演算遅れを考慮した最適有限整定制御系の設計

学生員 若宮 真一郎 (広島工大)

学生員 高見 宏司 (広島工大)

正 員 村田 弘志 (広島工大)

A Design Method of Optimal Deadbeat Control System Considering
the Time Delay Arising from the Computation.

Shinichiro Wakamiya, Student Member, Kouji Takami, Student Member, Hiroshi Murata, Member
(Hiroshima Institute of Technology)

This paper presents a new design method of optimal deadbeat control system considering the time delay arising from a computation. First, dynamic characteristic of the system is expressed by the step response. The deadbeat control signal which minimizes the quadratic cost function of the control signal and errors can be easily obtained by the matrix computation using sampled data of the system's responses. Then, parameters of compensators and feedback gain of the control system are easily determined from formulated matrix by using control signal having controlling delay. Finally, the effectiveness of the proposed method is confirmed by applying it to three different control systems.

キーワード：演算時間遅れ，最適有限整定制御，有限整定サーボ系，デッドビート制御

1. まえがき

最適有限整定サーボ系の設計については，制御対象に前置補償器を加え主ループの積分要素と状態フィードバックを用いる瓜倉ら^{1, 2)}の方法（制御構成Ⅰ）や，主ループ内の緩和フィルタと局部フィードバックに過去の状態値を用いる西村ら^{3, 4)}の方法（制御構成Ⅱ）がよく知られている。これらは，実用面で重要となる過渡応答波形の改善や操作量制限への対応をはかるため，制御段数 N を制御対象の次数 n より大きくして自由度を増し，操作量と偏差に関する2次形式評価関数を最小化する有限整定サーボ系の設計法である。

筆者らも上述の方法における制御構成Ⅰ，Ⅱあるいは主ループ中の積分器と状態値を1つのみ用いる局部フィードバック補償器を導入した方法（制御構成Ⅲ）について，同様な評価関数による最適有限整定サーボ系の簡単な設計法を報告している。^{5, 6, 7)}

ところで，実用化にあたっては，応答波形の改善や操作量制限だけでなく，AD変換・データ転送・制御式の演算時間等によって発生する遅れ時間（以下“演算遅れ”で表す）への対応も重要な課題である。

本論文では，実用化において重要となる演算遅れを考慮した最適有限整定サーボ系の簡便な設計法を前述の制御構成Ⅰ，Ⅱ，Ⅲの場合について提案した。

本手法は制御対象のステップ応答のサンプル値を用いた簡単な行列演算から操作量と偏差に関する2次形式評価関数を最小化する N 段の最適有限整定操作量 u_k ($N=n+k$, $k \geq 0$)を求め，この u_k に対する制御対象の最適有限整定応答を閉ループ系の規範モデル応答とする，1形有限整定サーボ系の設計法である。制御対象に演算遅れに相当する L サンプル遅れ要素 z^{-L} を加えた制御構成Ⅰ，Ⅱ，Ⅲを考えれば，補償器のパラメータとフィードバックゲインが u_k から定まるオーバパラメータパルス伝達関数を用いて簡単に決定できる。また， u_k を求めた段階で，規範モデル応答が制御仕様を満たしているか確認後に制御装置を設計すればよく，これまでの手法^{1~4)}のように制御装置を設計後に閉ループ系の目標値応答を求めて確認しながら試行を繰り返す必要がない。また， $L=0$ とすれば演算遅れを含まない従来の最適有限整定サーボ系となり，演算遅れを含むより統一的な処理ができる。

なお，制御対象の入力端に加わるステップ状外乱に対する応答についても演算遅れ z^{-L} を含む制御構成Ⅰ，Ⅱ，Ⅲの場合について理論式を誘導したが，制御構成Ⅰ，Ⅲでは $N+L$ 段で，制御構成Ⅱでは $n+L$ 段で応答が整定することが確認できた。設計例を示し，シミュレーション結果について検討したが，設計法が簡単であり，いずれの制御構成にも適用できる実用的な設計手法であると思われる。

2. 系の記述と問題の設定

伝達関数が $G(s)$ で表される単一入出力系を考え、入力を $u(t)$ 、出力を $y(t)$ とする。また、系の次数を n 、ゲインを K 、ステップ応答を $h(t)$ とし、サンプル周期 θ に対し、例えば出力 $y(t)$ についてサンプル値を $y_i = y(i\theta)$ と表示する。ここで零次ホールド回路を考えれば、サンプリング区間 $i\theta < (i+1)\theta$ ($i=0, 1, 2, \dots$) において $u(t)$ が一定値 u_i をとることから、系のパルス伝達関数 $G(z)$ は次式のように表される。

$$G(z) = \frac{b(z)}{1+a(z)} = \sum_{i=1}^{\infty} g_i z^{-i} \quad (1)$$

$$(a(z) = \sum_{i=1}^n a_i z^{-i}, b(z) = \sum_{i=1}^n b_i z^{-i}, g_i = h_i - h_{i-1})$$

さらに、(1)式に対応した状態方程式と出力方程式が可制御正準形式として、 $\mathbf{x}_{i+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_i + \mathbf{b}u_i$, $y_i = \mathbf{f}^T \mathbf{x}_i$ で表されているとし、1形のサーボ系設計を想定していることから $G(z)$ が $z=1$ に零点を持たない条件として次式が成立しているとする。

$$\left| \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{I} & \mathbf{b} \\ \mathbf{f}^T & 0 \end{bmatrix} \right| \neq 0 \quad (2)$$

ここで、入出力間には $y_i = \sum_{j=1}^i g_j u_{i-j}$ ($i=1, 2, \dots$) なる関係が成立しているから、制御段数を N とし $N=n+k$ ($k \geq 0$) なる任意な値に対し、入力ベクトルを $\mathbf{u}_k$ 、出力ベクトルを $\mathbf{y}$ 、伝達マトリクスを $\mathbf{G}$ とすると、 $N+1$ 段の出力応答は次式から得られる。

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u}_k = [y_1, y_2, \dots, y_{N+1}]^T \quad (3)$$

ただし、

$$\mathbf{u}_k = [u_0, u_1, \dots, u_N]^T$$

$$\mathbf{G} = \left\{ \begin{array}{cccc} g_1 & 0 & \cdots & 0 \\ g_2 & g_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ g_{N+1} & g_N & \cdots & g_1 \end{array} \right\} \quad (4)$$

また、 $N+1$ 段にわたる目標値ベクトルを $\mathbf{i}_r = [1, 1, \dots, 1]^T$ ($(N+1) \times 1$ とすれば、偏差ベクトル $\mathbf{e}$ は次式となる。

$$\mathbf{e} = [e_1, e_2, \dots, e_{N+1}]^T = \mathbf{i}_r - \mathbf{G}\mathbf{u}_k \quad (5)$$

さらに、 $\mathbf{Q}$, $\mathbf{R}$ を $(N+1) \times (N+1)$ なる正定対称な荷重行列として次式の偏差と操作量に関する2次形式評価関数を定める。

$$P = \frac{1}{2} (\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + \mathbf{u}_k^T \mathbf{R} \mathbf{u}_k) \quad (6)$$

ここでの問題は、(6)式の評価関数を最小化する最適有限整定操作量 $\mathbf{u}_k$ を求め、この $\mathbf{u}_k$ に対する制御対象の応答 $\mathbf{y}$ を規範モデル応答とする、演算遅れを考慮した最適有限整定サーボ系を得ることであり、制御構成 I, II, III における制御装置を設計することである。

3. 最適有限整定操作量 $\mathbf{u}_k$ とオーバーパラメータパルス伝達関数 $\bar{G}(z)$

制御段数を $N=n+k$ ($k \geq 0$) とし、 u_i ($i=0, 1, \dots, N-1$) なる操作量で制御対象の出力応答 y_i ($i \geq 1$) を N 段以降ステップ状目標値に有限整定させたとすれば、 $y_i = 1.0$ ($i \geq N$), $u_{N+\alpha} = u_N$ ($\alpha \geq 1$) となる。そこで、(3)式における y_i ($i=N, \dots, N+n; y_0=0$) に対し、この条件を代入し整理して行列表示すれば次式を得る。

$$\mathbf{i} = \mathbf{J}_k \mathbf{u}_k = [1, 1, \dots, 1]^T_{(n+1) \times 1} \quad (7)$$

ここに、 $\mathbf{u}_k$ は(4)式で与えており、 $\mathbf{J}_k$ は次式で表される。

$$\mathbf{J}_k = \begin{bmatrix} g_N & g_{N-1} & \cdots & g_{n+1} & g_n & \cdots & g_1 & 0 \\ g_{N+1} & g_N & \cdots & g_{n+2} & g_{n+1} & \cdots & g_2 & h_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ g_{N+n} & g_{N+n-1} & \cdots & g_{2n+1} & g_{2n} & \cdots & g_{n+1} & h_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

$\xleftarrow{k} \quad \xrightarrow{n+1}$

したがって、制御段数と系の次数が等しい場合には $N=n$ であるから、 $\mathbf{J}_k = \mathbf{J}_0$ は $(n+1) \times (n+1)$ 行列となり、 $|\mathbf{J}_0| \neq 0$ が成立し、(7)式から

$$\mathbf{u}_0 = \mathbf{J}_0^{-1} \mathbf{i} = [u_0, u_1, \dots, u_n]^T \quad (9)$$

が求まり、 $\mathbf{u}_0$ は最短有限整定操作量となる。

ここで、(9)式で得られる最短有限整定操作量 u_i ($i=0 \sim n$) と(1)式に示した系のパルス伝達関数 $G(z)$ のパラメータ a_i, b_i ($i=1 \sim n$) の間には、

$$\left. \begin{array}{l} a_i = (u_i - u_{i-1})/u_0 \\ b_i = (y_i - y_{i-1})/u_0 \quad u_0 = 1 / \sum_{j=1}^n b_j \end{array} \right\} \quad (10)$$

なる関係が成立している。⁶⁾ ただし、 y_i は u_i に対する有限整定応答であり、(3)式から得ることができる。

一方、 $N \neq n$ ($k \neq 0$) の場合には、 $\mathbf{J}_k$ は(8)式のように $(n+1) \times (N+1)$ 行列で $\text{rank } \mathbf{J}_k = (n+1)$ となり $\mathbf{u}_k$ は一意に定まらない。そこで、(7)式の拘束条件 $\mathbf{i} - \mathbf{J}_k \mathbf{u}_k = \mathbf{0}$ の下で(6)式の評価を最小化する操作量をラグランジェの未定係数法を用いて求めれば、 $\mathbf{M} = [\mathbf{R} + \mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{G}]$ として最適有限整定操作量 $\mathbf{u}_k$ が次式のように得られる。^{5, 6)}

$$\mathbf{u}_k = \mathbf{M}^{-1} [\mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{i}_r - \mathbf{J}_k^T [\mathbf{J}_k \mathbf{M}^{-1} \mathbf{J}_k^T]^{-1} [\mathbf{J}_k \mathbf{M}^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{i}_r - \mathbf{i}]] = [\bar{u}_0, \bar{u}_1, \dots, \bar{u}_N]^T \quad (11)$$

ここで、(10)式と同様にして、(11)式から得られる最適有限整定操作量 $\bar{u}_i$ ($i=0 \sim N$) に対する制御対象の出力応答を $\bar{y}_i$ とすれば、

$$\left. \begin{aligned} \bar{a}_i &= (\bar{u}_i - \bar{u}_{i-1}) / \bar{u}_0 \\ \bar{b}_i &= (\bar{y}_i - \bar{y}_{i-1}) / \bar{u}_0 \quad \bar{u}_0 = 1 / \sum_{j=1}^N \bar{b}_j \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

が得られ、 $\bar{a}(z) = \sum_{i=1}^N \bar{a}_i z^{-i}$ 、 $\bar{b}(z) = \sum_{i=1}^N \bar{b}_i z^{-i}$ として $\bar{G}(z) = \bar{b}(z) / (1 + \bar{a}(z))$ なるオーバーパラメータモデルが実現できる。また、 $\bar{u}_i$ の系列と $\bar{y}_i$ に対する制御対象の出力応答 $\bar{y}_i$ (規範応答) の系列を z 領域で表せば次式が得られる。^{5, 6)}

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}(z) &= [1 + \bar{a}(z)] \bar{u}_0 / (1 - z^{-1}) \\ \bar{y}(z) &= \bar{u}_0 \bar{b}(z) / (1 - z^{-1}) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

なお、このオーバーパラメータモデルは追加された極と零点が相殺していることから、

$$\bar{G}(z) = \frac{\bar{b}(z)}{1 + \bar{a}(z)} = \frac{b(z)\lambda(z)}{[1 + a(z)]\lambda(z)} \quad (14)$$

を満足する $\lambda(z)$ が存在し、

$$\lambda(z) = 1 + \sum_{i=1}^k \lambda_i z^{-i} \quad (15)$$

と表せる。ここで、(14)式の右辺の分母どうしについて z^{-1} のべき乗の係数を比較すれば $\lambda(z)$ のパラメータ λ_i は次式から求まる。

$$\lambda_i = \bar{a}_i - \sum_{j=1}^n \lambda_{i-j} \bar{a}_j \quad (i=1 \sim k, \lambda_0=1, \lambda_p=0 \ (p < 0)) \quad (16)$$

このように、ステップ状目標値に対応する最短あるいは最適有限整定操作量はステップ応答のサンプル値を用いて (9)、(11)式から u_0 、 u_k として得られ、対応するパルス伝達関数のパラメータも (10)、(12)式から求められるので (15)式の $\lambda(z)$ が決定できる。この $\lambda(z)$ は次章のサーボ系の設計において用いられる。なお、(13)式の $\bar{y}(z)$ が規範モデル応答であり、 $\bar{y}(z)$ を閉ループ系の出力応答と一致させるように制御装置が設計される。

4. 演算遅れを考慮した最適有限整定サーボ系の設計

制御対象に前置補償器を加え主ループの積分要素と状態フィードバックを用いる”制御構成Ⅰ”，主ループ内の緩和フィルタと局部フィードバックに過去の状態値も用いる”制御構成Ⅱ”，主ループ中の積分要素と局部フィードバックループ中に補償器を導入し、状態値を1つのみ用いる”制御構成Ⅲ”について L サンプルの演算遅れ要素として z^{-L} を加えた1形の最適有限整定サーボ系の設計法を示す。

また、制御対象の入力端に加わるステップ状外乱に対する閉ループ系の出力応答についても検証し、その有限整定制御段数を確認する。

<4.1> 制御構成Ⅰによる L サンプル遅れサーボ系の設計

図1 制御構成Ⅰ

Fig. 1. Structure of control system I.

図1に示すように、制御対象に対し直列に L サンプルの演算遅れ要素 z^{-L} を含む前置補償器 $D_L^1(z)$ を加え、主ループにゲインを K_I とする積分器 $D_I(z)$ を配置し、局部フィードバックにより補償される1形のサーボ系を考える。ここで、補償器 $D_L^1(z)$ およびフィードバックゲインの系列を z 領域で表示した $f^1(z)$ を次式のように定める。

$$D_L^1(z) = \frac{z^{-L}(d_0 + d_1 z^{-1} + \dots + d_k z^{-k})}{1 + c_1^1 z^{-1} + c_2^1 z^{-2} + \dots + c_{k+L}^1 z^{-(k+L)}} = \frac{z^{-L} d^1(z)}{c^1(z)} \quad (17)$$

$$f^1(z) = f_1^1 z^{-1} + f_2^1 z^{-2} + \dots + f_n^1 z^{-n} \quad (18)$$

よって、閉ループ系の伝達関数 $G_y^1(z)$ は次式のように表せる。

$$G_y^1(z) = \frac{K_I b(z) d^1(z) z^{-L}}{R^1(z)} \quad (19)$$

ただし、

$$R^1(z) = (1 - z^{-1}) \{ c^1(z) [1 + a(z)] + d^1(z) f^1(z) z^{-L} \} + K_I b(z) d^1(z) z^{-L} \quad (20)$$

である。閉ループ系の出力応答 $\bar{y}_i$ が有限整定するためには $G_y^1(z)$ の極をすべて零に配置すればよいことから、整定条件として $R^1(z) = 1$ が求まる。また、図1において $s_i = w_i - v_i$ ($i \geq 0, v_0 = 0$) であり、 $D_L^1(z)$ の初段の出力は最適有限整定操作量 u_k の初段の値 $\bar{u}_0$ と等しくなければならないことから $D_I(z)$ のゲインは、一つの候補として $K_I = \bar{u}_0$ を選ぶことができる。よって、閉ループ系のステップ状目標値入力に対する出力応答は次式のように表される。

$$\bar{y}(z) = \frac{\bar{u}_0 b(z) d^1(z) z^{-L}}{1 - z^{-1}} \quad (21)$$

これを(13)式の規範モデル応答を L サンプルだけ遅らせた

$$\bar{y}(z) = \frac{\bar{u}_0 \bar{b}(z) z^{-L}}{1 - z^{-1}} = \frac{\bar{u}_0 b(z) \lambda(z) z^{-L}}{1 - z^{-1}} \quad (22)$$

と等しくおけば両式から、

$$d^1(z) = \lambda(z) \quad (\because d_i = \lambda_i) \quad (23)$$

として $d^1(z)$ が定まる。 $\lambda(z)$ のパラメータ λ_i ($i=1 \sim k$) は (16) 式で $\lambda_i = \bar{a}_i - \sum_{j=1}^n \lambda_{i-j} a_j$ として与えられているから、 u_k を求めれば一意に $d^1(z)$ が定まる。

ここで、一例として $n=2, N=4$ ($k=2, L=2$) の場合について $R^1(z)=1$ の整定条件から制御装置のパラメータ f_i^1 ($i=1 \sim n$), c_i^1 ($i=1 \sim k+L$) を求めてみる。 $\bar{G}(z), D_L^1(z), f^1(z)$ は、おの (14), (17), (18) 式から、

$$\left. \begin{aligned} \bar{G}(z) &= \frac{\bar{b}_1 z^{-1} + \bar{b}_2 z^{-2} + \bar{b}_3 z^{-3} + \bar{b}_4 z^{-4}}{1 + \bar{a}_1 z^{-1} + \bar{a}_2 z^{-2} + \bar{a}_3 z^{-3} + \bar{a}_4 z^{-4}} \\ D_L^1(z) &= \frac{z^{-2}(d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2})}{1 + c_1^1 z^{-1} + c_2^1 z^{-2} + c_3^1 z^{-3} + c_4^1 z^{-4}} \\ f^1(z) &= f_1^1 z^{-1} + f_2^1 z^{-2} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

となる。 $N=2, 4$ として、各々 (9), (11) 式から u_0, u_k を求めれば (10), (12) 式から $G(z), \bar{G}(z)$ が求まる。また、(16) 式から λ_i を求めれば $d^1(z)$ のパラメータは (23) 式から $d_0=1, d_1=\lambda_1, d_2=\lambda_2$ となる。

これらの値を (20) 式の $R^1(z)$ に代入し、 $R^1(z)=1$ の整定条件を与え、 z^{-1} のべき乗について整理すれば、

$$\begin{aligned} & (-c_4^1 a_2 - \lambda_2 f_2^1) z^{-7} \\ & + (c_4^1 a_2 + \lambda_2 f_2^1 - c_3^1 a_2 - c_4^1 a_1 - \lambda_2 f_1^1 - \lambda_2 f_2^1 + \bar{u}_0 \bar{b}_4) z^{-6} \\ & + (c_3^1 a_2 + c_4^1 a_1 + \lambda_1 f_2^1 + \lambda_2 f_1^1 - c_2^1 a_2 - c_3^1 a_1 - c_4^1 - f_2^1 - \lambda_1 f_1^1 + \bar{u}_0 \bar{b}_3) z^{-5} \\ & + (c_2^1 a_2 + c_3^1 a_1 + c_4^1 + f_2^1 + \lambda_1 f_1^1 - c_1^1 a_2 - c_2^1 a_1 - c_3^1 - f_1^1 + \bar{u}_0 \bar{b}_2) z^{-4} \\ & + (c_1^1 a_2 + c_2^1 a_1 + c_3^1 + f_1^1 - a_2 - c_1^1 a_1 - c_2^1 + \bar{u}_0 \bar{b}_1) z^{-3} \\ & + (a_2 + c_1^1 a_1 + c_2^1 - a_1 - c_1^1) z^{-2} \\ & + (a_1 + c_1^1 - 1) z^{-1} = 0 \end{aligned} \quad (25)$$

となり、 z^{-1} のべき乗の係数を 0 とおき整理して行列表示すれば、

$$\begin{bmatrix} f_1^1 \\ f_2^1 \\ c_1^1 \\ c_2^1 \\ c_3^1 \\ c_4^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & a_2 & a_1 & 1 & 0 \\ \lambda_1 & 0 & 0 & a_2 & a_1 & 1 \\ \lambda_2 & \lambda_1 & 0 & 0 & a_2 & a_1 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & 0 & a_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1-a_1 \\ 1-a_2 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{u}_0 \bar{b}_1 \\ \bar{u}_0 (\bar{b}_1 + \bar{b}_2) \\ \bar{u}_0 (\bar{b}_1 + \bar{b}_2 + \bar{b}_3) \\ \bar{u}_0 (\bar{b}_1 + \bar{b}_2 + \bar{b}_3 + \bar{b}_4) \end{bmatrix} \quad (26)$$

が得られ、 $D_L^1(z), f^1(z)$ のパラメータが定まる。同様にして次数 n 、制御段数 N で L サンプル遅れの一般的な場合、 $d_i = \lambda_i$ ($i=0 \sim k$) として次式から $D_L^1(z), f^1(z)$ が決定できる。

$$\begin{bmatrix} f_1^1 \\ f_2^1 \\ \vdots \\ f_n^1 \\ c_1^1 \\ c_2^1 \\ \vdots \\ c_{k+L}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & a_1 & 1 & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & a_2 & a_1 & \ddots & 0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & \vdots & \vdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \lambda_1 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & a_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & a_2 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 1 & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_k & \ddots & \vdots & a_n & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \lambda_2 & 0 & a_n & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \lambda_k & 0 & \cdots & 0 & a_n \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} 1-a_1 \\ 1-a_2 \\ \vdots \\ 1-a_n \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \bar{u}_0 \bar{b}_1 \\ \bar{u}_0 (\bar{b}_1 + \bar{b}_2) \\ \vdots \\ \bar{u}_0 \sum_{j=1}^N \bar{b}_j \end{bmatrix} \quad (27)$$

次に、制御対象の入力端にステップ状外乱 d' を加えた場合の出力応答について考える。外乱 d' と出力応答 y' に注目して図 1 の等価変換を行うと図 2 が得られる。

$$d' \rightarrow \frac{(1-z^{-1})b(z)c^1(z)}{(1-z^{-1})\{c^1(z)(1+a(z))+d^1(z)f^1(z)z^{-L}\}+K_f b(z)d^1(z)z^{-L}} y'$$

図 2 外乱に対する図 1 の等価ブロック線図
Fig. 2. Equivalent block diagram of Fig. 1 for disturbance.

したがって、ステップ状外乱 $d'(z)$ に対する出力応答 $y'(z)$ は、

$$\begin{aligned} y'(z) &= \frac{b(z)c^1(z)}{(1-z^{-1})\{c^1(z)(1+a(z))+d^1(z)f^1(z)z^{-L}\}+K_f b(z)d^1(z)z^{-L}} \\ &= \frac{b(z)c^1(z)}{R^1(z)} \end{aligned} \quad (28)$$

と表せ、整定条件 $R^1(z)=1$ を代入すれば $y'(z)=b(z)c^1(z)$ となり $b(z), c^1(z)$ の次数はそれぞれ n と $k+L$ であるから、出力応答 y' は $n+k+L=N+L$ 段で有限整定する。

＜4.2＞ 制御構成 II による L サンプル遅れサーボ系の設計

図 3 制御構成 II
Fig. 3. Structure of control system II.

図3に示すように、主ループに積分要素をもつ緩和フィルタ $D_I(z)$ および L サンプルの演算遅れ要素 z^{-L} を含む前置補償器 $D_L^{\text{II}}(z)$ を配置し、フィードバックゲインの系列を z 領域で表示した $f^{\text{II}}(z)$ より構成された、過去の状態値を用いる1形のサーボ系を考える。ただし各補償器及び $f^{\text{II}}(z)$ は次式で与えられる。

$$D_I(z) = \frac{d_0 + d_1 z^{-1} + \cdots + d_k z^{-k}}{1 - z^{-1}} = \frac{d^{\text{II}}(z)}{1 - z^{-1}} \quad (29)$$

$$D_L^{\text{II}}(z) = \frac{z^{-L}}{1 + c_1^{\text{II}} z^{-1} + c_2^{\text{II}} z^{-2} + \dots + c_L^{\text{II}} z^{-L}} = \frac{z^{-L}}{c^{\text{II}}(z)} \quad (30)$$

$$f^{\text{II}}(z) = f_1^{\text{II}}z^{-1} + f_2^{\text{II}}z^{-2} + \cdots + f_m^{\text{II}}z^{-m} \quad (m = \max(n, n+k-1)) \quad (31)$$

ここで、図3の閉ループ系の伝達関数 $G_y^{\text{II}}(z)$ は次式のように表される。

$$G_y^{\text{II}}(z) = \frac{b(z)d^{\text{II}}(z)z^{-L}}{R^{\text{II}}(z)} \quad (32)$$

ただし、

$$R^{\text{II}}(z) = (1 - z^{-1}) \{c^{\text{II}}(z)(1 + a(z)) + f^{\text{II}}(z)z^{-L}\} + b(z)d^{\text{II}}(z)z^{-L} \quad (33)$$

である。よって、制御構成 I と同様に整定条件 $R^{\text{II}}(z)=1$ を代入すれば、閉ループ系のステップ状目標値入力に対する出力応答は次式のように表される。

$$\bar{y}(z) = \frac{b(z)d^{II}(z)z^{-L}}{1-z^{-1}} \quad (34)$$

したがって、(34)式を(22)式の L サンプル遅れた規範モデル応答 $\bar{y}(z) = \bar{u}_0 b(z) \lambda(z) z^{-L} / (1 - z^{-1})$ と等しくおけば、 $d^{\text{II}}(z) = \bar{u}_0 \lambda(z)$ が成立し、 λ_i は(16)式から得られるので $d_i = \bar{u}_0 \lambda_i$ ($i = 0 \sim k$) が定まる。よって、 $c^{\text{II}}(z)$, $f^{\text{II}}(z)$, $a(z)$, $b(z)$, $d^{\text{II}}(z) = \bar{u}_0 \lambda(z)$ をそれぞれ整定条件 $R^{\text{II}}(z) = 1$ に代入して z^{-1} のべき乗について整理し、マトリクス表示すれば、

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{array}{c} f_1^{\text{II}} \\ f_2^{\text{II}} \\ \vdots \\ f_m^{\text{II}} \\ c_1^{\text{II}} \\ c_2^{\text{II}} \\ \vdots \\ c_L^{\text{II}} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \vdots & a_1 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \vdots & a_2 & a_1 & & 0 \\ \vdots & & & \vdots & a_2 & & & 1 \\ \vdots & & & \vdots & a_n & \vdots & \ddots & a_1 \\ \vdots & & & \vdots & 0 & a_n & & a_2 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & a_n \\ 0 & \ddots & & \vdots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & 0 & \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{array} \right] \begin{array}{l} \uparrow L \\ \downarrow n \\ \downarrow m-n \end{array} \\
 & \times \left[\begin{array}{c} 1-a_1 \\ 1-a_2 \\ \vdots \\ 1-a_n \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{array} \right] - \left[\begin{array}{c} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \hline \bar{u}_0 \bar{b}_1 \\ \bar{u}_0 (\bar{b}_1 + \bar{b}_2) \\ \vdots \\ \bar{u}_0 \sum_{j=1}^m \bar{b}_j \end{array} \right] \begin{array}{l} \uparrow L \\ \downarrow m \end{array}
 \end{aligned}
 \quad (35)$$

が得られ、上式から $f^{\text{II}}(z)$, $c^{\text{II}}(z)$ のパラメータ $f_i^{\text{II}}(i=1\sim m)$, $c_i^{\text{II}}(i=1\sim L)$ が求まる。

次に、制御対象の入力端にステップ状外乱 d' を加え場合の出力応答について考える。外乱 d' と出力応答 y' に注目して図3の等価変換を行うと図4が得られる。

図4 外乱に対する図3の等価ブロック線図
Fig. 4. Equivalent block diagram of Fig. 3 for disturbance.

したがって、ステップ状外乱 $d'(z)$ に対する出力応答 $y(z)$ は、

$$\begin{aligned} y'(z) &= \frac{b(z)c^{\text{II}}(z)}{(1-z^{-1})\{c^{\text{II}}(z)(1+a(z)) + f^{\text{II}}(z)z^{-L}\} + b(z)a^{\text{II}}(z)z^{-L}} \\ &= \frac{b(z)c^{\text{II}}(z)}{R^{\text{II}}(z)} \end{aligned} \quad (36)$$

と表せ、整定条件式 $R^{II}(z)=1$ を代入すれば $y'(z)=b(z)c^{II}(z)$ となり、 $b(z)$ 、 $c^{II}(z)$ の次数はそれぞれ n と L であるから、出力応答 y' は $n+L$ 段で有限整定する。

＜4・3＞ 制御構成Ⅲによる L サンプル遅れサーボ系の設計

図5 制御構成Ⅲ
Fig.5. Structure of control systemⅢ.

図5に示すように、主ループ中のゲインを K_f とする積分要素 $D_I(z)$ と局部フィードバックループ中に補償器 $D_F(z)$ を配置し、制御対象に加えられた L サンプルの演算遅れ要素 z^{-L} を含む前置補償器 $D_L^{III}(z)$ とで構成される1形のサーボ系を考える。

この制御構成は曾根ら⁷⁾が示したように、状態値 x^d を1つのみ必要とすることから、フィードバックゲイン f_1 は補償器の $\phi(z)$ に含ませて表すことができる。よって、各補償器は次式で与えられるとする。

$$D_F(z) = \frac{\varphi_1 z^{-1} + \varphi_2 z^{-2} + \cdots + \varphi_N z^{-N}}{d_0 + d_1 z^{-1} + \cdots + d_k z^{-k}} = \frac{\varphi(z)}{d^{\text{III}}(z)} \quad (37)$$

$$D_L^{\text{III}}(z) = \frac{z^{-L}}{1 + c_1^{\text{III}} z^{-1} + c_2^{\text{III}} z^{-2} + \dots + c_L^{\text{III}} z^{-L}} = \frac{z^{-L}}{c^{\text{III}}(z)} \quad (38)$$

ここで、図5における閉ループ系の伝達関数 $G_y^{\text{III}}(z)$ は次式のように表せる。

$$G_y^{\text{III}}(z) = \frac{K_I b(z) d^{\text{III}}(z) z^{-L}}{R^{\text{III}}(z)} \quad (39)$$

ただし、

$$R^{\text{III}}(z) = (1 - z^{-1}) \{ c^{\text{III}}(z) d^{\text{III}}(z) (1 + a(z)) + \varphi(z) z^{-L} \} + K_I b(z) c^{\text{III}}(z) z^{-L} \quad (40)$$

であり、制御構成 I と同様に $K_I = \bar{u}_0$ とおくことができる。ここで、整定条件 $R^{\text{III}}(z) = 1$ を用いれば、閉ループ系のステップ状目標値入力に対する出力応答は次式のように表される。

$$\bar{y}(z) = \frac{\bar{u}_0 b(z) d^{\text{III}}(z) z^{-L}}{1 - z^{-1}} \quad (41)$$

したがって、制御構成 I、II の場合と同様に (41) 式を (22) 式の L サンプル遅れた規範モデル応答 $\bar{y}(z) = \bar{u}_0 b(z) \lambda(z) z^{-L} / (1 - z^{-1})$ と等しくおけば、 $d_i = \lambda_i$ が成立し、 $\varphi(z)$ 、 $c^{\text{III}}(z)$ 、 $a(z)$ 、 $b(z)$ 、 $d^{\text{III}}(z) = \lambda(z)$ をそれぞれ整定条件 $R^{\text{III}}(z) = 1$ に代入して z^{-1} のべき乗について整理し、マトリクス表示すれば、

$$\begin{bmatrix} c_1^{\text{III}} \\ c_2^{\text{III}} \\ \vdots \\ c_L^{\text{III}} \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \bar{a}_1 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{a}_2 & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & \cdots & 0 \\ \bar{a}_N & \ddots & \ddots & \bar{a}_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \bar{a}_2 & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \bar{a}_N & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} \uparrow \\ \vdots \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \vdots \\ \downarrow \end{matrix} \begin{matrix} L \\ N \end{matrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} 1 - \bar{a}_1 \\ 1 - \bar{a}_2 \\ \vdots \\ 1 - \bar{a}_N \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \bar{u}_0 \bar{b}_1 \\ \bar{u}_0 (\bar{b}_1 + \bar{b}_2) \\ \vdots \\ \bar{u}_0 \sum_{j=1}^N \bar{b}_j \end{bmatrix} \begin{matrix} \uparrow \\ \vdots \\ \downarrow \\ \uparrow \\ \vdots \\ \downarrow \end{matrix} \begin{matrix} L \\ N \end{matrix} \quad (42)$$

が得られ、上式から $\varphi(z)$ 、 $c^{\text{III}}(z)$ のパラメータ $\varphi_i (i=1 \sim N)$ 、 $c_i^{\text{III}} (i=1 \sim L)$ が求まる。

次に、制御対象の入力端にステップ状外乱 d' を加えた場合の出力応答について考える。外乱 d' と出力応答 y' に注目して図5の等価変換を行うと図6が得られる。

図6 外乱に対する図5の等価ブロック線図
Fig. 6. Equivalent block diagram of Fig. 5 for disturbance.

したがって、ステップ状外乱 $d'(z)$ に対する出力応答 $y(z)$ は、

$$y'(z) = \frac{b(z) c^{\text{III}}(z) d^{\text{III}}(z)}{(1 - z^{-1}) \{ c^{\text{III}}(z) d^{\text{III}}(z) (1 + a(z)) + \varphi(z) z^{-L} \} + K_I b(z) c^{\text{III}}(z) z^{-L}} = \frac{\bar{b}(z) c^{\text{III}}(z)}{R^{\text{III}}(z)} \quad (43)$$

と表せ、整定条件式 $R^{\text{III}}(z) = 1$ を代入すれば $y(z) = \bar{b}(z) c^{\text{III}}(z)$ となる。 $\bar{b}(z)$ 、 $c^{\text{III}}(z)$ の次数はそれぞれ N と L であるから、出力応答 y' は $N+L$ 段で有限整定する。

5. 設計例とシミュレーション結果

本章では、前章までに提案した演算遅れを考慮した最適有限整定サーボ系（制御構成 I、II、III）において $L=0, 1, 2$ とした場合の設計を行い、ステップ状目標値に対する応答についてシミュレーション結果を示す。なお、外乱に対する特性についても 10θ の時点で制御対象の入力端にステップ状の外乱を加えた場合の応答を示した。

伝達関数が $G(s) = 1/(s^2 + 0.4s + 1)$ で表される制御対象を考え、サンプル周期を $\theta = 0.5$ [sec] とすれば、(9) 式から最適有限整定操作量 u_0 は次式のように求まる。

$$u_0 = [u_0, u_1, u_2]^T = [4.506, -2.689, 1.000]^T \quad (44)$$

次に、最適制御段数を $N=4$ ($k=2$) とし、(6) 式の評価関数における荷重行列を $Q=100I$ 、 $R=I$ (I : 単位行列) と選べば、最適有限整定操作量 u_k は (11) 式から次のように求まる。

$$u_2 = [\bar{u}_0, \bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3, \bar{u}_4]^T = [3.994, -1.481, -0.042, 1.319, 1.000]^T \quad (45)$$

(44)、(45) 式に示した操作量 u_0, u_k に対する出力応答 $y, \bar{y}_i$ を (3) 式より求めれば、(10)、(12) 式の $a_i, b_i (i=1, 2)$ および $\bar{a}_i, \bar{b}_i (i=1 \sim 4)$ が定まり、パルス伝達関数 $G(z)$ 、オーバーラメータパルス伝達関数 $\bar{G}(z)$ は次式のように得られる。

$$G(z) = \frac{0.114z^{-1} + 0.107z^{-2}}{1 - 1.596z^{-1} + 0.818z^{-2}} \quad (46)$$

$$\bar{G}(z) = \frac{0.114z^{-1} + 0.133z^{-2} + 0.013z^{-3} - 0.010z^{-4}}{1 - 1.370z^{-1} + 0.360z^{-2} + 0.341z^{-3} - 0.080z^{-4}} \quad (47)$$

また、(16) 式より $\lambda(z)$ は次式のように求まる。

$$\lambda(z) = 1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2} \quad (48)$$

以上のように求めた (44)、(45)、(46)、(47)、(48) 式を用いれば、制御構成 I、II、III における制御装置は以下のように求まる。

まず、制御構成 I では、前置補償器 $D_L^I(z)$ の分子多項式 $d^I(z)$ は $d^I(z) = \lambda(z)$ の関係から求まり、また $K_I = \bar{u}_0$ であるから主ループ中の積分器 $D_I(z)$ は次式のように定まる。

$$D_I(z) = \frac{3.994}{1-z^{-1}} \tag{49}$$

ここで、 $L=0$ として (27) 式を用いれば、 c_i^I ($i=1,2$), f_i^I ($i=1,2$) が求まり $f^I(z)$, $D_L^I(z)$ は次式となる。

$$f^I(z) = 1.925z^{-1} - 0.806z^{-2} \tag{50}$$

$$D_L^I(z) = \frac{1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2}}{1 + 0.213z^{-1} - 0.096z^{-2}} \tag{51}$$

$L=1,2$ の場合も同様にして、(27) 式を用いれば、 $L=1$ では、 c_i^I ($i=1\sim3$), f_i^I ($i=1,2$) が求まり $f^I(z)$, $D_L^I(z)$ は次式となり、

$$f^I(z) = 3.427z^{-1} - 1.951z^{-2} \tag{52}$$

$$D_L^I(z) = \frac{z^{-1}(1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2})}{1 + 2.596z^{-1} + 0.442z^{-2} - 0.232z^{-3}} \tag{53}$$

$L=2$ では、 c_i^I ($i=1\sim4$), f_i^I ($i=1,2$) が求まるので $f^I(z)$, $D_L^I(z)$ は次式のように得られる。

$$f^I(z) = 4.681z^{-1} - 3.181z^{-2} \tag{54}$$

$$D_L^I(z) = \frac{z^{-2}(1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2})}{1 + 2.596z^{-1} + 4.327z^{-2} + 0.645z^{-3} - 0.379z^{-4}} \tag{55}$$

上記のように $L=0,1,2$ に対して設計を行った結果を整理して表 1 に示す。

表 1 制御構成 I のパラメータ
Table 1. Parameters of structure I.

	$f^I(z)$	$D_L^I(z)$	$D_I(z)$
$L=0$	$1.925z^{-1} - 0.806z^{-2}$	$\frac{1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2}}{1 + 0.213z^{-1} - 0.096z^{-2}}$	$\frac{3.994}{1-z^{-1}}$
$L=1$	$3.427z^{-1} - 1.951z^{-2}$	$\frac{z^{-1}(1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2})}{1 + 2.596z^{-1} + 0.442z^{-2} - 0.232z^{-3}}$	
$L=2$	$4.681z^{-1} - 3.181z^{-2}$	$\frac{z^{-2}(1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2})}{1 + 2.596z^{-1} + 4.327z^{-2} + 0.645z^{-3} - 0.379z^{-4}}$	

表 2 制御構成 II のパラメータ
Table 2. Parameters of structure II.

	$f^II(z)$	$D_L^II(z)$	$D_I(z)$
$L=0$	$2.138z^{-1} - 0.808z^{-2} - 0.041z^{-3}$	—	$\frac{3.994 + 0.902z^{-1} - 0.390z^{-2}}{1-z^{-1}}$
$L=1$	$3.869z^{-1} - 2.115z^{-2} - 0.041z^{-3}$	$\frac{z^{-1}}{1 + 2.596z^{-1}}$	
$L=2$	$5.326z^{-1} - 3.533z^{-2} - 0.041z^{-3}$	$\frac{z^{-2}}{1 + 2.596z^{-1} + 4.327z^{-2}}$	

表 3 制御構成 III のパラメータ
Table 3. Parameters of structure III.

	$D_F(z)$	$D_L^III(z)$	$D_I(z)$
$L=0$	$\frac{1.912z^{-1} - 0.349z^{-2} - 0.382z^{-3} + 0.080z^{-4}}{1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2}}$	—	$\frac{3.994}{1-z^{-1}}$
$L=1$	$\frac{3.431z^{-1} - 1.184z^{-2} - 0.770z^{-3} + 0.189z^{-4}}{1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2}}$	$\frac{z^{-1}}{1 + 2.370z^{-1}}$	
$L=2$	$\frac{4.679z^{-1} - 2.119z^{-2} - 1.179z^{-3} + 0.311z^{-4}}{1 + 0.225z^{-1} - 0.097z^{-2}}$	$\frac{z^{-2}}{1 + 2.370z^{-1} + 3.889z^{-2}}$

図 7 シミュレーション結果
Fig. 7. Simulation results.

次に、制御構成Ⅱにおける設計の場合、緩和フィルタ $D_I(z)$ は $d^{II}(z) = \bar{u}_0 \lambda(z)$ の関係から、(29)式を用いて

$$D_I(z) = \frac{3.994 + 0.902z^{-1} - 0.390z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (56)$$

と表せる。また、 $D_L^{II}(z)$, $f^{II}(z)$ のパラメータ $c_i^{II}(i=1 \sim L)$, $f_i^{II}(i=1 \sim 3)$ は(35)式から得られるので、 $L=0,1,2$ の場合について求めた結果を整理して表2に示す。

さらに、制御構成Ⅲの場合、 $D_L^{III}(z)$, $D_F(z)$ のパラメータは(42)式から得られるので、 $L=0,1,2$ の場合について求めた結果を整理して表3に示す。

以上のように設計された表1, 2, 3の補償器を用いて図1, 3, 5に示す制御構成Ⅰ, Ⅱ, Ⅲを実現し、ステップ状目標値に対する出力応答 y_i のシミュレーションを行った結果を図7に示す。同図に示した(a), (b), (c)はそれぞれ制御構成Ⅰ, Ⅱ, Ⅲの場合であり、おのおのについてステップ応答 $h(t)$ と $L=0,1,2$ とした場合の出力応答 $y(t)$, 操作量 u_i が示してある。(a), (b), (c)ともに目標値に対しては $N+L$ ($N=4, L=0,1,2$) 段で整定している。

また、100の時点より加えたステップ外乱 d' に対して、(a), (c)は $N+L$ 段で、(b)は $n+L$ 段で整定しており、4章で求めた外乱に対する制御段数と一致している。

6. まとめ

制御対象に前置補償器を加え主ループの積分要素と状態フィードバックを用いる制御構成Ⅰ、主ループ内の緩和フィルタと局部フィードバックに過去の状態値を用いる制御構成Ⅱ、および主ループ中の積分器と状態値を1つのみ用いる局部フィードバック補償器を導入した制御構成Ⅲについて、演算時間遅れ z^{-L} を考慮した最適有限整定制御系の設計法を提案した。本手法では、制御対象のステップ応答から簡単な行列演算により最適有限整定操作量 u_k を求め、この u_k に対する制御対象の応答を規範モデル応答とし、閉ループ系の応答を規範モデル応答に一致させるように制御装置を設計している。

Ⅰ, Ⅱ, Ⅲいずれの制御構成についても $L=0$ とすれば、演算遅れを考慮しない従来の最適有限整定サーボ系となり、統一的な処理が行え設計法が簡単なことから実用的に有効な手法であると思われる。

なお、制御対象の入力端に加わったステップ状外乱に対する出力応答が、制御構成Ⅰ, Ⅲでは $N+L$ 段で整定するのに対し、制御構成Ⅱでは $n+L$ 段で整定するという結果が得られた。

(平成10年2月26日受付, 平成10年6月19日再受付)

文献

- (1) 瓜倉・長田：「過渡応答を考慮した離散時間システムに対するデッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 23, No. 4, 353~357 (1987)
- (2) 瓜倉：「連続時間過渡応答を考慮に入れたデッドビート制御」, システム制御情報学会論文誌, 5-6, 229~234 (1992)
- (3) 西村・米澤：「緩和フィルタを用いる有限時間整定制御系の設計」, システム制御情報学会論文誌, 4-10, 399~406 (1991)
- (4) 西村・米澤・櫛田「操作量飽和のある系に対する有限時間整定制御装置の設計」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 22, No. 11, 6~12 (1986)
- (5) 村田・相良：「状態フィードバックによる最適有限整定制御系の設計」, 電気学会論文誌, 109-C, 6, 432~438 (1989)
- (6) 中野・村田：「最適有限整定操作量とパルス伝達関数」, 電気学会論文誌, 117-C, 3, 295~306, (1997)
- (7) 曾根・村田：「最適有限整定サーボ系・レギュレータの一設計法」, 電気学会論文誌, 117-C, 2, 117/127, (1997)
- (8) 美多・向田：「演算時間を考慮したデジタル制御系における並列演算方式」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 18, No. 6, 553~563 (1982)
- (9) 堀口・西村・長田・富田：「過渡応答を考慮した2自由度デッドビート制御」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 25, No. 10, 1046~1053 (1989)

若宮 真一郎 (学生員) 1974年12月16日生。1997年3月広島工業大学電子工学科卒業。同年広島工業大学大学院工学研究科博士前期課程電子工学専攻入学, 現在に至る。

高見 宏司 (学生員) 1975年7月21日生。1998年3月広島工業大学電子工学科卒業。同年4月, 田中電機工業株式会社に入社, 現在に至る。

村田 弘志 (正員) 1941年2月2日生。1966年3月広島工業大学電子工学科卒業。1970年4月同大学講師, 助教授を経て, 同教授, 現在に至る。主として, 制御系の同定とプロセス制御に関する研究に従事。工学博士。計測自動制御学会, システム制御情報学会会員。