多入力多出力ロバスト予見制御系構成法[†]

土 谷 武 士*・江 上 正*

Multiinput and Multioutput Robust Preview Control System Synthesis Method

Takeshi TSUCHIYA* and Tadashi EGAMI*

Until now, an optimum finite preview control system utilizing finite future desired signals has been proposed in order to improve a control system performance. However, since the control system is constructed by only the design method for the optimum tracking control system, the robustness of the control system for the parameter variations of the controlled object and the disturbance signals is not acceptable for the practical applications. In this paper, new synthesis method for multiinput and multioutput robust preview control system is proposed. This method is based on the already proposed "error system method" which has been already applied for the design of the usual robust control system. After transforming the original state equations of the controlled object into the error system and defining a quadratic performance index, a tracking control problem consisting of the error system and the performance index is solved by usual optimal tracking control technique utilizing the principle of optimality. The designed preview control system consists of feedback part and feedforward part. The feedback loop consists of proportional actions and integral actions same as in the usual robust control system. Therefore, this preview control system is robust because of these proportional actions and integral actions for the parameter variations of the controlled object and the disturbance signals. Moreover, the compensating actions for the input delay time due to the processing time required to execute

the employed control algorithm in the controller are included in the feedback loop. The feedforward loop represents the utilization of the future desired signal which is most important part in the control system. Some simulation results for this robust preview control system are presented in the paper for showing the effectiveness of the design method. As might be expected, the robustness of the control system for the parameter variations of the controlled object and the disturbances is satisfactory and it is shown that the utilization of the future desired signal is very effective to improve the control system performance. Extension of this method to the case of polynomial disturbance signals is easy.

Key Words: control system synthesis, preview control, tracking system

1. は し が き

目標値信号の未来情報を有効に利用することにより制御性能向上を目指す試みはこれまで予測制御とか予見制御あるいは最適トラッキング制御とよばれて研究が進められてきている^{1)~12)}。とくに最適制御理論の応用としての最適トラッキング制御系¹⁵⁾は最適レギュレータ問題の拡張として考えられるもので、その閉ループ系は最適レギュレータ系と同じ形となり、多入力多出力系の設計も容易に行えるなど望ましい点をもっている。ところで最適トラッキング制御系では制御終了時刻までの目標値信号があらかじめ既知であることが必要である。しかし未来目標値信号の最適制御入力への寄与を解析すると遠い未来時刻の目標値信号の情報はほとんど無意味であり、制御対象の性質に依存するが、ごく近い未来までの情報を利用するだけでほぼ最適なトラッキングが可能であることが示され、かつ常に現在時刻からある一定未来時刻までの目標値信号

[†] 第 24 回計測自動制御学会学術講演会で発表 (昭 60・7)

* 北海道大学工学部 札幌市北区北 13 条西 8 丁目

* Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo

(Received August 28, 1985)

(Revised May 6, 1986)

の情報を利用する最適逐次予見制御系構成について提案されている^{5)~10)}。ところがその系では外乱の存在やパラメータ変動を考慮していないため、いわゆるロバスト性の面での問題が残されていた。またこれらとは違う観点からの予見制御系としては文献11)と12)があり、ともに積分機能を入れた構成となっており、その有効性が示されている。今後、系統的設計法としてのそのロバスト性の一般的検討や多入力多出力系への拡張などの検討が示されることが期待される。また文献13), 14)にはそれぞれ積分機能をもつ目標値予見制御系が示されている。そこではこれらの信号は最終的には一定値に収束することが仮定されたうえで、時間無限大の2次形式評価関数を定義している。本論文では文献5)~7)で用いられている考え方、すなわち有益な未来情報は(制御対象の性質に依存するが)ごく近い未来時刻までのものであるということから評価関数はその時刻までの有限時間で定義しているため、目標値信号は一定値に収束することを仮定する必要がないという立場に立って予見制御系を構成している。

最適レギュレータ理論を基にして外乱やパラメータ変動を考慮した通常の制御系構成については積分形最適レギュレータ系¹⁶⁾やエラーシステムを用いた設計法が提案され、実用上の有効性も示されている^{17)~20)}。今回エラーシステム法と前述の近未来目標値信号を利用する追値制御系構成法とを適切に組合せることにより、ステップ状外乱やパラメータ変動を考慮したいいわゆるロバストな予見制御系構成法を開発した。本論文ではその構成法と制御系構成図を示し、シミュレーションによりその有効性を示すものである。

2. ロバスト予見制御系構成法

制御対象として(1)で与えられるものを考える。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{y}(k+1) &= \mathbf{A}_0 \mathbf{y}(k) + \mathbf{B}_0 \mathbf{v}(k-1) + \mathbf{E}_0 \mathbf{d}(k) \\ \mathbf{W}(k) &= \mathbf{C}_0 \mathbf{y}(k) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ただし、 $\mathbf{y}(k)$: 状態変数 ($n \times 1$),
 $\mathbf{v}(k)$: 入力変数 ($m \times 1$),
 $\mathbf{W}(k)$: 出力変数 ($r \times 1$),
 $\mathbf{d}(k)$: 外乱信号 ($p \times 1$).

コントローラの演算処理時間を考慮するために(1)式では1サンプリング周期に等しい入力むだ時間を考慮に入れている。誤差信号をつぎのように定義する。

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{R}(k) - \mathbf{W}(k)$$

ただし、 $\mathbf{R}(k)$: 目標値信号 ($r \times 1$).

(1)の制御対象は可制御、可観測であるとし $m \geq r$ とする。新しい変数 $\tilde{\mathbf{W}}(k)$ を導入する¹⁷⁾。

$$\tilde{\mathbf{W}}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{W}(k) \\ \mathbf{s}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_0 \\ \mathbf{M} \end{bmatrix} \mathbf{y}(k) = \mathbf{T} \mathbf{y}(k) \quad (3)$$

行列 $\mathbf{M}$ は変換行列 $\mathbf{T}$ が正則となるように選ばれる。(1)に左から $\mathbf{T}$ をかけて(4)を得る。

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{W}}(k+1) &= \boldsymbol{\Psi} \tilde{\mathbf{W}}(k) + \mathbf{G}_T \mathbf{v}(k-1) + \mathbf{G}_d \mathbf{d}(k) \\ \text{または} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{W}(k+1) \\ \mathbf{s}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_{11} & \boldsymbol{\Psi}_{12} \\ \boldsymbol{\Psi}_{21} & \boldsymbol{\Psi}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{W}(k) \\ \mathbf{s}(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{T_1} \\ \mathbf{G}_{T_2} \end{bmatrix} [\mathbf{v}(k-1)] \\ &\quad + \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{d_1} \\ \mathbf{G}_{d_2} \end{bmatrix} [\mathbf{d}(k)] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ここで

$$\boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_{11} & \boldsymbol{\Psi}_{12} \\ \boldsymbol{\Psi}_{21} & \boldsymbol{\Psi}_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{T} \mathbf{A}_0 \mathbf{T}^{-1}, \quad \mathbf{G}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{T_1} \\ \mathbf{G}_{T_2} \end{bmatrix} = \mathbf{T} \mathbf{B}_0,$$

$$\mathbf{G}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{d_1} \\ \mathbf{G}_{d_2} \end{bmatrix} = \mathbf{T} \mathbf{E}_0.$$

(4)をもとにして $\mathbf{W}(k)$ の一階差分値が求められる。

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{W}(k+1) &= \boldsymbol{\Psi}_{11} \Delta \mathbf{W}(k) + \boldsymbol{\Psi}_{12} \Delta \mathbf{s}(k) \\ &\quad + \mathbf{G}_{T_1} \Delta \mathbf{v}(k-1) + \mathbf{G}_{d_1} \Delta \mathbf{d}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 $\Delta \mathbf{W}(k+1) \equiv \mathbf{W}(k+1) - \mathbf{W}(k)$ などである。

同様に $\mathbf{s}(k)$ の一階差分値は(6)となる。

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{s}(k+1) &= \boldsymbol{\Psi}_{21} \Delta \mathbf{W}(k) + \boldsymbol{\Psi}_{22} \Delta \mathbf{s}(k) \\ &\quad + \mathbf{G}_{T_2} \Delta \mathbf{v}(k-1) + \mathbf{G}_{d_2} \Delta \mathbf{d}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

つぎのような新しい変数を定義する。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_1(k) &\equiv \mathbf{W}(k), & \mathbf{u}(k) &\equiv \Delta \mathbf{v}(k) \\ \mathbf{x}_2(k) &\equiv \Delta \mathbf{W}(k), & \mathbf{D}(k) &\equiv \Delta \mathbf{d}(k) \\ \mathbf{x}_3(k) &\equiv \Delta \mathbf{s}(k) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

(7)の変数を用いて(5), (6)などは(8)にまとめられる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k+1) \\ \mathbf{x}_2(k+1) \\ \mathbf{x}_3(k+1) \\ \mathbf{u}(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \boldsymbol{\Psi}_{11} & \boldsymbol{\Psi}_{12} & \mathbf{G}_{T_1} \\ 0 & \boldsymbol{\Psi}_{11} & \boldsymbol{\Psi}_{12} & \mathbf{G}_{T_1} \\ 0 & \boldsymbol{\Psi}_{21} & \boldsymbol{\Psi}_{22} & \mathbf{G}_{T_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k) \\ \mathbf{x}_2(k) \\ \mathbf{x}_3(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} [\mathbf{u}(k)] + \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{d_1} \\ \mathbf{G}_{d_1} \\ \mathbf{G}_{d_2} \\ 0 \end{bmatrix} [\mathbf{D}(k)] \end{aligned} \quad (8)$$

または

$$\mathbf{X}(k+1) = \boldsymbol{\Phi} \mathbf{X}(k) + \mathbf{G} \mathbf{u}(k) + \mathbf{G}_d \mathbf{D}(k) \quad (9)$$

ここで外乱をステップ信号と仮定すると定常状態では $\mathbf{D}(k) = \mathbf{0}$ であるので(9)は(10)となる。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{X}(k+1) &= \boldsymbol{\Phi} \mathbf{X}(k) + \mathbf{G} \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{W}(k) &= \mathbf{C} \mathbf{X}(k) = [\mathbf{I}_r \quad 0 \quad 0 \quad 0] \mathbf{X}(k) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

(10)の系は原系(1)が可制御であればほとんどの場合可制御でありまた(10)は可検出である(証明省略)。

なお、外乱がステップ信号以外の時間多項式信号の場合への拡張は容易である。また外乱信号 $d(k)$ がステップ状に変化する時刻では $D(k)$ は零でないので常に (9) は (10) となるわけではない。このことは外乱からのフィードフォワード制御設計において考慮される²⁰⁾。

現在時刻を k とするとき、現在から M ステップ未来まで、つまり $(k+M)$ 時刻までの目標値信号の未来値が既知で利用できる場合を考え、制御対象の出力 $W(k)$ ををできるだけ目標値信号 $R(k)$ に一致させることを目的とする。 k 時刻において k から $(k+M)$ まで定義されるつぎのような評価関数を用いる。

$$J_c(k) = [R_0(k+M) - X(k+M)]^T \times F_M [R_0(k+M) - X(k+M)] + \sum_{j=k+1}^{k+M} \{ [R_0(j) - X(j)]^T Q [R_0(j) - X(j)] + u^T(j-1) H u(j-1) \} \quad (11)$$

ただし、 $R_0(k)$ ：拡大目標値信号

$$R_0(k) = \begin{bmatrix} R(k) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} (n+r+m) \times 1 \\ \text{ベクトル} \end{matrix}$$

Q ：半正定行列 $(n+r+m) \times (n+r+m)$

$$Q = \begin{bmatrix} \Gamma & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{n+m}^r$$

H ：正定行列 $m \times m$

F_M ： $(n+r+m) \times (n+r+m)$

F_M は後述の (16) 式の定常解に等しくおく。具体的には (16) 式を任意の $S(0)$ たとえば $S(0)=0$ の境界条件のもとに解き定常解 $\bar{S}$ を求める。これより (19) 式により $F_M = \bar{S} - 2Q$ として与えればよい。これにより S と B は一定となる。

(10) と (11) で与えられる最適トラッキング問題は最適性の原理を用いて以下のように解が求められる^{6), 7)}。

k 時刻においては $(k+M)$ 時刻を仮想制御終了時刻と考えることになる。このとき $(k+l)$ ステップ目で考えた残りステップに対する評価関数値はつぎのように表わされる。

$$J_{M-l} = [R_0(k+M) - X(k+M)]^T \times F_M [R_0(k+M) - X(k+M)]$$

Fig. 1 Control interval

$$+ \sum_{j=k+l+1}^{k+M} \{ [R_0(j) - X(j)]^T Q [R_0(j) - X(j)] + u^T(j-1) H u(j-1) \} \quad (12)$$

J_{M-l} の最小値を I_{M-l} とすれば最適性の原理を適用することによって次式を得る。

$$I_{M-l} = \min_{u(k)} \{ [R_0(k+l+1) - X(k+l+1)]^T \times Q [R_0(k+l+1) - X(k+l+1)] + u^T(k+l) H u(k+l) + I_{M-l+1} \} \quad (13)$$

ここで I_{M-l} の形をつぎのように仮定する。

$$I_{M-l} = X^T(k+l) A(M-l) X(k+l) + \theta^T(M-l) X(k+l) + K(M-l) \quad (14)$$

ここで A ： $n \times n$ 正定行列

θ ： $n \times 1$ ベクトル

K ：スカラー値

(14) を (13) に代入するなどにより計算を進める（紙面の都合上詳細な計算は省略する）。

最適制御入力 u はつぎのように求まる。ただし $S(M-l) = A(M-l) + Q$ とおく。

$$u(k) = -B(M) [G^T S(M-1) \Phi X(k) - G^T Q R_0(k+1) + \frac{1}{2} G^T \theta(M-1)] \quad (15)$$

ただし、

$$S(M-l) = \Phi^T S(M-l+1) [I - GB(M-l)G^T] \times S(M-l+1) \Phi + Q \quad (16)$$

$$B(M-l) = [G^T S(M-l+1)G + H]^{-1} \quad (17)$$

$$\theta^T(M-l) = [2R_0^T(k+l+1)Q - \theta^T(M-l+1)] \times [GB(M-l)G^T S(M-l+1) - I] \Phi \quad l = M-1, M-2, \dots, 1 \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{境界条件 } S(0) &= F_M + 2Q \\ B(1) &= [G^T S(0)G + H]^{-1} \\ \theta^T(0) &= -2R_0^T(k+M)[F_M + Q] \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

M は予見時間を表わすことになり、制御対象が時不変系であれば上式の $B(M)$ 、 $S(M-1)$ などとは一定となる⁷⁾。(15) の右辺第 2 項、第 3 項が未来目標値の寄与を示している。(15) をつぎのように表わす。

$$\begin{aligned} u(k) &= -B(M) G^T S(M-1) \Phi X(k) \\ &\quad + B(M) G^T Q R_0(k+1) \\ &\quad - \frac{1}{2} B(M) G^T \theta(M-1) \\ &= F X(k) + g(k) \\ &= [f_1 f_2 f_3 f_4] X(k) + g(k) \end{aligned} \quad (20)$$

制御系構造をみるために (20) に (7) を代入して整理する。

$$u(k) = f_1 X_1(k) + f_2 X_2(k) + f_3 X_3(k) + f_4 u(k-1) + g(k)$$

ゆえに

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}(k+1) \\ \Delta \mathbf{e}(k+1) \\ \Delta \mathbf{s}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \Psi_{11} & -\Psi_{12} \\ \mathbf{0} & \Psi_{11} & -\Psi_{12} \\ \mathbf{0} & -\Psi_{21} & \Psi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \Delta \mathbf{e}(k) \\ \Delta \mathbf{s}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\mathbf{G}_{T1} \\ -\mathbf{G}_{T1} \\ \mathbf{G}_{T2} \end{bmatrix} [\mathbf{u}(k)] + \begin{bmatrix} -\mathbf{I} & \Psi_{11} \\ -\mathbf{I} & \Psi_{11} \\ \mathbf{0} & \Psi_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{R}(k+1) \\ \Delta \mathbf{R}(k) \end{bmatrix} \quad (33)$$

$\mathbf{R}(k)$ としてステップ信号あるいは一定値信号を考えると定常状態では(33)の右辺第3項は零となる。そのときのエラーシステムは通常のロバスト制御系設計の場合とまったく同じとなることわかる(付録参照)。つまりこの場合、制御対象のパラメータ変動にかかわらず上のエラーシステムを安定に制御することができれば定常誤差を零とすることができることが保証される。これは Fig. 2 では積分動作が入っていることにより示されている。ただしこのときは評価関数は無限時間にわたって定義されたものを用いることとする。これにより Fig. 2 の制御系は通常のロバスト制御系と同程度のロバスト性を有することがわかる。比較のために文献 17)~20) で与えられる予見機能をもたない通常のロバスト制御系を Fig. 4 に示す。

4. 適用例

提案するロバスト予見制御系の有効性を示すために簡単な適用例として他励直流電動機速度制御系をとりあげシミュレーションによりその有効性を示す。速度に対する目標値信号の未来値が既知である場合を考える。

制御対象

$$\left. \begin{aligned} \dot{y}_1(t) &= \frac{-1}{\tau_m} y_1(t) + \frac{k}{J} y_2(t) - \frac{1}{J} d(t) \\ \dot{y}_2(t) &= \frac{-1}{\tau_a} y_2(t) - \frac{k_e}{L_a} y_1(t) + \frac{A}{L_a} v_a(t-T) \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

ただし、 $y_1(t)=N(t)$: 回転速度, $y_2(t)=I_a(t)$: 電機子電流, $d(t)=T_L(t)$: 負荷, $v_a(t)$: 電機子電圧(制御入力), τ_m & τ_a : 機械的および電氣的時定数 k, k_e, J, L_a : システム定数。

サンプリング周期は $T=10\text{ ms}$ と選んだ。

(11)の $\mathbf{Q}$ 行列は第1行1列目のみを1.0としほかの要素はすべて零とし, H は0.2とした。(16)の $\mathbf{S}$ の値が常に定常値 $\bar{\mathbf{S}}$ となるように(19)において境界条件は $\mathbf{S}(0)=\bar{\mathbf{S}}$ とおいた。これは(16)を任意の境界条件たとえば $\mathbf{S}(0)=\mathbf{0}$ において解き $\mathbf{S}$ の値が一定値になるまで解き, この定常値を $\bar{\mathbf{S}}$ とおく。つぎに改

Fig. 4 Control system structure of usual robust control system

Fig. 5 Preview times and the system responses for step desired signal

めて $\mathbf{S}(0)=\bar{\mathbf{S}}$ とおくと考えればよい。そのとき(19)より $\mathbf{F}_M=\bar{\mathbf{S}}-2\mathbf{Q}$ として $\mathbf{F}_M$ 行列を決めた。予見時間は MT で表わされるが $M=0$ は予見のない通常の制御系を示す。 $M=0, 10, 20, 30$ はそれぞれ予見時間が 0 s, 0.1 s, 0.2 s, 0.3 s に相当する。種々の予見時間に対する応答を比較した。Fig. 5 はステップ状目標値変化に対する応答を M の各値に対して示したものである。この場合には予見時間は 0.3 s あれば十分であり, これ以上予見時間が長くとっても制御系の性能には影響がない。予見をしない場合に比較して予見をすると入力変数の変化の少ない穏やかな応答がみられている。

Fig. 6 は $M=30$ (0.3 s) の場合と $M=0$ (予見なし) の場合の台形波目標値信号に対する応答を示しており, 予見の効果を明らかにすることができる。Fig. 7 はこの制御系のロバスト性をみるために制御途中で制御対象のパラメータ τ_m が変動し, またステップ状の外乱変化を与えた場合の応答を示したものである。いずれの状況においても定期的に目標値信号を誤差なく追従していることがわかり, 理論的に予想されるようにパラメータ変動やステップ状外乱に対してロバ

Fig. 6 System responses for trapezoidal desired signal ($M=0, 30$)

Fig. 7 System responses for parameter variation and step disturbance

トであることが示されている。

ここでこの制御を実行する場合の計算回数についてその概略を検討してみよう。まず(15)式をつぎのように表わす。

$$u(k) = FX(k) + F_0 R_0(k+1) + F_1 \theta(M-1) \quad (35)$$

さらに(18)式はつぎのように表わされる。

$$\theta^T(M-l) = [2R_0^T(k+l+1)Q - \theta^T(M-l+1)]P \quad (36)$$

$$\text{ただし } P = [GBG^T\bar{S} - I]\phi$$

$B(M-l)$ と $S(M-l+1)$ は定常値 $\bar{B}$, $\bar{S}$ とおけるので(2節参照), F , F_0 , F_1 , P はオフラインであらかじめ求められる。(16)と(17)は実時間で解く必要はない。(35)と(36)での計算回数を演算時間のかかる掛算のみについて考えると, 予見制御のない通常のPI制御の場合は $(n+m+r)$ 回であるのに対して予見制御のある場合は $M\{1+(r/n+m+r)\}$ 倍の掛算が必要となり各サンプリング期間中の演算にはかなりの負担がかかる。今後の実用化へ向けてはとくに(36)式のアルゴリズムに対する簡単化を目指す必要があると思われる。

5. あとがき

未来目標値信号を利用するロバストな予見制御系構成法を提案した。現在時刻からどれくらい未来までの目標値信号が有効な情報として利用すべきかについてはすでに文献5)~10)などで検討がなされている。本制御系のフィードバック部分はその有効性が示されている通常のロバスト制御系と同じ構造をしていることから同程度のロバスト性が保証される。未来目標値信号を利用する部分は目標値信号からのフィードフォワード制御として制御入力に加えられる構造となっている。多入力多出力系や入力むだ時間を含む系を統一的に扱うことができることから, 今後具体的対象への応用を検討したい。

参考文献

- 市川邦彦: 予測制御系とその性質, 日本機械学会論文集, **27**-182, 1652/1663 (1961)
- T.B. Sheridan: Three Models of Preview Control, IEEE Trans. Human Factors Electronics, **HFE-7**-2, 91/102 (1966)
- E.K. Bender: Optimum Linear Preview Control with Application to Vehicle Suspensions, ASME Trans. Basic Engineering, **90**-2, 213/221 (1968)
- 吉本堅一: 予測を含む操舵モデルによる人間自動車系のシミュレーション, 日本機械学会誌, **71**-596, 1181/1186 (1968)
- 早勢, 市川: 目標値の未来値を最適に利用する追値制御, 計測自動制御学会論文集, **5**-1, 86/94 (1969)
- 土谷武士: 目標値予測による追値制御, システムと制御, **16**-1, 73/79 (1972)
- 土谷武士: 最適追値制御系における未来目標値, システムと制御, **17**-5, 305/314 (1973)
- 山浦, 小林: 未来目標値を局部的に用いる準最適追値制御の最適性, 計測自動制御学会論文集, **11**-2, 229/233 (1975)
- M. Tomizuka: Optimal Continuous Finite Preview Problem, IEEE Trans. Automatic Control, **AC**-20-3, 362/365 (1975)
- 和田充雄: 最適有限予見制御および予見効果, 計測自動制御学会論文集, **13**-6, 547/552 (1977)
- 吉本堅一: ロボットアームの予見制御, コンピュータロール, **9**, 56/62 (1985)
- 野村, 佐藤: 比例・積分形予見制御方式, 電気学会論文誌C, **105**-6, 125/132 (1985)
- M. Tomizuka, et al.: Application of Microcomputer to Automatic Weld Quality Control, Trans. of the ASME, **102**, 62/68 (1980)
- T. Katayama, et al.: Design of Optimal Controller for a Discrete Time System Subject to Previewable Demand, International J. of Control, **41**-3, 677/699 (1985)
- M. Athans and P.L. Falb: Optimal Control, McGraw-Hill (1966)
- 美多 勉: デジタル制御理論, 昭晃堂 (1984)
- T. Tsuchiya: Improved Direct Digital Control Algorithm for Microprocessor Implementation,

IEEE Trans. Automatic Control, **AC-72-2**, 295/306 (1982)

- 18) 土谷武士：最適レギュレータ技法を用いた多入力多出力離散時間値出力フィードバック制御系構成法，計測自動制御学会論文集，**20-3**，193/199 (1984)
- 19) 江上，山本，土谷：最適制御理論を用いた効率最適化速度制御系構成，計測自動制御学会論文集，**21-4**，345/352 (1985)
- 20) 王，土谷：フィードフォワード制御を含む低次元化出力フィードバック制御系構成法とその応用，電気学会論文誌C，**105-5**，93/100 (1985)

《付 録》

通常のロバスト制御系のエラーシステム^{17)~23)}

予見機能をもたない通常のロバスト制御系の設計においては(4)より誤差信号 $e(k)$ の一階差分値と $s(k)$ 一階差分値がつぎのように求められる。

$$\begin{aligned} \Delta e(k+1) &= \Psi_{11} \Delta e(k) - \Psi_{12} \Delta s(k) - G_{T_1} u(k) \\ &\quad + \Delta R(k+1) - \Psi_{11} \Delta R(k) - G_{d_1} \Delta d(k) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} \Delta s(k+1) &= -\Psi_{21} \Delta e(k) + \Psi_{22} \Delta s(k) + G_{T_2} u(k) \\ &\quad + \Psi_{21} \Delta R(k) + G_{d_2} \Delta d(k) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

新しく変数を(A.3)のように選ぶ。

$$x_1(k) \equiv e(k), \quad x_2(k) \equiv \Delta e(k), \quad x_3(k) \equiv \Delta s(k) \quad (\text{A.3})$$

さらに目標値信号，外乱をステップ信号として(A.1)(A.2)はつぎのようなエラーシステムで表わされる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} I_r & \Psi_{11} & -\Psi_{12} \\ 0 & \Psi_{11} & -\Psi_{12} \\ 0 & -\Psi_{21} & \Psi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} -G_{T_1} \\ -G_{T_1} \\ G_{T_2} \end{bmatrix} [u(k)] \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

これは本文中(33)のエラーシステムと同じである。このエラーシステムをパラメータ変動にかかわらず安定に制御することができれば定常誤差は零とできることがわかり，そのための制御入力の計算に最適レギュレータ技法を利用している。これが文献15)~18)で述べているロバスト制御系構成法の考え方である。ただしそこではエラーシステムの変数として(A.5)のもを用いているのでエラーシステムの表現は少し違っているが考え方はまったく同じである。

$$x_1(k) \equiv e(k-1), \quad x_2(k) \equiv \Delta e(k), \quad x_3(k) \equiv \Delta s(k) \quad (\text{A.5})$$

なお，入力むだ時間が存在するときも同様に議論できる。