空圧ステージに対するモデル追従制御の適用に関する一考察

武井 陸^{*1}, 涌井 伸二^{*2}

A study of implementation of model following control for a pneumatic stage

Riku TAKEI^{*1} and Shinji WAKUI^{*2}^{*1} Graduate School of Engineering, Tokyo University of Agriculture and Technology
2-24-16, Naka-cho, Koganei-shi, Tokyo 184-8588, Japan^{*2} Institute of Engineering, Tokyo University of Agriculture and Technology
2-24-16, Naka-cho, Koganei-shi, Tokyo 184-8588, Japan

Received: 27 July 2016; Revised: 30 September 2016; Accepted: 1 December 2016

Abstract

This paper considers the performance improvement of pneumatic stage positioning. The pneumatic system, which consists of air cylinders, servo valves, and pipes supplying compressed air to a pneumatic stage, have parameter variation due to mainly air compressibility. It leads to low positioning repeatability. To compensate for this parameter variation, model following control (MFC) is employed for the pneumatic system. One of authors has previously shown the effectiveness of MFC. However, how to select desired model to follow and controller used for MFC (called “the model following controller”) is not considered sufficiently. Then this paper considers appropriate model and the model following controller from the viewpoint of transfer function. As a result of considerations, it is found that the model cannot be selected freely, as represented by reference model of model matching two degrees-of-freedom control system, but rather should be just equal to the pneumatic system. Furthermore, it is also found that a PID controller is better than a PI as the model following controller so as to improve transient response of MFC. Validity of the proposed model and model following controller are presented by pole-zero loci and experimental results. The effectiveness of MFC with both proposed model and model following controller is shown by results of repeated positioning.

Key words : Model following control, Motion control, PDD² control, Pneumatic equipment, Positioning

1. 緒 言

空気圧シリンダは取扱いの簡単さ、安全性、そして低価格であるなどの利点から、各種生産現場で利用されている。しかし、空圧系が持つ空気の圧縮性、摺動部の機械摩擦に起因する非線形要素により、正確な位置制御は容易でない(橋本他, 1991)(則次他, 1994)。そのため、この利用は単純な往復運動が大半であり、半導体露光装置のように、微小ストロークの繰り返し位置決めが要求される分野での応用は稀である。現状では、一部の半導体検査装置において応用され始めた程度に留まる。

空圧駆動系の位置決め制御に関する研究は、たとえば最適制御、ファジィ制御、外乱オブザーバなどこれまで多岐にわたって行われてきた(藤原他, 1996)(Parnichkun and Ngaecharoenkul, 2001)(三東, 涌井, 2013)。一方、文献(Kato et al., 2007)では、空圧式除振装置への供給空気の制御に使用するスプール形サーボバルブが有する非線形の補償法として、モデル追従制御(Model following control: 以下、MFCと略記)が提案され、その有効性が示されている。同制御法では、制御対象と設計者が指定するモデルの両出力の偏差をとり、制御器(以下、モデル追従制御器と呼称)を介して操作量に帰還するループ構造をとる。そして、モデル追従制御器により同偏差を零とすることで、制御対象の出力をモデルのそれに追従させる手法である。筆者らの一部は、MFC

No.16-00334 [DOI:10.1299/transjsme.16-00334], J-STAGE Advance Publication date: 15 December, 2016

^{*1} 学生員, 東京農工大学大学院工学府 (〒184-8588 東京都小金井市中町 2-24-16)^{*2} 正員, 東京農工大学大学院工学府

E-mail of corresponding author: s166787z@st.go.tuat.ac.jp

を空圧ステージに対して適用することで、空圧系固有の特性変動を補償し、繰り返し位置決め精度の向上を達成している (Ito et al., 2016). しかし、その際 MFC の緩慢な応答が確認されていた. ステージには速応性が求められる. アウトループのハイゲイン化による高速位置決めを実現するためには、インナである MFC の高速化が前提となる.

そこで本論文では、空圧ステージに対する MFC 適用時の留意点を示し、これを踏まえて改良を施す. 具体的に、モデル選定時における留意点を示す. まず、空圧系とは異なる特性をもつモデルを指定したとき、空圧系の伝達関数より構造的にモデル追従が不可能であることを示す. つまり、モデルマッチング型 2 自由度制御系 (田中他, 1999) における参照モデルのように、モデルは任意指定できるのではなく、空圧系に限りなく等しく設定しなければ追従しない. これに加えて、モデルの伝達関数の構造を空圧系のそれに一致させたうえで、パラメータを真値に接近させることにより、MFC が高速化するという定性的理解も得た. そのためには空圧系の正確な同定を要するが、実際には同定誤差は避けられない. この誤差を補償するのがモデル追従制御器である. 文献 (Kato et al., 2007) では、同制御器に PI 補償器を用いている. しかし、同補償器の優位性までは明示されておらず、モデル追従制御器の検討は不十分であった. そこで、系の動特性において支配的な低次元の項より部分補償すべきとする部分的モデルマッチング (北森, 1998) の観点に基づき、同制御器を比較・検討する. その結果、PI より PID 補償器の方が高次項のマッチングが可能であり、より追従性が増すことがわかった. 本論文の構成は以下の通りである. 2 章では、実験環境と制御構成について述べる. 次に、3 章ではモデルの選定、4 章ではモデル追従制御器の検討を行う. 5 章では、まず実験的にモデルを調整し、パラメータ誤差の低減を図る. そして、調整後のモデルに対して上述の PID 補償器を適用したときの有効性を実験結果より示す. 最後に、6 章で結論を述べる.

2. 空圧ステージと制御構成

2・1 空圧ステージ

空圧ステージの外観を図 1 に示す. 質量 15 kg の同ステージは転がり軸受で案内され、水平方向に 10 cm の可動範囲を有する. 同ステージを含む実験構成を図 2 に示す. エアコンプレッサで生成された圧縮空気は、レギュレータを介してエアシリンダ (Airpel, M16D300.0S) へ両方向から供給される. 同シリンダはピストンで 2 つのチャンバに区切られており、これら内部に充填された圧縮空気の圧力差がステージの駆動力となる. ステージ側面には差動変圧器 (Linear variable differential transformer: 以下、LVDT と略記) (SHINKO ELECTRIC, LT2-120R) が固定されており、これがステージ位置を検出する. また、各チャンバ内には圧力センサ (Setra, Model 204) が備えられ、差圧検出回路を介して両チャンバの差圧を検出する. 検出された両信号は DSP にフィードバックされる. DSP においては、2・3 節にて後述する制御則に基づく演算が行われ、各サーボバルブ (LINATOR, EWS 3/4) へ操作量を送る. バルブは印加電圧に応じて開閉し、エアシリンダへ流入する空気の流量を制御する. その結果生じるチャンバ間の差圧により、ステージは駆動される.

2・2 モデル追従制御

図 3 に MFC のブロック図を示す. ここで、 $P(s)$: 空圧系、 $P_m(s)$: モデル、 $C(s)$: モデル追従制御器、 K_{pres} : 圧力センサ感度[V/Pa]、 $W(s)$: 操作量[V]、 $P_d(s)$: 空圧系の出力である圧力[Pa]、 $E_{MF}(s)$: 偏差[V]である. 同制御法

Fig.1 Pneumatic stage.

Fig.2 Experimental setup.

Fig.3 MFC.

は、 $P(s)$ の出力を $P_m(s)$ のそれに追従させる手法である。図3より、

$$E_{MF}(s) = P_m(s)W'(s) - K_{pres}P_d(s) \quad (1)$$

の関係が得られる。モデル追従制御器 $C(s)$ により偏差 $E_{MF}(s)$ が零となるとき、式(1)は、

$$\frac{K_{pres}P_d(s)}{W'(s)} = P_m(s) \quad (2)$$

となり、空圧系 $P(s)$ の特性はモデル $P_m(s)$ に等しくなる。空圧系 $P(s)$ は圧縮空気を供給する配管、エアシリンダ、そしてサーボバルブから構成される。これらは空気の圧縮性による非線形性を有するため、特性に揺らぎをもつ。そのため、繰り返し位置決めの際、ステージ位置にばらつきが生じる。これを補償するために、空圧系に対してMFCを適用する。ここで、モデル $P_m(s)$ は設計者が指定する。モデルの適切な選定方法については3章で詳述する。次節では、MFCを含めた空圧ステージの制御構成について述べる。

2・3 制御構成

空圧ステージの制御構成を図4に、パラメータの定義を表1に示す。まず、同図の赤線部を除く基本構成から説明する。空圧ステージは、空圧系と機械系から構成される。前者は配管での損失分を考慮して1次遅れ系、後者はバネ・マス・ダンパ系なので2次遅れ系で表現できる。ステージの位置制御にはPDD²制御を用いる（藤田他, 2006）（柳川, 涌井, 2010）。ここで、空圧系前段のPI補償器（図中、Pre-PI）により、空圧系を積分特性にする。具体的には、Pre-PIと空圧系の両時定数を一致させることで極零相殺を発生させている。このとき、目標値 $R(s)$ から位置 $X(s)$ までの伝達関数は次式である。ただし、PDD²制御の擬似微分器を完全微分器としている。

$$\frac{X(s)}{R(s)} = \frac{K_p K_{air} A_0}{T_{air} s \left\{ Ms^2 + \left(D + \frac{K_{dd} K_{air} K_{pos} A_0}{T_{air}} \right) s + \left(K + \frac{K_d K_{air} K_{pos} A_0}{T_{air}} \right) \right\} + K_p K_{air} K_{pos} A_0} \quad (3)$$

式(3)分母において、剛性項に K_d 、粘性項に K_{dd} が含まれている。そのため、これらゲインの調整によりステージの剛性および粘性の操作、具体的には、ステージの残留振動の周期短縮およびオーバーシュートの抑圧ができる。そして、図4の赤線部がMFCに該当する箇所である。モデルは空圧系と同じ1次遅れ系に設定している。MFC適用時、Pre-PIと極零相殺させるためである。モデル追従制御器には文献（Kato et al., 2007）と同様に、PI補償器（図中、Model-PI）を実装している。ただし、後の4章において、ループのハイゲイン化の意味で適切なモデル追従制御器の検討を行い、この結果を踏まえて変更する。なお、圧力センサ出力の高周波ノイズカットのため、Model-PI前段に遮断周波数100 Hzのローパスフィルタ（図中、LPF）を設置している。

Table 1 Parameters of control system for the pneumatic stage.

Symbol	Description	Unit	Symbol	Description	Unit
M	Mass of the stage	kg	K_v	Gain of the model	V/V
D	Viscous damping coefficient of the stage	N·s/m	T_m	Time constant of the model	s
K	Spring constant of the stage	N/m	K_{pres}	Sensitivity of the pressure sensor	V/Pa
A_0	Piston area	m ²	T_{lpf}	Time constant of the low pass filter	s
K_p	Proportional gain of the PDD ² controller	V/V	K_{mp}	Proportional gain of the model PI compensator	V/V
K_d	Differentiation gain of the PDD ² controller	V/V	K_{mi}	Integral gain of the model PI compensator	V/V
K_{dd}	Second order differentiation gain of the PDD ² controller	V/V	r	Reference	V
T_d	Time constant of the pseudo differentiator	s	w	Input voltage to the servo valves	V
K_{pos}	Detection sensitivity of the LVDT	V/m	w'	Input voltage	V
T_{pi}	Time constant of the PI compensator	s	p_d	Difference of pressure in pneumatic cylinders	Pa
K_{air}	Gain of the pneumatic system	Pa/V	x	Position of the stage	m
T_{air}	Time constant of the pneumatic system	s	e_{MF}	Error between pressure signal and output of the model	V

Fig.4 Control system for the pneumatic stage.

3. モデルの選定と応答性改善

3・1 モデルの選定

2・3節で既述のように、PDD²制御のD・D²制御による剛性・粘性項の操作を可能にするため、Pre-PIとの極零相殺により空圧系を積分特性とする制御手法をとっている。そうであるならば、モデルマッチング型2自由度制御系における参照モデルのように、あらかじめ積分器をモデル $P_m(s)$ として設定する制御構成でも実現可能だと考えられる。すなわち、図5に示すようにPre-PIを取り除き、積分器モデル K_v/s を設置する。この場合ならば、Pre-PIの時定数 T_{pi} の調整も不要である。伝達関数より、実現可能なモデルか否かを検討する。図5より、操作量 $W'(s)$ から圧力センサ出力 $K_{pres}P_d(s)$ の伝達関数は、

$$\frac{K_{pres}P_d(s)}{W'(s)} = \frac{K_v}{s} \cdot \frac{\frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}T_{lpf}s^3 + \frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}s^2 + K_{air}K_{pres}K_{mp}s + K_{air}K_{pres}K_{mi}}{T_{air}T_{lpf}s^3 + (T_{air} + T_{lpf})s^2 + (1 + K_{air}K_{pres}K_{mp})s + K_{air}K_{pres}K_{mi}} \quad (4)$$

と導出される。式(4)右辺は2つの要素からなる。ひとつは設計者が指定の積分器モデル K_v/s であり、もうひとつは3次多項式である。後者の分母・分子の各次数の係数が一致するとき、極零相殺により式(4)右辺には積分器モデル K_v/s のみが残る。すなわち、空圧系の特性は積分器となる。しかし、 s^3 から s^1 の各係数はそれぞれ分母と分子で異なっており、調整パラメータ K_{mp} 、 K_{mi} の値を調整しても両係数は一致しない。これでは高次項の極零相殺がなされず、モデル追従がなされない。すなわち、積分器モデル K_v/s の設定は不可能である。

一方で、実システムに等しい1次遅れモデルの場合を考える。式(4)と同様にして、 $W'(s)$ から $K_{pres}P_d(s)$ の伝達関数を図4より求めると、

$$\frac{K_{pres}P_d(s)}{W'(s)} = \frac{K_v}{1+T_ms} \cdot \frac{\frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}T_mT_{lpf}s^3 + \frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}(T_m+T_{lpf})s^2 + \frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}(1+K_vK_{mp})s + K_{air}K_{pres}K_{mi}}{T_{air}T_{lpf}s^3 + (T_{air}+T_{lpf})s^2 + (1+K_{air}K_{pres}K_{mp})s + K_{air}K_{pres}K_{mi}} \quad (5)$$

となる。式(4)と同様に、右辺は1次遅れモデル $K_v/(1+T_ms)$ と3次多項式の積の形をとる。しかし、式(4)とは異なり、3次多項式の s^3 から s^1 の各係数は分母と分子で同様の構造となる。ここで、 $K_v=K_{air}K_{pres}$ かつ $T_m=T_{air}$ のとき、式(5)は、

$$\frac{K_{pres}P_d(s)}{W'(s)} = \frac{K_v}{1+T_ms} \quad (6)$$

となり、3次多項式の極零相殺により空圧系の特性はモデルのそれに等しくなる。すなわち、モデル追従が有効に機能する。

MFCという名称から、本節冒頭で述べた参照モデルに代表されるように、設計者による任意なモデルの指定が可能だと誤認しがちである。しかし、式(4)と(5)の対比から明らかなように、モデル $P_m(s)$ は設計者の都合で指定してよいのではなく、実システムの構造に限りなく近く設定しなければモデル追従はなされない。

Fig. 5 Control system with integrator model.

3・2 応答性改善

3・1 節では、空圧系に限りなく等しくモデル $P_m(s)$ を指定する必要があることを示した。そのためには空圧系の特性を明確にせねばならない。しかし、最小二乗法などのパラメータ推定法やサーボアナライザによる測定において、同定誤差は避けられない。とくに、空圧系のように特性に揺らぎをもつシステムでは、これが顕著に発現する。このような実情を踏まえ、モデルのパラメータ誤差の大小が MFC の応答性に与える影響を、極・零点軌跡により確認する。式(5)右辺の 3 次多項式の極・零点配置を図 6 に示す。固定パラメータを表 2 に示す。Model-PI の比例ゲイン K_{mp} は 0.035 である。また、モデルのパラメータは $K_v=K_{air}K_{pres}=4.2 \times 1.4286$, $T_m=4$ と真値に等しくしている。そのため、図 6 ではそれぞれの極と零点は重なり、完全に極零相殺がなされている。以下ではモデルのパラメータ K_v と T_m を変化させ、パラメータ誤差の大小が異なる 3 通りについて軌跡を確認する。ここで式(5)より、分母・分子はともに 3 次式であるため、極・零点はともに 3 つ存在する。系の応答は原点近傍の極 P_1 が支配的であるため、ここではこの極とそれに対応する零点 Z_1 の挙動にのみ着目する。

実適用の際には、 K_v と T_m の誤差を Model-PI の調整により補償する。以下では、 K_v と T_m の真値との誤差が、(a) いずれも大きい ($K_v=0.1$, $T_m=10$)、(b) K_v は小さく T_m は大きい ($K_v=5.0$, $T_m=10$)、そして、(c) いずれも小さい ($K_v=5.0$, $T_m=5$) 場合に、上述の調整を模擬したときの極 P_1 と零点 Z_1 の軌跡を確認する。結果を図 7(a)~(c) にそれぞれ示す。比例ゲイン K_{mp} を 0 から大きくしたときの軌跡である。

まず(a)の場合、零点 Z_1 は原点のごく近傍からほとんど動かない。一方で、振動成分をもつ極 P_1 は負実軸に合流し、そのまま原点方向へ移動する。しかし、最終的に負実軸上の原点近傍に位置する零点 Z_1 とは完全には重ならず、極零相殺は十分になされない。次に(b)では、虚数成分を持つ極 P_1 と零点 Z_1 はともに実軸へ接近し、負実軸上を不安定方向へ移動する。そして、最終的に両者は重なりあい、(a)よりも原点から遠い負実軸上で相殺される。最後に(c)について、同図(b)と同様の動きであるが、こちらの方がより原点遠方において極零相殺がなされている。以上より、モデルのゲイン K_v および時定数 T_m は調整パラメータのひとつであり、これらを実際の空圧系に近い値に設定することで、代表根をより安定方向で極零相殺することができる。これは、MFC の応答性の高速化に寄与する。なお、本節と後の 4・2 節で扱う極・零点軌跡は、実機との定量的な一致を図るものではなく、あくまで定性的な傾向を明らかにするためのものである。

Fig. 6 Pole and zero assignment.

Table 2 Parameters used for the pole and zero loci.

Symbol	Value	Unit
K_{air}	4.2×10^5	Pa/V
T_{air}	4	s
K_{pres}	1.4286×10^{-5}	V/Pa
T_{lpf}	0.0015924	s
K_{mi}	0.015	V/V

(a) $K_v=0.1, T_m=10$.(b) $K_v=5.0, T_m=10$.(c) $K_v=5.0, T_m=5$.

Fig. 7 Pole and zero loci in the case that K_v and T_m are changed. In (a), the blue pole moves near the blue zero in the neighborhood of the origin on negative real axis, but they do not fully overlap each other. (b) shows that they overlap each other on negative real axis. In (c), they overlap each other farther from origin than the case of (b).

4. モデル追従制御器の改良

4・1 モデル追従制御器の検討

文献 (Kato et al., 2007) では、スプール型サーボバルブの非線形特性の補償を目的として空圧式除振装置に対して MFC を適用し、その有効性を示している。除振装置は定位浮上が目的であるため、立ち上げ時の速応性は重要ではない。一方、本論文が対象とするステージは位置決め装置であるため、応答の速さが性能の可否を決定する。位置決めの高速化は PDD² 制御のゲイン調整により実現可能である。ここで、図 4 に示す制御系は PDD² 制御を含むループが MFC を内包する構造である点に注意する。アウトループの高速な応答に対してインナが緩慢であれば、後者の効果は十分に得られない。したがって、まずインナである MFC の応答性を改善する必要がある。これまでは文献 (Kato et al., 2007) にしたがって、モデル追従制御器には PI 補償器を使用してきた。しかし、同文献は空圧式除振装置を対象としており、空圧ステージに対して同補償器が適切であるとは限らない。以上を踏まえ、本節ではモデル追従制御器の比較・検討を行う。

2・3 節で示した PI 補償器 $C_{pi}(s)$ は、

$$C_{pi}(s) = K_{mp} + \frac{K_{mi}}{s} \quad (7)$$

と表される。ブロック図では P と I 補償器の並列接続で表現されるため、これを並列型の PI 補償器と呼称する。並列型は、機能が明確化された補償器ごとの投入が可能であるため、モデルフリーの制御対象に対してよく用いられる。一方で、式(7)の並列型とは形が異なる以下の掛け算型の補償器も存在する。

$$C_{pi}(s) = K_{mp} \cdot \frac{1 + T_{mi}s}{T_{mi}s} \quad (8)$$

ただし、 T_{mi} を積分時間とする。掛け算型では、時定数 T_{mi} を制御対象の特性に対して最適値に設定すれば、これを不変のままゲイン K_{mp} だけ操作できる特徴がある。そのため、特性が一度明らかとなった制御対象に対しては、調整を非干渉で行える利点がある。ここで、式(8)に示す PI 補償器において、 $W(s)$ から $K_{pres}P_d(s)$ の伝達関数を導出すると、

$$\frac{K_{pres}P_d(s)}{W(s)} = \frac{K_v}{1 + T_m s} \cdot \frac{\frac{K_{air}K_{pres}}{K_v} T_m T_{lpf} T_{mi} s^3 + \frac{K_{air}K_{pres}}{K_v} (T_m + T_{lpf}) T_{mi} s^2 + \frac{K_{air}K_{pres}}{K_v} (1 + K_v K_{mp}) T_{mi} s + K_{air}K_{pres} K_{mp}}{T_{air} T_{lpf} T_{mi} s^3 + (T_{air} + T_{lpf}) T_{mi} s^2 + (1 + K_{air} K_{pres} K_{mp}) T_{mi} s + K_{air} K_{pres} K_{mp}} \quad (9)$$

Fig. 8 Block diagram of Model-PID.

となる．系の応答性は低次項が支配的である（北森，1998）．したがって，実際の調整過程では，低次項から高次項方向へ順に係数を合わせこむ必要がある．しかし，式(9)右辺の3次多項式に着目すると， s^0 ， s^1 項の両方に調整パラメータの比例ゲイン K_{mp} が，また $s^1 \sim s^3$ 項のすべてに積分時間 T_{mi} が含まれている．これでは，各項の個別な調整，すなわち，上述の低次項から高次項方向への合わせこみができない．一方，式(7)の並列型のPI補償器を実装した場合，式(5)に示すように s^0 項に積分ゲイン K_{mi} が， s^1 項に比例ゲイン K_{mp} がそれぞれ含まれる．この場合，ゲイン K_{mi} ， K_{mp} を順に調整することで，低次項から係数の合わせこみが可能である．したがって，式(7)に示す並列型の補償器の方がよい．

さらに、MFC の高速化を図るためには、モデル追従制御器のハイゲイン化が必須となる。しかし、ゲインの増大は同時に不安定化を招く。ハイゲイン化した低次項との均衡をとるためには、高次項の係数も同様に大きくせねばならない。しかし、式(7)の並列型の PI 補償器では、ゲイン K_{mi} と K_{mp} の調整による低次項の操作しかできない。そこで、並列型の PID 補償器（以下、Model-PID と呼称）を用いた場合を式(9)と同様に検討する。Model-PID のブロック図を図 8 に示す。同図と図 4 より、 $W(s)$ から $K_{mes} P_d(s)$ の伝達関数は、

$$\frac{K_{pres}P_d(s)}{W'(s)} = \frac{K_v}{1+T_ms} \cdot \frac{\frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}T_mT_{lpf}s^3 + \frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}(T_m+T_{lpf}+K_vK_{md})s^2 + \frac{K_{air}K_{pres}}{K_v}(1+K_vK_{mp})s + K_{air}K_{pres}K_{mi}}{T_{air}T_{lpf}s^3 + (T_{air}+T_{lpf}+K_{air}K_{pres}K_{md})s^2 + (1+K_{air}K_{pres}K_{mp})s + K_{air}K_{pres}K_{mi}} \quad (10)$$

となる．式(5)に対して式(10)では，右辺 3 次多項式の s^2 の係数に D 補償器の微分ゲイン K_{md} が新たに含まれている．すなわち，微分ゲイン K_{md} の調整により，さらに高次項の極零相殺ができる．これに加えて，Model-PID に D^2 補償器を並列に付加した場合，式(10)右辺 3 次多項式の s^3 項係数に同補償器のゲイン K_{mdd} が含まれ，より高次項の相殺が可能となる．

4・2 D補償器による極零相殺

4・1節で導入した微分ゲイン K_{md} の調整効果を、極・零点軌跡を使って明らかにする。まず、圧力センサの高周波ノイズ除去のために設置している Model-PID 前段の LPF は、簡単化のため取り除く。すると、伝達関数は式(10)において、 $T_{lpf}=0$ とすればよい。このとき高次の s^3 項が消えるが、応答に与える影響は微小であるため問題ない。4・1節で既述のように低次項が応答性を支配するという原則にしたがい、低次項から高次項方向へ順に係数を合わせこむ。本解析でも、この調整方法を踏襲し、調整過程の極・零点の軌跡を確認する。式(10)においては、低次項から順に調整ゲイン K_{mi} 、 K_{mp} 、 K_{md} が各次数の項に含まれているため、この順に調整する必要がある。まず、積分ゲイン K_{mi} を0から大きくしたときの極・零点軌跡を図9(a)に示す。なお、比例ゲイン K_{mp} および微分ゲイン K_{md} は0に固定している。同図より、負実軸上に配置された2つの極は、互いに接近した後虚軸と並行に分岐し、複素根となる。零点も同様の動きをとる。次に、 $K_{mi}=10$ で固定し、比例ゲイン K_{mp} を変化させる。図9(b)より、安定領域を始点とする複素根と零点は、負実軸上で合流し、一対の極 P_1 と零点 Z_1 は原点方向へ、もう一対の P_2 と Z_2 は安定方向へ向かう。原点近傍の極 P_1 と零点 Z_1 は不安定方向に移動するが徐々に接近し、やがて負実軸上でほぼ重なる。一方で、もう一対の P_2 と Z_2 は安定方向に向かうが互いに離れる。すなわち、原点近傍の極・零点の相殺はなされるが、もう一方はなされない。最後に、図9(c)に示すように $K_{mi}=10$ 、 $K_{mp}=30$ で固定し、微分ゲイン K_{md} に値を入れていく。原点遠方の極 P_2 と零点 Z_2 は、距離を縮めながら負実軸上を原点方向へ移動する。最終的に、両者は原点近傍でほぼ重なり、極零相殺がなされる。一方で原点近傍を始

Fig. 9 Pole and zero loci with the gain K_{mi} , K_{mp} and K_{md} changing. (a) shows that two pairs of pole and zero move parallel with imaginary axis from negative real axis. In (b), two pairs of pole and zero move back to real axis. One pair runs in the neighborhood of the origin with pole-zero cancellation, and another pair goes to opposite direction without cancellation. In (c), the pair without cancellation moves to the origin and finally overlaps at the left side of the pair with pole-zero cancellation.

点とする極 P_1 と零点 Z_1 は、互いに重なった状態を保持したまま、原点から遠ざかる方向へ実軸上を微動する。つまり、D 補償器の導入により、PI 補償器だけでは実現不可能な極・零点の相殺が可能になる。

5. 実験

5・1 モデルの調整と効果

3・2 節では、1 次遅れモデルのゲイン K_v および時定数 T_m を調整パラメータとして扱い、これらを実システムの値に近づけることで応答が高速化することを極・零点軌跡により定性的に確認した。従来研究では、サーボアナライザによる正弦波加振で得た周波数応答から、空圧系のゲイン K_{air} と時定数 T_{air} の概算値を算出し、これをもとに $K_v=0.1$, $T_m=10$ s を使用していた (Ito et al., 2016)。しかし、対象とするステージは転がり軸受で案内され摺動部に非線形摩擦を有するため、入力振幅依存性をもつ。そのため、アナライザの測定結果にはパラメータ誤差を含む。したがって、これら 2 値は再調整の余地がある。そこで、実機による調整を行った。具体的には、 K_v あるいは T_m を変化させながら位置決めをし、そのときの偏差 $e_{MF}(t)$ の時間応答を観測した。結果を図 10 に示す。同図より、 K_v あるいは T_m を変化させると、位置決め直後の時刻 4 s の振れ幅に差異が生じている。これは、以下に示す入力電圧 $W(s)$ から偏差 $E_{MF}(s)$ の伝達関数により説明できる。

$$\frac{E_{MF}(s)}{W(s)} = \frac{\frac{K_v}{1+T_m s} - \frac{K_{air} K_{pres}}{1+T_{air} s}}{1 + \frac{K_{air} K_{pres}}{1+T_{air} s} \frac{1}{1+T_{lpf} s} \left(K_{mp} + \frac{K_{mi}}{s} \right)} \quad (11)$$

式(11)右辺の分子に着目して、第 1 項は設定したモデル、第 2 項は空圧系である。同式より、調整によりモデルを空圧系に近づけると、偏差 $E_{MF}(s)$ が小さくなる。これと図 10 より、振れ幅が最小である $K_v=5.0$, $T_m=5$ s を、実際の空圧系の値により近いものとして選択した。なお、調整は $T_m=10$ として K_v から行い、次に $K_v=5.0$ で固定して T_m の調整をしている。また、同図に示す傾向はシミュレーションにおいても同様に得られたが、紙面の都合上ここでは割愛する。

次に、モデルの調整が応答性に与える効果を実機により確認する。位置決め時の偏差 $e_{MF}(t)$ の時間応答を、 K_v と T_m の調整前後で比較した結果を図 11 に示す。50 s 程度の収束時間が、調整によりおよそ 30 s に短縮されている。これは図 7 に示す結果、すなわち、極の左半面移動に伴う応答の高速化に合致する。

5・2 Model-PID の効果

5・1 節の K_v と T_m の調整結果で得られた値を使用して、ここでは Model-PID を実機に実装したときの効果を確認する。位置決め時における偏差 $e_{MF}(t)$ の時間応答を、Model-PID の D 補償器の有無で比較した。実験結果を図 12 に示す。D 補償器の適用により、振れ幅が小さくなり、過渡特性が改善されている。なお、微分ゲイン K_{md} は、実験により試行錯誤的に得た値を使用している。なお、実装に際して完全微分器ではなく、時定数 5 s の擬似微分器を使用した。

5・3 繰り返し位置決め

5・1, 5・2 節ではモデルパラメータ K_v と T_m の調整と Model-PID への変更をそれぞれ行い、MFC の応答性改善を確認した。ここでは、繰り返し位置決めにより、上記手法の有効性を実機検証する。 K_v と T_m の調整前、調整後、さらに Model-PID 使用時のそれぞれで 5 回連続の位置決めを行い、定常状態のばらつきを比較した。結果を図 13 に示す。 K_v と T_m の調整により、85 μm のばらつきが 40 μm 程度に減少した。さらに、Model-PI から PID に変更することで、およそ 30 μm の範囲に減少している。また、過渡応答に関して、図 13 中段では上段よりも整定時間が遅くなっていることが時間軸に直交する破線より確認できる。これは、5・1 節で実施したモデルのパラメータ調整により、時定数 T_m を 10 s から 5 s に変更したためである。すなわち、時定数が小さくなり、立ち上がりが高速化することでオーバーシュートが生じたためである。しかし、同図下段では中段よりも整定が速くなっている。D 補償器の追加により、図 12 のように過渡応答が良化したためである。最終的に、上段と下段を比較すると、整定時間は同じであり過渡特性の悪化はない。以上より、提案法の有効性を確認できた。

Fig. 10 Tuning of K_v and T_m . Left and right figures show the tuning result of K_v and that of T_m , respectively. In case of $K_v=5.0$, since the amplitude just after stage positioning, i.e. at about 4 s, is minimal, this value is selected as closer one to the gain of pneumatic system. In the same way, $T_m=5$ is selected.

Fig. 11 The effect of tuning of K_v and T_m . Settling time of error $e_{MF}(t)$ is reduced by tuning of K_v and T_m .

Fig. 12 The effect of Model-PID. Settling time of error $e_{MF}(t)$ is reduced by using a PID controller as the model following controller instead of a PI.

Fig. 13 Results of repetitive positioning experiments. Each figure shows the result of 5 times repeat positioning. Compared to before tuning of K_v and T_m , repeat positioning accuracy improves after tuning of them. Moreover, it improves more by adding a D control to the model-PI.

6. 結 論

本論文の結論は以下の通りである.

- (1) MFC におけるモデルは, モデルマッチング型 2 自由度制御系における参照モデルのように任意に指定ができない. 実システムの伝達関数の構造を把握した上で, かつパラメータを真値に限りなく近く設定しなければモデル追従は十分なされない. 近づけるほど MFC の応答は高速化する.
- (2) そのためには実システムの正確な同定を要するが, 実際には同定誤差は不可避である. 同誤差を補償するモデル追従制御器には, 部分的モデルマッチングの観点から, PI より PID 補償器の方が高周波領域の調整ができる点で優位である. 後者を実装し, MFC の過渡応答の改善を実験的に確認した.
- (3) 繰り返し位置決めによりステージ位置の定常値のばらつきを評価し, パラメータ調整後のモデルおよび Model-PID の有効性を実験的に示した.

文 献

- 藤田壽憲, 小島英介, 田島正之, 宮島隆至, 榊和敏, 川嶋健嗣, 香川利春, サーボ弁の動特性を考慮した空気圧サーボシステムの制御系設計, 日本機械学会年次大会講演論文集, Vol.2, No.2 (2006), pp.309-310.
- 藤原篤, 勝間田浩一, 石田義久, 能登山俊一, 外乱オブザーバを併用した空気圧シリンダの最適制御, 油圧と空気圧, Vol.27, No.6 (1996), pp.796-802.
- 橋本強二, 今枝正夫, 小西克信, 菊輪好太郎, 空気圧シリンダの適応的位置決め制御, 油圧と空気圧, Vol.22, No.2 (1991), pp.162-168.
- Ito, N., Wakui, S. and Nakamura, Y., Pneumatic stage positioning with model following control and PDD² control, International Journal of Advanced Mechatronic Systems, Vol.6, No.6 (2016), pp.247-257.
- Kato, T., Kawashima, K. and Kagawa, T., Active control of a pneumatic isolation table using model following control and a pressure differentiator, Precision Engineering, Vol.31, No.3 (2007), pp.269-275.
- 北森俊行, I-PD 制御方式の原理と設計法, システム/制御/情報 : システム制御情報学会誌, Vol.42, No.1 (1998), pp.7-17.
- 則次俊郎, 福藺康介, 高岩昌弘, ファジィ制御を用いた空気圧サーボ系の動特性改善, 油圧と空気圧, Vol.25, No.6 (1994), pp.733-738.
- Parnichkun, M. and Ngaecharoenkul, C., Kinematics control of a pneumatic system by hybrid fuzzy PID, Mechatronics, Vol.11, Issue8 (2001), pp.1001-1023.
- 三東佳史樹, 涌井伸二, 空圧ステージに対する簡易なデュアル外乱オブザーバの実装, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.79, No.799 (2013), pp.738-742.
- 田中秀幸, 杉江俊治, 片山徹, 2 自由度系を用いた構造系と制御系の同時設計, 計測自動制御学会論文集, Vol.35, No.12 (1999), pp.264-269.
- 柳川敦志, 涌井伸二, 空圧ステージへの流量外乱オブザーバ付き完全 2 自由度 PDD² 制御の適用, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.76, No.766 (2010), pp.1496-1502.

References

- Fujita, T., Kojima, E., Tajima, M., Miyajima, T., Sakaki, K., Kawashima, K. and Kagawa, T., Control system design of pneumatic servo system considering dynamic characteristics of servo valve, JSME annual meeting, Vol.2, No.2 (2006), pp.309-310 (in Japanese).
- Fujiwara, A., Katsumata, K., Ishida, Y. and Notoyama, S., An optimal control for pneumatic cylinder with disturbance observer, Journal of the Japan Hydraulics & Pneumatic Society, Vol.27, No.6 (1996), pp.796-802 (in Japanese).
- Hashimoto, K., Imaeda, M., Konishi, K. and Kikuwa, K., Adaptive position control of a pneumatic cylinder, Journal of the Japan Hydraulics & Pneumatic Society, Vol.22, No.2 (1991), pp.162-168 (in Japanese).
- Ito, N., Wakui, S. and Nakamura, Y., Pneumatic stage positioning with model following control and PDD² control, International Journal of Advanced Mechatronic Systems, Vol.6, No.6 (2016), pp.247-257.
- Kato, T., Kawashima, K. and Kagawa, T., Active control of a pneumatic isolation table using model following control and a pressure differentiator, Precision Engineering Vol. 31, No. 3 (2007), pp. 269-275.
- Kitamori, T., Principle, synthesis and design of I-PD control, Transaction of the Institute of Systems, Control and Information

Engineers, Vol.42, No.1 (1998), pp.7-17 (in Japanese).

Noritsugu, T., Fukuzono, K. and Takaiwa, M., Improvement of dynamic characteristics of pneumatic servo system with fuzzy control, Journal of the Japan Hydraulics & Pneumatic Society, Vol.25, No.6 (1994), pp.733-738 (in Japanese).

Parnichkun, M. and Ngaecharoenkul, C., Kinematics control of a pneumatic system by hybrid fuzzy PID, Mechatronics, Vol.11, Issue8 (2001), pp.1001-1023.

Santo, Y. and Wakui, S., Implementation of an easy dual disturbance observer for pneumatic stages, Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol.79, No.799 (2013), pp.738-742 (in Japanese).

Tanaka, H., Sugie, T. and Katayama, T., Simultaneous design of structure and control system using two-degree-of-freedom-controller, Transactions of the Society of the Instrument and Control Engineers, Vol.35, No.12 (1999), pp.264-269 (in Japanese).

Yanagawa, A. and Wakui, S., Application of perfect 2 DOF PDD² control with flow disturbance observer for a pneumatic stage, Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol.76, No.766 (2010), pp.1496-1502 (in Japanese).