frac{F_o L^3}{3EI} \quad (4.12)$$

③重ね合わせ

①と②が同時に作用する場合は、両者を足し合わせて、

$$\theta(x) = -\frac{M_p}{EI}(x) - \frac{F_o}{2EI}x(2L-x) \quad (4.13)$$

$$y(x) = -\frac{M_p}{2EI}x^2 - \frac{F_o}{6EI}x^2(3L-x) \quad (4.14)$$

のようになるが、ここに含まれるバネによる力は $F_o = K_o y(L)$ の関係があり単純に足し算だけでは導出できない。そこで、まず $y(L)$ に限って求め、その後で上式に代入して $y(x)$, $\theta(x)$ を求める。

(4.14) 式に $x = L$ を代入した

$$y(L) = -\frac{M_p L^2}{2EI} - \frac{K_o y(L)}{3EI} L^3 \quad (4.15)$$

より、

$$\left(1 + \frac{K_o L^3}{3EI}\right) y(L) = -\frac{L^2}{2EI} M_p \quad (4.16)$$

これを解いて

$$y(L) = \frac{-3L^2}{6EI + 2K_o L^3} M_p \quad (4.17)$$

$$F_o = \frac{-3K_o L^3}{6EI + 2K_o L^3} M_p \quad (4.18)$$

$$\theta(L) = -\frac{L}{EI} M_p - \frac{L^2}{2EI} F_o \quad (4.19)$$

を得る。(4.18) 式を (4.13), (4.14) 式に代入すれば、任意の位置 x における解が得られる。

4.2.2 ピエゾ素子の物理特性

本章でも前章と同じく2枚のピエゾ素子を一組とし、セルフセンシング・アクチュエータとして制御に用いるため、電氣的等価回路やセンサ方程式、アクチュエータ方程式といったピエゾ素子の特性は、ピエゾ素子そのものの電気・機械特性を示すものであるため、前章3.2.2節と同一のものをを用いることができる。しかしながらセンサ方程式において、前章で示したセンサ電圧 v_s が変位 y に比例するという関係を表す式 (3.6) は必要ないため、たわみ角 θ に比例するという式 (3.4) を用いる。アクチュエータ方程式は (3.7) をそのまま用いる。すなわち、

$$v_p(t) = K_s \theta(L, t) \quad (4.20)$$

$$M_p(x, t) = K_a v_a(t) \quad (0 \leq x \leq L) \quad (4.21)$$

4.2.3 ブリッジ回路

理論展開の基礎となるブリッジ回路としては3.2.2節に述べたCCブリッジ回路(図3.2)を考える。関係式(3.9)(3.10)はそのまま使用でき、以下に再掲する。

$$v_1 = \frac{C_p}{C_p + C_2} (v_p + v_c) \quad (4.22)$$

$$v_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} v_c \quad (4.23)$$

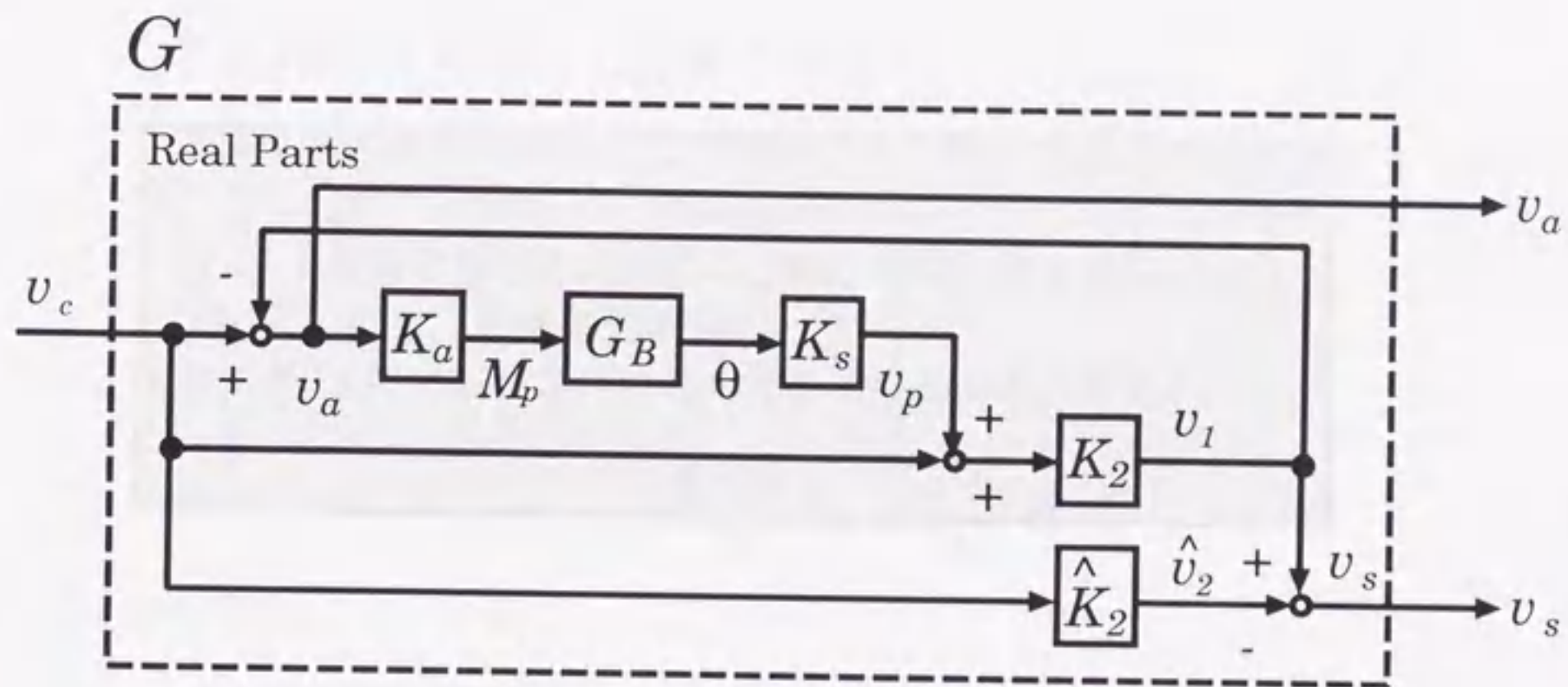


Fig. 4.2 Block diagram of beam and circuit

また、本章でも前章の 3.3.1 節で提案した仮想ブリッジ回路 (図 3.3) を用いた手法を適用するものとし、以降の v_s は v_2 の実測値を用いたものではないことに注意されたい。よってセンサ電圧の式 (3.15) も以下のようにそのまま用いる。

$$\begin{aligned} v_s &\triangleq v_1 - \hat{v}_2 \\ &= K_2 v_p \end{aligned} \quad (4.24)$$

以上で求めた各物理量の関係をブロック線図で表すと図 4.2 のようになる。ここで、 G_B は式 (4.19) および (4.18) で示された、曲げモーメント M_p からはりの先端のたわみ角 θ までの伝達ゲインである。先にも述べた通り、 \hat{v}_2 および v_s は計算機内で計算しているため、図中の網掛け部分のみが実際の部品 (バイモルフ型 piezo 素子、把握対象物、キャパシタおよび抵抗) で構成されたものを示す。また、後の議論のため、制御電圧 v_c から piezo 素子の両端電圧 v_a およびセンサ電圧 v_s までの伝達関数行列 G を、

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_s \end{bmatrix} = G v_c \quad (4.25)$$

のように定義しておく。

4.3 制御系設計

4.3.1 SSA 機能を利用した把握力検出

バイモルフ型 piezo 素子を SSA として機能させる場合、把握力を直接測定して制御に用いるという事は行わないため、ここでは前節で示した方法で得られるセンサ電圧 v_s を利用し、その他の入手可能な信号とあわせて把握力を検出する必要がある。そこで、本節では力センサを用いずに把握力を検出する手法を示す。

式 (4.19) および (4.21) を (4.20) に代入すると以下の等式を得る。

$$v_p = -\frac{LK_s K_a}{EI} v_a - \frac{L^2 K_s}{2EI} F_o \quad (4.26)$$

この式を把握力 F_o について解くと、

$$F_o = -\frac{2K_a}{L} v_a - \frac{2EI}{L^2 K_s} v_p \quad (4.27)$$

さらに、式 (3.15) より、

$$\begin{aligned} F_o &= -\frac{2K_a}{L} v_a - \frac{2EI}{L^2 K_s K_2} v_s \\ &= \alpha v_a + \beta v_s, \\ \alpha &\triangleq -\frac{2K_a}{L}, \quad \beta \triangleq -\frac{2EI}{L^2 K_s K_2} \end{aligned} \quad (4.28)$$

となり、この式は把握力 F_o がセンサ電圧 v_s および入手可能な piezo 素子の両端電圧 v_a ($= v_c - v_1$) から検出できることを意味している。直感的には、piezo 素子の両端にかけた電圧 v_a からフィードフォワード的に負荷のない場合のひずみが計算でき、それをセンサ電圧 v_s から得られる実際のひずみと比較することによって、今把握している対象物に関する情報が得られ、そこから把握力が計算できるものと解釈できる。(4.18) 式において、実際の把握力 F_o が把握対象物の剛性 K_o に依存していることが理解できるが、前節で示した (4.19)(4.20)(4.21)(4.24) 式のモデルを用いれば、(4.28) 式のように α , β は対象物の剛性 K_o に対して不変である。よって検出にあたっては、把握力 F_o が対象物の剛性 K_o に依存しないという関係を利用することができる。また対象物によって図 3.5 の回路を調整する必要がないことにも注意されたい。

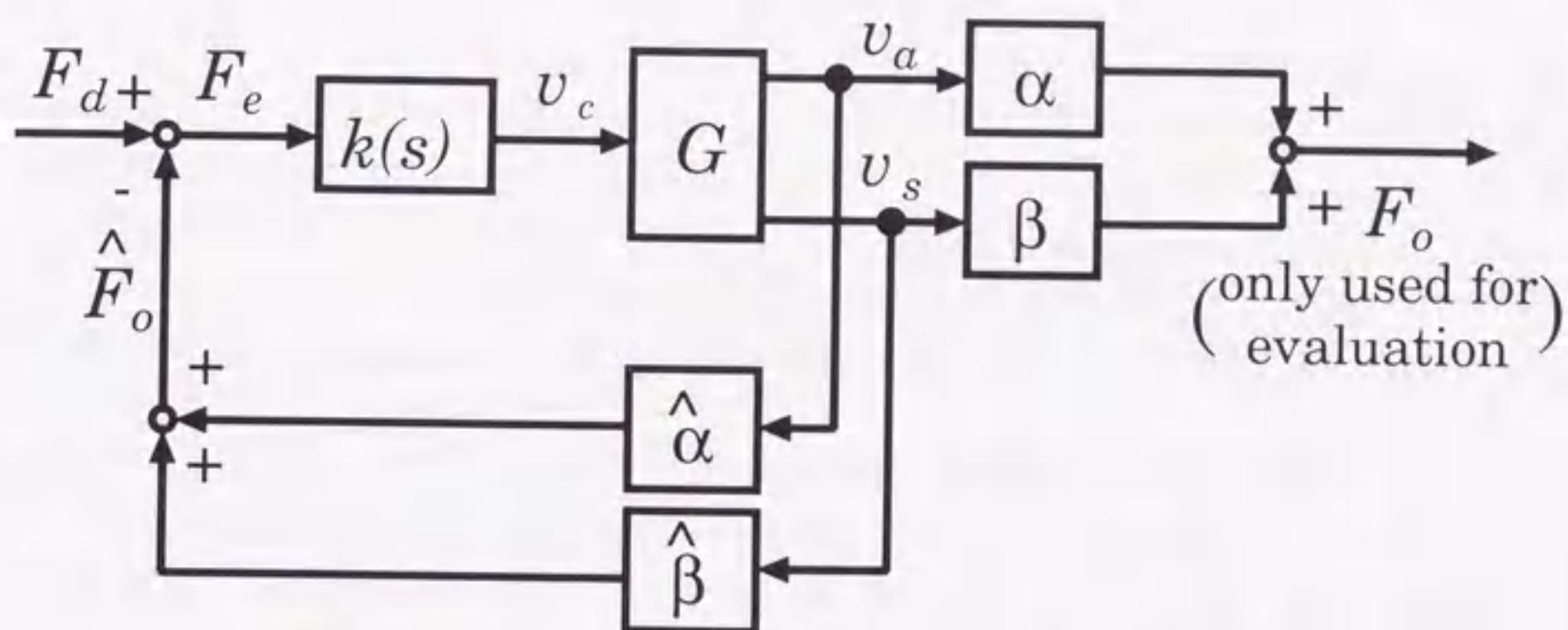


Fig. 4.3 Block diagram for force tracking control

4.3.2 力制御系の設計

前節で述べた手法を利用した力の追従制御全体のブロック線図を図 4.3 に示す. 図中の G は式 (4.25) で定義した伝達関数行列を示し, この中には \hat{K}_2 に関する項を含んでいる. ただし, ここで考慮している低周波領域では G の各要素は, 周波数特性を持たないゲインとみなすことができる. また, $k(s)$ は設計するフィードバックコントローラである. 本研究の主目的は, 提案する SSA 機能を使用したグリッパの力検出手法の有効性を確認することにあるので, コントローラは単純に PID 補償器とバターース・ローパスフィルタの積を採用した. 具体的には, 以下のものを用いた.

$$k(s) = 360 \left(1 + \frac{1}{0.026s} + 0.0065s \right) \times \frac{(10\pi)^2}{s^2 + 10\sqrt{2}\pi s + (10\pi)^2} \quad (4.29)$$

ここで, PID 調整ゲインは限界感度法をもとに定めた. またローパスフィルタは, はりの伝達特性をゲインのみとした影響や, 高周波ノイズの影響を緩和するために採用したものであり, カットオフ周波数は, 後の実験で与える目標把握力の周波数を考慮し, その信号が持つ最大周波数の 10 倍程度となるように設定した. なお, 実装の際には $k(s)$ をサンプリングタイム 5[ms] で離散化して用いた. F_d は把握力 F_o の目標値であり, $\hat{\alpha}$, $\hat{\beta}$ はそれぞれ式 (4.28) で定義された α , β の推定値である.

4.3.3 パラメータの同定

図4.3において、パラメータ \hat{K}_2 、 $\hat{\alpha}$ および $\hat{\beta}$ の値が真値と等しくない場合、たとえフィードバックコントローラへ入力される誤差信号 F_e が零に収束しても、実際の把握力 F_o は必ずしも目標値 F_d に追従するとは限らない。よって、上述のパラメータの正しい値を同定することが必要である。パラメータ同定は図4.3で示されるブロック線図を $\hat{\alpha}$ 、 $\hat{\beta}$ の点で切断したオープンループのモデルを用いて、事前に同定実験を行うことにより求める。同定は電圧 v_c 、 v_1 の他にグリッパの変位 y および実際の把握力 F_o も外部センサを用いて行ったが、実際に制御を行う際には、SSAの考え方から変位や力を測定して直接フィードバックすることはないということに注意されたい。

同定法としては、式(4.28)に基づく方法が物理的な意味が直感的に理解しやすい方法としてまず考えられる。すなわち式(4.28)を構成する EI 、 K_a 、 K_s および K_2 の個々の値を、上述の4種類の物理量の測定値を用いて、前述した材料力学や線形電気回路の関係式から最小二乗法により求め、そのうえで式(4.28)の関係を用いて $\hat{\alpha}$ 、 $\hat{\beta}$ を計算するという方法である。

しかしながら、実機試験を考慮した場合、実際に入手可能な測定量は v_c 、 v_1 であり、式(4.28)で用いる v_a 、 v_s は計算過程で用いる中間変数にすぎない。そこで、式(4.28)を次のように変形する。

$$\begin{aligned}
 F_o &= \alpha v_a + \beta v_s \\
 &= \alpha(v_c - v_1) + \beta(v_1 - K_2 v_c) \\
 &= (\alpha - \beta K_2)v_c + (\beta - \alpha)v_1 \\
 &= \gamma v_c + \delta v_1, \\
 \gamma &\triangleq \alpha - \beta K_2, \quad \delta \triangleq \beta - \alpha
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

実機試験を考慮したこの式より、はじめから v_c 、 v_1 を用いて γ 、 δ を同定することを考える。なお、このように変形を行った後も把握力の推定式中には対象物のバネ定数は現れておらず、対象物の剛性に依存せずに把握力検出ができることに注意されたい。ただし同定時に設計者が積極的に与えられる信号は v_c のみで v_1 はこれに依存しているため、同一の把握対象物を用いる限り v_c と v_1 は独立に与えることはできず、 γ 、 δ という未知パラメータ2個に対して独立な線形方程式が1本しか構成できない。そこで、対象物を変化させれば v_c から v_1 までの伝達特性が変化し、またその際式(4.30)が把握対象物のバネ定数 K_o に依らないことに着目し、2種類以上の K_o に対して式(4.30)を与えることにより、独立な方程式の数を増やすことを考えた。具体的には測定した時系列 F_{oi} 、 v_{ci} 、 v_{1i} 、ただし $i=1, \dots, n$ 、 $n \geq 2$ は把握対象物や同定に用いる入力信号を変化させたときの時系列の番号、を用いて、

$$\begin{bmatrix} F_{o1} \\ \vdots \\ F_{on} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{c1} & v_{11} \\ \vdots & \vdots \\ v_{cn} & v_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma \\ \delta \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

で表される線形方程式を立て、これを最小二乗法によって解くことにより、 γ 、 δ を求める。

次章の実機試験で用いる把握力の推定値 \hat{F}_0 は、このように推定した γ, δ を用いて、式(4.30)に基づき電圧 v_c, v_1 から直接求めた値を用いることとした。

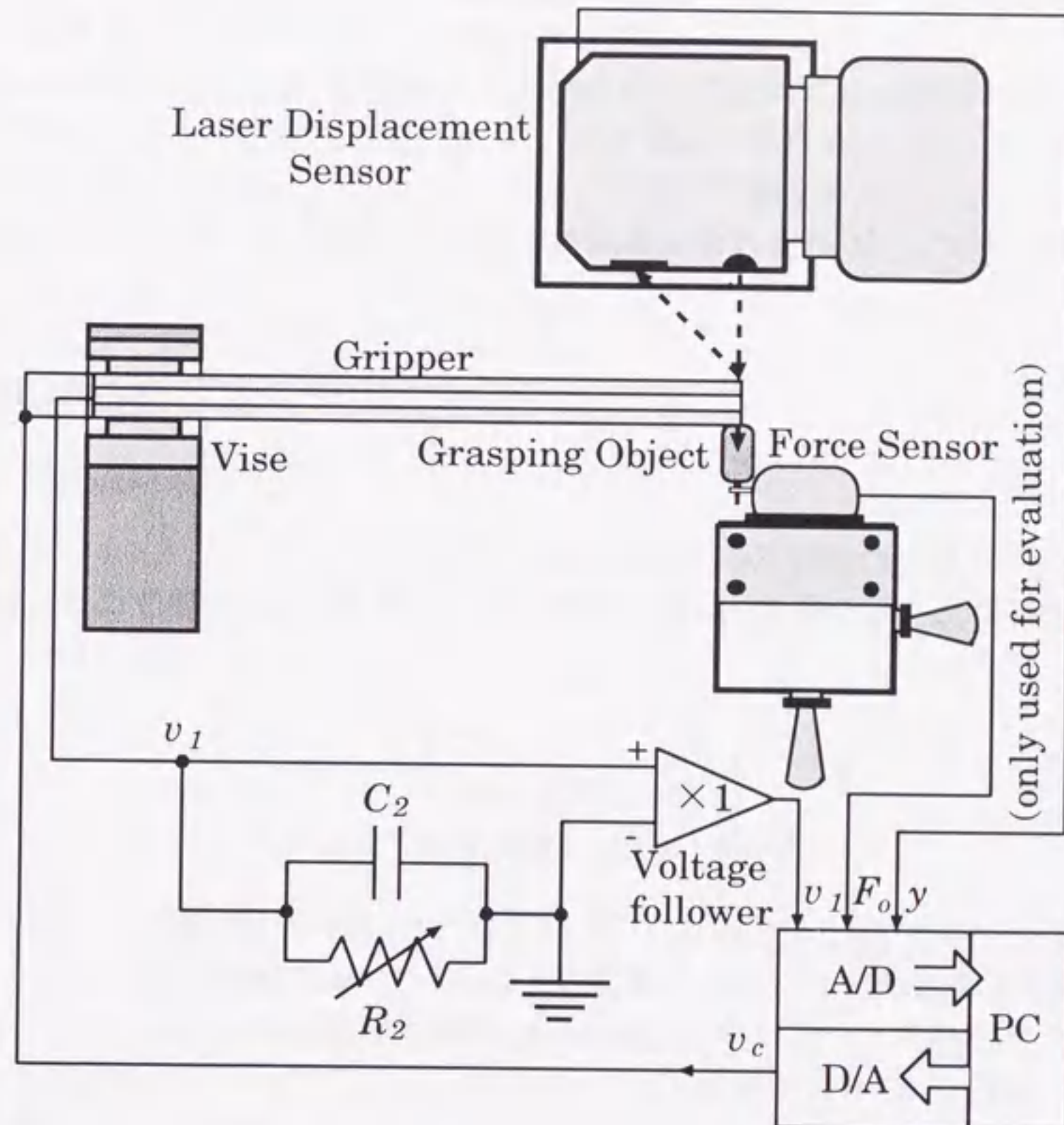


Fig. 4.4 Experimental system

4.4 実機試験

4.4.1 実験方法

図4.4に実機試験で用いたシステムの概要を示す。バイモルフ型の piezoceramics で構成された片持ちばりを SSA として機能させ、剛体支持された力センサとの間に把握対象物を挟むことによりグリッパの役割を果たす。ここに表されている力センサやレーザ変位センサは、実験結果の評価のみに用いられているのであって、制御には用いられていないことに注意されたい。

追従させる力の目標値 F_d としては次の2種類の信号を与えた。

$$F_d = \begin{cases} 0.02 \\ 0.02 + 0.005 \sin(\omega t) \end{cases} \text{ [N]} \quad (4.32)$$

$$\omega = 0.2\pi, 0.4\pi, 1.0\pi \text{ [rad/s]}$$

前者は単なるステップ関数であり、これは対象物を一定の力で把持することに相当する。後者はオフセット付きの正弦波であり、対象物を把持しながらその力を変化させる場合の一例として採用し、その周期は20, 10, 2[s]の3種類を与えた。

また、式(4.28)および(4.30)で提案した力検出法は理論的には対象物の剛性に依存せずに把握力を検出できることを示しているが、これを検証するため、バネ定数が異なる3種類の把握対象物に対して、同じパラメータを用いて上述の実験を行った。実験に用いた把握対象物は厚さの異なるゴム材3種類で、等価バネ定数はそれぞれ $K_0 = 290, 340, 460$ [N/m] であった。

4.4.2 実験結果

開ループでの実験結果

ここではまずコントローラなしの状態、推定把握力 \hat{F}_0 の実際の把握力 F_0 との一致度を調べる。なお、ここで用いる δ, γ を同定するにあたっては、前節で示した3種類の把握対象物に対して、入力信号

$$\begin{aligned} v_c &= \begin{cases} 30 \\ 30 + 30 \sin(\omega t) \end{cases} \text{ [V]} \\ \omega &= 0.2\pi, 0.4\pi, 1.0\pi \text{ [rad/s]} \end{aligned} \quad (4.33)$$

を加え、この入力 v_c と観測して得られた時系列 F_0, v_1 から式(4.31)に基づいて γ, δ の計算を行った。ただし実際の同定においては、はりの振動が同定に与える影響を抑えるため、同定に用いる信号 F_0, v_c, v_1 を、折点周波数 $\omega_c = 10\pi$ [rad/s] を持つ2次のバターワース・ローパスフィルタに通し、これを改めて F_0, v_c, v_1 と考えて計算を行った。これによって得られた具体的な値を以下に示す。

$$\gamma = 8.09 \times 10^{-4}, \delta = -2.41 \times 10^{-3} \quad (4.34)$$

(4.30) 式によると、 γ は把握力 F_0 に対する制御電圧 v_c の影響を表す定数であり、制御電圧が増加すれば把握力も増加するため、正の値を取ることを示している。一方、 δ は観測した電圧 v_1 の影響であるが、ここで v_c が一定で v_1 が増加した場合を考えると、(4.22) 式の関係から、 v_1 を構成する2つの電圧のうちひずみによる発生電圧 v_p が増加したことになる。つまり、はり自体の曲げと対象物に対する把握力を発生する全曲げモーメントのうち、はりの曲げに用いられる割合が増加したことになり、その分把握力は減少する。よって、 v_1 が増加すると F_0 が減少するため、 δ は負の値を取ることを示している。実際、同定によって γ, δ は上述の理論と合致した値が得られている。

それぞれの対象物に対する結果を図4.5~4.7に示す。図中の実線が実際の把握力、破線が推定把握力であり、両者にはわずかな相違が認められる。これらの実験とは別に、直接把握力を力センサで測定してフィードバックする手法で実験を行ったところこのような偏差は見られなかったことから、誤差の原因は、同定に用いた出力信号に、はりやブリッジ回路のモデル化の際に無視したダイナミクスやモデル化誤差、(4.28) もしくは (4.30) 式の導出の

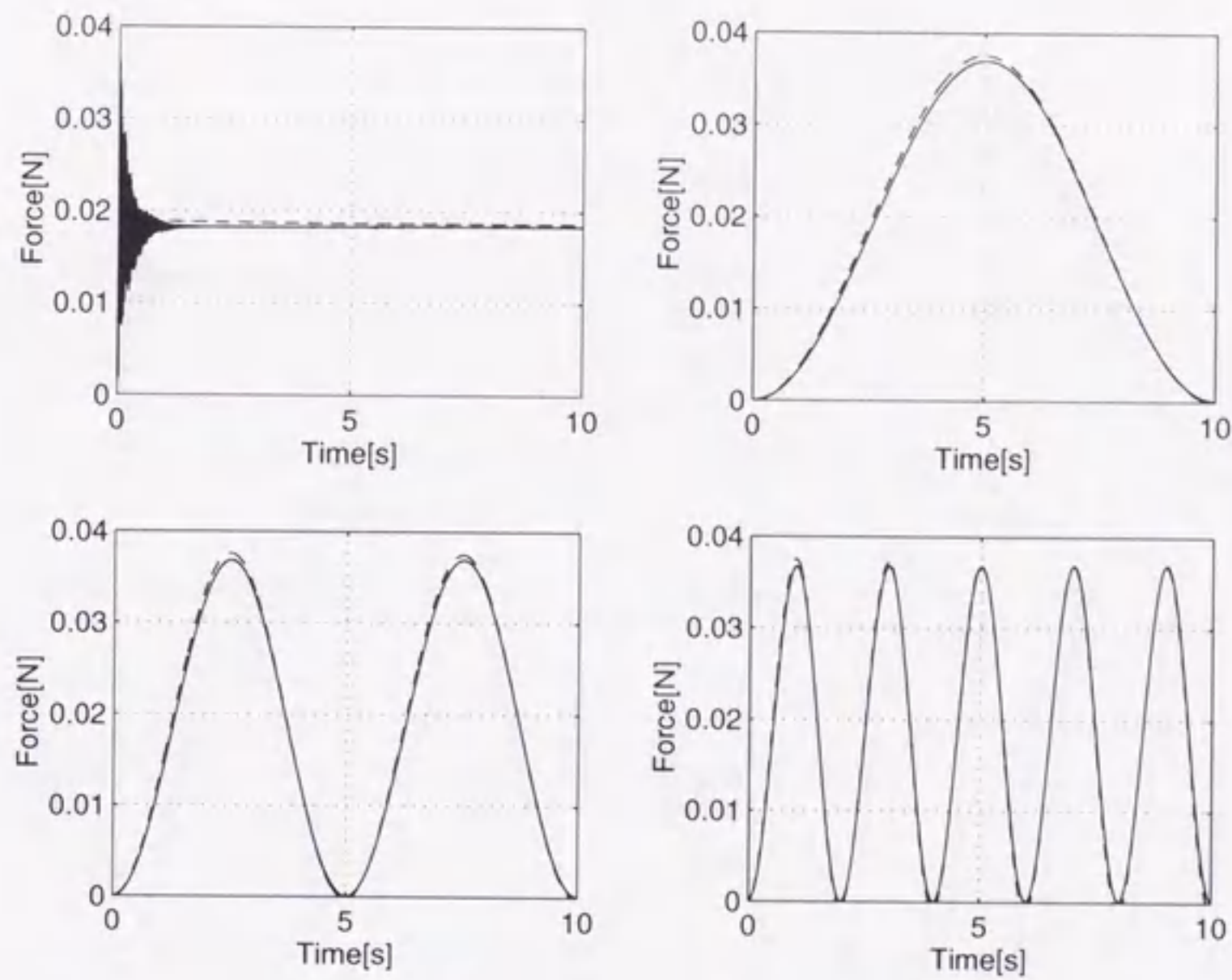


Fig. 4.5 Open loop ($K_o = 290[\text{N/m}]$)

際の線形近似の影響が含まれており、これを用いて最小二乗法的に δ , γ をゲインとして求めたためであると考えられる。しかしながら、剛性が60%程度変化した場合に同一のパラメータを用いて把握力推定を行っても、 \hat{F}_o の実測値からの誤差は、 $K_o = 290, 340, 460[\text{N/m}]$ の対象物に対してそれぞれに+3.7%, 0.1%, -1.5%に抑えられ、本手法によって力センサなしでも適切な把握力が検出でき、また対象物の剛性の変化に対する影響も微少であることが確かめられた。これにより、式(4.28)および(4.30)で提案した力検出法は、対象物の剛性に依存せずに把握力を検出できると言える。

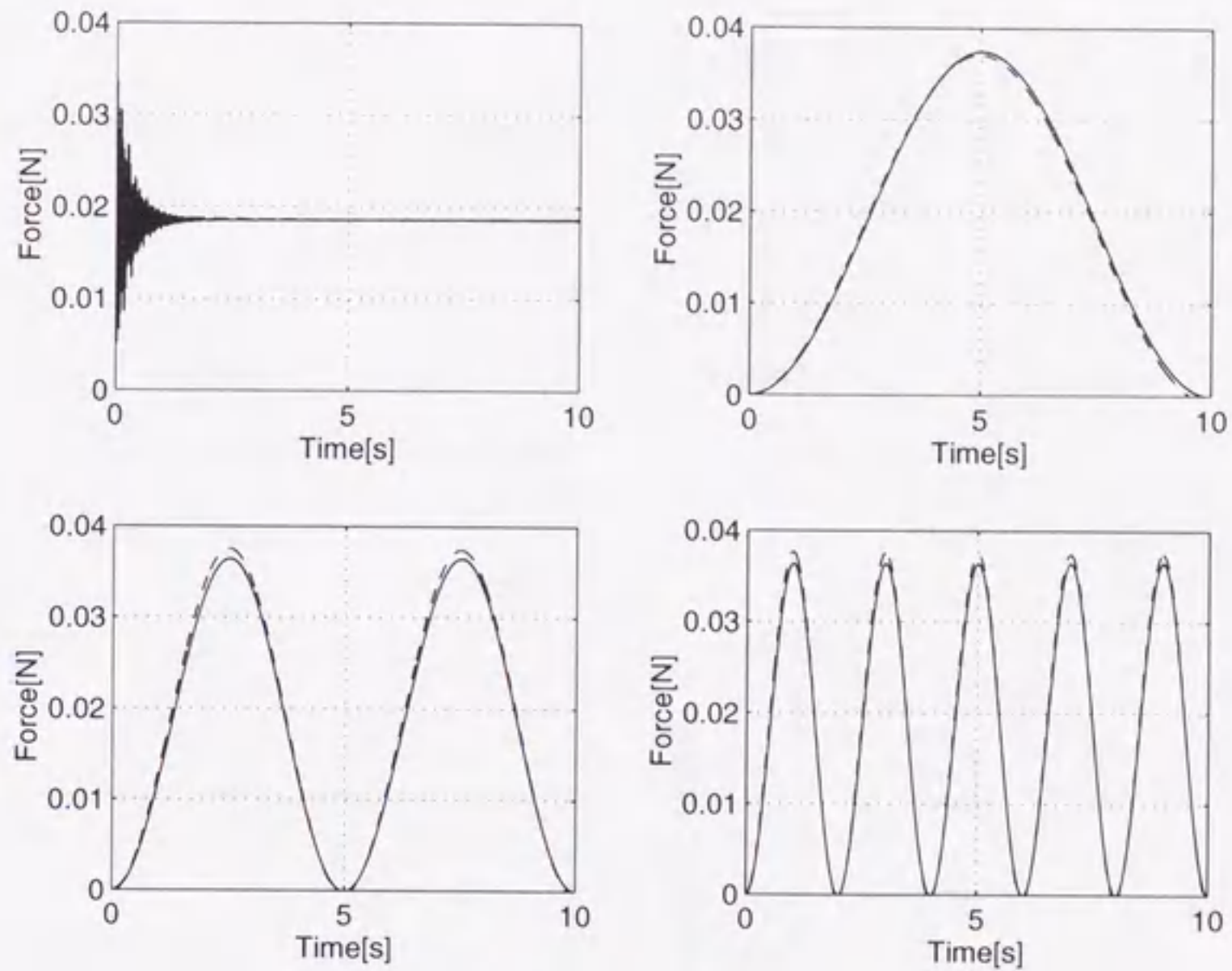


Fig. 4.6 Open loop ($K_o = 340$ [N/m])

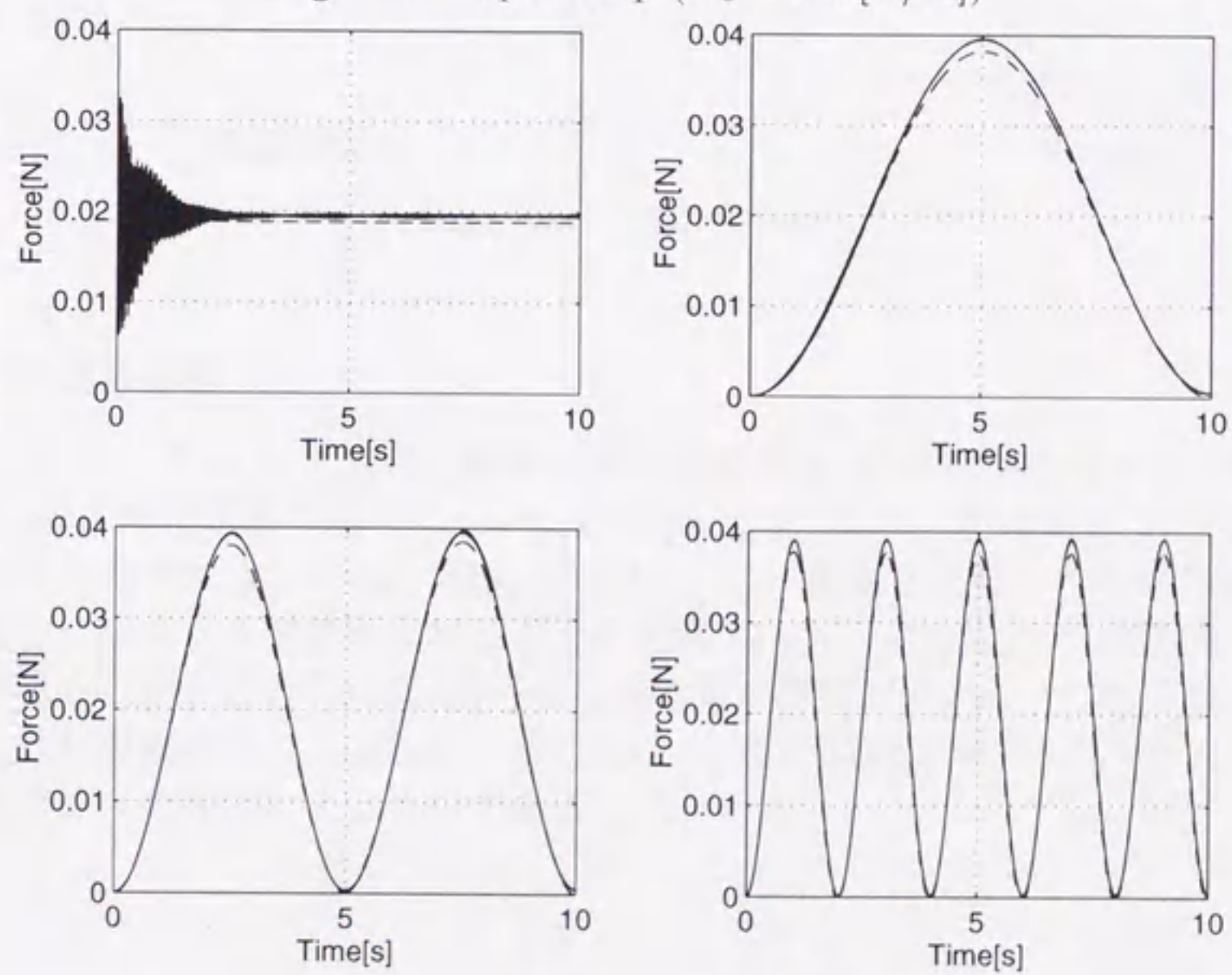


Fig. 4.7 Open loop ($K_o = 460$ [N/m])

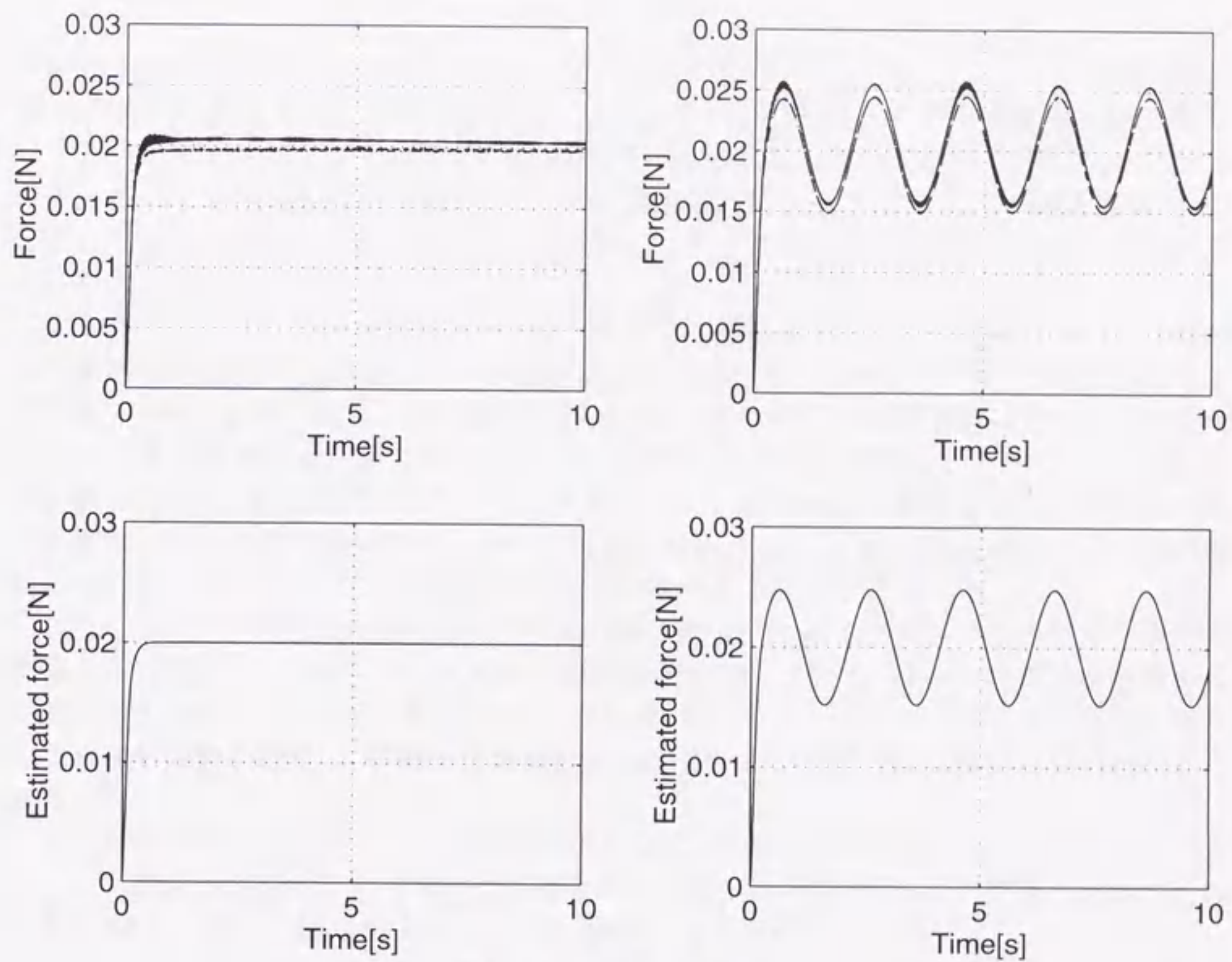


Fig. 4.8 Closed loop

閉ループでの実験結果

次に、コントローラ $k(s)$ を用いて制御を行った結果を、目標把握力がステップおよび周波数 1.0π [rad/s] の正弦波の場合について図 4.8 に示す。図の上段において一点鎖線、破線および実線はそれぞれ $K_0 = 290, 340, 460$ [N/m] の対象物を把持したときの結果を示す。実際の把握力にはステップ目標に対してそれぞれ +1.9%, -1.0%, -1.5% 程度のわずかな定常偏差が認められるものの、ほぼ良好な追従結果が得られている。一方、下段に示した推定把握力 \hat{F}_0 は目標把握力に収束していることから、この偏差はコントローラによるものではなく前節で述べた理由によるものであることがわかる。

4.5 結言

本研究では、独立な力センサを必要としないという SSA の利点を活かし、バイモルフ型の piezo 素子を SSA として機能させることによって、小型軽量、柔らかな把握が可能である、ソフトハンドリング・グリッパの把握力制御に応用することを試みた。その際、SSA 実現のキーポイントとなる P.1 の問題点に対する解決指針については、前章の方針を踏襲し、仮想ブリッジ回路を用いることでブリッジ回路のバランスの崩れを拒絶するという立場で取り組むこととした。

このようなグリッパを実現するために、本章では独立な力センサを必要とせず、また把握対象物の剛性情報を必要としない力検出法を提案した。この手法を用い、剛性の異なる 3 種類の把握対象物に対して、把握力を望みの値に追従させる実機試験を行った。その結果剛性が 60% 程度変化した場合でも、ステップ目標に対する定常偏差は $-1.5\% \sim +1.9\%$ に抑えられ、良好な追従性能を得ることができた。よって、あらかじめ想定した把握対象物に近い剛性を持つ物体を用いてパラメータ同定を行うことにより、実際に把握する対象の剛性にばらつきが存在しても、高性能な把握力制御ができると考えられる。

ただし、はりやブリッジ回路のモデル化の際に無視したダイナミクスやモデル化誤差の影響から、把握力にはわずかではあるが定常偏差が残っている。さらに高精度な把握力追従をめざすためには、今回は考慮しなかったこれらのダイナミクスやモデル化誤差を考慮して制御系設計を行ない、提案した力検出法を改善することが今後の課題としてあげられる。

また本章で用いた仮想ブリッジ回路に関しては、前章ですでに述べたようにドリフト・クリープ現象が現れるという問題点が存在するため、その解決は本章の把握力制御の更なる性能向上に関しても、今後取り組むべき課題としてあげられる。

4.6 パラメータ

Table 4.1 Values of parameters

L	Length of beam	140	mm
b	Width of beam	20	mm
t_b	Thickness of shim	0.1	mm
t_p	Thickness of piezo	0.38	mm
E_b	Young's modulus of shim	1.1×10^5	N/mm ²
E_p	Young's modulus of piezo	7.9×10^4	N/mm ²
ρ_b	Density of shim	8.8×10^3	Kg/m ³
ρ_p	Density of piezo	7.8×10^3	Kg/m ³
d_{31}	Equivalent piezoelectric const.	1.5×10^{-10}	m/V
ϵ_{33}	Relative permittivity	1.6×10^3	
C	Damping coef.	2.6×10^{-5}	
C_2	Capacitance	2.0×10^{-6}	F
R_2	Resistance	22	M Ω

第5章

結言

本論文では、 piezo素子を用いたスマート材料に着目し、従来まではアクチュエータとして用いられていたこのような材料に対して、新たにセンサとしての機能を同時に持たせるセルフセンシング・アクチュエータ (SSA) の概念を導入し、より高機能なシステムの構築を図ることを目指した。SSA には

- センサとアクチュエータが一体であるが故に、これらの完全な共配置が実現できるため、これらが分離された一般的な非共配置系に比べて閉ループ系の安定性に対して本質的に優れている。
- センサとアクチュエータを個別に用意する必要がないために経済的であり、また制御系の小型・軽量化が実現できる。
- センサとしての寿命がアクチュエータとしての機能が損傷されない限り保証されることから、外部センサの故障による制御システムの突発的な不安定化が起こり得ず、保守・点検等の省力化が可能である。

といった利点があるが、一方で問題点もあり、それらをまとめると以下のようなになる。

P.1 素子の電気的等価キャパシタンスの値を正確に知ることが困難であるため、ブリッジ回路のバランスを正確に保つことが困難である。

P.2 アクチュエーション電圧に比べてセンサ電圧の割合が小さい。

P.3 アクチュエーション電圧と素子の変位との間にヒステリシスが存在する。

本論文の第2～4章では、スマート材料の例であるバイモルフ型の piezo素子を対象とし、上述の問題点に対して解決をはかりながら SSA を実現し、実際の制御対象、すなわち、

(1) フレキシブルロボットアームの制振制御

(2) グリッパの先端位置軌跡追従制御

(3) グリッパの把握力制御

に应用することをめざした。以下に各章のまとめを述べる。

第2章では、

- SSA の応用を試みる本論文の第一段階として、前節で述べた P.2, P.3 の問題点を材料・構造を考慮することによって解決し、そもそも SSA を実現することが可能であるかどうかを確認する。
- 可能であれば piezo 素子のキャパシタンスに対してノミナル値からのずれ考慮したロバスト制御が、P.1 の解決に有効であるかを確認する。

ことを目的として、フレキシブルロボットアームを、片持ちはり構造のバイモルフ型 piezo 素子を用いたスマート材料で構成し、これを SSA として機能させて制振制御を行うことを試みた。

実機試験の結果、SSA を実現することは決して不可能ではなく、制振制御を行うことは可能であることが確かめられた。また、はりおよびブリッジ回路のパラメータに変動がある場合においても、 μ 設計を用いてコントローラを設計することにより、ブリッジ回路のパラメータ変動に対してロバストで、かつ優れた制振性能を得られることが確かめられた。

第3章では、制振制御で実現が確認された SSA を、次のステップとしてグリッパの先端位置軌跡追従制御に应用することを試み、片持ち構造のバイモルフ型 piezo 素子をグリッパとして使用して、その先端位置を望みの軌跡に追従させる実機試験を行った。

この際、SSA 実現におけるキーポイントとなるブリッジ回路のバランスの崩れの原因となる P.1 の問題点を以下の2点に分類した。

P.1-(a) piezo 素子の電氣的等価キャパシタンスの不確かさ

P.1-(b) ブリッジバランスのハードウェア・チューニングの困難さ

これらの問題に対して、ブリッジバランスの崩れを排除するという観点から、

P.1-(a) についてはキャパシタンスに相当する値を同定する。

P.1-(b) についてはブリッジ回路におけるキャパシタの調整を計算機内でのゲインの調整に置き換える。

という発想に基づいて、ブリッジ回路を完全に構成することなく、仮想ブリッジ回路を用いて SSA を実現する手法を提案し、制御に適用することを試みた。

この手法を用いて、グリッパの先端の変位を、方形波・三角波・正弦波に追従させる実機試験では、いずれの目標軌道に対しても良好な追従性能を示し、提案する手法の有効性を確認することができた。

第4章では、同様にバイモルフ型の piezo 素子を SSA として機能させることによって、小型軽量、柔らかな把握が可能である、ソフトハンドリング・グリッパの把握力制御に応用することを試みた。そのために、本報では独立な力センサを必要とせず、また把握対象物の剛性情報を必要としない力検出法を提案した。この手法を用い、剛性の異なる3種類の把握対象物に対して、把握力を望みの値に追従させる実機試験を行い、その結果良好な追従性能を得ることができた。

今後の課題を以下に示す。

第2章に関しては、より剛性の低い構造物に適用するために、より柔らかい piezo 素子を用いた制御を行うことが挙げられる。またセンサもしくはアクチュエータとして用いた piezo 素子の形状を、はり全体の形状とは異なるものとしたり、piezo 素子やそれに貼り付ける電極を分割することで、更なる性能の向上を目指す。さらに対象をはりではなく平板に拡張して制振制御を行う、等が今後取り組むべき課題であると考えられる。

第3章、4章では、パラメータ同定時と実験時で環境が異なると、piezo 素子の特性が若干変動し、これによって制御結果に定常偏差が現れることになり、いわゆるドリフト現象、クリープ現象と呼ばれる現象が生じることがあった。したがって、SSA をより実用的なものにするためには、この特性変動の原因を究明し、ブリッジ回路のバランスを常に正確に保つようにすることも、第3、4章共通の課題として検討してみたい。また、これらの章でのモデル化において、今回は考慮しなかったのグリッパのダイナミクスやモデル化誤差、4章においてはさらに把握対象物の動特性をも考慮して制御系設計を行うことにより、性能を更に向上させることができると考えられる。

以上のように今後考慮すべき課題はいくつか存在するが、本研究によって、piezo 素子を利用した SSA による制御が可能であることが確かめられた。今回は SSA を実現する対象としてバイモルフ型片持ちはりのみを扱ったが、従来アクチュエータとして用いられてきた様々な形状のスマート材料に、今回の成果を適用することによって、今後より広い対象に対して SSA が応用されることが期待できる。

謝辞

本論文を書き終えるにあたり、昼夜を問わず懇切丁寧なご指導、活発な議論をしていただきました、大同工業大学機械工学科、大嶋和彦先生に心から感謝の意を表します。

終始有益かつ適切なお助言、ご指導を賜りました、名古屋大学大学院工学研究科、早川義一先生に深く感謝申し上げます。

また、本研究に対して注意深くご検討いただき、数々の有益なお教示を賜りました、名古屋大学大学院工学研究科、細江繁幸先生、三矢保永先生に深く感謝致します。

多くのご指導、助言をいただいた、名古屋大学大学院工学研究科、尾形和哉先生に厚くお礼申し上げます。

熱心に討論をして頂き、数々の助言を下された名古屋大学大学院工学研究科、長瀬賢二先生に深く感謝致します。

本研究の遂行にあたっては、特に第2章の内容に関してご指導をいただいた、大同工業大学機械工学科、藤井省三先生に謝意を表します。

研究に際し多くの協力をしていただきました、元名古屋大学大学院工学研究科の河合正君、名古屋大学大学院工学研究科の吉澤秀紀君に深く感謝致します。

また、日常적으로ご意見、ご協力をいただいた同期の佐野滋則君をはじめ、早川研究室、旧藤井研究室のみなさんに感謝致します。

私に理化学研究所で学ぶ機会を与えてくださり、多大なご指導、ご助言をいただきました、理化学研究所バイオミメティック・コントロール研究センター、伊藤正美先生に厚くお礼申し上げます。また、理化学研究所バイオミメティック・コントロール研究センター、制御系理論研究チームのみなさんに感謝致します。

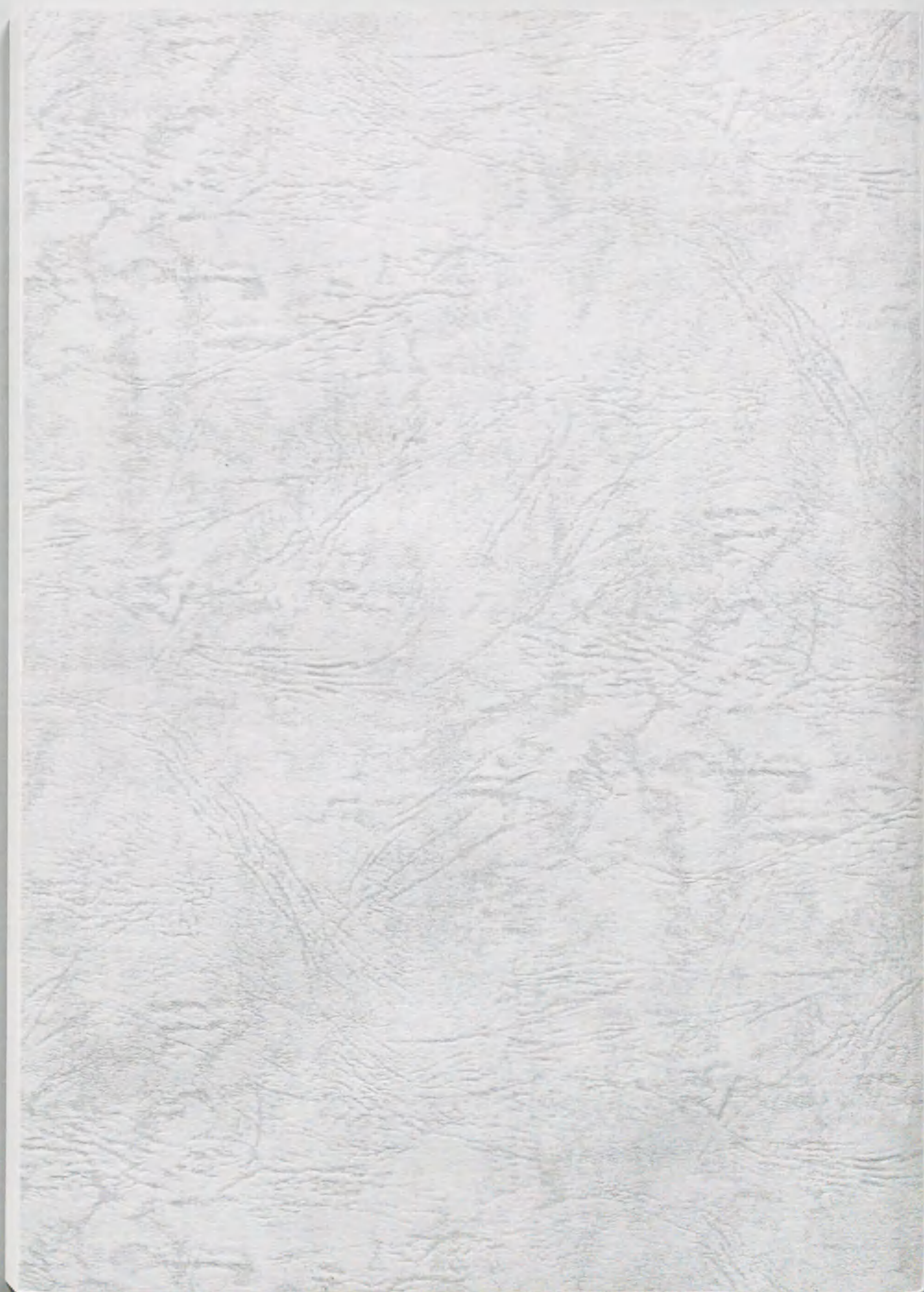
参考文献

- [1] 藤島 啓, ピエゾセラミックス, 裳華房, (1993).
- [2] 福田 武人, 高田 俊弘, 高輪 武志, 埋め込みピエゾセラミックアクチュエータを用いた複合材片持はりの最適振動制御, 日本機械学会第71期通常総会講演論文集, (II), (1994), 666-668.
- [3] 藤田 隆史, 宮崎 国利, 村井 信義, 相沢 覚, 山本 雅史, 遠山 幸太郎, 積層型ピエゾアクチュエータを用いたスマート構造による梁のアクティブ制振に関する研究, 日本機械学会論文集, 61-584, (1995), 1337-1342.
- [4] 鎌田 崇義, 藤田 隆史, 畑山 貴善, 有壁 剛生, 村井 信義, 相沢 覚, 遠山 幸太郎, ピエゾアクチュエータを用いたスマート構造による骨組構造物のアクティブ制振に関する研究(第1報, 柱の曲げモーメント制御による場合), 日本機械学会論文集, 62-599, (1996), 2577-2584.
- [5] 鎌田 崇義, 藤田 隆史, 畑山 貴善, 有壁 剛生, 村井 信義, 相沢 覚, 遠山 幸太郎, ピエゾアクチュエータを用いたスマート構造による骨組構造物のアクティブ制振に関する研究(第2報, 柱の曲げモーメント制御と軸力制御の併用による場合), 日本機械学会論文集, 63-615, (1997), 3743-3750.
- [6] Ge, P., Jouaneh, M., Tracking Control of a Piezoceramic Actuator, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4-3, (1996), 209-216.
- [7] Ge, P., Jouaneh, M., Modeling hysteresis in piezoceramic actuators *Precision Engineering*, 17-3, (1995), 211-221.
- [8] 岡山 重夫, 梶村 皓二, 渡辺 眞二, 本間 昭彦, 高分解能微動アクチュエータと制御, 精密工学会誌, 54-5, (1988), 817-821.
- [9] Kaizuka, H., Siu, B., Simple Way to Reduce Hysteresis and Creep When Using Piezoelectric Actuators, *Japan Journal of Applied Physics*, 27-5, (1988), 773-776.
- [10] 河合 正, 大嶋 和彦, 瀧上 唯夫, 周 超俊, 早川 義一, ソフトウェア電荷制御による圧電素子のヒステリシス補償, 第9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, (1997), 275-278.

- [11] Dosch, J., Inman, D. J., and Garcia, E., A Self-Sensing Piezoelectric Actuator for Colocated Control, *J. Intel. Mater. Syst. Struct.* **3**, (1992), 166-185.
- [12] 程 耕国, 谷 順二, 片持ちはりのセンサレス振動制御, 日本機械学会第 72 期通常総会講演論文集, II, (1994), 669-671.
- [13] Anderson, E.H., Hagood, N. W., and Goodlife, J. M., Self-Sensing Piezoelectric Actuator(Analysis and Application to Controlled Structure), *Proc. 33rd Struct. Dynam. Mater. Conf.*, (1992), 2141-2155.
- [14] C.G.Gou, Tani, J., Qiu, J., A Study on Self-Sensing Actuator, *Technical Digest of the 12th Sensor Symposium*, (1994), 67-70.
- [15] L. マイロヴィッチ著, 砂川訳, 電子計算機活用のための振動解析の理論と応用<上>, ブレイン図書出版,(1984), 181-218.
- [16] Ryou, J., Park, K., Kim, S., Design of piezoelectric sensors and actuators using positioning, sizing and electrode shading, *SPIE* **3039**, (1997), 747-753.
- [17] Lee, C. K., Moon, F. C., Modal Sensors/Actuators, *Transactions of the ASME*, **57**, (1990), 434-441.
- [18] Lee, C. K., Chiang, W. W., O'Sullivan, T. C., Piezoelectric modal sensor/actuator pairs for critical active damping vibration control, *Journal of the Acoustical Society of America*, **90-1**, (1991), 374-384.
- [19] 田中 信雄, 菊島 義弘, 黒田 雅治, 仙波 浩雅, 分布定数系モードセンサに関する研究, 日本機械学会論文集, **62-596**, C, (1996), 1418-1425.
- [20] 田中 信雄, 菊島 義弘, 黒田 雅治, 分布定数系モードセンサを用いた平板構造物のモード制御に関する研究, 日本機械学会論文集, **63-606**, C, (1997), 409-416.
- [21] Tzou, H. S., Fu, H. Q., A Study of Segmentation of Distributed Piezoelectric Sensors and Actuators, Part I: Teoretical Analysis, *Journal of Sound and Vibration*, **172-2**, (1994), 247-259.
- [22] Tzou, H. S., Fu, H. Q., A Study of Segmentation of Distributed Piezoelectric Sensors and Actuators, Part II: Parametric Study and Active Vibration Controls, *Journal of Sound and Vibration*, **172-2**, (1994), 261-275.
- [23] 江 鐘偉, 長南 征二, 小関 満, 圧電素子をアクチュエータとするフレキシブルアームの変位制御, 日本機械学会論文集, **56-522**, C, (1990), 416-423.
- [24] 奥川 雅之, 佐々木 実, 山田 洋成, オブザーバを用いた圧電アクチュエータのマルチセンシング法第 9 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, (1997), 279-282.

- [25] 小笠原 紹元, 佐々木 実, 大石 明子, 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, 第9回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, (1997), 283-288.
- [26] 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方法, 第8回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, (1996), 59-64.
- [27] Dario, P., and Buttazzo, G., An Anthropomorphic Robot Finger for Investigating Artificial Tactile Perception, *The International Journal of Robotics Research*, **6-3**, (1987), 25-48.
- [28] Salisbury, J. K., and Craig, J. J., Articulate Hand: Force Control and Kinematic Issues, *The International Journal of Robotics Research*, **1-1**, (1982), 4.
- [29] Ikuta, K., Beard, D. C., Ho, S., and Moiin, H., Direct Stiffness and Force Control of a Shape Memory Alloy Actuator and Application to Miniature Clean Gripper, *Proceedings of ASME Winter Annual Meeting*, (1998), 241.
- [30] 生田 幸士, 形状記憶合金のロボット制御への応用, 日本ロボット学会誌, **9-4**, (1991), 507-511.
- [31] 木村 誠, 橋本 哲幸, 北原 時雄, 安藤 泰久, 中田 毅, 圧電アクチュエータを用いる小グリッパの力制御, 精密工学会誌, **61-2**, (1995), 263-267.
- [32] Chonan, S., Jiang, Z. W., Shimizu, H., Modeling of Miniature Finger Driven by Piezoceramic Stacked Actuator, *Advanced Computational and Design Techniques in Applied Electromagnetic Systems*, (1995), 277-280.
- [33] 長南 征二, 江 鐘偉, 佐藤 正行, 積層型圧電素子で駆動されるソフトハンドリング・グリッパ (第1報, 解析モデル並びに微小把持力保持), 日本機械学会論文集, **62-595**, C, (1996), 920-927.
- [34] 新井 健生, 静力学特性に基づくパラレルリンクマニピュレータの解析と統合, 日本ロボット学会誌, **10-4**, (1992), 526-533.
- [35] 新井 健生, 谷川 民生, Rene Larssonneur, マイクロハンドを構成するフィンガーマジュールの機構と制御, 日本ロボット学会誌, **15-3**, (1997), 402-407.
- [36] 長南 征二, 江 鐘偉, 佐久間 伸一, 圧電素子で駆動される小型把持機構の微小発生力制御, 日本機械学会論文集, **59-557**, C, (1993), 150-157.
- [37] 江 鐘偉, 長南 征二, 小関 満, バイモルフ型圧電素子で駆動されるソフトハンドリング・グリッパ, 日本機械学会論文集, **62-597**, C, (1996), 1773-1780.
- [38] 大嶋 和彦, 瀧上 唯夫, 早川 義一, セルフセンシング・アクチュエータを用いたはりのロバストな制振制御, 機論, **62-604**, C, (1996), 4499-4506.

- [39] Oshima, K., Takigami, T., Hayakawa, Y., Robust Vibration Control of a Cantilever Beam Using Self-Sensing Actuator, JSME International Journal Series C, **40-4**,(1997),681-687.
- [40] 瀧上 唯夫, 大嶋 和彦, 早川 義一, 仮想ブリッジ回路に基づくセルフセンシング・アクチュエータを用いたはりの軌跡制御, 機論, **64-624, C**, (1998), 2931-2938.
- [41] Takigami, T., Oshima, K., Hayakawa, Y., Ito, M., Application of Self-Sensing Actuator to Control of a Soft-Handling Gripper, Proceedings of IEEE International Conference on Control Applications, (1998),902-906.



Inches 1 2 3 4 5 6 7 8
cm 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19

Kodak Color Control Patches

© Kodak, 2007 TM: Kodak

Blue	Cyan	Green	Yellow	Red	Magenta	White	3/Color	Black

Kodak Gray Scale



© Kodak, 2007 TM: Kodak

A 1 2 3 4 5 6 M 8 9 10 11 12 13 14 15 B 17 18 19

