

マルチレート制御を用いた周期的外乱抑圧制御

– むだ時間補償の導入とビジュアルサーボへの応用 –

藤本 博志 (長岡技術科学大学), 堀 洋一 (東京大学)

Periodic Disturbance Rejection Based on Multirate Sampling Control

– Time Delay Compensation and Application to Visual Servoing –

Hiroshi Fujimoto (Nagaoka University of Technology), Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract- In this paper, novel multirate sampling controller is proposed for digital control systems, in which the sampling period is restricted to be longer than the control period. The proposed feedback controller assures perfect disturbance rejection (PDR) at M intersample points in the steady state. Next, the novel scheme of repetitive control is proposed based on the open-loop estimation and switching function, which enables the rejection of periodical disturbance without any sacrifice of the closed-loop characteristics. Moreover, the proposed method is extended to systems with time delay, and the compensation method is proposed based on the observer including time delay model. Finally, the proposed controller is applied to visual servo system by introducing the workspace controller and nonlinear perspective transformation. The advantages of these approaches are demonstrated by simulations and experiments using a robot manipulator.

Key words: multirate sampling control, disturbance rejection, repetitive control, visual servoing

1 はじめに

デジタル制御系では、Fig.1 に示すように、参照値 $r(t)$ 及び出力 $y(t)$ の2つのサンプリングと制御入力 $u(t)$ のホールド \mathcal{H} が存在し、それぞれの周期を T_r, T_y, T_u とすると、合計3つの時間周期が混在することになる。一般に制御入力の周期 T_u は、アクチュエータやD/A変換器の速度、もしくはCPUの演算速度により決まり、出力の検出周期 T_y は、センサやA/D変換器の速度により決定される。実際の制御系においては、 T_u と T_y のどちらか、あるいは両方に制限を持っていることが多い。そこで、従来型のデジタル制御系では、周期 T_y と T_u の長い方に合わせて、これら3つの周期を等しく構成するのが一般的である。これに対して著者らは、マルチレートサンプリング制御の新しい枠組みを構築し、それをモーションコントロールに適用してきた [1, 2]。

本稿では、ハードウェアの制限により出力のサンプリング周期 T_y が相対的に長い系を仮定して、制御入力をサンプリング周期よりも短い周期で切り替える ($T_u < T_y$)、マルチレートサンプリング制御を導入する。一般にD/A変換器がA/D変換器よりも高速であることを考えると、 $T_u < T_y$ となる制御系は非常に多いと想像できる。特に、画像信号のサンプリング周期がジョイントサーボ系の周期に比べて非常に長いロボットの視覚サーボ系や [3]–[6]、サーボ信号がある一定の間隔でしか得ることの出来ない磁気ディスク装置 [7]–[12] や、低精度エンコーダを用いたサーボモータの速度制御系 [13] などは、この好例である。

このようなサンプリング周波数が相対的に低い制御系に対しては、ナイキスト周波数が低いので、ある程度高い周波数領域での外乱抑圧制御は困難となる。一方、著者らは文献 [14] で、1 サンプル点間に N 回制御入力を切り替えるマルチレートサンプリング制御を導入して、定常状態においてサンプル点間に M 回外乱を完全に抑圧する制御法を提案した。本稿では、この手法を、繰り返し外乱抑圧制御 [15] に適用すれば、ナイキスト周波数に近い高次外乱モードをも効果的に抑圧することが可能となることを示す。

内部モデル原理に基づくフィードバック型の繰り返し制御系では、内部モデルが閉ループ特性を乱すため、ロバスト安定性を保証するのが困難となる [16]。この問題点を改善するために、本稿では、外乱オブザーバによるオープンループ推定とフィード

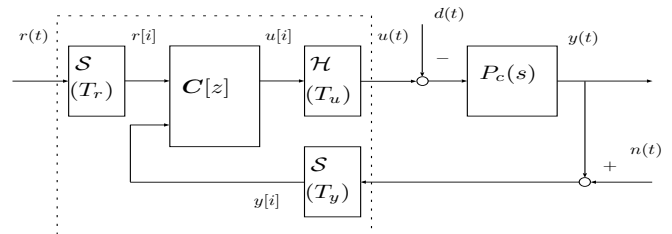


Fig. 1: Digital control system.

フォワード型の外乱抑圧に基づく、新しい制御手法を提案する。さらに、提案手法をロボットの視覚サーボ系に適用し、その有効性を示す。

2 マルチレートサンプリング制御を用いた繰り返し制御

本節では、 $T_u < T_y$ なるハードウェアの制限を持つ制御系に対して、マルチレートサンプリング制御を用いて、定常状態において、外乱の影響をサンプル点間に M 回、完全に抑圧する制御法を提案する。

本稿で仮定しているような $T_y > T_u$ の関係を持つ制御系に対しては、フレーム周期を $T_f = T_y$ と定義して、制御系を T_f の周期で記述すれば、制御器の動作を明確にすることができる。さらに、1 サンプル点間で完全外乱抑圧を保証する回数 M の決定法は、本稿では Fig.2 に示すようにサンプリング周期 T_y の間に制御入力を N 回切り替えることができるとすると、 $M = N/n$ が整数となるように N, M を決定するものとする。但し n は制御対象の次数である。また Fig.2 において、 $\mu_j (j = 1, \dots, N), \nu_k (k = 1, \dots, M)$ は入力切り替え及び状態評価のタイミングを表すパラメータであり、式 (1), (2) を満たすものとする。 T_f を等分割する場合には、 $\mu_j = j/N, \nu_k = k/M$ となる。

$$0 = \mu_0 < \mu_1 < \mu_2 < \dots < \mu_N = 1 \quad (1)$$

$$0 < \nu_1 < \nu_2 < \dots < \nu_M = 1 \quad (2)$$

なお、本稿では連続時間制御対象 $P_c(s)$ が単入出力系と仮定するが、多入出力系に関しては、文献 [17] と同様な定式化を行

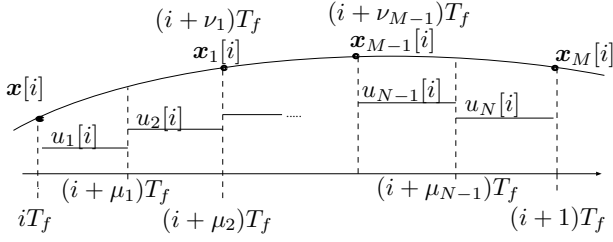


Fig. 2: Multirate sampling control.

なえば，以下の手法と並行した議論により容易に拡張できる [1]。

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

単入出力 n 次の連続時間制御対象

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t), \quad y(t) = c_c x(t) \quad (3)$$

に対して，Fig.2 に示すように出力のサンプリング周期 $T_y (= T_f)$ の間に入力を N 回切替えるマルチレートサンプリング制御を適用することを考える。離散化された制御対象の状態方程式は， $x[i] = x(iT_f)$ と書くと，

$$x[i+1] = A x[i] + B u[i], \quad y[i] = C x[i] \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & O \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} e^{A_c T_f} & b_1 & \cdots & b_N \\ c_c & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$b_j \triangleq \int_{(1-\mu_j)T_f}^{(1-\mu_{j-1})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau, \quad u \triangleq [u_1, \dots, u_N]^T \quad (6)$$

として定式化できる。また， $t = (i + \nu_k)T_f$ におけるサンプル点間の状態 \tilde{x} の挙動は次式となる。

$$\tilde{x}[i] = \tilde{A} x[i] + \tilde{B} u[i] \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{A} & \tilde{B} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{A}_1 & \tilde{b}_{11} & \cdots & \tilde{b}_{1N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \tilde{A}_M & \tilde{b}_{M1} & \cdots & \tilde{b}_{MN} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\tilde{A}_k \triangleq e^{A_c \nu_k T_f}, \quad \tilde{x} \triangleq [x_1^T, \dots, x_M^T]^T \quad (9)$$

$$x_k[i] = x[i + \nu_k] = x((i + \nu_k)T_f) \quad (10)$$

$$\tilde{b}_{kj} \triangleq \begin{cases} \mu_j < \nu_k : & \int_{(\nu_k - \mu_j)T_f}^{(\nu_k - \mu_{j-1})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ \mu_{(j-1)} < \nu_k \leq \mu_j : & \int_0^{(\nu_k - \mu_{j-1})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ \nu_k \leq \mu_{(j-1)} : & 0 \end{cases}$$

2.2 完全外乱抑圧制御器の設計

制御対象として，入力端に外乱を加えた次式のモデルを考える。

$$\dot{x}_p(t) = A_{cp} x_p(t) + b_{cp}(u(t) - d(t)) \quad (11)$$

$$y(t) = c_{cp} x_p(t) \quad (12)$$

外乱入力 $d(t)$ のモデルが次式で表せるとする。

$$\dot{x}_d(t) = A_{cd} x_d(t), \quad d(t) = c_{cd} x_d(t) \quad (13)$$

例えば，抑圧したい外乱がステップ状であるなら $A_{cd} = 0, c_{cd} = 1$ とし，周波数 ω_d の正弦波状であるなら，

$$A_{cd} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_d^2 & 0 \end{bmatrix}, \quad c_{cd} = [1, 0] \quad (14)$$

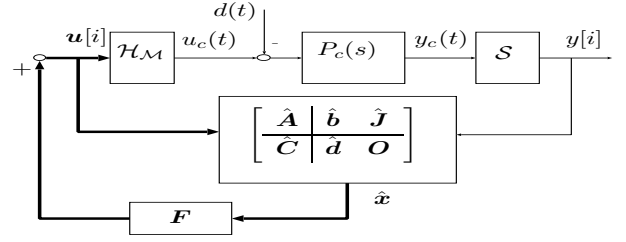


Fig. 3: Multirate control with disturbance observer.

と表す。式 (11), 式 (13) を合わせた連続時間併合系は次式のようなになる。

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A_c \tilde{x}(t) + b_c u(t) \quad (15)$$

$$y(t) = c_c \tilde{x}(t) \quad (16)$$

$$A_c \triangleq \begin{bmatrix} A_{cp} & -b_{cp} c_{cd} \\ O & A_{cd} \end{bmatrix}, \quad b_c \triangleq \begin{bmatrix} b_{cp} \\ O \end{bmatrix}, \quad \tilde{x} \triangleq \begin{bmatrix} x_p \\ x_d \end{bmatrix}$$

$$c_c \triangleq [c_{cp}, O]$$

式 (15) をマルチレートサンプリング制御を用いて離散化すると， $t = (i + \nu_k)T_f$ におけるサンプル点間の状態の値 $x[i + \nu_k]$ は式 (7) の第 k 列により次式のように計算できる。

$$x[i + \nu_k] = \tilde{A}_k x[i] + \tilde{B}_k u[i] \quad (17)$$

$$\tilde{A}_k = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{pk} & \tilde{A}_{pdk} \\ O & \tilde{A}_{dk} \end{bmatrix}, \quad \tilde{B}_k = \begin{bmatrix} \tilde{B}_{pk} \\ O \end{bmatrix}$$

ここで，式 (15) を式 (4) により離散化した制御対象に対して，サンプル点上でのオブザーバをゴピナスの方法等で

$$\hat{v}[i+1] = \hat{A} \hat{v}[i] + \hat{b} y[i] + \hat{J} u[i] \quad (18)$$

$$\hat{x}[i] = \hat{C} \hat{v}[i] + \hat{d} y[i] \quad (19)$$

と構成し，Fig.3 に示すように次式のフィードバック制御則を施す。

$$u[i] = u_p[i] + u_d[i] = F_p \hat{x}_p[i] + F_d \hat{x}_d[i] = F \hat{x}[i] \quad (20)$$

但し， $F \triangleq [F_p, F_d]$ である。

ここで， e_v をオブザーバの状態推定誤差 $e_v = \hat{v} - v$ とすると， $\hat{x}[i] = x[i] + \hat{C} e_v[i]$ と表せるので，式 (17) から式 (20) により，閉ループ系は次式のように表現される。

$$\begin{bmatrix} x_p[i + \nu_k] \\ x_d[i + \nu_k] \\ e_v[i + 1] \end{bmatrix} = \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_{pk} + \tilde{B}_{pk} F_p & \tilde{A}_{pdk} + \tilde{B}_{pk} F_d & \tilde{B}_{pk} F \hat{C} \\ O & \tilde{A}_{dk} & O \\ O & O & \hat{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p[i] \\ x_d[i] \\ e_v[i] \end{bmatrix}$$

ここで， \tilde{B}_{pk} は行フルランクとなるので [17, 18]，すべての $k = 1, \dots, M$ において上式の (1,2) 成分が零となるように，すなわち

$$\tilde{A}_{pdk} + \tilde{B}_{pk} F_d = O \quad (22)$$

となるように， F_d を決定することができる [1, 14]。具体的には，上式をすべての $k = 1, \dots, M$ において連立すると，

$$\tilde{A}_{pd} + \tilde{B}_p F_d = O \quad (23)$$

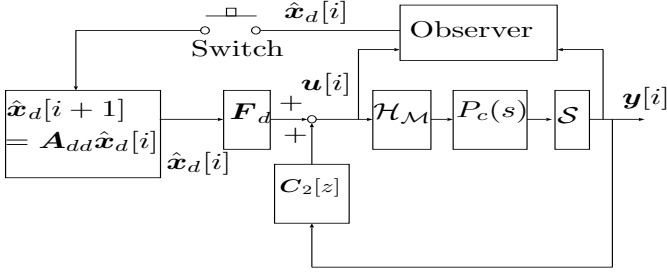


Fig. 4: Feedforward repetitive control.

$$\left[\begin{array}{c|c} \tilde{A}_{pd1} & \tilde{B}_{p1} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{A}_{pdM} & \tilde{B}_{pM} \end{array} \right] \triangleq \quad (24)$$

を得るので、 F_d は次式となる¹。

$$F_d = -\tilde{B}_p^{-1} \tilde{A}_{pd} \quad (25)$$

このとき、サンプル点間の $t = (i + \nu_k)T_f$ において $x_d[0]$ によって発生する持続的な外乱 $x_d[i]$ から、制御対象の状態 $x_p[i + \nu_k]$ への影響を零にすることが出来る。また、サンプル点上での $x_p[i], e_v[i]$ は $\tilde{A}_{pM} + \tilde{B}_{pM}F_p$ と \hat{A} の固有値（レギュレータとオブザーバの極）で決定される速度で零に収束するので、定常状態では $x_p[i + \nu_k] = 0$ となり、完全外乱抑圧が達成される。

式 (18) を式 (20) に代入することにより、出力フィードバック型の補償器が次式のように得られる。

$$\begin{bmatrix} \hat{v}[i+1] \\ u[i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A} + \hat{J}F\hat{C} & \hat{b} + \hat{J}F\hat{d} \\ F\hat{C} & F\hat{d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}[i] \\ y[i] \end{bmatrix} \quad (26)$$

本稿では $M = N/n$ と定義して、外乱 x_d から制御対象の状態 x_p への影響を、1 サンプル点間に M 回零にすることを考えた。さらに文献 [19] では、整数 M を N/n 以上に選ぶことにより、 x_p の評価点を増加させ、サンプル点間における外乱抑圧特性を全体的に最小化する手法を提案している。

2.3 繰り返し外乱抑圧制御系の設計

本節では、第 2.2 節の手法を周期的な繰り返し外乱の抑圧制御系に適用する。まず最初に、内部モデル原理に基づくフィードバック型の制御器を設計し、その制御器をオープンループ推定とフィードフォワード型の外乱抑圧制御器に変形する。

周期 $T_0 (\triangleq 2\pi/\omega_0)$ ごとに繰り返し入力される外乱は、そのフーリエ級数展開を考えることにより、次式のようにモデル化される。

$$d(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t \quad (27)$$

上式を式 (13) の外乱モデルとすると、前節の手法により、内部モデルを持つフィードバック型の繰り返し外乱抑圧制御器を設計することができる。

しかしながら、前述したように、内部モデル原理に基づくフィードバック型の繰り返し制御系では、内部モデルが閉ループ特性を乱すため、ロバスト安定性を保証するのが困難となる [16]。この問題点を改善するために、本節では、Fig.4 に示すようなオープンループ推定とフィードフォワード型の外乱抑圧に基づく、新しい制御手法を提案する。

¹ \tilde{B}_p の正則性は [17, 18] で証明されている。

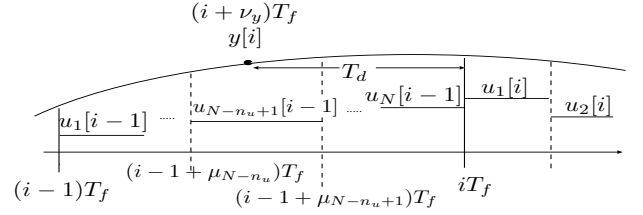


Fig. 5: Time chart of the time delay.

まず、オブザーバがオープンループ推定を行うことにより、周期外乱の各周波数成分の振幅と位相情報に相当する外乱モデルの状態変数 $x_d[i]$ の推定を行う。この推定が定常状態に収束したときに、 $t = t_0$ において、スイッチが ON 状態になり、推定値 $\hat{x}_d[t_0]$ を伝え、即座に OFF となる。この初期値 $\hat{x}_d[t_0]$ を用いて、周期外乱は次式により計算することができる。

$$\hat{x}_d[i+1] = A_{dd}\hat{x}_d[i] \quad (28)$$

但し、 $A_{dd} = e^{A_{cd}T_f}$ である。ここで、式 (25) により計算されたフィードフォワードゲイン F_d を用いれば、この外乱の影響は定常状態において、1 サンプル点間に M 回、完全に抑圧されることになる。この手法を用いれば、フィードバック補償器 $C_2[z]$ は内部モデルを持つ必要がなくなるので、フィードバック特性を乱す問題が起こらず、良好なフィードバック特性が保証できる。

2.4 むだ時間を持つ制御対象への拡張

本節では、むだ時間を持つ制御対象に対して、提案した完全外乱抑圧制御の拡張を行う。むだ時間 T_d の遅れを持つ連続時間制御対象 $P_c(s)e^{-sT_d}$ を Fig.5 に示すように、遅れを出力端に持つものと考えて次式で表す。

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t), \quad y(t) = c_c x(t - T_d) \quad (29)$$

通常、むだ時間は制御対象の入力端に仮定し、

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t - T_d), \quad y(t) = c_c x(t) \quad (30)$$

と定式化されることが多いが [20]、単入出力系の制御対象においては式 (29) と式 (30) は等価であるので、本稿では前節の理論への拡張を容易にするために、式 (30) の記法を採用した。本稿では、簡単化のため $T_d \leq T_f$ と仮定するが、この条件を満たさない制御対象に対しても、[20] と同様に考えることにより、容易に拡張できる。

式 (30) の制御対象に対して、Fig.5 のマルチレートサンプリング制御を用いて離散化した制御対象は、

$$\bar{x}[i+1] = \bar{A}\bar{x}[i] + \bar{B}u[i] \quad (31)$$

$$y[i] = \bar{c}\bar{x}[i] \quad (32)$$

$$\bar{A} \triangleq \begin{bmatrix} A & O \\ O & O \end{bmatrix}, \quad \bar{B} \triangleq \begin{bmatrix} B \\ E \end{bmatrix}, \quad \bar{x} \triangleq \begin{bmatrix} x \\ x_u \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\bar{c} \triangleq [c \mid d] = [c_c e^{A_c \nu_y T_f} \mid d_{N-n_u+1}, \dots, d_N] \quad (34)$$

$$d_j \triangleq \begin{cases} \nu_y \leq -1 + \mu_{(j-1)} : \\ \quad -c_c e^{A_c \nu_y T_f} \int_{(1-\mu_j)T_f}^{(1-\mu_{(j-1)})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ -1 + \mu_{(j-1)} \leq \nu_y < -1 + \mu_j : \\ \quad -c_c e^{A_c \nu_y T_f} \int_{(1-\mu_j)T_f}^{-\nu_y T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ -1 + \mu_j \leq \nu_y < 0 : 0 \end{cases} \quad (35)$$

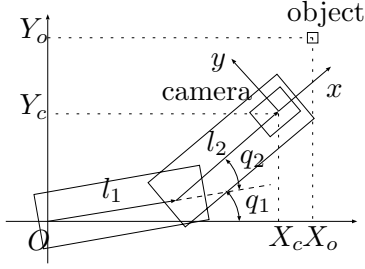


Fig. 6: Two-link DD robot with camera.

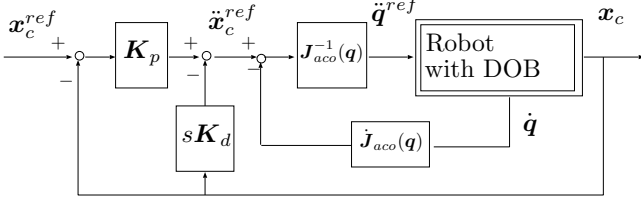


Fig. 7: Workspace controller (Inner-loop).

$$E \triangleq [O, I_{n_u}], \quad \nu_y = -\frac{T_d}{T_f} \quad (36)$$

ここに、 n_u は Fig.5 において T_d の間に入っている $u[i-1]$ の要素の数であり、 x_u はこれらの要素からなるベクトルである。

提案手法では、外乱モデルを併合した状態変数 $x = [x_p, x_d]^T$ をオブザーバで推定するが、オブザーバは過去の入力の値を使用することができるので、 $x_u = Eu[i-1]$ を測定変数として扱うことができる²。すなわち、出力方程式は次式となる。

$$\bar{y}[i] = \bar{C}\bar{x}[i] \quad (37)$$

$$\bar{y} \triangleq \begin{bmatrix} y \\ x_u \end{bmatrix}, \bar{C} \triangleq \begin{bmatrix} c & d \\ O & I_{n_u} \end{bmatrix} \quad (38)$$

式 (31)(37) より、サンプル点上でのオブザーバをゴピナスの方法等で

$$\hat{v}[i+1] = \hat{A}\hat{v}[i] + \hat{B}\hat{y}[i] + \hat{J}u[i] \quad (39)$$

$$\hat{x}[i] = \hat{C}\hat{v}[i] + \hat{D}\hat{y}[i] \quad (40)$$

と構成し、第 2.2 節で設計したフィードバックゲイン F を用いて、

$$u[i] = \bar{F}\bar{x}[i], \quad \bar{F} \triangleq [F, O] \quad (41)$$

なる制御を施せば、第 2.2 節と並行した議論により完全外乱抑圧を保證することができる。

3 ビジュアルサーボ系への適用

本節では、Fig.6 に示すように、ロボットハンドの先端に取り付けられたカメラにより撮像された画像情報に基づき、目標物体にトラッキングすることを考える。ここで、画像のサンプリング周期は通常 33 [ms] 以上とジョイントサーボ系の制御周期に比べて非常に長いので、提案手法は適用可能であるといえる。

本実験では、ビジュアルサーボ系が長いむだ時間を持っていることや、マルチレート制御が可能であるという動特性上の問題に注力し、静特性である運動学上では比較的シンプルな問題を取り扱っている。すなわち、物体の運動は 2 次元平面に限定し 2 軸

² x_u を測定変数としないと、 $n_u \geq 2$ のときに系が不可観測となる。

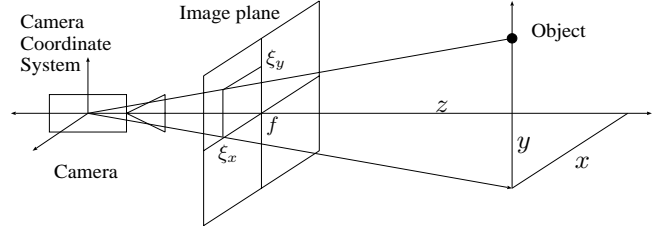


Fig. 8: Perspective model

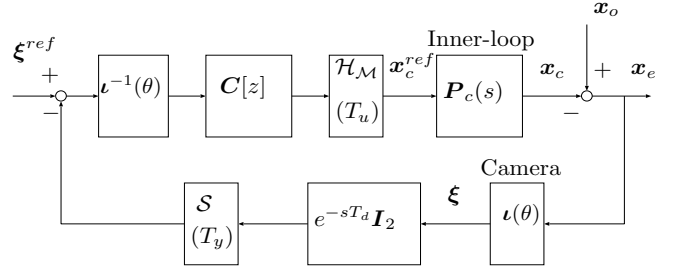


Fig. 9: Visual servo system.

ロボットを使用する。また、カメラから物体までの距離 z は一定あるいは既知としている。

実験装置は、ジョイントサーボ系、ビジュアルサーボ系及び画像処理演算を全て同一 PC (CPU: Celeron 400MHz) で行い、RT-Linux によりマルチタスク処理を実現した。使用したロボットのリンク長は $l_1 = 35.9[\text{cm}]$, $l_2 = 24.0[\text{cm}]$ であり、カメラの画像解像度は $100 \times 100[\text{pixel}]$ と設定した。

3.1 制御対象のモデル化

まず、インナーラップとなるジョイントサーボ系はカメラの位置を制御するために Fig.7 に示す作業空間上の位置制御系を構成する [21]。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、各軸は非干渉化される。従って、ヤコビ行列 J_{aco} が正則な領域では、外乱オブザーバの帯域より低い周波数領域において、作業空間の加速度指令値 x_c^{ref} から位置 $x_c = [X_c, Y_c]^T$ までの伝達特性は、理想的な 2 重積分系とみなすことができる。ここで、 x_c^{ref} をアウターラップであるビジュアルサーボ系の制御入力 u と考えると、インナーラップのサンプリング周期は画像サンプリングと比べて非常に短いので (本実験では 1[ms] とした)、アナログ系と近似でき制御対象は次式のように定式化できる。

$$x_c(s) = P_c(s)u(s), \quad P_c(s) \triangleq \frac{K_p}{s^2 + K_d s + K_p} I_2 \quad (42)$$

但し、Fig.6 の K_p, K_d は、それぞれ成分 $K_p = 100, K_d = 20$ の対角行列とした。

次にカメラの撮像モデルを導出する。Fig.7 において、カメラ座標系における物体の位置 (x, y) は、カメラ位置 x_c と物体位置 x_o の相対的な位置関係だけにより決定されることが分かる。さらに Fig.8 に示すように、この (x, y) が画像平面上の特徴点 ξ へ写像されることを考えると、次式のモデルを得る。

$$\xi = \frac{f}{z} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{f}{z} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_o - X_c \\ Y_o - Y_c \end{bmatrix} \quad (43)$$

但し、 f はカメラの焦点距離、 z は物体からカメラまでの Z 軸方向の距離であり、 $\theta \triangleq q_1 + q_2$ である。上式を改めて $\xi = \iota(\theta)(x_o - x_c) = \iota(\theta)x_e$ と書くことにする。

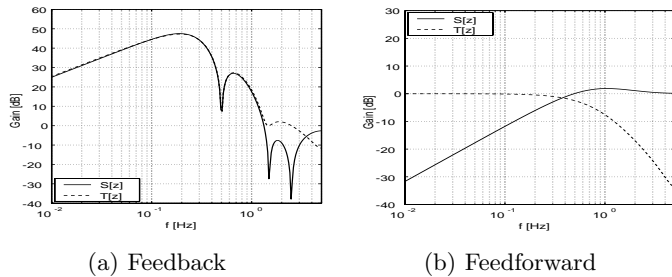


Fig. 10: Frequency responses ($S[z]$ and $T[z]$).

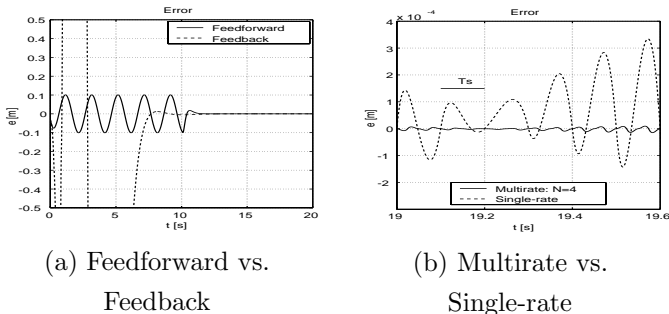


Fig. 11: Position error $X_o - X_c$ (simulation).

提案する制御系を Fig.9 に示す。本稿では、カメラを物体の真下に位置決めすることを考え、目標特微量 ξ^{ref} を零とする。物体の運動は出力端の外乱 x_o とみなすことができ、提案手法により効果的に抑圧されるので、精度よくトラッキングすることができる。但し、 x_e を式 (11) の制御対象の状態変数と取ることとする。また、式 (43) の逆変換 $t^{-1}(\theta)$ を使用することにより、Fig.9 の制御系は対角化と線形化がなされ、 x 及び y 軸に対して、独立に制御系を構成することができる。画像情報のサンプリング周期 T_y は 100 [ms] とし、ロボットの位置指令値 x_c^{ref} の制御周期 T_u は 25[ms] とした。すなわち、入力多重度 N は 4 となる。

また、 T_d は特微量検出等の画像検出に必要なむだ時間であり、本実験装置では 1 サンプルタイムであった ($T_d = T_y$)。このむだ時間は制御特性を大きく劣化させるので、第 2.4 節で提案した手法を適用した。

3.2 繰り返し外乱抑圧制御の適用結果

本節では、物体が周期的な運動をすると仮定し、提案した繰り返し外乱の抑圧制御法を適用する。物体の運動の基本周期を $T_0 = 2.0[s]$ とし、式 (27) において $k = 1, 3, 5$ 次の外乱モードをモデル化した。

Fig.3 のフィードバック (FB) 型制御系及び Fig.4 のフィードフォワード (FF) 型制御系の感度関数・補感度関数を Fig.10 に示す。図 (a) から、FB 型の繰り返し外乱抑圧制御器は、内部モデルにより、閉ループ特性が大きく乱れていることが確認できる。これに対して、2 自由度構成を取っている FF 型の繰り返し制御器では、周期的外乱抑圧制御器とは独立なフィードバック制御器 $C_2[z]$ のみによって、閉ループ特性が決定されるので、図 (b) に示すように良好な閉ループ特性を保存することができる。

Fig.11 に、物体が周期 0.5[s] の円運動をしたときの位置誤差 $X_o - X_c$ のシミュレーション結果を示す。図 (a) より、FB 型の制御器は閉ループ特性の劣化により、大きな過渡応答を生じているが、FF 型の制御器では $t_0 = 10[s]$ から外乱抑圧を開始すると、素早く収束していることが分かる。また図 (b) の定常応答において、シングルレート制御系ではサンプル点間に大きな誤差を

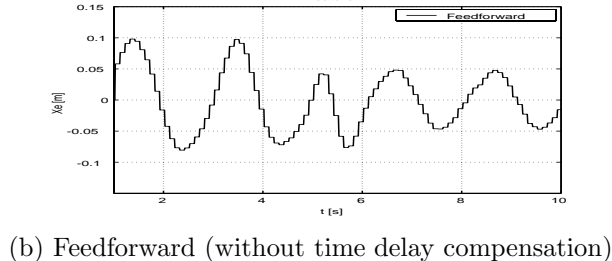
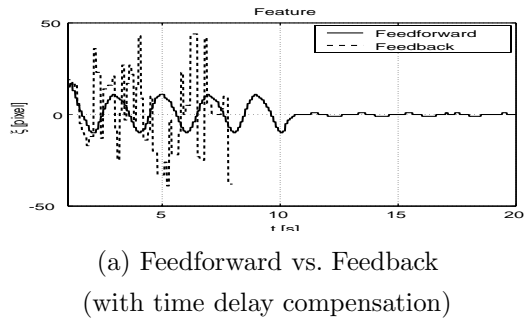


Fig. 12: Experimental results

生じているが、提案するマルチレート制御系では、サンプル点間に $M(= 2)$ 回、追従位置誤差及び速度誤差が完全に抑圧されており、サンプル点間の誤差も非常に小さいことが分かる。

Fig.12, 13 に実験結果を示す³。Fig.12(a) において、FB 型の制御器は応答が不安定になっていることが分かる。その理由は、Fig.11(a) に示されている大きな過渡応答がロボットの可動範囲を超えているためである。実際には、安全のために $t = 8[s]$ において実験を中止せざるを得なかった。これに対して FF 型の制御器では、 $t_0 = 10[s]$ 以降、速やかに追従しており、その過渡応答も良好である。Fig.12(b) は第 2.4 節のむだ時間補償の有効性を示すために、その補償を施さなかった場合の結果である。むだ時間によるモデル化誤差の影響で、 $t_0 = 5[s]$ 以降も誤差が収束していないことが確認でき、これによりむだ時間補償の有効性が明らかとなった。

さらに定常応答時において、マルチレート系とシングルレート系を比較した結果を Fig.13 に示す。図 (a) から、提案手法は外乱モデルに基づきサンプル点間で外乱を抑圧するように制御を行っているため、従来手法よりも画像平面上における追従誤差が非常に小さいことが分かる。また図 (b) に示すように提案するマルチレート制御器は、きめ細かな制御入力を生成しており、その結果、図 (c) のカメラ位置の応答が非常に滑らかになっている。

Fig.14 に、より高次の外乱 (物体の運動) を考慮に入れたときの、外乱の回数に対する誤差率の計算結果を示す。ここで、誤差率 $E_R(k)$ とは正弦波状の外乱 $X_o(t)$ に対する位置誤差の大きさを表し、サンプル点間応答も考慮に入れ次式のように定義した。

$$E_R^2(k) \triangleq \frac{\int_{t_s}^{t_s+kT_0} (X_o(t) - X_c(t))^2 dt}{\int_{t_s}^{t_s+kT_0} X_o^2(t) dt} \quad (44)$$

ここで、 t_s を十分に大きく選び定常応答のみを評価した。Fig.14 より、シングルレート制御器に比べて、ナイキスト周波数 ($k = 10$ 次に相当) に近い高次のモードにおいても、提案手法は大きな外

³ サンプル点間応答の比較を行うため Fig.13 の実験に限っては、制御に使用するサンプリング周期を $T_y = 400[ms]$ と設定し、画像特徴量を 100[ms] で検出し表示した。それ以外の実験は、サンプル点上の応答でも比較が可能であるので、シミュレーションと同様、 $T_y = 100[ms]$ とした。

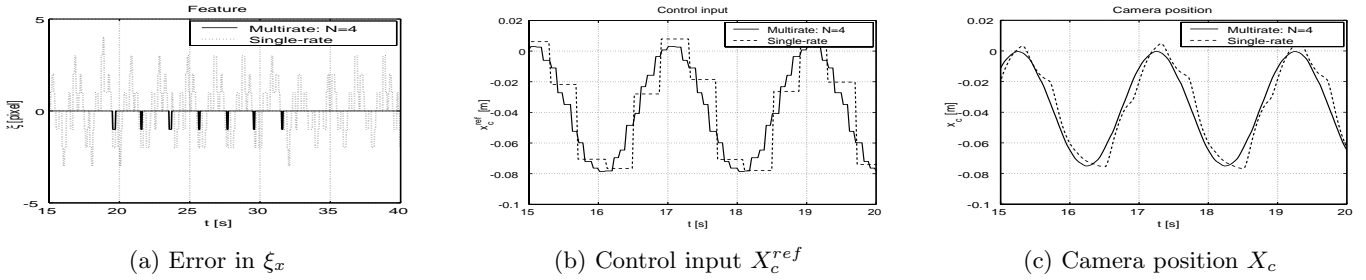


Fig. 13: Multirate vs. Single-rate (experiment, $T_y = 400$ [ms], $N = 4$).

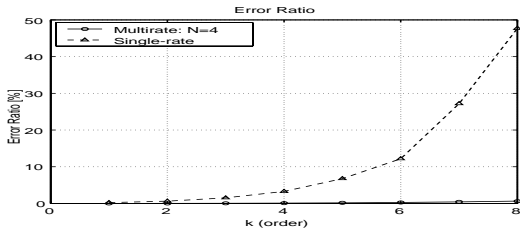


Fig. 14: Error ratio $E_R(k)$.

乱抑圧特性を持っていることが分かる。従って、高い周波数成分を持つ物体の運動に対して、より効果を発揮できることが分かる。

さらに文献 [22] では、式 (20) の制御則における制御対象の状態変数からのフィードバック項 $u_p[i]$ を、サンプル点間推定値から生成することにより、安定余裕が改善され、フィードバック系を高帯域化できることが明らかとしている。

4 結論

本稿では、 $T_u < T_y$ なるハードウェアの制限を持つデジタル制御系を仮定し、ナイキスト周波数に近い高次の繰り返し外乱をも効果的に抑圧することができる、新しいマルチレート制御手法を提案した。次に、むだ時間を持つ制御対象に対しても提案手法を適用できるよう理論の拡張を行った。さらに、提案手法をロボットのビジュアルサーボ系に適用して、シミュレーション及び実機実験によりその有効性を示した。オープンループ推定とスイッチングに基づくフィードフォワード制御により、外乱抑圧が達成されることを実験的に実証した事実は意義深いものであると言える。今後は、提案手法を磁気ディスク装置の高次 RRO 抑圧に適用する予定である。

参考文献

- [1] H. Fujimoto: “General Framework of Multirate Sampling Control and Applications to Motion Control Systems”, PhD thesis, The University of Tokyo (2000). <http://pelab.nagaokaut.ac.jp/~fujimoto/>.
- [2] 藤本, 堀: “デジタルモーションコントロールの新展開”, 電気学会産業応用部門全国大会シンポジウム, 第 1 巻, pp. 67–72 (2001).
- [3] K. Hashimoto and H. Kimura: “Visual servoing with nonlinear observer”, IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, pp. 484–489 (1995).
- [4] M. Nemani, T. C. Tsao and S. Hutchinson: “Multi-rate analysis and design of visual feedback digital servo-control system”, ASME, J. Dynam. Syst., Measur., and Contr., **116**, pp. 44–55 (1994).
- [5] J. T. Feeddma and O. R. Mitchell: “Vision guided servoing with feature-based trajectory generation”, IEEE Trans. Robotics and Automation, **5**, pp. 691–700 (1989).
- [6] H. Fujimoto and Y. Hori: “Visual servoing based on multirate sampling control”, IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, pp. 711–716 (2001).
- [7] W.-W. Chiang: “Multirate state-space digital controller for sector servo systems”, Conf. Decision Contr., pp. 1902–1907 (1990).
- [8] T. Hara and M. Tomizuka: “Performance enhancement of multi-rate controller for hard disk drives”, IEEE Trans. Magnetics, **35**, 2, pp. 898–903 (1999).
- [9] T. Semba: “A design method of a multi-rate servo controller using H_∞ ”, IEEE Trans. Magnetics, **36**, 1, pp. 2219–2221 (2000).
- [10] 石川: “磁気ディスク装置のマルチレートサンプル値制御に関する一考察”, 電気学会産業計測制御研究会, No. IIC-00-55, pp. 31–38 (2000).
- [11] 高倉: “最適時間配分マルチホルダの構成と磁気ディスク装置への適用”, 電学論 D, **122**, 5, pp. 495–501 (2002).
- [12] 藤本, 堀, 山口, 中川: “マルチレートサンプリングを用いた完全追従制御法による磁気ディスク装置のシーク制御”, 電学論 D, **120**, 10, pp. 1157–1164 (2000).
- [13] 堀, 亀井: “低精度エンコーダを用いるサーボモータの高性能制御 – 瞬時速度オブザーバと慣性モーメントの同定 –”, 電学論, **114-D**, 4, pp. 424–431 (1994).
- [14] H. Fujimoto, Y. Hori, T. Yamaguchi and S. Nakagawa: “Proposal of perfect tracking and perfect disturbance rejection control by multirate sampling and applications to hard disk drive control”, Conf. Decision Contr., pp. 5277–5282 (1999).
- [15] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata and M. Nakano: “Repetitive control system – a new-type servo system”, IEEE Trans. Automat. Contr., **33**, pp. 659–668 (1988).
- [16] C. Kempf, W. Messner, M. Tomizuka and R. Horowitz: “Comparison of four discrete-time repetitive algorithms”, IEEE Contr. Syst. Mag., **13**, 5, pp. 48–54 (1993).
- [17] 藤本, 河村: “N-delay 制御を用いた新しいデジタル再設計法”, 電学論 D, **117**, 5, pp. 645–654 (1997).
- [18] M. Araki and T. Hagiwara: “Pole assignment by multirate-data output feedback”, Int. J. Control, **44**, 6, pp. 1661–1673 (1986).
- [19] H. Fujimoto and Y. Hori: “Vibration suppression and optimal repetitive disturbance rejection control in semi-Nyquist frequency region using multirate sampling control”, Conf. Decision Contr., pp. 691–700 (2000).
- [20] G. F. Franklin and J. D. Powell: “Digital Control of Dynamic Systems”, Addison-Wesley Publishing Company (1980).
- [21] 村上, 大西: “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, **113-D**, 5, pp. 639–646 (1993).
- [22] 藤本, 堀: “マルチレートサンプリング制御に基づくビジュアルサーボ – サンプル点間オブザーバによる安定性改善と周期的外乱抑圧制御 –”, ロボティクスシンポジウム, pp. 143–148 (2002).