高速運動物体に対する6自由度マルチレートビジュアルサーボ

笹嶋 健太* 藤本 博志*

6 DOF Multirate Visual Servoing for Quickly Moving Objects

Kenta Sasajima* and Hiroshi Fujimoto*

In general, the sampling period of vision sensor is longer than that of joint servo in visual servo systems. To compensate the time delay of vision sensor, this paper applies multirate control method to visual servo systems of 6 DOF robot manipulator. The proposed method applies perfect tracking control (PTC) method with signal generator in order to follow the moving object with high-order periodic motion. With this method, computation cost is reduced compared with a conventional observer based method.

Key Words: Visual Servoing, Multirate Control, Perfect Tracking Control, Repetitive Disturbance

1. はじめに

カメラなどの視覚センサをフィードバックループ内部に組み込んだロボットの制御系のことをビジュアルサーボ系といい、未知の環境下で作業を行うロボットなどの制御に、非常に重要な役割を果たしている [1] [2].

ビジュアルサーボの問題点として、いくつか挙げることができるが、本論文では視覚センサの遅れについて議論を進めることにする。一般的な CCD カメラのサンプリング周期は 33 [ms], ジョイントサーボ系のサンプリング周期は 1 [ms] 程度とこれらの間には大きな差がある。デジタル制御系では通常、サンプリング周期を長いものに合わせて制御系を構成するが、サンプリング周期をカメラのサンプリング周期に合わせると、ジョイントサーボに必要なサンプリング周期を確保することができない。

この問題に対し、サンプリング周期が 1 [ms] と非常に高速な画像処理を行うことができるビジョンチップを用いる手法 [3], 物体の運動モデルと非線形オブザーバを導入することによって、サンプル点間での物体の運動を予測する手法 [4] などが提案されてきた。離散時間系として設計された文献 [5] [6] では、マルチレートサンプリング制御、スイッチング機構、オブザーバを導入することにより、サンプル点間において物体に対するロボットの追従誤差を画像平面上で零とすることを可能としている。だが、オブザーバを用いると、高次の運動モデルに対して演算量が増大するという問題がある [7].

本稿では、完全追従制御 (PTC) 法とメモリ列、スイッチングを用いることにより、運動物体に対して画像特徴量の追従誤

差をサンプル点上で完全に零とする制御系を用いる。この制御手法は、繰り返し PTC (RPTC) 法として、Hard Disk Drive の周期的外乱抑圧制御に提案された [7]. 本論文では、目標物体の運動を外乱とみなし、この制御手法を三次元空間を運動する四角形周期運動をする物体に対し適用し、文献 [5] のオブザーバを用いる手法に対する優位性を示す。なお、本論文における高速運動物体とは、物体の運動の高周波成分のことを指す。例えば、物体が四角形上を運動するとき、この運動をフーリエ変換した際に生じる高周波成分のことを意味する。また、この運動の高周波成分のことを本稿では高次運動モデルと呼ぶ。

2. 制御系の設計

2.1 マルチレートサンプリング制御による制御対象の離散化

Fig. 1 に示すように、出力信号のサンプリング周期 T_y の間に制御入力を短いサンプリング周期 T_u で複数回切り換える制御法をマルチレートサンプリング制御という。

Fig. 1 Multirate hold

原稿受付 2007 年 1 月 15 日

*横浜国立大学

*Yokohama National University

単入出力 n 次の連続時間制御対象を離散化しマルチレート化することを考える。簡単化のため、入力多重度 N は制御対象のノミナルモデルの次数 n に等しく選ぶものとする。以下のような単入出力 n 次の連続時間制御対象を考える。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_c u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = \mathbf{c}_c \mathbf{x}(t) \quad (2)$$

この式を短い方のサンプリング周期 T_u で離散化した状態方程式は

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_s \mathbf{x}[k] + \mathbf{b}_s u[k] \quad (3)$$

となる。ただし、 $\mathbf{x}[k] = \mathbf{x}(kT_u)$ であり

$$\mathbf{A}_s := e^{\mathbf{A}_c T_u}, \mathbf{b}_s := \int_0^{T_u} e^{\mathbf{A}_c \tau} \mathbf{b}_c d\tau \quad (4)$$

とする。ここで、Fig.1 において、 $t = iT_y = kT_u$ から $t = (i+1)T_y = (k+n)T_u$ への状態変数の遷移を考えると、離散時間制御対象 $P[z]$ は

$$\mathbf{x}[i+1] = \mathbf{A} \mathbf{x}[i] + \mathbf{B} u[i] \quad (5)$$

$$y[i] = \mathbf{c} \mathbf{x}[i] \quad (6)$$

と表せる。ただし、 $\mathbf{x}[i] = \mathbf{x}(iT_y)$ であり、 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{c}$ 、 $u[i]$ はそれぞれ以下のように選ぶものとする。

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_s^n \quad (7)$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{A}_s^{n-1} \mathbf{b}_s, \mathbf{A}_s^{n-2} \mathbf{b}_s, \dots, \mathbf{b}_s] \quad (8)$$

$$\mathbf{c} = \mathbf{c}_c \quad (9)$$

$$u[i] := [u[k], u[k+1], \dots, u[k+n-1]]^T \quad (10)$$

2.2 Perfect Tracking Control (PTC) 法

与えられた経路に沿って制御出力を誤差なく追従させる制御手法を、完全追従制御 (PTC) 法という [8]。PTC 法は、ノミナルプラントに対してサンプル点上での完全追従を保証している。また、設計が単純などの長所がある。

PTC 法を用いた制御系の設計を考える。式 (5) は以下のように変形することができる。

$$u[i] = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{A})\mathbf{x}[i+1] \quad (11)$$

式 (3) の制御対象が可制御であれば、行列 $\mathbf{B}$ の正則性は保証され、さらに式 (11) のすべての極は原点にあることから安定な逆系であることが分かる [8]。また、 $\mathbf{r}[i]$ として、制御対象の状態変数に対する目標軌道の予測値 $\mathbf{r}[i] = \mathbf{x}_d[i+1]$ を与える。よって、式 (11) よりフィードフォワード制御入力を

$$u_0[i] = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{A})\mathbf{r}[i] \quad (12)$$

と与えれば、サンプル点ごとにノミナルプラントに対して完全追従を達成することが可能となる。また、Fig. 2 の点線内のように制御系を設計することができ、外乱やプラント変動により追従誤差 $y[i] - y_0[i]$ が生じた場合、ロバストフィードバック制御器 $C_2[z]$ により、その誤差を抑圧することができる。

Fig. 2 PTC controller with signal generator

Fig. 3 Signal generator ($n = 2$)

2.3 Repetitive Perfect Tracking Control (RPTC)

法とスイッチングを用いた外乱抑圧制御

PTC 法を繰り返し制御に用いた RPTC 法は、周期的な外乱を抑圧する場合や周期的な目標値への追従を行う制御手法である [7]。また、メモリ列であるシグナルジェネレータを用いることによって、演算量は極めて少なく Fig. 2 のように設計できる。

Fig. 2 において、目標軌道 $\mathbf{r}[i]$ をアウトループで生成するためにシグナルジェネレータの設計を行う。ノミナルプラントに対してサンプル点上での完全追従が保証されるので、Fig. 2 において、 $y[i]$ は次式のように表現できる。

$$y[i] = z^{-1}r[i] - d_2[i], r[i] := \mathbf{c}\mathbf{r}[i] \quad (13)$$

ただし、 $d_2[i] = \frac{1}{1-P[z]C_2[z]}d[i]$ である。ここで、RPTC 法においてスイッチ機構を導入することにより、フィードバック的補償法とフィードフォワード的補償法の 2 通りの制御手法を考えることができる [7]。フィードバック的補償法では、Fig. 2 のスイッチは常にオン状態とする。シグナルジェネレータを以下のように設計する。

$$r[i] = -\frac{z}{z^{N_d}-1}y[i] \quad (14)$$

ただし、整数 N_d は外乱周期 T_d とサンプリング周期 T_y の比 ($N_d := T_d/T_y$) とする。式 (13), (14) より閉ループ系は

$$y[i] = -\frac{z^{N_d}-1}{z^{N_d}}d_2[i] \quad (15)$$

となり、 $d[i] = \frac{1}{z^{N_d}-1}$ とモデル化できる周期的外乱は、定常状態においてサンプル点上で抑圧される。

制御対象が 2 次で状態変数 $\mathbf{x}$ が $\mathbf{x} = [r, \dot{r}]$ のとき、目標速度軌道 $\dot{r}[i]$ を

$$\dot{r}[i] = \frac{r[i+1] - r[i-1]}{2T_y} \quad (16)$$

と与えると、周期的外乱に対するシグナルジェネレータは Fig. 3

Fig. 4 Sensitivity function

のように設計することができる。

しかし、式 (14) は周期外乱の内部モデルであり基本波 $\omega_d (= 1/T_d)$ の整数倍の周波数において無限大のゲインを持つため、閉ループ特性、特にロバスト安定性を劣化させる問題がある。この問題を解決するために、フィードフォワード的補償法について考える。

$t = 0$ においてスイッチをオフとした状態で、出力端外乱 $d(t)$ に周期的外乱を印加すると $C_2[z]$ と $P_c(s)$ で構成されるマイナーループは過渡応答の後、定常状態となる。ここで、スイッチを 1 外乱周期 T_d の間のみオン状態とし、その後オフ状態に戻す。このとき蓄えられた誤差信号 $y[i]$ を用いることにより、シグナルジェネレータは指令値 $r[i]$ を生成することができる。この周期的な定常誤差を打ち消すように PTC が操作量 $u_0[i]$ を生成するため、サンプル点上でプラント出力 $p[i]$ が周期外乱 $d[i]$ に完全追従し、誤差零 ($y[i] = 0$) が達成される。ここで、スイッチは N_d サンプルのみオンであることから、 N_d 段のメモリ列は、完全にフィードフォワード制御器として働く。Fig. 4 に、 $N_d = 100$ のときのフィードフォワード的補償法とフィードバック的補償法の感度関数を示す。フィードフォワード的補償法ではシグナルジェネレータがフィードバック特性にまったく影響を与えていないことが分かる。また、Fig. 2 において、スイッチがオフとなった後も $C_2[z]$ が過渡応答を生じないように $y_0[i]$ が与えられている。

3. ビジュアルサーボ系への応用

本論文では、6 軸マニピュレータのハンドにカメラを取り付け、カメラから得られた画像情報を基に、目標物体にトラッキングする特徴ベース法を用いる。目標物体は、常にカメラの視界内を動くものとする。カメラのサンプリング周期は 33 [ms]、ジョイントサーボ系のサンプリング周期は 1 [ms] 程度であることから、前章で提案した制御手法は本ビジュアルサーボ系に適用可能であるといえる。

3.1 画像の撮像モデル [5]

画像の撮像モデルの導出を行う。Fig. 5 に示すように画像平面上の m 個の特徴点を $\xi_i := [\xi_{xi}, \xi_{yi}]^T (i = 1, \dots, m)$ とし、 $\xi := [\xi_1^T, \dots, \xi_m^T]^T$ とする。カメラ、物体の位置と姿勢をそれぞれ x_c, x_o とし、以下のように画像平面上の特徴点へ写像されるとする。

Fig. 5 Perspective model

$$\xi = \iota(x_c, x_o) \quad (17)$$

また、式 (17) より次式が得られる。

$$\dot{\xi} = \frac{\partial \iota}{\partial x_c} \dot{x}_c + \frac{\partial \iota}{\partial x_o} \dot{x}_o \quad (18)$$

$$:= J(\xi, z) v_c + d_1(t) \quad (19)$$

ただし、 J は画像ヤコビアンであり $J := [J_1^T, \dots, J_m^T]^T$, $z := [z_1, \dots, z_m]^T$ であり、 z_i は i 番目の物体とカメラ位置の距離である。 $v_c = \dot{x}_c := [T_x, T_y, T_z, \omega_x, \omega_y, \omega_z]^T$ は、カメラ座標系におけるカメラフレームの回転速度であり、 $d_1(t)$ は目標物体が動くことによって生じる外乱である。また、 J_i は以下のように定義する [1]。

$$J_i := \begin{bmatrix} -\frac{f}{z_i} & 0 & \frac{\xi_{xi}}{z_i} & \frac{\xi_{xi}\xi_{yi}}{f} & -\frac{\xi_{xi}^2 + f^2}{f} & \xi_{yi} \\ 0 & -\frac{f}{z_i} & \frac{\xi_{yi}}{z_i} & \frac{\xi_{yi}^2 + f^2}{f} & -\frac{\xi_{xi}\xi_{yi}}{f} & -\xi_{xi} \end{bmatrix}$$

ただし、 f はカメラの焦点距離である。

本稿では、演算量の面から固定画像ヤコビアン $J_n = J(\xi^{ref}, z_n)$ を用いた。ただし、 ξ^{ref} を目標特徴量、 z_n を深さ方向のノミナル値とする。

制御量として以下の式を考える。

$$e_c(t) := J_n^+(\xi^{ref} - \xi(t)) \quad (20)$$

固定画像ヤコビアンを用いることにより生じるモデル化誤差を Δ とし、 $\Delta := J^+(\xi, z) - J_n^+(\xi^{ref}, z_n)$ とする。また、 J_n のフルランク性を保証するためには、特徴点の個数 m は $m \geq 4$ でなければならない [9]。 $m \geq 4$ のとき、 J_n の擬逆行列 J_n^+ は $J_n^+ = (J_n^T J_n)^{-1} J_n^T$ と計算することができる。式 (19) より、式 (20) は以下になる。

$$\dot{e}_c(t) = -(J^+ - \Delta)(J v_c(t) + d_1(t)) \quad (21)$$

$$:= -v_c(t) + d_2(t) \quad (22)$$

ただし、 $d_2(t) := \Delta(J v_c(t) + d_1(t)) - J^+ d_1(t)$ である。

3.2 ジョイントサーボ系の設計

カメラの速度を制御するために、インナーループとなるジョイントサーボ系の設計を行う。作業空間上の速度制御系を Fig. 6 のように構成する。この制御系は関節空間にロバストな外乱オブザーバを適用しているため、各関節軸は非干渉化される [10]。したがって、マニピュレータのヤコビ行列 J_{aco} が正則な領域

Fig. 6 Workspace controller

Fig. 7 Visual servo system

では、外乱オブザーバの帯域より低い周波数において、作業空間の加速度指令値 $\dot{v}_c^{ref}$ から速度 v_c までの伝達特性は、理想的な積分系とみなすことができる [5]。ここで、インナーループのサンプリング周期が、カメラのサンプリング周期に比べて十分小さいので、制御対象は外乱オブザーバの帯域より低い周波数領域において

$$v_c = \frac{K_v}{s + K_v} I_6 u(s) \quad (23)$$

とすることができる。ただし、 $K_v = \text{diag}[K_v, \dots, K_v]$ とする。また、制御入力 u は目標速度 v_c^{ref} とする。

3.3 ビジュアルサーボ系の設計

次にビジュアルサーボ系の設計を行う。式 (22) のラプラス変換と式 (23) より

$$e_c(s) = -\frac{v_c(s)}{s} + \frac{d_2(s) + e_c(t=0)}{s} \quad (24)$$

$$= P(s)u(s) + d(s) \quad (25)$$

となる。ただし、 $P(s) = -\frac{K_v}{s(s+K_v)} I_6$, $d(s) = \frac{d_2(s) + e_c(t=0)}{s}$ である。

目標物体の運動が式 (19) より $d_1(t)$ で表されるが、式 (25) において出力端外乱とみなすことができる。また、画像処理等にかかるむだ時間 T_D を考慮すると、ビジュアルサーボ系は Fig. 7 のように設計することができる。

また、Fig. 7 において $y[i]$ から $u[i]$ までの制御系を Fig. 2 の $y[i]$ から $u[i]$ に導入することにより、ビジュアルサーボ系における PTC 制御系を構成することができる。

3.4 シミュレーション

目標物体が四角形周期運動をする場合において、ノミナルプラントに対し、PTC 法とシグナルジェネレータを用いた手法と文献 [5] のオブザーバを用いた手法それぞれのシミュレーションを Robotics ToolBox for MATLAB/Simulink [11] を用いて行った。以後、PTC 法とシグナルジェネレータを用いた手法を提案法、文献 [5] のオブザーバを用いた手法を従来法と呼ぶ。

従来法のオブザーバのブロック図を Fig. 8 に示す。このとき、

Fig. 8 Observer block

外乱の運動モデルを以下のように表す。

$$\dot{x}_d(t) = A_{cd}x_d(t), d(t) = c_{cd}x_d(t) \quad (26)$$

例えば、周期 ω_d が既知の $\sin$ 波の外乱であれば A_{cd} , c_{cd} は以下のようにすればよい。なお、外乱の振幅や位相の情報は必要なく周期の情報のみが分かればよい。

$$A_{cd} = A_{\omega}(\omega_d) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_d^2 & 0 \end{bmatrix}, c_{cd} = [1, 0] \quad (27)$$

目標物体が円運動をする場合その運動の周期の基本波成分 ω_0 のみを考慮してオブザーバを設計すればよいが、物体が四角形周期運動をしているときは、フーリエ変換した際に生じる高次の運動モデル $\sum_k (s^2 + (k\omega_0)^2)^{-1}$ を考えなければならない。しかし高次の運動モデルを考慮することにより演算量は増大してしまう。本シミュレーションでは、0, 1, 3 次の運動を考慮してオブザーバを構成した。このとき、 A_{cd} は以下のようにした。

$$A_{cd} = \text{diag}[0, A_{\omega}(\omega_0), A_{\omega}(3\omega_0)] \quad (28)$$

一方、提案法ではメモリ列、シグナルジェネレータを用いるため、高次の運動モデルを考慮しなければならないような運動物体に対しても低い演算量で完全追従制御が可能となる。Fig. 2 のフィードバックコントローラ $C_2[z]$ は PID コントローラとし、RPTC はスイッチを 1 外乱周期のみオンとするフィードフォワードの補償法とした。また、マルチレート制御の入力多重度 $N = 2$ としたため、制御入力の切り替え周期 T_u は 16.5 [ms] となる。

本シミュレーションにおいて特徴点の個数 m は 4 とし、運動物体は $z = 1.3$ [m] 地点を x-y 平面に対し、Fig. 3 のシグナルジェネレータのメモリ数 N_d が 100 となるように、周期 $f_{obj} = 0.3$ [Hz] の四角形周期運動をしているものとする。

Fig. 9 に、提案法と従来法の画像平面上における物体の初期位置と目標位置を示す。マニピュレータの初期姿勢は、Z-Y-Z オイラーアングルで $(\alpha, \beta, \gamma) = (0.08, \pi/2 + 0.03, -0.17)$ とし、目標姿勢は $(\alpha, \beta, \gamma) = (0.0, \pi/2, 0.0)$ とする。

Fig. 10 (a) に提案法の特徴量の追従誤差を示す。スイッチがオフのとき、フィードバックコントローラ $C_2[z]$ が、物体の運動モデルを持っていないため PID コントローラでは追従誤差が生じてしまう。その後、スイッチをオンとすることにより、シ

デジタルジェネレータより追従誤差を打ち消す位置指令値と速度指令値が生成され、PTC の働きによりサンプル点上で追従誤差が零、つまり目標物体の運動に対してカメラ位置のサンプル点上での完全追従が達成される。また、Fig. 10 (b) に $t = 30 \sim 40$ [s] におけるカメラ位置と目標物体の運動の軌跡を示す。運動物体に対しカメラ位置が追従しているのが確認できる。

同様に、Fig. 11 (a) に従来法の特徴量の追従誤差を示す。本シミュレーションではスイッチを用いているが、スイッチがオフの間は Fig. 8 のフィードバックゲイン $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_p, \mathbf{F}_d]$ のうち、プラントに対するフィードバックゲイン $\mathbf{F}_p$ のみフィードバックしており、オブザーバが定常状態になった後スイッチをオンとし、外乱に対するフィードバックゲイン $\mathbf{F}_d$ もフィードバック

Fig. 9 Initial and goal feature points

(a) Feature error

(b) Camera trajectory

Fig. 10 Proposed method

(a) Feature error

(b) Camera trajectory

Fig. 11 Conventional method

している。このようにすることにより制御系の安定を図っている。また、 $\mathbf{F}_d$ をフィードバックすることにより 3 次成分までの外乱を抑圧できるが、四角形運動物体に対し 3 次までの運動モデルしか考慮していないため、追従誤差を完全には抑圧できていない。さらに高次の運動モデルを考えれば追従誤差を小さくできるが、演算量が増大するという問題もあるため 3 次までの運動モデルまでしか考慮しなかった。また、Fig. 11 (b) に $t = 30 \sim 40$ [s] におけるカメラ位置と目標物体の運動の軌跡を示す。提案法に比べカメラ位置の軌跡がゆがんでいるのが確認できる。

3.5 実験

本実験は、Fig. 12 に示す安川電機の 6 軸マニピュレータ MOTOMAN を使用した。画像処理は Windows (CPU: Pentium4 3.20 [GHz]) において画像処理ソフト Halcon7.0 を用いて行い、ジョイントサーボ系とビジュアルサーボ系の処理を RT-Linux (CPU: Pentium4 2.00 [GHz]) で行った。この 2 台の PC 間の通信は、ソケット通信で行っている。カメラの画像解像度は 640×480 [pixel] とした。また、目標物体はシミュレーション同様 $N_d = 100$ となるような四角形周期運動とした。

本実験において、実験結果の画像平面上での評価の考察を行いやすくするため、実際に目標物体 $\mathbf{x}_o$ を運動させるのではなく、目標物体は静止させたまま、目標特徴量 ξ^{ref} が四角形周期運動となるように変化させることにより擬似的な四角形周期運動モデルを実現した。また、シミュレーション同

Fig. 12 6 DOF manipulator (MOTOMAN)

Fig. 13 Desired and feature points (Proposed method in experiment)

様, マニピュレータの初期姿勢は, Z-Y-Z オイラーアングルで $(\alpha, \beta, \gamma) = (0.08, \pi/2 + 0.03, -0.17)$ とし, 目標姿勢は $(\alpha, \beta, \gamma) = (0.0, \pi/2, 0.0)$ とした.

Fig. 13 に提案法目標特徴量 ξ^{ref} と特徴量 ξ を示す. このとき RPTC は, 1 外乱周期のみスイッチをオンとするフィードフォワード的補償法とした. フィードバックコントローラ $C_2[z]$ は PID 制御器のためスイッチをオンにするまで, ξ は ξ^{ref} に追従できないが, オンにした後はシグナルジェネレータの働きにより追従していることが分かる. また, 実験を行うに当たり, 提案法のシグナルジェネレータで指令値生成を行う際のノイズ対策として, カメラの速度項 $\mathbf{v}_c$ に平均値フィルタを用いて平滑化を図っている. 本実験では, 平均値フィルタで 4 外乱周期分の誤差情報を平均化している. また, 実験においてはシグナルジェネレータの出力端に Q フィルタを実装している. Q フィルタとは, フィルタへの入力を $\mathbf{r}[i]$, 出力を $\mathbf{r}_f[i]$ としたとき,

$$\mathbf{r}_f[i] = \frac{z + \gamma + z^{-1}}{\gamma + 2} \mathbf{r}[i] \quad (29)$$

なるローパスフィルタである. $\gamma (\geq 2)$ が小さいほどロールオフが得られ, ノイズは除去できるが, 繰り返し外乱に対する抑圧は失われる [12].

同様に, Fig. 14 に従来法目標特徴量 ξ^{ref} と特徴量 ξ を示す. シミュレーション同様, 0, 1, 3 次の運動を考慮してオブザーバを構成した. 3 次までの運動モデルまでしか考慮していないため, スイッチをオンにした後も ξ は ξ^{ref} には追従しきれていないのを確認することができる.

また, Fig. 15 に $t = 30 \sim 35$ [s] での提案法と従来法の特徴

Fig. 14 Desired and feature points (Conventional method in experiment)

Fig. 15 Desired and feature points (Proposed and conventional method)

量 ξ の拡大図を示す. 提案法の方が高周波成分を持つ運動物体に対してもより追従していることが分かる.

以上より, シミュレーション同様, 実験においても PTC 法とシグナルジェネレータを用いる提案法の優位性が示せた.

4. おわりに

本稿では, ビジュアルサーボにおいて, 三次元空間を高次の運動モデルが必要な四角形周期運動する物体に対し, PTC 法とシグナルジェネレータを用いる手法とオブザーバを用いて目標物体の運動を推定する手法においてカメラ位置の追従を比較した. PTC 法とシグナルジェネレータを用いることにより演算量を抑えることができ, さらに追従誤差を抑えることができることをシミュレーション, 実験で示した.

謝 辞 最後に本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金 (課題番号: 16686027) によって行われたことを付記する.

参考文献

- [1] S. Hutchinson, G.D. Hager and P.I. Corke: "A Tutorial on Visual Servo Control," IEEE Trans. Robotics and Automation, vol.12, no.5, pp.651-670, 1996.
- [2] 橋本浩一: "ビジュアル・サーボイング", 計測と制御, vol.35, no.4, pp.282-285, 1996.
- [3] 中坊嘉宏, 石川正俊: "1ms 高速ビジョンを用いたビジュアルサーボイング", 計測と制御, vol.40, no.9, pp.636-640, 2001.
- [4] 橋本浩一, 木村英紀: "ビジュアルサーボイング—非線形オブザーバアプローチ—", 日本ロボット学会誌, vol.13, no.7, pp.986-993, 1995.
- [5] H. Fujimoto: "Visual Servoing of 6 DOF Manipulator by Multi-

- rate Control with Depth Identification,” Proc. 42th IEEE Conference on Decision and Control, pp.5408–5413, Maui, USA, 2003.
- [6] 藤本博志, 堀 洋一: “マルチレート制御とむだ時間補償に基づくビジュアルサーボ”, 日本ロボット学会誌, vol.22, no.6, pp.780–787, 2004.
- [7] 藤本博志, 川上文宏, 近藤正示: “スイッチング機構に基づく磁気ディスク装置の繰り返し制御—提案する 2 種類のマルチレート制御系の比較検討—”, 計測自動制御学会論文集, vol.41, no.8, pp.645–651, 2005.
- [8] 藤本博志, 堀洋一, 河村篤男: “マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御法”, 計測自動制御学会論文集, vol.36, no.9, pp.766–772, 2000.
- [9] K. Hashimoto and T. Noritsugu: “Performance and sensitivity in visual servoing,” IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, pp.2321–2326, 1998.
- [10] 村上俊之, 大西公平: “ロバスト制御に基づいた多自由度ロボットの安定性および作業空間での非干渉制御に関する一考察”, 電学論 D, vol.113-D, no.5, pp.639–646, 1993.
- [11] P.I. Corke: “A robotics toolbox for MATLAB,” IEEE Robotics and Automation Magazine, vol.3, no.1, pp.24–32, 1996.
- [12] K.K. Chew and M. Tomizuka: “Digital control of repetitive errors in disk drive system,” IEEE Contr. Syst. Mag., vol.10, no.1, pp.16–20, 1990.

笹嶋健太 (Kenta Sasajima)

1982 年 3 月 3 日生。2005 年 3 月横浜国立大学工学部電気電子情報工学科卒業。2007 年 3 月同大学大学院工学府物理情報工学専攻修了。同年 4 月キヤノン (株) 入社。在学中は、ビジュアルサーボの研究に従事。 (日本ロボット学会正会員)

藤本博志 (Hiroshi Fujimoto)

1974 年 2 月 3 日生。2001 年 3 月東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。工学博士。同年 4 月長岡技術科学大学工学部電気系助手。2002 年 8 月より 1 年間、米国 Purdue 大学工学部機械工学科客員研究員。2004 年 4 月横浜国立大学大学院工学研究院講師。2005 年 4 月同助教授。2007 年 4 月同准教授。制御工学、モーションコントロール、マルチレート制御に関する研究に従事。2001 年 IEEE Trans. IE 最優秀論文賞などを受賞。電気学会, 計測自動制御学会, 自動車技術会, IEEE 各会員。 (日本ロボット学会正会員)