

多周期デジタルサーボ系の構成

Design of Multirate Digital Servo Systems

○原純一, 石原正, 猪岡光,

○Junichi Hara, Tadashi Ishihara, Hikaru Inooka

東北大学情報科学研究科

Graduate School of Information Sciences, Tohoku University

キーワード: 多周期サンプリング(multirate sampling), サーボ系(servo system),
サンプル値制御系(sampled-data control system), リフティング(lifting)

連絡先: 〒982-0822 仙台市青葉区荒巻字青葉01 東北大学工学部機械系2号館 猪岡研究室
原 純一, Tel.: (022)217-7021, Fax.: (022)217-7019, E-mail: hara@control.is.tohoku.ac.jp

1. はじめに

近年のコンピュータの急速な発達に伴い, 複雑な離散時間制御則が容易に実現することが可能となってきた. この特徴を活かしたデジタル制御系のひとつに, 複数の異なるサンプリング周期を持つサンプラを用いた多周期サンプル値制御系がある. この手法を用いることにより, 設計における自由度を増やすことができたり, 従来のデジタル制御では実現不可能な性能を得ることができることが知られている³⁾⁴⁾⁶⁾. ただし, 現在までに報告されている多周期サンプル値制御系の構成法はLQG制御系や単一フィードバック型のサーボ系に関するものがほとんどである.

本報告ではDavison型のロバストサーボ系¹⁾を多周期サンプル値系として構成することを考える. このタイプのサーボ系は目標値信号の内部モデルを含む2重フィードバックループ系として実現される. まず, 制御対象の全状態が測定可能な場合の設計法を与え, つぎに, 制御対象出力のみが測定可能

な場合に, オブザーバを用いる設計法について考察する. 通常, オブザーバを用いるとフィードバック特性が劣化するが, 出力多重型多周期サンプリングの特徴を生かした未知入力カルマンフィルタを用いることにより, 制御対象入力側において完全なLTRが達成できることを示す.

2. 多周期サンプリングに基づく離散時間モデル

デジタル制御系では連続時間信号をサンプリングにより離散時間信号に変換する過程(A/D)と, 離散時間信号をホールダにより連続時間信号に変換する過程(D/A)が存在する. 通常の制御系ではこの2つの過程はともにある一定のサンプリング周期で行われる. これに対し, 2つの過程のサンプリング周期が異なる場合のサンプリングを多周期サンプリングと呼ぶ. ここではFig. 1に示すように, 時間 T_0 の間に状態 $x(t)$ を1回, 出力 $y(t)$ を α 回観測

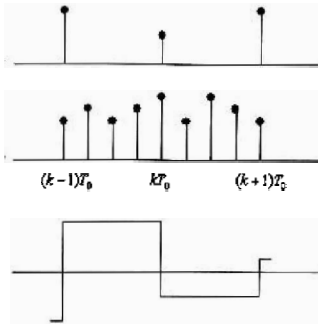


Fig. 1 出力多重型多周期サンプリング

し、入力を周期 T_0 で零次ホールドした信号

$$\begin{aligned} x(k) &= x(kT_0), & k &= 0, 1, 2, \dots \\ u(k) &= u(kT_0), \\ y(k, i) &= y(kT_0 + iT), & i &= 0, 1, 2, \dots, \alpha - 1 \end{aligned} \quad (1)$$

を用いて制御系を構成する。これを出力多重型多周期サンプリングと呼ぶ。ここで

$$T_0 = \alpha T \quad (2)$$

が成り立つ。この α を出力多重度、 T_0 を1フレーム周期と呼ぶ。

制御対象は次のような連続時間の状態方程式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_c x(t) + B_c u(t) \\ y(t) &= C_c x(t) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $y \in \mathbb{R}^p$ である。さらに、 (A_c, B_c) は可制御、 (C_c, A_c) は可観測であると仮定する。離散時間リフティングの手法を用い

$$\hat{y}(k) = \begin{bmatrix} y(k, 0)^T & y(k, 1)^T & \dots & y(k, \alpha - 1)^T \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

と表すと、次のような出力多重型多周期サンプリングモデルが得られる、

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \hat{A}x(k) + \hat{B}u(k) \\ \hat{y}(k) &= \hat{C}x(k) + \hat{D}u(k) \end{aligned} \quad (5)$$

各行列は以下のように表される。

$$\hat{A} = e^{A_c T_0}, \hat{B} = \int_0^{T_0} e^{A_c \tau} B_c d\tau$$

$$\begin{aligned} D_0 \\ D_1 \\ D_2 \\ \vdots \\ D_{\alpha-1} \end{aligned}$$

$$D_{\alpha-1}$$

$$C_i = C_c e^{A_c i T}, D_i = C_c \int_0^{iT} e^{A_c \tau} B_c d\tau$$

ここで \hat{A}, \hat{B} 及び C_i, D_i , ($i = 0, 1, \dots, \alpha - 1$)は以下のようにも表せる。

$$\begin{aligned} \hat{A} &= A^\alpha, \hat{B} = \sum_{j=0}^{\alpha-1} A^j B, C_i = C A^i \\ D_i &= C \left\{ \sum_{l=0}^{i-1} A^l \right\} B \quad (\ast D_0 = 0) \\ A &= e^{A_c T}, B = \int_0^T e^{A_c \tau} B_c d\tau, C = C_c \end{aligned} \quad (7)$$

3. 出力多重型多周期サンプリングに基づく1型サーボ系の構成

出力多重型多周期サンプリングに基づき、サーボ系設計において最も基本となる1型サーボ系、すなわち常に一定の目標値 r に対して、定常偏差なく追従する多周期デジタルサーボ系の設計を行う。Fig. 2に示す系において K_i ($i = 0, \dots, \alpha - 1$)は1フレーム周期の周期的時変ゲインである。ここではこの制御系に対して、全状態が観測可能であると仮定する。Fig. 2の系は離散時間リフティングの手法を用いることにより、Fig. 3のような単周期の系として表すことができる。

$$\hat{K} = [K_0 \quad K_1 \quad \dots \quad K_{\alpha-1}] \quad (8)$$

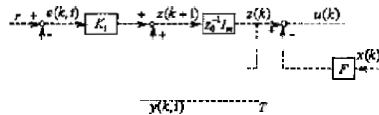


Fig. 2 出力多重型多周期1型サーボ系

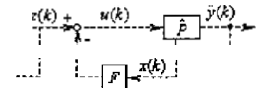


Fig. 3 リフティングモデル

であり、 \hat{r} 及び $\hat{e}(k)$ はそれぞれ r 及び $e(k, i)$ のリフティング信号

$$\hat{e}(k) = \begin{bmatrix} e(k, 0) \\ e(k, 1) \\ \vdots \\ e(k, \alpha-1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

である。この系に対する制御則は

$$u(k) = z(k) - Fx(k) \quad (10)$$

$$z(k+1) = z(k) + \hat{K}\{\hat{r} - \hat{y}(k)\} \quad (11)$$

この制御則をまとめると

$$u(k+1) = \hat{K}\hat{r} + \{F(I_n - \hat{A}) - \hat{K}\hat{C}\}x(k) + \{I_m - F\hat{B} - \hat{K}\hat{D}\}u(k) \quad (12)$$

よって

$$\begin{bmatrix} x(k+1)^T & u(k+1)^T \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ F(I_n - \hat{A}) - \hat{K}\hat{C} & I_m - F\hat{B} - \hat{K}\hat{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ u(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{K} \end{bmatrix} \hat{r} \quad (13)$$

さらに、定常値を x_∞ , u_∞ で表し、

$$\begin{aligned} x_e(k) &= x(k) - x_\infty \\ u_e(k) &= u(k) - u_\infty \end{aligned} \quad (14)$$

のように定常値からの偏差を定義する。さらに

$$w_e(k) = u_e(k+1) \quad (15)$$

とおくと、偏差系は

$$\begin{bmatrix} x_e(k+1)^T & u_e(k+1)^T \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_e(k) \\ u_e(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I_{m\alpha} \end{bmatrix} w_e(k) \quad (16)$$

に

$$w_e(k) = - \left\{ [F \ \hat{K}]E - [0 \ I_m] \right\} \begin{bmatrix} x_e(k) \\ u_e(k) \end{bmatrix} \quad (17)$$

のフィードバックを施した系とみなせる。ここで E は、

$$E = \begin{bmatrix} \hat{A} - I_n & \hat{B} \\ \hat{C} & \hat{D} \end{bmatrix} \quad (18)$$

である。式(16)の偏差系に対する評価関数を以下のように定義する。

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} (x_e^T(k)Qx_e(k) + w_e^T(k)Rw_e(k)) \quad (19)$$

ここで $Q \geq 0$, $R > 0$ である。このとき式(19)を最小にする最適制御則は

$$w(k) = - [F_e A \ F_e B] [x_e^T(k) \ u_e^T(k)]^T \quad (20)$$

で与えられる。ただし

$$F_e = (R + \hat{B}^T P \hat{B})^{-1} \hat{B}^T P \hat{A} \quad (21)$$

であり、また P は次のリッカチ方程式の解である。

$$P = Q + \hat{A}^T P \hat{A} - \hat{A}^T P \hat{B} (R + \hat{B}^T P \hat{B})^{-1} \hat{B}^T P \hat{A} \quad (22)$$

ゆえに、式(17)及び式(20)より

$$[F \ \hat{K}]E - [0 \ I_m] = [F_e \hat{A} \ F_e \hat{B}] \quad (23)$$

とおける。よって $[F \ \hat{K}]$ は次式で求まる。

$$\begin{aligned} [F \ \hat{K}] &= [F_e \hat{A} \ F_e \hat{B} + I_m] E^+ \\ &\quad + Z(I_{n+m\alpha} - EE^+) \end{aligned} \quad (24)$$

ここで E^+ は E の擬逆行列であり、 Z は $Z \in \mathcal{R}^{m \times (n+m\alpha)}$ の自由パラメータである。ここで自由パラメータ Z について以下の命題が成り立つ。

命題 1 $\alpha = 1$ の場合のみ $[F \ \hat{K}]$ は Z に依らず一意に決まる。

[証明] E は $U \in \mathcal{C}^{n+m\alpha}$, $V \in \mathcal{C}^{n+m}$ のユニタリ行列、及び行列 $\Sigma \in \mathcal{R}^{(n+m\alpha) \times (n+m)}$ を用いて以下のように表せる。

$$E = U \Sigma V^* \quad (25)$$

U^* , V^* はそれぞれ U , V の複素共役転置行列である。ここで E はfull column rankとなる(証明略)ことにより、 Σ 及び U は次のように分解できる。

$$\begin{aligned} \Sigma &= \begin{bmatrix} \Sigma_0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad U = [U_1 \ U_2] \\ \Sigma_0 &= \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{n+m}) \\ (U_1 &\in \mathcal{C}^{n+m\alpha}, U_2 \in \mathcal{C}^{(n+m\alpha) \times m(\alpha-1)}) \end{aligned} \quad (26)$$

ここで σ_i ($i = 1, 2, \dots, n+m$)は E の $n+m$ 個の特異値である. 式(26)を用いると, 行列 E 及び E^+ は以下のように表せる.

$$E = U_1 \Sigma_0 V^*, \quad E^+ = V \Sigma_0^{-1} U_1^* \quad (27)$$

よって

$$EE^+ = U_1 U_1^* \quad (28)$$

ここで $\alpha = 1$ の場合に限り $U_1 = U$ となり $EE^+ = I_{n+m}$ より $[F \quad \hat{K}]$ は一意に決まる. $\alpha \neq 0$ の場合は $[F \quad \hat{K}]$ は自由パラメータ Z によって変化させることができる. $\nabla \nabla \nabla$

また出力多重型多周期1型サーボ系の制御対象入力側における感度について以下の命題が成り立つ.

命題 2 出力多重型多周期サンプリングを用いた場合, 制御対象入力側における感度は自由パラメータ Z 及び出力多重度 α によらず一定である.

[証明] 制御対象入力側における感度関数行列を求める. $r = 0$ すなわち $\hat{r} = 0$ として $u(k)$ から $x(k)$ までの伝達関数 $G_{zu}(z_0)$ は

$$G_{zu}(z_0) = (z_0 I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} \quad (29)$$

また $\hat{e}(k)$ から $v(k)$ までの伝達関数 $G_{v\hat{e}}(z_0)$ は

$$G_{v\hat{e}}(z_0) = (z_0 - 1)^{-1} \hat{K} \quad (30)$$

$u(k)$ から $\hat{e}(k)$ までの伝達関数 $G_{\hat{e}u}(z_0)$ は $\hat{r} = 0$ より

$$G_{\hat{e}u}(z_0) = -[\hat{C}(z_0 I_n - \hat{A})\hat{B} + \hat{D}] \quad (31)$$

ゆえに $u(k)$ から $z(k)$ までの伝達関数 $G_{zu}(z_0)$ は

$$G_{zu}(z_0) = -(z_0 - 1)^{-1} \hat{K} [\hat{C}(z_0 I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} + \hat{D}] \quad (32)$$

よって $u(k) = z(k) - Fz(k)$ より, $u(k)$ における一巡伝達関数 $G_u(z_0)$ は

$$G_u(z_0) = -(z_0 - 1)^{-1} \hat{K} [\hat{C}(z_0 I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} + \hat{D}]$$

$$-F(z_0 I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} \quad (33)$$

制御対象入力側における感度関数行列 $S_u(z_0) = (I - G_u(z_0))^{-1}$ であるから, この式に式(33)を代入し

$$F \hat{A}(z_0 I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} - z_0 F(z_0 I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} = -F \hat{B} \quad (34)$$

の関係を用いて行列操作を施すことにより, $S_u(z_0)$ は次式により与えられる.

$$S_u(z_0) = (1 - z_0^{-1}) [F_e(z_0 I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} + I_m]^{-1} \quad (35)$$

ここで \hat{A} , \hat{B} 及び F_e は α , Z に依らず一定である. ゆえに, 制御対象入力側における感度は自由パラメータ Z 及び出力多重度 α によらず常に一定となる. $\nabla \nabla \nabla$

さらに式(24)により決定されるコントローラゲイン \hat{K} について以下の補題が成り立つ.

補題 1 $K = K_0 + K_1 + \dots + K_{\alpha-1}$ は自由パラメータ Z 及び出力多重度 α に依らず常に一定となる.

[証明] 式(23)より

$$F(\hat{A} - I_n) + \hat{K}\hat{C} = F_e \hat{A} \quad (36)$$

$$F\hat{B} + \hat{K}\hat{D} = F_e \hat{B} + I_m \quad (37)$$

\hat{A} は1に零点を持たないとして式(36)より

$$F = -(F_e \hat{A} - \hat{K}\hat{C})(I_n - \hat{A})^{-1} \quad (38)$$

式(37)に代入して整理すれば

$$\hat{K}\hat{C}(I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} + \hat{K}\hat{D} = F_e \hat{B} + I_m + F_e \hat{A}(I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} \quad (39)$$

ここで式(7)により

$$\hat{K}\hat{C} = K_0 C + K_1 CA + \dots + K_{\alpha-1} CA^{\alpha-1} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \hat{K}\hat{D} = & K_0 \mathbf{0} + K_1 CB + K_2 C(A + I_n)B + \dots \\ & + K_{\alpha-1} C \left(\sum_{l=0}^{\alpha-2} A^l \right) B \end{aligned} \quad (41)$$

よって、式(39)の左辺は $(I_n - \hat{A})^{-1} = \sum_{k=0}^{\infty} A^{\alpha k}$ より

(左辺)

$$\begin{aligned}
 &= K_0 C \{ (\sum_{k=0}^{\infty} A^{\alpha k}) (\sum_{j=0}^{\alpha-1} A^j) \} B \\
 &+ K_1 C \{ A (\sum_{k=0}^{\infty} A^{\alpha k}) (\sum_{j=0}^{\alpha-1} A^j) + I_n \} B \\
 &+ K_2 C \{ A^2 (\sum_{k=0}^{\infty} A^{\alpha k}) (\sum_{j=0}^{\alpha-1} A^j) + (A + I_n) \} B \\
 &\quad \vdots \\
 &+ K_{\alpha-1} C \{ A^{\alpha-1} (\sum_{k=0}^{\infty} A^{\alpha k}) (\sum_{j=0}^{\alpha-1} A^j) \\
 &\quad \quad \quad + (\sum_{l=0}^{\alpha-2} A^l) \} B \\
 &= (K_0 + K_1 + \dots + K_{\alpha-1}) C (I_n - \hat{A})^{-1} B
 \end{aligned}$$

よって

$$\mathbb{K} = (F_e \hat{A} (I_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} + F_e \hat{B} + I_m) [C (I_n - \hat{A})^{-1} B]^{-1} \quad (42)$$

ゆえに \mathbb{K} は、自由パラメータ Z 及び出力多重度 α によらず常に一定となる。 $\nabla\nabla\nabla$

補題1を用いると、出力 $y(k, i)$ の時間応答について以下の命題が成り立つ。

命題 3 状態及び入力の初期値が0, すなわち $x(0) = u(0) = 0$ の場合、出力多重型多周期一型サーボ系の出力 $y(k, i)$ の時間応答は自由パラメータ Z 及び出力多重度 α によって変化しない。

[証明] 式(13)及び式(23)より、状態 $x(k)$ 及び入力 $u(k)$ の時間応答は以下の式で表せる。

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ u(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ -F_e \hat{A} & -F_e \hat{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ u(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{K} \end{bmatrix} \hat{r} \quad (43)$$

$\hat{r} = [r^T \quad r^T \quad \dots \quad r^T]^T$ より、 $r(k+1) = r(k) = \mathbb{K}r$ とおけ

$$\begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} & 0 & x(k) \\ -F_e \hat{A} & -F_e \hat{B} & 0 & u(k) \\ 0 & 0 & \mathbb{K} & r(k) \end{bmatrix} \quad (44)$$

と拡大系を構成できる。ゆえに $r(0) = r$ より

$$\begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ -F_e \hat{A} & -F_e \hat{B} \end{bmatrix}^k \begin{bmatrix} x(0) \\ u(0) \end{bmatrix} + \mathbb{K}^k r \quad (45)$$

よって、補題1より \mathbb{K} は Z 及び α に依らず常に一定になることから、 $x(k)$ 、 $u(k)$ も Z 及び α によらない。

すなわち制御系の構造から、 $y(k, i)$ の時間応答は Z 及び α によらないことがわかる。 $\nabla\nabla\nabla$

これらの命題により、Fig. 2の系において状態がすべて観測できる場合、周波数応答及び時間応答は α 、 Z によって変化しないことがわかる。

4. 未知入力カルマンフィルタによるLTR

出力多重型多周期サンプリングの特徴を生かし、1フレーム周期において観測される2つの出力の用いて状態を推定する未知入力カルマンフィルタを構成する。ここでは、1フレーム周期内において観測される i 番目の出力 $y(k, i)$ と、 j 番目の出力 $y(k, j)$ を用いることとする。入力への外乱ベクトルを $w_u(k)$ 、 $y(k, i)$ 、 $y(k, j)$ への観測雑音ベクトルをそれぞれ $w_{yi}(k)$ 、 $w_{yj}(k)$ とすると、次のような離散時間モデルが得られる。

$$x(k+1) = \hat{A}x(k) + \hat{B}u(k) + w_u(k) \quad (46)$$

$$y(k, i) = C_i x(k) + D_i u(k) + w_{yi}(k) \quad (47)$$

$$y(k, j) = C_j x(k) + D_j u(k) + w_{yj}(k) \quad (48)$$

ここで外乱、観測雑音はそれぞれ次のような共分散行列を持つ零平均正規性白色過程であるとする。

$$\begin{aligned}
 E[w_u(k)w_u^T(k)] &= W_u, & E[w_u(k)w_{yj}^T(k)] &= W_{uyj} \\
 E[w_{yj}(k)w_{yj}^T(k)] &= W_{yj}, & E[w_u(k)w_{yi}^T(k)] &= W_{uyi} \\
 E[w_{yi}(k)w_{yi}^T(k)] &= W_{yi}, & E[w_{yi}(k)w_{yj}^T(k)] &= W_{yij}
 \end{aligned} \quad (49)$$

ここで、 D_j が正則であると仮定すると、式(48)より制御入力 $u(k)$ は出力 $y(k, j)$ を用いて次のように書ける。

$$u(k) = D_j^{-1}y(k, j) - D_j^{-1}C_j x(k) - D_j^{-1}w_{yj}(k) \quad (50)$$

これを式(46)、(47)に代入すると次のような状態方程式が得られる。

$$\begin{aligned}
 x(k+1) &= \bar{A}x(k) + \bar{B}y(k, j) + \bar{w}_u(k) \\
 y(k, i) &= \bar{C}x(k) + \bar{D}y(k, j) + \bar{w}_y(k)
 \end{aligned} \quad (51)$$

化しないことを示した。しかし実在する制御対象において状態をすべて観測することが可能なケースは稀である。またオブザーバを用いた場合、推定誤差が生ずることは避けられない。ここでは数値例により推定誤差による応答の劣化を自由パラメータの調整により補正が可能であることを示す。

制御対象を以下のような伝達関数で表される2次系とする。

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \omega_n^2} \quad (73)$$

を考える。ここで $\omega_n = 2\pi$ とした。この制御対象を1フレーム周期 $T_0 = 0.1[\text{sec}]$ として離散化し、出力多重型多周期1型サーボ系を構成した。まず状態が観測可能であるとした場合の各応答を示す。

$\alpha = 1$ とした場合、求められた各ゲインは $F = [5.5153 \quad 2.6874]$ 、 $\hat{K} = 0.9221$ であった。次に $\alpha = 2$ とし Z の要素をすべて0とした場合に求められた各ゲインは $F = [5.7142 \quad 1.7010]$ 、 $\hat{K} = [0.1226 \quad 0.7995]$ であった。さらに Z の要素を全て100とした場合に得られた各ゲインは $F = [-1.1229 \quad 35.6049]$ 、 $\hat{K} = [27.6040 \quad -26.6819]$ であった。これらの場合についてシミュレーションにより得られた周波数応答をFig. 7に、時間応答をFig. 8の実線に示した。各場合について求められたゲインはかなり異なるが、どの場合も全く同様の応答となる。またFig. 8における点線は、状態の初期値 $x(0) = [-0.1 \quad 0.1]$ とした場合の応答である。 α が3以上の場合についても全く応答が変わらないこともシミュレーションにより確認した。

次にオブザーバを用いた場合を示す。ここでは推定誤差の影響をわかりやすくするため、状態の初期値 $x(0) = [-0.1 \quad 0.1]$ とした。 $\alpha = 1$ として通常のカルマンフィルタを用いた場合、また $\alpha = 2, 3, 4$ として未知入力カルマンフィルタを用いた場合をFig. 9に示す。 α が大きくなるにつれて応答が改善していることがわかり、 $\alpha = 4$ では通常のカルマンフィルタを用いた場合よりも良い応答を示して

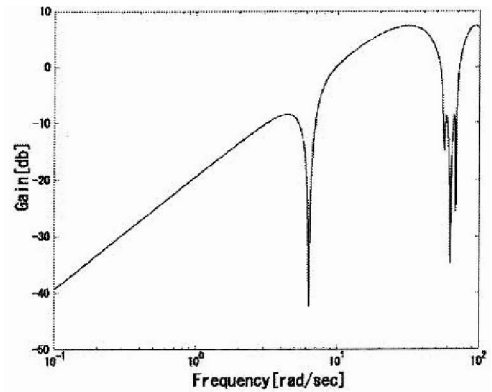


Fig. 7 周波数応答

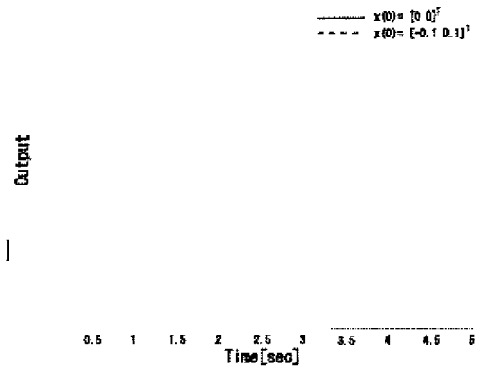


Fig. 8 時間応答

いることがわかる。

さらに $\alpha = 2$ に固定し、 Z により応答を調整した例をFig. 10に示す。 Z の調整によって応答が改善していることがわかる。しかし現在のところ Z をどのように調整すればよいか系統的方法が見出せていないため今後の課題としたい。

7. おわりに

本報告ではDavison型のロバストサーボ系¹⁾を多周期サンプル値系として構成し、その解析を行った。また出力多重型多周期サンプリングの利点を生かし、未知入力カルマンフィルタによって完全なLTRを達成できることを示した。さらに演算時間を考慮した系の構成を行った。ここでは1型サーボ系に対してのみの構成を示したが、今後はさら

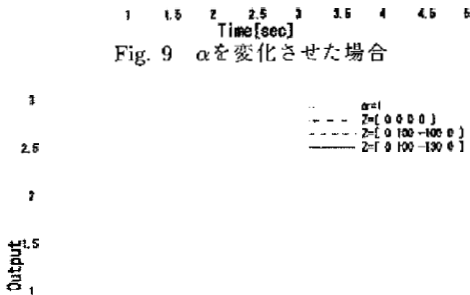


Fig. 9 α を変化させた場合



Fig. 10 Z による時間応答の調整

に高次の系に対して適用することが考えられる。また今回は演算時間が1フレーム周期 T_0 である場合についての構成を示したが、演算時間が1フレーム周期より短い場合についても考慮することを考えている。

参考文献

- 1) E.J. Davison and I.J. Ferguson, "The design of controllers for the multivariable robust servomechanism problem using parameter optimization methods", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.26, no.1, pp.93-110, 1981.
- 2) 原 辰次, 美多 勉, "離散時間サーボ系の安定化," 第30回自動制御連合講演会前刷, pp.155-156, 1987.
- 3) V. Fel'iu, J.A. Cerrada and C. Cerrada, "A method to design multirate controller for plants sampled at a low rate," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.35, no.1, pp.57-60, 1990.
- 4) T. Hagiwara and M. Araki, "Design of a stable state feedback controller based on the multirate

sampling of the plant output," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.33, no.9, pp.812-819, 1983.

- 5) T. Mita, "Optimal digital feedback control systems counting computation time of control laws," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.AC-30, no.6, 1985.
- 6) M. Araki and K. Yamamoto, "Multivariable multirate sampled-data systems: state-space description, transfer characteristics, and Nyquist criterion," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.AC-31, no.2, 1986.
- 7) H. Ito, H. Ohmori and A. Sano, "Stability analysis of multirate sampled-data control systems," *IMA J. Math. Contr. Inform.*, no.11, pp345-354, 1994.
- 8) G.M. Krank, "Input-output analysis of multirate feedback systems," *IRE Trans. Automatic Control*, vol.AC-3, no.11, pp21-28, 1957.
- 9) 美多 勉: デジタル制御理論, 昭晃堂, 1984.
- 10) J.B. Knowles: Direct Digital Control Systems, Research Studies Press Ltd., 1994