2 自由度ディジタル油圧サーボコントローラの設計*

(続報, 飽和特性に起因する安定性の劣化とその対策)

望月 宣宏^{*1}, 松井 隆^{*2}

A Design of Two-Degree-of-Freedom Digital Controller for Hydraulic Servo Systems

(Continued Report, A Countermeasure for Deterioration
of Stability Caused by a Saturation Characteristic)

Yoshihiro MOCHIZUKI and Takashi MATSUI

This paper is concerned with the application of a two-degree-of-freedom (2DOF) digital controller to a hydraulic servo system. For suppression of a disturbance effect, the controller has an integral term and this causes instabilities by interacting with a saturation characteristic included in the actual hydraulic plant. To avoid the instabilities, a supplementary feedback loop is added to the 2DOF control system so as to suppress the input signal into the integral term under saturation conditions. A stability analysis is made for the system with that feedback loop and a nonlinear saturation element. Experiments are conducted under various conditions and from the results it has been clarified that the 2DOF digital hydraulic servo system has the prescribed desired input and disturbance response characteristics and that, even under saturation conditions, there occur no instabilities if the gain of the supplementary feedback loop is determined in the absolutely stable region obtained analytically.

Key Words: Two-Degree-of-Freedom Controller, Hydraulic Servo System, Digital Controller, Discretization, Stability, Saturation

1. 緒 言

2自由度コントローラは目標値応答特性と外乱抑制, パラメータ変動に対するロバスト性などのフィードバック特性を独立に設定できるため, 要求される制御系の仕様が容易に達成できるという利点を持ち, 近年多くの研究が行われている^(1, 2, 3). しかしながら制御対象が高次系になるとコントローラが複雑となり実現が容易でないこと, また現実の制御対象には非線形要素が含まれることが多く, 近似線形化モデルに基づいて設計される2自由度コントローラは, 必ずしも良好な応答を与えるとは限らないなどの問題がある. 実際, 著者らは油圧サーボ系に対して線形3次系で近似した制御対象モデルを用いて設計した2自由度制御系の性能を数値的に検討し, サーボ増幅器の飽和がある場合にオーバーシュートの増大あるいは不安定化などの応答の劣化が認められることを既に指摘した⁽⁴⁾.

本研究においては, 前報にその設計法を詳述し, またコントローラのパラメータと系の安定性および系の応答特性を数値シミュレーションにより検討した2自由度ディジタル油圧サーボ系について実験的にその特性を検討するとともに, 飽和特性に起因する安定性の劣化を防止する対策を示し, 実験的にその効果を確認する.

2. 2 自由度コントローラの設計

2.1 制御対象モデル 前報と同様に制御対象として油圧揺動モータに直結された慣性負荷を電気油圧サーボ弁で駆動する油圧サーボ系を考える. 弁流量特性を線形化し, サーボ増幅器の飽和特性を無視した近似線形化系の方程式は次のように与えられる.

$$M \frac{d^2 y}{dt^2} + \mu \frac{dy}{dt} = \tau = D_v P_L \quad (1)$$

$$\frac{V_T}{4\kappa} \frac{dP_L}{dt} = Q_L - D_v \frac{dy}{dt} - k_l P_L \quad (2)$$

$$Q_L = k_x x_s - k_p P_L \quad (3)$$

$$\frac{d^2 x_s}{dt^2} + 2\zeta_v \omega_v \frac{dx_s}{dt} + \omega_v^2 x_s = \omega_v^2 K_A u \quad (4)$$

ここに M , μ はそれぞれリンクの慣性モーメントおよび粘性摩擦係数, τ はモータ出力トルク, V_T , D_v はモータ内全容積 (ペーンで仕切られた両側容積を $V_T/2$ と仮定) と吐き出し量, κ は作動油の体積弾性係数, P_L , Q_L は負荷圧力および負荷流量, k_l はモータ内部漏れ係数, y はモータ軸回転角, k_x はサーボ弁変位に対する流量ゲイン, k_p は圧力に対する流量ゲイン, x_s はサーボ弁スプール変位, ζ_v , ω_v は動特性を2次遅れ系で近似したときのサーボ弁の減衰係数および固有周波数, K_A はサーボ増幅器ゲイン, u は制御入力である.

式(1)~(4)をまとめて u から y への開ループ伝達関数 $P(s)$ を求めると

* 原稿受付 平成3年8月6日.

^{*1} 正員, 静岡大学大学院 (〒432 浜松市城北 3-5-1).^{*2} 正員, 静岡大学工学部.

図1 FB型2自由度制御系の構成図

$$P(s) = G_v(s)P_0(s) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{ここに } P_0(s) &= \frac{K_0}{s(s^2 + a_0s + b_0)} \\ K_0 &= \frac{4\kappa K_A k_T D_v}{V_T M} \\ a_0 &= \frac{4\kappa k_{pl}}{V_T} + \frac{\mu}{M} \\ b_0 &= \frac{4\kappa(k_{pl}\mu + D_v^2)}{V_T M} \\ G_v(s) &= \frac{\omega_v^2}{s^2 + 2\zeta_v\omega_v s + \omega_v^2} \end{aligned}$$

となる。ここに $k_{pl} = k_p + k_l$, $G_v(s)$ はサーボ弁動特性を表す。

2.2 コントローラ的设计 サーボ弁のカットオフ周波数が十分高く, $G_v(s) \approx 1$ で近似できると仮定すれば, 制御対象は $P(s) = P_0(s)$ と表される。この系に対して以下の仕様を満たす2自由度制御系を設計する。

1) 目標値応答特性は, 次式で表される n 次の閉ループ一般参照モデル $G_m(s)$ に一致する⁽¹⁾。

$$\begin{aligned} G_m(s) &= \frac{1}{1 + \alpha_1 \sigma s + \alpha_2 (\sigma s)^2 + \cdots + \alpha_n (\sigma s)^n} \\ &\triangleq \frac{1}{\phi_n(s)} \end{aligned} \quad (6)$$

上式において σ は応答速度を, α_i は応答波形を規定するパラメータである。

2) フィードバック特性は, 次式で表されるトルク外乱に対して定常偏差を零とする。

$$\tau_d(s) = \frac{\tau_0}{s^{i+1}} \quad (7)$$

ここに τ_0 は定数であり, $i(\geq 0)$ は整数をとるものとし, たとえば $i=0,1$ はそれぞれステップ状, ランプ状外乱に対応する。上記の仕様を図1で示すFB形2自由度制御系で実現すると, コントローラ $C_A(s)$, $C_B(s)$ は

$$C_A(s) = \frac{1}{1 - Q(s)} \left[\frac{Q(s)}{P(s)} + \frac{\xi_i(s) - 1}{\{\phi_n(s) - \xi_i(s)\}P(s)} \right] \quad (8)$$

$$C_B(s) = \frac{1}{\{1 - Q(s)\}\{\phi_n(s) - \xi_i(s)\}P(s)} \quad (9)$$

のごとく表される。ここに $\xi_i(s)$ は s に関する $\phi_n(s)$ の第 i 次の項までをとった多項式であり, $Q(s)$ は n 分母の次

数-分子の次数 ≥ 3 を満たし, かつ $1 - Q(s)$ が $s=0$ に零点を有する自由パラメータである^(2,4)。

本研究においては以下の方法によりコントローラの簡単化を計る。制御対象のパラメータ a_0, b_0 は圧力フィードバック, 速度フィードバックにより調節可能である⁽⁵⁾。いま調節後の制御対象モデルを $P_m(s)$ とすれば

$$\begin{aligned} P_m(s) &= \frac{K_0}{s(s^2 + as + b)} \\ a &= a_0 + K_0 M \frac{f_p}{D_v} \quad b = b_0 + K_0 (\mu \frac{f_p}{D_v} + f_v) \end{aligned} \quad (10)$$

ここに f_p, f_v は圧力, 速度のフィードバックゲインであり, それらの値は $P(s) = P_m(s)$ とした式(8),(9)中の因子 $1/\{\{\phi_n(s) - \xi_i(s)\}P_m(s)\}$ が次式を満たすように決定する。

$$\frac{1}{\{\phi_n(s) - \xi_i(s)\}P_m(s)} \triangleq \frac{K_C}{s^i} \quad (11)$$

ただし上式より a, b, K_C が決定できるためには参照モデルとして $n=i+3$ なる次数を選択する必要がある。式(11)を満足する a, b, K_C は

$$a = \frac{\alpha_{i+2}}{\sigma \alpha_{i+3}}, \quad b = \frac{\alpha_{i+1}}{\sigma^2 \alpha_{i+3}}, \quad K_C = \frac{1}{K_0 \sigma^{i+3} \alpha_{i+3}}$$

と決定される。いま, 参照モデルとして, ステップ応答に対してオーバーシュートがほとんど零で整定時間の短いBesselモデルを採用すれば, 例えば $i=0,1$ に対応する ϕ_n の次数 $n=3,4$ に対し, $\alpha_j (j=i+1 \sim i+3)$ は

$$n=3: \quad \alpha_1 = 1, \quad \alpha_2 = 0.4, \quad \alpha_3 = 0.0667$$

$$n=4: \quad \alpha_2 = 0.4268, \quad \alpha_3 = 0.09524, \quad \alpha_4 = 0.009524$$

のごとく与えられる⁽¹⁾。

式(11)を満たす場合, 式(8),(9)は

$$C_A(s) = \frac{1}{1 - Q(s)} \left[\frac{Q(s)}{P_m(s)} + \frac{K_C \{\xi_i(s) - 1\}}{s^i} \right] \quad (12)$$

$$C_B(s) = \frac{K_C}{s^i \{1 - Q(s)\}} \quad (13)$$

と簡単化され, 目標値応答特性及びフィードバック特性は

$$G_{ry}(s) = \frac{1}{\phi_{i+3}(s)} \quad (14)$$

$$G_{dy}(s) = \{1 - Q(s)\} \left\{ 1 - \frac{\xi_i(s)}{\phi_{i+3}(s)} \right\} P_m(s) \quad (15)$$

となる。ここで上述の自由パラメータに対する条件を満足する $Q(s)$ として

$$Q(s) = \frac{1}{(T_q s + 1)^3} \quad (16)$$

を用いるものとする。

さて本研究では連続時間系で設計したコントローラ式(12), (13)を離散化する方法として次式のTustin近似⁽⁶⁾を用いる。

$$s \rightarrow \frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \quad (17)$$

ここに T はサンプリング時間, z^{-1} は1サンプルの遅れを意味するシフトオペレータである. 2自由度コントローラ $C_A(s)$, $C_B(s)$ に上式の変換を施したデジタルコントローラ $C_A(z^{-1})$, $C_B(z^{-1})$ は, $i=0$ の場合について記すと以下のごとくなる.

$$C_A(z^{-1}) = \frac{1}{K_0 T_q} \left(\frac{n_{A1} + n_{A2} z^{-1} + n_{A3} z^{-2}}{d_1 + d_2 z^{-1} + d_3 z^{-2}} \right) \quad (18)$$

$$n_{A1} = \frac{4}{T^2} + \frac{2}{T} a + b, \quad n_{A2} = -\frac{8}{T^2} + 2b$$

$$n_{A3} = \frac{4}{T^2} - \frac{2}{T} a + b$$

$$d_1 = 4\nu^2 + 6\nu + 3, \quad d_2 = -8\nu^2 + 6$$

$$d_3 = 4\nu^2 - 6\nu + 3, \quad \nu = \frac{T_q}{T}$$

$$C_B(z^{-1}) = C_{B1}(z^{-1}) + C_{B2}(z^{-1}) \quad (19)$$

$$C_{B1}(z^{-1}) = K_C \frac{n_{B1}(1+z^{-1})}{1-z^{-1}}$$

$$C_{B2}(z^{-1}) = K_C \left(1 + \frac{n_{B2} + n_{B3} z^{-1} + n_{B4} z^{-2}}{d_1 + d_2 z^{-1} + d_3 z^{-2}} \right)$$

$$n_{B1} = \frac{1}{6\nu}, \quad n_{B2} = -\frac{2}{3}\nu - 1$$

$$n_{B3} = -2, \quad n_{B4} = \frac{2}{3}\nu - 1$$

$C_B(z^{-1})$ を $C_{B1}(z^{-1})$, $C_{B2}(z^{-1})$ に分解した理由については次節に述べる.

2.3 飽和特性に対する対策とその安定性 前節で設計した2自由度油圧サーボ系に対して, 大きなステップ状の入力を与えた時など制御対象への過大な入力を生ずる条件下では, オーバースhootの増大あるいは不安定振動の発生など安定性の劣化が生じることがある. この現象は数値シミュレーションおよび実験結果からサーボ増幅器の飽和と関連して生ずることが確認されるので, 飽和特性とコントローラに含まれる積分特性の相互作用に起因する, いわゆる積分器のwindupと同様の現象であると推察される.

そこで飽和時に積分コントローラの入力を抑制するフィードバックを施した, いわゆる 'Intelligent Integrator' と同様の考え方⁽⁷⁾に基づく飽和対策法を示し, その安定性について検討する.

今, 制御対象に含まれる非線形性が, サーボ増幅器の飽和特性のみであるとし, これを等価的に次式で記述されるコントローラ出力段に設置した仮想飽和要素に置き換えて考えることとする.

$$u^* = \begin{cases} u_a^* & |u_a^*| \leq u_{am} \\ \text{sgn}(u_a^*) u_{am} & |u_a^*| > u_{am} \end{cases} \quad (20)$$

ここに u_a^* , u^* は飽和要素への入力, 出力, u_{am} は飽和値の大きさを表し, $\text{sgn}(\cdot)$ は符号関数である. この飽和特性を N で表すものとすれば飽和対策を施した2自由度

油圧サーボ系の信号伝達線図は図2のごとく表される (ただし $i=0$ の場合を示す). デジタル信号には*を付した. 図中 $C_{B1}(z^{-1})$ はコントローラ $C_B(z^{-1})$ 中の積分性の項を, $C_{B2}(z^{-1})$ はそれ以外の項をまとめたもので, それぞれ式(19)で与えられており, またトランスミッタンス z^{-1} は演算時間による1サンプル遅れを表す. 飽和時に $C_{B1}(z^{-1})$ への入力を抑制するためのフィードバックのゲイン γ は正の定数であるが, その値の決定に関し, γ と系の安定性との関連を次に検討する.

Popovの安定論に基づき, 非線形デジタル系の絶対安定条件を示したCypkinの方法⁽⁸⁾を適用するものとし, 図2の系を線形要素 $G_L(z^{-1})$ を前向き要素とし, 飽和要素 N を非線形フィードバック要素とする図3のルーリエ系に変換する. ここに

$$G_L(z^{-1}) = \frac{\{C_{B1}(z^{-1}) + C_{B2}(z^{-1}) + C_A(z^{-1})\}G_C(z^{-1}) + f_p G_A(z^{-1}) + f_v G_B(z^{-1}) - \gamma C_{B1}(z^{-1})}{1 + \gamma z^{-1} C_{B1}(z^{-1})} z^{-1} \quad (21)$$

$$G_A(z^{-1}) = Z \left\{ \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + D_v G_2(s)L(s)} \right\}$$

$$G_B(z^{-1}) = Z \left\{ \frac{G_1(s)G_2(s)L(s)}{1 + D_v G_2(s)L(s)} \right\}$$

$$G_C(z^{-1}) = Z \left\{ \frac{G_1(s)G_2(s)L(s)}{s\{1 + D_v G_2(s)L(s)\}} \right\}$$

$$G_1(s) = K_A k_x G_v(s) H_0(s), \quad H_0(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$$

$$G_2(s) = \frac{4\kappa}{V_T s + 4\kappa k_{pl}}, \quad L(s) = \frac{D_v}{Ms + \mu}$$

ただし $Z\{\cdot\}$ は z 変換を表し, またサンプラーのあとに0次ホールダ $H_0(s)$ を置き, 弁動特性 $G_v(s)$ も考慮した. このとき安定性に対する十分条件としてCypkinの条件は

$$\text{Re}[G_L(e^{j\omega T})] > -\frac{1}{K} \quad (22)$$

図2 飽和対策を施した2自由度制御系の信号伝達線図

図3 ルーリエ系

表1 実験系の諸元

M :	5.1	kgm ²	μ :	9.5	Nm·s/rad
V_T :	211	cm ³	D_v :	42.5	cm ³ /rad
k_x :	5.0	cm ³ /s·mA	k_{pl} :	1.14	cm ³ /s·MPa
ζ_v :	0.74		ω_v :	690 rad/s	(110 Hz)
κ :	750	MPa	ζ_v :	0.74	
K_A :	3.0	mA/V

図4 絶対安定な γ の範囲

と書かれる。ここに K は非線形要素を含むセクタの上限の傾きであり、今の場合、式(20)より $K=1$ である。

上式の条件を満たす飽和对策におけるフィードバックゲイン γ (図2参照)の範囲を、表1の実験系の諸元を用いて計算し、サンプリング時間 T をパラメータとし、横軸に γ を、縦軸に自由パラメータ $Q(s)$ 中の係数 T_q をとって示したものが図4である。ただし目標値応答速度を規定するパラメータ σ は0.04sとし、曲線上の斜線をつけた側が絶対安定領域である[ただしこれは式(22)の十分条件から得られたものであり、図中の曲線は安定限界を示すものではない]。図より T を一定とし、 $T_q \geq 3\text{ms}$ の範囲で T_q を一定とした場合、式(22)を満足する γ の絶対安定領域が存在するが、飽和对策の無い場合($\gamma=0$ に対応)には安定性は必ずしも保証されないことがわかる。またサンプリング時間が長くなるのに従い、絶対安定領域が狭まる傾向が見られる。

3. 実験装置と実験方法

実験装置全体の模式図を図5に示す。コントローラはPC9801vm(V30)+DSP(μ PD77230)、A/D、D/A変換器(12ビット)から成り、サーボ弁は定格流量12l/min(13.7 MPa)を使用した。系の主な諸元は表1に示した。またおもな実験条件は、設定圧力: 7.0MPa, 設定温度: $40 \pm 1^\circ\text{C}$, サンプリング時間は $T=0.5\text{ms}$ である。なお実験は定常トルク外乱に対してロバストなコントローラ($i=0$)を用いた場合について行った。

図5 実験装置全体の模式図

図6 飽和对策の無い系のステップ応答
($T=0.5\text{ms}$, $\sigma=0.04\text{s}$, $T_q=10\text{ms}$)

4. 実験結果と考察

図6は閉ループ系の応答を規定するパラメータを $\sigma=0.04\text{s}$, $T_q=10\text{ms}$ とし、飽和对策の無い系($\gamma=0$)に0.52radのステップ状入力を与えた場合の応答を示したもので、図6(a)は目標値応答波形、図6(b)は制御入力波形(サーボ増幅器入力電圧)である。図に見るごとく、系は不安定振動を呈し、制御入力は飽和を生じ矩形状波形を呈している。図6の実験条件は線形理論によれば十分に安定な条件に対応するので、このような不安定振動の発生は、前報の数値シミュレーションでも見られた系に含まれる飽和特性と積分補償要素の相互作用に起因する、いわゆる

積分器のワインドアップ現象に類似した現象であると推察される。

この不安定現象が飽和に起因することをさらに確認するため、目標入力を適当な台形速度波形に対応する位置信号として、飽和を避けて目標値応答を求めた。その結果を図7中に2DOFと略記し、 T_q をパラメータとして示した。このように飽和のない状態では不安定振動およびほとんどオーバーシュートのない良好な応答が得られることが確認された。なお図7の実験結果において T_q による応答の差違はほとんど認められないが、この事実が式(14)の目標値応答が T_q に無関係であることに対応している。また上記2自由度制御系と同じ目標値応答を持つ1自由度制御系[図2において $C_A(z^{-1})=0, C_B(z^{-1})=K_C$ とした系であり、1DOFと略記する]の応答も図7中に示したが、2自由度制御系の応答とほとんど重なり、また図7中の応答すべてが参照モデルの応答に一致することを確認した。以上の結果から飽和が不安定現象のおもな要因であり、飽和の生じない条件下においては、2自由度コントローラの目標値応答はその仕様を満足し、外乱応答特性(T_q)と独立であることが示された。

次に、図6に対応する実験条件に対し、飽和対策を行った系の応答波形を $\gamma=0.02, 0.2$ の場合について図8に示す。図に見る通り、図6のような不安定振動の発生もなく、オーバーシュートもほとんど無いほぼ良好な応答が得られており、飽和対策の効果が確認された。

また図9はサンプリング時間 $T=0.5\text{ms}$ 、 $\sigma=0.04\text{s}$ 、目標値 $r=0.52\text{rad}$ のステップ入力の場合において、種々の T_q の値における飽和対策のフィードバックゲイン γ の安定限界を実験的に求め、○印(斜線を付けた側が安定)で示すとともに、図4の $T=0.5\text{ms}$ に対応する理論的絶対安

図7 台形速度波形に対する目標値応答 ($T=0.5\text{ms}, \sigma=0.04\text{s}$)

図8 飽和対策を施した系のステップ応答 ($T=0.5\text{ms}, \sigma=0.04\text{s}, T_q=10\text{ms}$)

定領域を重ねて示したものである。理論結果は式(22)の十分条件を満たす領域を示すもので実験的に得られた安定限界とは直接比較し得ないが、図において実験的な γ の安定領域は理論的な絶対安定領域を含んでいることから、理論的な絶対安定領域内の γ の値を用いれば系の安定性は十分に保証されることがわかる。なおフィードバックゲイン γ の値による応答特性への影響は図8に示した絶対安定領域内の γ に対しては、わずかに γ の小さな $\gamma=0.02$ の場合にオーバーシュートが見られるものの本実験においては、その影響は極めて小さかった。ただし、南野らは'Intelligent Integrator'を用いた場合の応答特性は γ が大きいほど改善されると報告しており⁽⁷⁾、一般的には目標値応答を考慮して γ の値を決める必要があると考えられる。

次に図8に目標値応答を示した1自由度制御系(図中1DOFと記す)、及び飽和対策を施した2自由度制御系(図中2DOFと記す)を用いて、目標値を $r=0\text{rad}$ とし、あらかじめ 235Nm の初期外乱トルク(アーム自重による 85Nm のトルクも外乱トルクに含めて考える)を与えておき、整定後に 150Nm の外乱トルクをステップ状に除去する方法で外乱応答実験を行った時の $T_q=5, 10, 20\text{ms}$ の各場合における応答波形をそれぞれ図10に示す(外乱変動時点は $t=0.2\text{s}$ に揃えてある)。図より1自由度制御

図9 γ の安定領域 ($T=0.5\text{ms}, \sigma=0.04\text{s}$)

図10 外乱応答波形 ($T=0.5\text{ms}, \sigma=0.04\text{s}$)

系においては、初期外乱トルクの影響により大きな定常位置偏差を示しており、また外乱トルクの変動後も固体摩擦の影響を受けて偏差はあまり減少していない(線形モデルから求めた初期外乱および変動後の定常偏差はそれぞれ0.033rad, 0.010radであった)。なお1自由度系にPI形補償器を用いれば定常トルク外乱による偏差は除去し得るが、この場合目標値応答特性に零点を生じするため、参照モデルと一致させ得ない。これに対して2自由度制御系においては、初期外乱による定常偏差、外乱変動後の定常偏差は1自由度制御系の定常偏差に比べて、極めて小さく抑えられている。また外乱抑制能力を規定するパラメータ T_q の値が小さくなるにつれて、外乱特性が向上することがわかる。ただし前報⁽⁴⁾で詳述した通り、系の安定性はサンプリング時間、サーボ弁動特性の影響を受け、 T_q の安定範囲に下限を生ずるので外乱抑制能力には限界が生ずる。

5. 結 言

油圧サーボ系において弁動特性を無視した線形3次制御対象モデルを用い、パラメトリゼーションにより導かれた2自由度コントローラをTustin近似によりデジタル化し、実際の系に適用し、その特性を実験的に検討した。その結果は次のようにまとめられる。

(1) 自由パラメータ T_q の減少により、目標値応答を変えずに外乱応答特性を改善し得る。ただし安定性の制約から T_q には下限がある。

(2) 制御対象に含まれる飽和要素に起因して、入力条件によってはオーバーシュートの増大や不安定振動など安定性の劣化が生ずる。これに対して飽和時にフィードバックにより積分補償器への入力を抑える安定化対策が有効である。

(3) (2)のフィードバックゲイン γ の理論的な絶対安定領域を示した。 γ をこの領域内にとれば実験的にも安定で良好な応答が得られる。

文 献

- (1) 重政・飯野・神田, 計測と制御, 27-4, (1988), 305.
- (2) 梅野・堀, 電学論D, 109-11, (1989), 825.
- (3) 原・杉江, システムと制御, 30-8 (1986), 457.
- (4) 望月・松井, 機論, 57-544, C(1991), 3813.
- (5) 花房, 油圧と空気圧, 13-7, (1982), 429.
- (6) R. Isermann, *Digital Control Systems - Volume I*, (1989), 87-89, Springer-Verlag
- (7) 南野・片山, 第33回自動制御連合講演会予稿集, (1990), 147-148
- (8) Guthikonda V. RAO, *Complex Digital Control systems* (1979), 58-60, Van Nostrand Reinhold Company