電気油圧サーボ系における速度および推力のゲインスケジューリング制御

正員 杉山 高洋 (日本ムーグ(株)技術グループ)

正員 内田 健康 (早稲田大学 理工学部 電気電子情報工学科)

Gain Scheduled Velocity and Force Controllers for Electro-hydraulic Servosystem

Takahiro Sugiyama, Member (Moog Japan Ltd.), Kenko Uchida, Member (Waseda University)

The load variation of the electro-hydraulic servosystem causes degradation of the control characteristic. This is because the flow characteristic of the flow control valve depends on the load condition. Here, we propose the flow calculation formula to have continues flow between turbulent and laminar flow so that compose the linear plant model with a scheduling parameter. Then, design gain scheduled controllers for the velocity and hydraulic force control.

キーワード：射出成形, 電気油圧サーボシステム, LPV システム, H_∞ 制御, ゲインスケジューリング

Keywords: Injection molding, Electro-hydraulic servo systems, LPV system, H_∞ control, Gain scheduling

1. はじめに

油圧駆動システムはコンパクトで高出力、高い耐久性を有し多くの産業機械に用いられている。油圧装置制御手法の一つである電気油圧サーボ系は、高い再現性と滑らかで良好な動特性が求められる位置や速度、あるいは推力の制御に適用される。

電気油圧サーボ系の特性は使用圧力、油圧アクチュエータや流量制御弁など主要機器の選定に大きく依存する。今日の社会的省資源要求、省エネルギー化を踏まえた機器の選定を行なう場合、従来の制御手法を踏襲すれば制御特性の低下が避けられない。一方、産業機械の高機能化、高性能化が常に求められる。この問題に対し、機械系と制御系の同時設計問題を扱う研究が進められている。しかしながら多くの場合、与えられた制御対象に対し、要求される制御仕様が達成される手法を採用するという立場がとられる。

油圧装置には、多くの非線形要素やモデル化されない高周波振動成分を有する機器が内在する。代表的なものに、アクチュエータ形状の非対称性、摺動摩擦、ヒステリシス、不感帯、バックラッシュ、流路形状、流体の動特性や作動油粘性、体積弾性係数、流量制御弁の負荷流量特性などが挙げられる。また、作動油温度上昇に伴う油圧機器の高周波発振現象がしばしば発生し問題となる。作動油の体積弾性係数や粘度は空気含有量や流体温度に大きく依存するので、不確定なパラメータとして扱う必要がある⁽¹⁾。

このように電気油圧サーボ系には、取り扱いが難しい要

素が多数含まれるが前述のような利点から、これまでに多くの研究が行なわれている。制御対象のパラメータ変動に対し適応制御⁽²⁾の有効性が示され、非線形制御対象へはスライディングモード制御⁽³⁾⁽⁴⁾の検討が行なわれている。これら手法によれば、PID 制御など従来手法よりもパラメータや負荷変動の影響を低減できるが、制御器の構造が複雑になること、力や速度制御における電気油圧サーボ系の持つ滑らかで高い追従性の実現に至っていないことなどの問題がある。一方、電気油圧サーボ系の制御器設計に用いられる手法の一つに、 H_∞ の枠組みによるロバスト制御⁽⁵⁾⁽⁶⁾がある。しかし、動作点近傍の線形モデルに基づく制御器設計によれば、局所的な安定性と性能が保証されるが、制御対象のパラメータが比較的大きく変動する場合には適用の限界がある。本論文では、大きなパラメータ変動に対して安定性と性能を保証することをねらい、LPV(Linear Parameter-varying) モデルに基づくゲインスケジューリング制御を検討する。

制御器設計には制御対象のモデルが必要であるが、電気油圧サーボ系に対する制御対象のパラメータ変動と流量制御弁における絞り部のクリアランスと重合度を考慮した流量計算に基づくモデル作成の研究は少ない。また、推力や圧力の制御では制御弁が主に中立点付近で動作するため、これらを考慮したモデルを構築することが重要である。これまでに、絞り部開口面積に比例する流れとクリアランス部のすき間流れの流量計算式は広く知られている。しかし、二つの流量計算式は境界で不連続なため、制御弁動作領域

全体に渡る連続なモデルを記述することを難しくしている。そこで本論文では、境界領域で流量計算値と微小変化量が連続となる補間式を提案する。この補間式によるモデルと推力に依存するスケジューリングパラメータを導入して、制御対象をLPVシステムとして記述する。このLPVモデルに基づき、電気油圧サーボ系におけるシリンダ速度と推力制御のゲインスケジュールド制御器を設計する。

本論文では、はじめに射出成形機に用いられる電気油圧サーボ系の概要を説明した後、中立点付近における制御流量の補間式を述べる。この補間式を用いて線形モデルを構成する手順を説明し、次に推力に依存するスケジューリングパラメータを用いて制御対象のモデル集合をLPVシステムとして記述する。制御器設計は、 H_∞ 制御問題の枠組みを用いるので、スケジューリングパラメータに依存する一般化プラントを構成する。一般化プラントに対するLMI制約問題の安定化解を求めることにより、制御器パラメータを算出する。本手法により、射出成形機における射出シリンダの速度と推力のゲインスケジュールド制御器を設計し、制御器を非線形制御対象モデルへ適用したシミュレーション結果と実機における制御結果を示す。

2. 射出成形機に適用される電気油圧サーボ制御

射出成形機の主要構成機器は、図1に示すように金型と金型開閉機構、バレル、射出シリンダ、流量制御弁、油圧源、速度と圧力検出器、樹脂材料供給器と制御機器がある。射出成形機では、熔融樹脂を金型内へ射出する行程で油圧シリンダの速度制御が用いられ、金型内へ樹脂が充填完了する直前から行なわれる保圧行程には推力制御が用いられる。樹脂の剪断発熱とヒータで加熱熔融した樹脂は、金型表面接触部の速度が一定になるよう金型形状に従った速度プロファイルで射出される。射出成形の特徴は、金型形状をプラスチックで成形することばかりではなく、金型表面に設けられた模様や情報を写しとることである。成形の良否は、熔融樹脂の金型表面接触から接触部表面の冷却、凝固の過程で決まる。熔融樹脂流動速度の変動は、転写性と呼ばれる金型表面形状を写しとる特性を劣化させる。金型内に樹脂がほぼ充填されると、保圧制御モードに切り替わる。これは、油圧シリンダの推力、あるいは圧力の制御を行なうことである。成形品の内部応力を均一にすることで、樹脂冷却と成形後の経時変化を低減するものである。

3. 流量計算式

図2に示すようなスリーブとスプールから構成される流量調整部を持つ制御弁には、二つの代表的な流れの状態がある。一つはスリーブとスピールの位置関係により構成される開口部の流れで、他の一つは開口部が閉ざされた状態におけるスリーブとスピールのすき間を流れである。まず図2に示す4つの流量調整部のうちA部についての流量計算式を考える。開口部での流量とすき間部の流量計算には、クリアランス(c_r)と重合度(l_a)を考慮して式(1)と(3)が

図1 射出成形機の構成

Fig. 1. Injection molding machine structure

図2 制御対象の構成

Fig. 2. Plant structure

一般に用いられる。

$$q_{2int} = K_t \sqrt{(x_s - l_a)^2 + c_r^2} \sqrt{P_s - P_2} \dots l_a \leq x_s \dots (1)$$

$$q_{2ini} = \left(\frac{3}{K_l} \right)^3 \left(\frac{K_t c_r}{4} \right)^4 \frac{(x_s - l_a)^3}{P_s - P_2} + K_t c_r \sqrt{P_s - P_2} \dots l_a + x_{sa} \leq x_s < l_a \dots (2)$$

$$q_{2int} = K_l \frac{P_s - P_2}{-(x_s - l_a)} \dots x_s < l_a + x_{sa} \dots (3)$$

ここで、 $x_{sa} = -4C_r \sqrt{P_s - P_2} / (3K_t K_l)$ 。 $P_2(t)$, $P_1(t)$ はシリンダヘッド側とロッド側圧力、 A_2 , A_1 はそれぞれヘッド側とロッド側の有効面積である。 m_p と m_l はピストン質量と負荷質量、 $x_p(t)$ はピストン変位である。 K_t , K_l は、乱流と層流状態の流量係数である。しかしながら、これら二つの式により算出される流量は、境界で連続とならない。そこで、これらの流量を連続、かつスプール変位と負荷圧力変化に対する流量変化率も連続となるような補間式(2)を用いることとする。これにより、推力制御器設計において重要な電気油圧サーボ系油圧駆動部の剛性をより正しく表現することができる。式(1),(2)と(3)からは、流量制御弁の出力流量が負荷圧力に依存する非線形な特性となることがわかる。この特性により、一つの動作点に対する制御器パラメータが固定される制御手法では、制御対象の全動作範囲に渡る良好な制御性能を満たすことが難し

くなっている。

式(1),(2)と(3)を動作点 (x_{s0}, P_{20}) で線形化すれば

$$\delta q_{2int} = K_t \left(\frac{x_{s0} - l_a}{\sqrt{(x_{s0} - l_a)^2 + c_r^2}} \sqrt{P_s - P_{20}} \delta x_s - \frac{\sqrt{(x_{s0} - l_a)^2 + c_r^2}}{2\sqrt{(P_s - P_{20})}} \delta P_2 \right) \quad \dots (4)$$

$$\delta q_{2ini} = \left(\frac{3}{K_l} \right)^3 \left(\frac{K_t c_r}{4} \right)^4 \frac{3(x_{s0} - l_a)^2}{P_s - P_{20}} \delta x_s + \left(\left(\frac{3}{K_l} \right)^3 \times \left(\frac{K_t c_r}{4} \right)^4 \frac{(x_{s0} - l_a)^3}{P_s - P_{20}} - \frac{K_t c_r}{2\sqrt{P_s - P_{20}}} \right) \delta P_2 \quad \dots (5)$$

$$\delta q_{2int} = K_l \left(\frac{P_s - P_{20}}{-(x_{s0} - l_a)} \delta x_s - \frac{1}{-(x_{s0} - l_a)} \delta P_2 \right) \quad \dots (6)$$

を得る。スプール変位 $x_s(t)$ に従い式(4), (5) または (6) から対応する式を選ぶものし、これらを式(7)のように簡潔に表す。

$$\delta q_{2in} = K_{2inxs} \delta x_s + K_{2inp2} \delta P_2 \quad \dots (7)$$

絞り部 B、C と D についても同様に、それぞれ線形式(8), (9) と (10) を得る。

$$\delta q_{2out} = K_{2outxs} \delta x_s + K_{2outp2} \delta P_2 \quad \dots (8)$$

$$\delta q_{1out} = K_{1outxs} \delta x_s + K_{1outp1} \delta P_1 \quad \dots (9)$$

$$\delta q_{1in} = K_{1inxs} \delta x_s + K_{1inp1} \delta P_1 \quad \dots (10)$$

4. モデリング

〈4・1〉 線形システム 図3に流量制御弁への入力 δv_{sig} から観測変数である油圧推力 δV_{Fh} とピストン速度 δV_{xpv} までの線形系のブロック図を示す。 v_{sig} は操作量で、 r_{sig} と r_{str} は流量制御弁の定格入力信号と定格スプール変位である。 w_v と ζ_v は、流量制御弁の固有周波数と減衰係数である。圧力変化は、体積弾性係数 β と呼ばれる流体の圧縮性と圧力容器内における流体の有効体積変化により算出する。有効体積変化は、流量制御弁を介して流入・流出する流量の時間積分とピストン変位に伴う体積変化量の総和である。負荷系は質量、等価バネと等価粘性抵抗で構成されている。バネ定数と粘性係数は、材料の乾燥状態や溶融した時の温度条件などで変動するが、ここでは事前に速度制御と保圧制御工程それぞれに代表的な値が実験的に与えられているものとする。線形系のブロック線図3から、本制御対象の状態量を次式(11)のように決める。

$$\delta x = (\delta x_{sv}, \delta x_s, \delta P_2, \delta P_1, \delta x_{pv}, \delta x_p)^T \quad \dots (11)$$

この時、線形システムとしての状態空間表現は、状態方程式(12)と出力方程式(13)のよう表すことができる。

$$\delta \dot{x} = \begin{pmatrix} -2\zeta_v \omega_v & -\omega_v^2 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_p(3,2) & a_p(3,3) & 0 \\ 0 & a_p(4,2) & 0 & a_p(4,4) \\ 0 & 0 & \frac{10^4 A_2}{mp+m_l} & -\frac{10^4 A_1}{mp+m_l} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \delta x + \begin{pmatrix} \frac{r_{str}}{r_{sig}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \delta v_{sig} \quad \dots (12)$$

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ a_p(3,5) & 0 \\ a_p(4,5) & 0 \\ \frac{10^2 b}{mp+m_l} & \frac{10^2 k}{mp+m_l} \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \delta x + \begin{pmatrix} \frac{r_{str}}{r_{sig}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \delta v_{sig} \quad \dots (12)$$

$$\begin{pmatrix} \delta V_{Fh} \\ \delta V_{xpv} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{A_2}{457.78} & -\frac{A_1}{457.78} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \delta x + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0.1 & 0 \end{pmatrix} \delta v_{sig} \quad \dots (13)$$

ここで

$$\begin{cases} a_p(3,2) = \beta \frac{K_{2inxs} - K_{2outxs}}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})} \\ a_p(3,3) = \beta \frac{K_{2inP2} - K_{2outP2}}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})} \\ a_p(3,5) = -\beta \frac{A_2}{V_2 + A_2(L_n + x_{p0})} \\ a_p(4,2) = \beta \frac{K_{1inxs} - K_{1outxs}}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})} \\ a_p(4,4) = \beta \frac{K_{1inP1} - K_{1outP1}}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})} \\ a_p(4,5) = \beta \frac{A_1}{V_1 + A_1(L_n - x_{p0})} \end{cases} \quad \dots (14)$$

また L_n は、ピストン全変位量の 1/2 を表している。

〈4・2〉 LPV システム 式(12)のように状態空間表現における幾つかの要素は、負荷力変動など動作条件に従い異なる値を持つ。そこで、負荷力と等価油圧推力の関数として定まるスケジューリングパラメータを導入し、変動する要素をスケジューリングパラメータで表すことにする。このような制御対象表現からは、スケジューリングパラメータを固定することに対応する線形状態方程式が決められ、LPV (Linear Parameter-varying) システムと呼ばれる。さて式(12),(13)は、次式(15),(16)のような形式となっている。

$$\delta \dot{x} = \frac{\partial}{\partial x} f(x_0) \delta x + B_p \delta v_{sig} \quad \dots (15)$$

$$\delta y = C_p \delta x \quad \dots (16)$$

本制御対象では、 B_p と C_p は定数行列で、全ての要素は機械的仕様から定めることができる。 x_0 は平衡点における状態である。しかし、 $f(x_0) + B_p v_{sig0} = 0$ は、状態に関して陰関数のため関係式から x_0 を直接求めることが難しい。いま、 x_0 が与えられて y_0 が $y_0 = C_p x_0$ のように計算できるものと仮定する。さらに、スケジューリングパラメータ θ が y_0 の滑らかな関数 $\theta = \varphi(y_0)$ で与えられるものと仮定する。この時、スケジューリングパラメータ θ に依存する線形状態方程式を導くことができれば、その状態方程式は平衡点 x_0 の近傍で制御対象の振舞いを表す⁽⁷⁾⁽⁸⁾。さて、 $a_p(3,2)$, $a_p(4,4)$ などは、 x_{s0} , P_{20} , P_{10} と x_{p0} が与えられれば式(14)から決められる。しかし、前述のように全動作領域に渡る平衡状態を直接求めることは難しい。

図 3 制御対象のブロック線図
Fig. 3. Block diagram of the linearized plant

そこで、シミュレーション結果から得られる状態変数の値を用いることとする。式 (1),(2) や (3) を用いて構成する非線形制御対象モデルに対し、従来より用いられる PI 制御を適用し速度と推力制御閉ループ系を構成する。閉ループ系の状態変数が十分ゆっくりと変化し、平衡状態に近いと見なすことができるような、ランプ目標信号を与えて状態量を記録する。ランプ信号の大きさは、所望する全動作範囲に渡るよう調整する。このようにして、速度と推力閉ループ系における動作領域における平衡点の集合を得る。

スケジューリングパラメータ θ に依存する LPV システム表現とするには、まず得られた平衡点の値を式 (14) へ代入し、各要素の値を求める。同時に、式 (21)、または式 (22) から速度と推力制御対象それぞれのスケジューリングパラメータ θ の値を算出する。すべての平衡点の組に対してこれらが求まれば、式 (14) の各要素を θ の関数として多項式近似できる。ただし、式 (12)、(13) に従う制御対象モデルでは、行列要素の値がばらつき数値計算の上からは悪条件となり、後述の LMI 制約問題が解けない。このため状態空間表現から伝達関数表現へ変換した後、周波数軸を $1/(2\pi \cdot 50)$ でスケールリングしてモデルパラメータのばらつきを低減している。速度制御対象を例にとれば、LPV モデルを

$$G_{pv}(s) = \frac{b_{v2}(\theta) \cdot s^2 + b_{v1}(\theta) \cdot s}{s^6 + a_{v5}(\theta) \cdot s^5 + \dots + a_{v0}(\theta)} \dots (17)$$

のように表すことになる。ここで、分子と分母多項式の係数は θ の 3 次多項式で、例えば $a_{v0}(\theta)$ は

$$a_{v0}(\theta) = a_{v0.0} + a_{v0.1}\theta + a_{v0.2}\theta^2 + a_{v0.3}\theta^3 \dots (18)$$

のようである。また、図 4 に a_{v0} の多項式近似の様子を示す。図中、丸印は式 (14) による計算値、実線は θ の多項式で近似したものである。式 (18) を正準形式で状態空間表現へ再度書き直せば、スケジューリングパラメータ θ 依存

図 4 $a_{v0}(\theta)$ の多項式近似
Fig. 4. Polynomial approximation of $a_{v0}(\theta)$

の三次行列多項式を含む式 (19) と (20) のようになる。

$$\delta \dot{x}_p = A_p(\theta) \delta x_p + B_p \delta v_{sig} \dots (19)$$

$$\delta y_p = C_p \delta x_p \dots (20)$$

いま、流量特性が $\sqrt{\Delta P}$ に依存することを考慮して、速度制御のためのスケジューリングパラメータ θ_v と推力制御のための θ_n を下の式 (21) と (22) のように決める。

$$\theta_v = \frac{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_x}{F_{max}}} - 1}}{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_{v, rated}}{F_{max}}} - 1}}, [0 \leq \theta_v \leq 1] \dots (21)$$

$$\theta_n = \frac{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_x}{F_{max}}} - 1}}{\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{F_{n, rated}}{F_{max}}} - 1}}, [0 \leq \theta_n \leq 1] \dots (22)$$

図 5 速度制御における制御対象の変動

Fig. 5. Plant varying range in the velocity control

図 6 推力制御における制御対象の変動

Fig. 6. Plant varying range in the force control

F_{max} は最大推力 (160kN) を表し, $F_{v-rated}$ と $F_{n-rated}$ は、それぞれ速度と推力制御時の定格推力である。定格速度 (20cm/s) 時における推力は、40~50kN まで上昇する。一方、保圧制御時に推力は、60kN に達する。また、 F_x は V_{F_h} として観測される実推力である。図 5 にスケジューリングパラメータ θ_v に依存する、速度制御対象ボード線図の集合を示す。図 6 は推力制御対象ボード線図の集合を表している。

5. ゲインスケジュールド制御器

ゲインスケジュールド制御器設計に際しては、次のような要求仕様を考慮する。速度制御系では、ステップ応答の立上がり時間が 15 ms 以下で定常誤差をできるだけ小さくする。推力制御系では、15ms で定格推力まで到達するランプ信号へ追従し、かつ定常値に対する誤差が無いこととする。モデル化の過程で制御対象のパラメータ誤差が存在するので、ロバストな制御器設計のため H_∞ 制御器設計の枠組みを採用する。一般化プラント構成のため感度関数に対する周波数重み関数を $W_s(s)$ として閉ループ系の周波数帯域を指定する。 $W_a(s)$ は準相補感度関数に対する周波数重み関数で、制御対象入力端の加法的誤差を考慮する。このような $W_a(s)$ を採用する理由は、一般化プラントも θ の多項式表現となるが、その次数を極力低く抑えるためである。速度制御器設計では、

$$W_{sv}(s) = \frac{0.0025s + 68.75}{s + 0.005}, \quad W_{av}(s) = \frac{5(s+1)}{s+375}$$

推力制御器設計には、

$$W_{sn}(s) = \frac{0.4s + 5}{s + 0.01}, \quad W_{an}(s) = \frac{25(s+1)}{s+75}$$

を何度かの試行錯誤の後採用する。また、これら周波数重み関数とは別に、閉ループ系の応答特性を改善するため $(0.1s + 0.015)/s$ を速度制御対象へ直列接続し、同様に $(50s+1)/(s+0.01)$ を推力制御対象へ接続して、一般化プラントを構成する。 H_∞ 制御問題を解くにあたり、問題を LMI 制約として定式化する。外乱から被制御量までの L_2 ゲインを最小にする、次のような連続正定対象行列 $\mathcal{X}_v(\theta_v)$ と $\mathcal{Y}_v(\theta_v)$ を求める。

$$\mathcal{X}_v(\theta_v) = \mathcal{X}_{v0} + \mathcal{X}_{v1}\theta_v + \mathcal{X}_{v2}\theta_v^2 + \mathcal{X}_{v3}\theta_v^3$$

$$\mathcal{Y}_v(\theta_v) = \mathcal{Y}_{v0} + \mathcal{Y}_{v1}\theta_v + \mathcal{Y}_{v2}\theta_v^2 + \mathcal{Y}_{v3}\theta_v^3$$

$\mathcal{X}_v(\theta_v)$ と $\mathcal{Y}_v(\theta_v)$ も θ 依存の三次行列多項式としたのは、制御器の保守性を低減するためである。また、スケジューリングパラメータ θ の最大変化率を設計時点で考慮している。これにより、実装時に変化率情報を必要としない簡潔な線形制御器となる。詳細は文献⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾を参照。本論文で採用するスケジューリングパラメータ θ は、動作領域内で連続値を取るため無限個の LMI 制約となる問題がある。この問題に対しては、東らが提案する凸多面体⁽¹¹⁾を構成し有限個の LMI 制約へ帰着している。図 7 と 8 は、速度と推力制御に設計されたゲインスケジュールド制御器のゲイン特性をスケジューリングパラメータ変動領域全体に渡り計算したものである。

6. シミュレーションと実験結果

式 (1), (2) と (3) に従う非線形な制御対象モデルに対し、ゲインスケジュールド制御器を用いて閉ループ系を構成する。ステップ目標指令を 0 から 10 (cm/s) と 0 から 20

図 7 速度制御用制御器のゲイン特性
Fig. 7. Gain plot (velocity gain scheduling controller)

図 8 推力制御用制御器のゲイン特性
Fig. 8. Gain plot (force gain scheduling controller)

(cm/s) とした場合のシミュレーション結果を図 9 に示す。これら二種目標指令に対し、速度応答は設計仕様を良く満たしている。ただし、非対称シリンダを用いているため、立上がり時間に対して立下り時にはより時間がかかることがわかる。図 10 には、推力制御器を用いたシミュレーション結果を示す。推力が増加、あるいは減少する両方のランプ目標指令へ良好に追従し、定常偏差も零へ収束して設計要求を満足していることが確かめられる。

実機試験は作動油温度範囲 20~50°C で行ない、本研究で用いる実験装置の主な諸元を表 1 に示す。速度制御系の実機試験においては、目標値の 65 % に相当する大きなオーバーシュートが発生する。また、9 から 10 ms のむだ時間が観測される。図 11 は速度目標が 0 から 10 cm/s へ立ち上がる様子を示す。図 12 は 0 から 20 cm/s への応答であるが、操作量を適当な大きさに飽和させることで大きなオーバーシュートの発生を避けている。このため、立ち上がり時間が長くなり要求仕様を満足していない。なお、操作量飽和要素による安定性への影響は、シミュレーションと実験で確認するものとした。

オーバーシュートの原因の一つとして制御対象のむだ時間が挙げられる。電気油圧制御系には多くのむだ時間要素

表 1 実験機パラメータ

Table 1. Experiment machine parameters

Supply pressure	P_s	13.7	[MPa]
Hydraulic fluid			
Bulk modulus	β	686.5	[MPa]
Specific gravity (15/4°C)		0.866	
Kinematic viscosity (40°C)		30.1	[cSt]
Cylinder			
Head side area	A_2	132.7	[cm ²]
Rod side area	A_1	54.2	[cm ²]
Stroke	L_n	12	[cm]
Trapped fluid volume			
Head side	V_2	450	[cm ³]
Rod side	V_1	350	[cm ³]
Flow control valve (Model: J790-004 Moog Japan Ltd.)			
Rated flow (at 6.86MPa drop)		1650	[l/min]
Rated signal	r_{sig}	± 10	[V]
Rated stroke	r_{str}	0.32	[cm]
Frequency response (at 14MPa with $\pm 25\%$ of rated signal input)			
90 deg phase lag	w_v	534	[rad/s]
Damping ratio	ζ_v	0.94	
Lap	l_a	5 %以下	
Clearance	c_r	0.0075	[mm]
Mass ($m = m_p + m_l$)	m	14	[kg]
Coefficient of viscous damping	b	198.4	[N/(cm/s)]
Spring stiffness			
Velocity mode	k_v	30538	[N/cm]
Force mode	k_f	93163	[N/cm]

図 9 速度制御シミュレーション結果
Fig. 9. Velocity control simulation results

図 10 推力制御シミュレーション結果
Fig. 10. Force control simulation result

図 11 速度制御結果 (0 ~ 10 cm/s)

Fig. 11. Velocity test result(0 to 10 cm/s)

図 12 速度制御結果 (0 ~ 20 cm/s)

Fig. 12. Velocity test result(0 to 20 cm/s)

図 13 むだ時間を考慮した場合の速度制御シミュレーション

Fig. 13. Simulation results of the velocity control with dead time

図 14 推力制御結果

Fig. 14. Test result of the force control

が存在するが、これらを個々に扱うことは困難である。ここでは、流量制御弁のスプール変位にむだ時間が存在するものとしてシミュレーションを行い、実応答に現れるオーバーシュートを再現するむだ時間 3.5 ms を求めた。この時の速度制御シミュレーション結果を図 13 に示す。むだ時間を考慮することで、実験結果と同様の挙動を再現することから、むだ時間がオーバーシュートの主な原因と考えられる。一方、推力制御系では、シミュレーションに近い応答が得られ、これを図 14 に示す。ここでは、速度制御系に現れたオーバーシュートは見られない。これは推力制御対象のむだ時間が速度制御対象のそれよりも十分小さいことと、推力制御対象が持つ応答特性が閉ループ系に要求したものに対し余裕があるためと推察される。

7. ま と め

電気油圧サーボ系に用いられる、流量制御弁の開口部流れとすき間流れを連続に補間する流量計算式を提案し線形モデルの構成を示した。制御対象のパラメータが負荷力に依存し、比較的大きく変動するため、スケジューリングパラメータを導入して制御対象を LPV モデルとして記述した。制御対象モデルのパラメータは実負荷力を想定した非線形制御対象を用いたシミュレーションから求め、速度と推力のゲインスケジュールド制御器を設計した。設計した制御器の有効性をシミュレーションで確認したが、実機試験では速度制御対象に比較的大きなむだ時間が存在することから想定されないオーバーシュートが現れた。一方、推力の制御ではシミュレーションと実機試験共に想定した応答を得ることができ、本論文で述べた制御器設計手法が妥当なものであることが確認された。また、速度制御に対する設計モデルとしては、LPV とむだ時間を考慮したものが妥当であることが判明した。さらに多くのアプリケーションへ適用するために、むだ時間を考慮した設計を行なうことが今後の課題である。

(平成 14 年 2 月 22 日受付, 同 14 年 5 月 27 日再受付)

文 献

- (1) T.Nakamura, Y.Sasaki, N.Saga, and Y.Takahashi: "Study of Performance Evaluation of Robust Control for Electrical Hydraulic Servo System (2nd Report) - Experimental Comparisons with Several Parameter Variations -", *T. IEEE Japan*, Vol.120-D, No.7, pp.916-921 (2000-7) (in Japanese)
中村太郎・佐々木芳宏・嵯峨宣彦・高橋義雄「電気油圧サーボ系のロバスト制御に関する性能評価(第2報)-各種パラメータ変動に対する実験的比較-」, 電学論 D, **120**, 7, pp.916-921 (2000)
- (2) A.R.Plummer and N.D.Vaughan: "Robust Adaptive Control for Hydraulic Servosystems", *J. of Dynamic Syst., Measurement and Control*, Vol.118, pp.237-244 (1996-6)
- (3) Y.Sato: "Rotational Speed Control of Hydraulic Motor Using Sliding Mode Control", *T. JSME*, Vol. 67-C, No. 660, pp.165-170 (2001-8) (in Japanese)
佐藤恭一: 「スライディングモード制御を用いた油圧モータの速度制御」, 機械学会論文集 C, **67**, 660 号, pp.165-170 (2001-8)
- (4) T.Nakamura, Y.Sasaki, N.Saga, and Y.Takahashi: "Study of Performance Evaluation of Robust Control for Electrical Hydraulic Servo System (1st Report) - Experimental Com-

- parisons with Robustness, Control Input and Disturbance Cancellation - ", *T. IEE Japan*, Vol.120-D, No.3, pp.423-429 (2000-3) (in Japanese)
- 中村太郎・佐々木芳宏・嵯峨宣彦・高橋義雄: 「電気油圧サーボ系のロバスト制御に関する性能評価 (第1報) -ロバスト性・制御入力・外乱抑圧特性に対する実験的比較-」, *電学論 D*, **120**, 3, pp.423-429 (2000-3)
- (5) İ.Tunay, E.Y.Rodin, and A.A.Beck: "Modeling and Robust Control Design for Aircraft Brake Hydraulics", *T. IEEE, Control Syst. Technol.* Vol. 9, No. 2, pp.319-329 (2001-3)
- (6) J.E.Bobrow and K.Lum: "Adaptive, High Bandwidth Control of a Hydraulic Actuator", *Trans.ASME*, Vol. 118, pp.714-720 (1996-12)
- (7) K.Uchida: "Gain Scheduling", *J.SICE*, Vol.34, No.3, pp.182-187 (1995-3) (in Japanese)
内田健康: 「ゲインスケジューリング」, *計測と制御* **34**, 3, pp.182-187 (1995-3)
- (8) W.J.Rugh and J.S.Shamma: "Research on gain scheduling", *Automatica*, 32, p1401-1425 (2000)
- (9) T.Sugiyama, T.Azuma, and K.Uchida: "Resolution Improvement of the Actuator which Has Giant Magnetostrictive Material by Gain Scheduled Controller", *Proceedings of the 3rd Asian Control Conference Shanghai*, pp.2132-2137 (2000)
- (10) T.Sugiyama and K.Uchida: "Modeling of Direct-Drive Servo valve which Has Giant Magnetostrictive Material and Spool Position Control by Gain Scheduling", *Trans.ISCIE*, Vol.14 No.3, pp.110-116 (2001-3) (in Japanese)
杉山高洋・内田健康: 「超磁歪材アクチュエータを有する直動型サーボ弁のモデリングとゲインスケジューリングによるスプール位置制御」, *システム制御情報学会論文誌*, **14**, 3, pp.110-116 (2001-3)
- (11) T.Azuma, R.Watanabe, K.Uchida, and M.Fujita: "A New LMI Approach to Analysis of Linear Systems Depending on Scheduling Parameter in Polynomial Forms", *Automatisierungstechnik*, **48**, pp.199-204 (2000-4)

杉 山 高 洋 (正員) 1954 年生。1979 年東京都立大学工学部機械工学科卒業。同年日本ムーグ (株) 入社。電気油圧サーボ制御システムの設計, サーボ弁制御器の開発に従事。2000 年早稲田大学理工学研究科電気工学修士課程修了。電気学会, 計測自動制御学会会員

内 田 健 康 (正員) 1948 年生。1971 年早稲田大学理工学部電気工学科卒業, 76 年同大学院博士課程修了。1983 同大学教授 (電気電子情報工学科), 現在に至る。制御系の情報構造, 最適化制御などの研究に従事。工学博士。電気学会, 計測自動制御学会, IEEE などの会員。