

離散時間ビジュアルサーボイングに関する研究

Discrete time Visual Servoing System

○武田 知広*、渡部 慶二*、羅 志偉**、遠藤 茂*

○Tomohiro Takeda*, Keiji Watanabe*, Zhi-wei Luo**, Shigeru Endo*

*山形大学大学院理工学研究科 **理化学研究所

*Yamagata University **Riken

キーワード：離散化(be dispersed)、ビジュアルサーボイング(Visual Servoing)、
1 型サーボ系(servo system type 1)、1 サンプル遅れ(1 sample delay)、マルチレート(multi rate)

連絡先：山形県米沢市城南 4-3-16 8号棟 41.0

武田 知広 Tel:0238-22-1841, E-mail:otake@ewata.yz.yamagata-u.ac.jp

1.はじめに

ビジュアルサーボイングとは、フィードバック制御系に視覚センサを組み込んで必要な情報を取り出し、処理する制御を行う方法である。本研究では、カメラを台車に取り付けて移動する対象物の位置情報を取得し、対象物を追従する制御を行う。ここではサンプル周期 T の離散時間系を用いてサーボ系を組むことによって、制御に用いる演算機の演算時間遅れを考慮し、サンプル周期 T 遅らせた 1 サンプル時間遅れの 1 型サーボ系を設計し、さらには追従する対象物の位置を予測する制御を提案する。これにより、従来連続時間系として演算機の時間遅れを考慮せずに与えてきた場合よりもすばやい追従が期待できる。

の中心に捉えるように、カメラを移動し、対象物に追従するように制御することを目標としている。

対象物には、白地に描かれた黒半径 1 [cm] の円を使用する。

2.ビジュアルサーボイング

本研究では、Fig.1で示されているような装置を使用する。1次元方向に移動可能な台車にカメラを取り付け、移動する対象物を撮影して対象物の位置情報を獲得し、対象物を視野

Fig.1 使用装置

台車の動きは D/A 変換ボードを介してコンピュータで制御される。台車に取り付けられているパルスエンコーダからの信号は、カウンタボードを介してコンピュータへ送られる。カメラからの信号は画像入力用ボードによって、メモリ

に格納される。コンピュータは格納されたデジタル信号を取り出し、画像処理を行う。カメラからの映像信号を画像メモリに取り込んでコンピュータのモニタに表示し、対象物の重心位置を求め、コンピュータのモニタ画面の中心との距離を計算する。この対象物の重心と、コンピュータのモニタ画面の中心との距離を0[m]にすることを目標として、カメラを動かすように制御する。

3. 離散時間系

現時点での出力が過去の状態に依存する系を動的システムというが、この因果関係が間欠して起こる、またはそのように取り扱ったほうが便利な場合、この動的システムを離散時間系という。入力変数、状態変数、出力変数をベクトル表示することで、離散時間系の線形時不変系の状態方程式、

$$\begin{aligned} x(i+1) &= Ax(i) + Bu(i) \\ y(i) &= Cx(i) \end{aligned} \quad (1)$$

で与えられる。連続時間系から一定のサンプル周期 T で離散化された離散時間系への変換を考慮すると、連続時間系の状態方程式が、

$$\begin{aligned} \dot{x}[t] &= A_c x[t] + B_c u[t] \\ y[t] &= C_c x[t] \end{aligned} \quad (2)$$

を指すものとした場合、行列指数関数 $\exp[A_c t]$ を用いると、状態方程式の解は $t = \sigma$ での $x[\sigma]$ と $t \geq \sigma$ でも区分的に連続な $u[t]$ が与えられていると唯一に定まり、

$$\begin{aligned} x[t] &= \exp[A_c(t - \sigma)]x[\sigma] \\ &+ \int_{\sigma}^t \exp[A_c(t - \tau)]B_c u[\tau]d\tau \end{aligned} \quad (3)$$

とおける。連続時間系を演算機を用いて制御することを考えると、その概念図は、

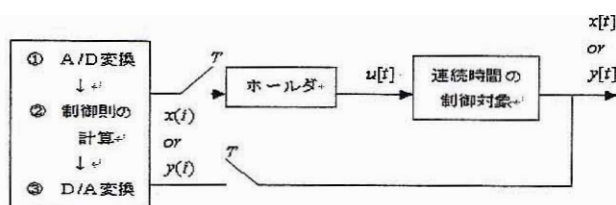


Fig.2 デジタル制御系の定式化するための概念図

となる。ただし入出力のサンプル周期 T は同期しているものとする。ここで、入力が T で 0 次ホールドされて与えられた場合、 $u(i)$ と各サンプル点 $t = iT (i \geq 0)$ でも状態変数 $x(i)$ 、出力変数 $y(i)$ との関係を求めると、この場合、

$$u[t] = u(i) \quad (iT \leq t < (i+1)T) \quad (4)$$

となるので、式(3)を使うと、

$$\begin{aligned} x(i+1) &= x[iT] \\ &= \exp[A_c T]x(i) + \int_0^T \exp[A_c \tau]d\tau B_c u(i) \\ y(i) &= C_c x[iT] = C_c x(i) \end{aligned} \quad (5)$$

となり、

$$\begin{aligned} x(i+1) &= Ax(i) + Bu(i), \quad x(0) = x[0] \\ y(i) &= Cx(i) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A &= \exp[A_c T] \quad B = \int_0^T \exp[A_c \tau]d\tau B_c \\ C &= C_c \end{aligned} \quad (6)$$

となる。

4. サーボ系の設計

現代制御理論に基づくサーボ系の設計目標は、

- (i). 閉ループ系が漸近安定で且つ過渡波形がよいこと(内部安定)
 - (ii). 制御偏差を $e(i) = r(i) - y(i)$ としたとき、
 $e(i) \rightarrow 0 (i \rightarrow \infty)$ または $e(i) = 0 (i \geq q)$ [有限整定するとき] となって定常偏差がないこと(出力レギュレーションの条件)
 - (iii). 持続外乱が加わったり、制御パラメータが閉ループ系の安定性を保つ範囲で変化したりしても(ii)が成り立つ(頑健性)
- であり、ここでは(iii)が成り立つ範囲で(ii)の条件を考える。

(iii)が成り立つための一つの必要条件として $u(i)$ は制御偏差 $e(i)$ からのフィードバック、すなわち、

$$u(i) = Fe(i) = F[r(i) - y(i)]$$

で与えられる必要がある。閉ループ系はまとめて、

$z(0)$

Fig.3 サーボ系の構成

Fig.3 のサーボ系の構成から、

$$\begin{bmatrix} x(i+1) \\ z(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BFC & BFG \\ 0 & H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(i) \\ z(i) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$e(i) = [-C, G]x(i), z(i)'$$

で与えられる。ここまでは暗に系(1)を制御対象と考えてきたが、実際は A が H の固有値を全部含むのは稀であり、したがって補償器で足りない固有値を与え、同時に閉ループ系の安定化を考えなくてはならない。

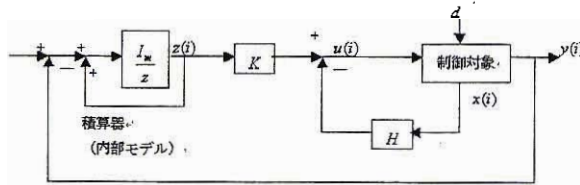


Fig. 4 1型サーボ系

目標値 $r \in R^m$ 、外乱 $d \in R^n$ は一定値と仮定する。この制御対象に対して狭義の内部モデル原理が成り立つように、Fig. 4 のように各入力に m 個の積分要素を直列に結合する。この制御器は系(1)に対して、

$$u(i) = -Hx(i) + Kz(i) \quad (8)$$

$$z(i+1) = z(i) + [r - y(i)]$$

となっており、閉ループ系は、

$$\begin{bmatrix} x(i+1) \\ z(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & I_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(i) \\ z(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(i) + \begin{bmatrix} d \\ r \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$y(i) = [C, 0]x(i), z(i)'$$

に、

$$u(i) = -Hx(i) + Kz(i) \quad (10)$$

の状態フィードバックを施したものとみなせる。

離散時間系である事を利用し、プロセッサの演算時間遅れを考慮して、内部モデルとして積分器と遅れ制御のために必要な1サンプル周期の遅れ要素を持つ系を組む。

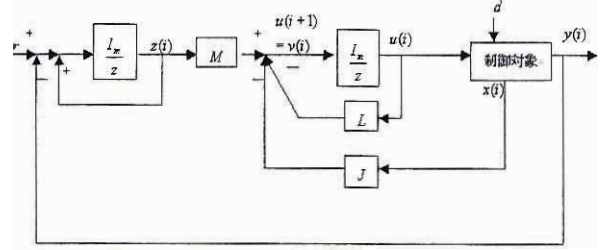


Fig.5 1 サンプル遅れの1型サーボ系

Fig.5 において最適制御によって安定化のためのパラメータ M, L, J をもとめる。

$$u(i+1) = -Jx(i) - Lu(i) + Mz(i) \quad (11)$$

$$z(i+1) = z(i) + [r - y(i)]$$

が図より成り立っているが、

$x(i), u(i), v(i) = u(i+1)$ を状態変数にとると

$$\begin{aligned} v(i+1) &= u(i+2) \\ &= -J[Ax(i) + Bu(i) + d] - Lv(i) \\ &\quad + M[z(i) + r - Cx(i)] \\ &= -[J(A - I_n) + MC]x(i) - (JB - L)u(i) \\ &\quad - (L - I_m)v(i) + Mr - Jd \end{aligned} \quad (12)$$

となり、閉ループ系は、

$$\begin{bmatrix} x(i+1) \\ u(i+1) \\ v(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \\ -I_n - MC & -JB + L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(i) \\ u(i) \\ v(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ Mr - Jd \end{bmatrix}$$

を得る。ここで、

$$E = \begin{bmatrix} A - I & B \\ C & 0 \end{bmatrix}$$

とおいたとき、

$$G = \begin{bmatrix} A - I_n & 0 & 0 \\ 0 & -I_m & I_m \\ C & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_n & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_m \\ 0 & I_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -I_m & I_m \end{bmatrix} \quad (15)$$

とおけ、 $|E| \neq 0$ 、すなわち離散時間系の状態方程式が 1 に零点を持たなければ $|G| \neq 0$ となつて、

$$y(\infty) = [C, 0, 0] G^{-1} \begin{bmatrix} -d \\ 0 \\ r \end{bmatrix} = r \quad (16)$$

となり、定常偏差を生じない。

次に偏差系を求めると

$$\begin{array}{ccc|ccc} x_e(i+1) & A & B & 0 & x_e(i) & 0 \\ u_e(i+1) & 0 & 0 & I_m & u_e(i) & 0 \\ v_e(i+1) & 0 & 0 & 0 & v_e(i) & I_n \end{array} \quad \omega(i)$$

の閉ループ系に、

$$\omega(i) = [(J, M)E - (0, L), L - I_m] \begin{bmatrix} x_e(i) \\ u_e(i) \\ v_e(i) \end{bmatrix} \quad (18)$$

のフィードバックを施したものとみなされる。 $\omega(i)$ は物理的には $u_e(i+2)$ を意味する。

ここで上の閉ループ系に対し、評価関数

$$J = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{\infty} [x_e(i)' Q x_e(i) + w(i)' R w(i)] \quad (19)$$

を最小にする $\omega(i)$ を求めると、

$$\omega(i) = -(F^0 A^2, F^0 AB, F^0 B) \begin{bmatrix} x_e(i) \\ u_e(i) \\ v_e(i) \end{bmatrix} \quad (20)$$

となる、(16)と(20)が一致する条件より、 M, L, J の最適値として、

$$\begin{aligned} L^0 &= F^0 B + I_m \\ (J^0, M^0) &= (F^0 A^2, F^0 AB + F^0 B + I_m) E^{-1} \end{aligned} \quad (21)$$

をえる。ただし F^0 は 1 次元リカッチ方程式の解より、

$$F^0 = (R + B' P B)^{-1} B' P A \quad (22)$$

として、最適フィードバック係数として求める。また、今までは状態フィードバックが可能であると仮定していたが、これが不可能な場合 Fig.6 のように $d=0$ と考えた系に対する有限整定オブザーバを組み込んで安定化を図る。

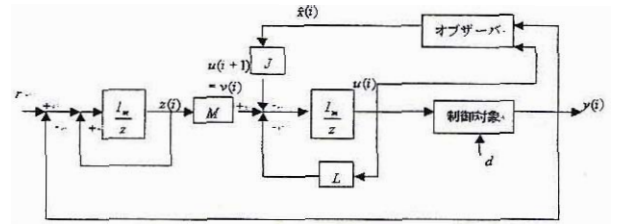


Fig.6 オブザーバを含んだ1サンプル遅れサーボ系

5. シミュレーション

振動系の含まれる台車の連続時間系の伝達関数を、

$$G_m(s) = \frac{k \omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2)} \quad \begin{aligned} k &= 0.60 \\ \zeta &= 0.40 \\ \omega_n &= 90 \end{aligned}$$

と置く。この伝達関数をサンプリング周期 $T=0.1[s]$ として離散化し、1[s]に 0.1[m]の入力を与えると、

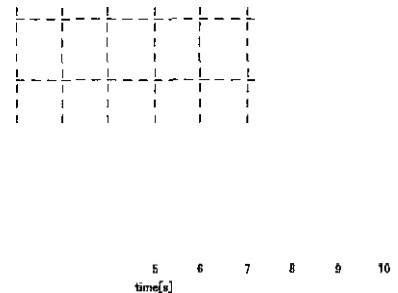


Fig.7 最適1型サーボ系出力

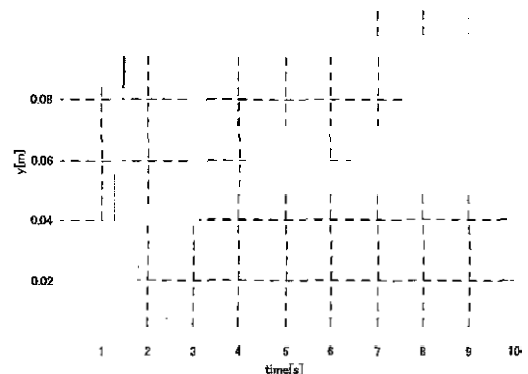


Fig.8 1サンプル遅れ出力

を得る。

これより最適 1 型サーボ系と、1 サンプル遅れサーボ系の比較を行う。

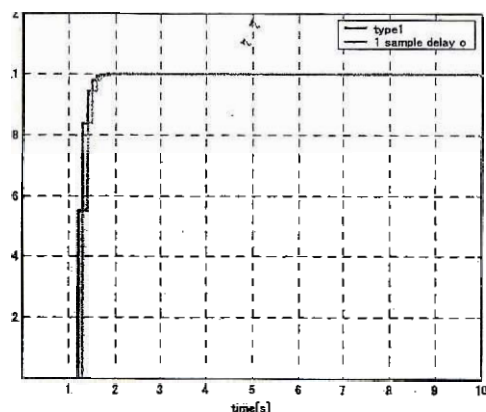


Fig.9 出力の比較

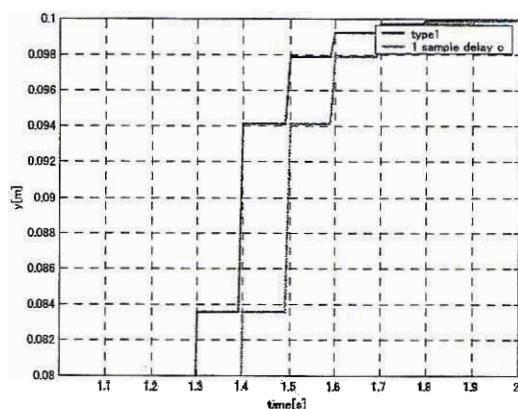


Fig.10 Fig.9 拡大図

・画像処理間に複数回制御を行うマルチレート方式

これまでは画像処理の時間上、制御系を同期させてサンプリング時間 $T=100[\text{ms}]$ ごとに行っていたが、画像処理の時間の間に複数回制御系を回す、例えば画像処理に 100ms とったとして、その中で 10ms ごとに制御系をまわすマルチレート方式を提案する。これにより更に予測追従性が高まると推論する。

6.参考文献

- 1) . 美多 勉:「デジタル制御理論」、昭晃堂、(1984)
- 2) . 呉 賢貞:「ビジュアルサーボイングの H_∞ 制御」、山形大学大学院理工学研究科電子情報工学専攻平成 12 年度修士論文、(2001)