マルチレートサンプリング制御を用いた繰り返し外乱抑圧制御法の提案とビジュアルサーボへの応用

藤本 博志 * 堀 洋一 (東京大学)

Proposal of Repetitive Disturbance Rejection Control using Multirate Sampling Control and Application to Visual Servo System

Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori (University of Tokyo)

Abstract- In this paper, novel multirate feedback controllers are proposed for digital control systems, where it is restricted that the speed of the A/D converters are slower than that of the D/A converters. The proposed controllers can reject the repetitive disturbance even in the semi-Nyquist frequency region. Moreover, the perfect disturbance rejection is assured at M inter-sample points in the steady state. The proposed methods are applied to the visual servo system, and the advantages of these approaches are demonstrated by simulations.

Key words: マルチレートサンプリング制御, 外乱抑圧制御, 繰り返し制御, ビジュアルサーボ系

1 はじめに

モーションコントロールにおけるディジタル制御系では、出力 $y(t)$ のサンプラと制御入力 $u(t)$ のホールダが存在し、それぞれの周期を T_y, T_u とすると、2 つの時間周期が混在することになる。本稿では、ハードウエアの制限により出力のサンプリング周期 T_y が相対的に長くなる系を仮定して、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 [1, 2]、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 [3] 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 [3] 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 [4] 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ことを示す。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。

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 [5]。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。

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、$T_u < T_y$ なるハードウエ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 $T_y > T_u$ の関係を持つ制御対象に対しては，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.1 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。

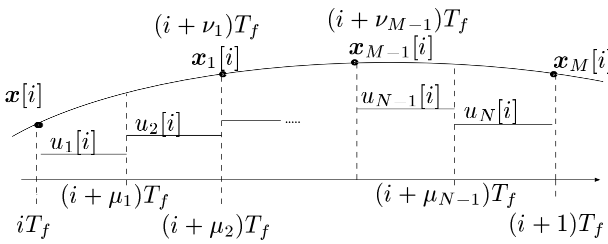


Fig. 1: Multirate Sampling control.

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 [6] と同様な定式化を行なえば，以下の手法と並行した議論により容易に拡張できる。

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

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A_c x}(t) + \boldsymbol{b_c} u(t)\ ,\quad y(t) = \boldsymbol{c_c x}(t) \tag{1}$$

に対して，Fig.1 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 回切換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，$\boldsymbol{x}[i] = \boldsymbol{x}(iT_f)$ と書くと，

$$\boldsymbol{x}[i+1] = \boldsymbol{Ax}[i] + \boldsymbol{Bu}[i]\ ,\quad y[i] = \boldsymbol{Cx}[i] \tag{2}$$

$$\left[\begin{array}{c|c} \boldsymbol{A} & \boldsymbol{B} \\ \hline \boldsymbol{C} & \boldsymbol{O} \end{array}\right] \triangleq \left[\begin{array}{c|ccc} e^{\boldsymbol{A_c}T_f} & \boldsymbol{b}_1 & \cdots & \boldsymbol{b}_N \\ \hline \boldsymbol{c}_c & 0 & \cdots & 0 \end{array}\right] \tag{3}$$

$$\boldsymbol{b}_j \triangleq \int_{(1-\mu_j)T_f}^{(1-\mu_{(j-1)})T_f} e^{\boldsymbol{A_c}\tau}\boldsymbol{b_c} d\tau\ ,\ \boldsymbol{u} \triangleq [u_1, \cdots, u_N]^T \tag{4}$$

$$0 = \mu_0 < \mu_1 < \mu_2 < \ldots < \mu_N = 1 \tag{5}$$

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 $\tilde{\boldsymbol{x}}$ の挙動は次式となる。

$$\tilde{\boldsymbol{x}}[i] = \tilde{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{x}[i] + \tilde{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{u}[i] \tag{6}$$

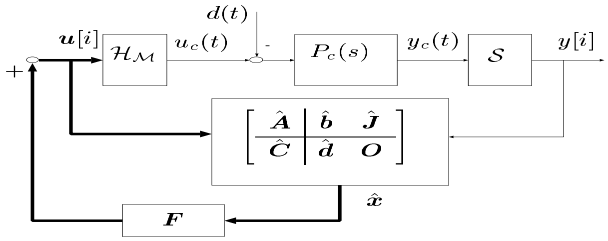


Fig. 2: Multirate control with disturbance observer.

$$\left[\begin{array}{c|c}\tilde{\boldsymbol{A}} & \tilde{\boldsymbol{B}}\end{array}\right] \triangleq \left[\begin{array}{c|ccc}\tilde{\boldsymbol{A}}_1 & \tilde{\boldsymbol{b}}_{11} & \cdots & \tilde{\boldsymbol{b}}_{1N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \tilde{\boldsymbol{A}}_M & \tilde{\boldsymbol{b}}_{M1} & \cdots & \tilde{\boldsymbol{b}}_{MN}\end{array}\right] \tag{7}$$

$$\tilde{\boldsymbol{A}}_k \triangleq e^{\boldsymbol{A_c}\nu_k T_f},\ \tilde{\boldsymbol{x}} \triangleq [\boldsymbol{x}_1^T, \cdots, \boldsymbol{x}_M^T]^T \tag{8}$$

$$\boldsymbol{x}_k[i] = \boldsymbol{x}[i+\nu_k] = \boldsymbol{x}((i+\nu_k)T_f) \tag{9}$$

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

$$0 < \nu_1 < \nu_2 < \ldots < \nu_M = 1 \tag{10}$$

ここに，$\mu_j(j=1,\cdots,N), \nu_k(k=1,\cdots,M)$ は Fig.1 で定義される，マルチレートのパラメータであり，T_f を等分割する場合には，$\mu_j = j/N, \nu_k = k/M$ である。

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。

$$\dot{\boldsymbol{x}}_p(t) = \boldsymbol{A}_{cp}\boldsymbol{x}_p(t) + \boldsymbol{b}_{cp}(u(t) - d(t)) \tag{11}$$

$$y(t) = \boldsymbol{c}_{cp}\boldsymbol{x}_p(t) \tag{12}$$

外乱入力 $d(t)$ のモデルが次式で表せるとする。

$$\dot{\boldsymbol{x}}_d(t) = \boldsymbol{A}_{cd}\boldsymbol{x}_d(t)\ ,\ d(t) = \boldsymbol{c}_{cd}\boldsymbol{x}_d(t) \tag{13}$$

例えば、抑圧したい外乱がステップ状であるなら $\boldsymbol{A}_{cd} = 0, \boldsymbol{c}_{cd} = 1$ とモデル化される。式 (11), 式 (13) を合わせた連続時間併合系は次式のようになる。

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}_c\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{b}_c u(t) \tag{14}$$

$$y(t) = \boldsymbol{c}_c\boldsymbol{x}(t) \tag{15}$$

$$\boldsymbol{A}_c \triangleq \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_{cp} & -\boldsymbol{b}_{cp}\boldsymbol{c}_{cd} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{A}_{cd}\end{bmatrix}, \boldsymbol{b}_c \triangleq \begin{bmatrix}\boldsymbol{b_{cp}} \\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}, \boldsymbol{x} \triangleq \begin{bmatrix}\boldsymbol{x}_p \\ \boldsymbol{x}_d\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{c}_c \triangleq [\boldsymbol{c}_{cp}, \boldsymbol{0}]$$

式 (14) 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 $\boldsymbol{x}[i+\nu_k]$ は式 (6) の第 k 列により次式のように計算できる。

$$\boldsymbol{x}[i+\nu_k] = \tilde{\boldsymbol{A}}_k\boldsymbol{x}[i] + \tilde{\boldsymbol{B}}_k\boldsymbol{u}[i] \tag{16}$$

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

ここで、式 (14) を式 (2) 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

$$\hat{\boldsymbol{v}}[i+1] = \hat{\boldsymbol{A}}\hat{\boldsymbol{v}}[i] + \hat{\boldsymbol{b}}y[i] + \hat{\boldsymbol{J}}\boldsymbol{u}[i] \tag{17}$$

$$\hat{\boldsymbol{x}}[i] = \hat{\boldsymbol{C}}\hat{\boldsymbol{v}}[i] + \hat{\boldsymbol{d}}y[i] \tag{18}$$

と構成し、Fig.2 に示すように次式のフィードバック制御則を施す。

$$\boldsymbol{u}[i] = \boldsymbol{F}_p\hat{\boldsymbol{x}}_p[i] + \boldsymbol{F}_d\hat{\boldsymbol{x}}_d[i] = \boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{x}}[i] \tag{19}$$

但し、$\boldsymbol{F} \triangleq [\boldsymbol{F}_p, \boldsymbol{F}_d]$ である。

ここで、$\boldsymbol{e}_v$ をオブザーバの状態推定誤差 $\boldsymbol{e}_v = \hat{\boldsymbol{v}} - \boldsymbol{v}$ とすると、$\hat{\boldsymbol{x}}[i] = \boldsymbol{x}[i] + \hat{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{e}_v[i]$ と表せるので [7]、式 (16) から 式 (19) により、閉ループ系は次式のように表現される。

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}_p[i+\nu_k] \\ \boldsymbol{x}_d[i+\nu_k] \\ \boldsymbol{e}_v[i+1]\end{bmatrix} = \tag{20}$$

$$\begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{A}}_{pk} + \tilde{\boldsymbol{B}}_{pk}\boldsymbol{F}_p & \tilde{\boldsymbol{A}}_{pdk} + \tilde{\boldsymbol{B}}_{pk}\boldsymbol{F}_d & \tilde{\boldsymbol{B}}_{pk}\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{C}} \\ \boldsymbol{O} & \tilde{\boldsymbol{A}}_{dk} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{O} & \hat{\boldsymbol{A}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}_p[i] \\ \boldsymbol{x}_d[i] \\ \boldsymbol{e}_v[i]\end{bmatrix}$$

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

$$\tilde{\boldsymbol{A}}_{pdk} + \tilde{\boldsymbol{B}}_{pk}\boldsymbol{F}_d = \boldsymbol{O} \tag{21}$$

となるように、$\boldsymbol{F}_d$ を決定することができる。具体的には、上式をすべての $k = 1,\cdots,M$ において連立すると、

$$\tilde{\boldsymbol{A}}_{pd} + \tilde{\boldsymbol{B}}_p\boldsymbol{F}_d = \boldsymbol{O} \tag{22}$$

$$\left[\begin{array}{c|c}\tilde{\boldsymbol{A}}_{pd} & \tilde{\boldsymbol{B}}_p\end{array}\right] \triangleq \left[\begin{array}{c|c}\tilde{\boldsymbol{A}}_{pd1} & \tilde{\boldsymbol{B}}_{p1} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{\boldsymbol{A}}_{pdM} & \tilde{\boldsymbol{B}}_{pM}\end{array}\right] \tag{23}$$

を得るので、$\boldsymbol{F}_d$ は次式となる[1]。

$$\boldsymbol{F}_d = -\tilde{\boldsymbol{B}}_p^{-1}\tilde{\boldsymbol{A}}_{pd} \tag{24}$$

このとき、サンプル点間の $t = (i+\nu_k)T_f$ において $\boldsymbol{x}_d[0]$ によって発生する持続的な外乱 $\boldsymbol{x}_d[i]$ から、制御対象の状態 $\boldsymbol{x}_p[i+\nu_k]$ 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 $\boldsymbol{x}_p[i], \boldsymbol{e}_v[i]$ は $\tilde{\boldsymbol{A}}_{pM} + \tilde{\boldsymbol{B}}_{pM}\boldsymbol{F}_p$ と $\hat{\boldsymbol{A}}$ 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 $\boldsymbol{x}_p[i+\nu_k] = 0$ となり、完全外乱抑圧が達成される。

式 (17) を 式 (19) 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。

$$\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{v}}[i+1] \\ \boldsymbol{u}[i]\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{A}} + \hat{\boldsymbol{J}}\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{C}} & \hat{\boldsymbol{b}} + \hat{\boldsymbol{J}}\boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{d}} \\ \boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{C}} & \boldsymbol{F}\hat{\boldsymbol{d}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{v}}[i] \\ y[i]\end{bmatrix} \tag{25}$$

2.3 繰り返し外乱抑圧制御系の設計

本節では、前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 [9]。

$$d(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k\cos k\omega_0 t + b_k\sin k\omega_0 t \tag{26}$$

[1] $\tilde{\boldsymbol{B}}_p$ の正則性は [6, 8] で証明されている。

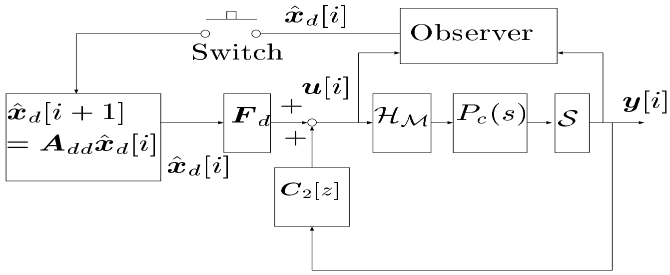


Fig. 3: Feedforwad repetitive control.

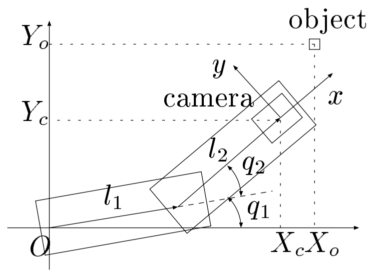


Fig. 4: Two Link DD Robot with Camera.

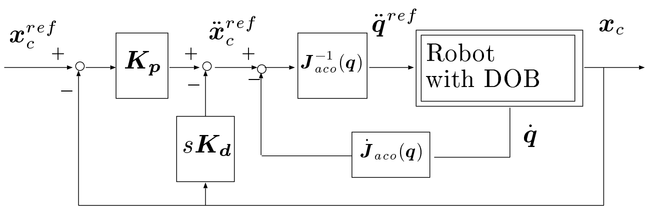


Fig. 5: Workspace Controller (Inner-loop).

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 [5]。この問題点を改善するために、本節では、Fig.3 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。

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 $\boldsymbol{x}_d[i]$ 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 $\hat{\boldsymbol{x}}_d[t_0]$ を伝え、即座に OFF となる。この初期値 $\hat{\boldsymbol{x}}_d[t_0]$ を用いて、周期外乱は次式により計算することができる。

$$\hat{\boldsymbol{x}}_d[i+1] = \boldsymbol{A}_{dd}\hat{\boldsymbol{x}}_d[i] \tag{27}$$

但し、$\boldsymbol{A}_{dd} = e^{\boldsymbol{A}_{cd}T_f}$ である。ここで、式 (24) により計算されたフィードフォワードゲイン $\boldsymbol{F}_d$ 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 $\boldsymbol{C}_2[z]$ 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。

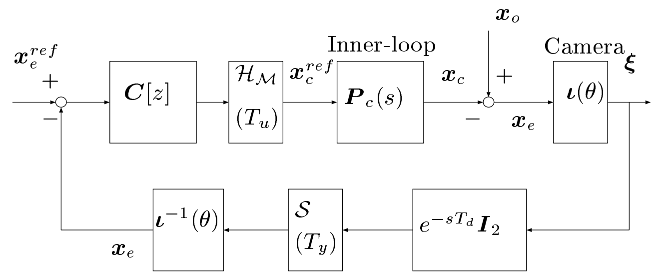


Fig. 6: Visual Servo System.

3　ビジュアルサーボ系への適用

本節では、Fig.4 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、周期的な運動をする物体を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。

3.1　制御対象のモデル化

まず、インナールー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.5 に示す作業空間上の位置制御系を構成する [10]。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 $\boldsymbol{J}_{aco}$ 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 $\ddot{\boldsymbol{x}}_c^{ref}$ から位置 $\boldsymbol{x}_c(=[X_c, Y_c]^T)$ 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、$\boldsymbol{x}_c^{ref}$ をアウターループであるビジュアルサーボ系の制御入力 $\boldsymbol{u}$ と考えると、インナーループのサンプリング周期は 1[ms] 以下と非常に短いので、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。

$$\boldsymbol{x}_c(s) = \boldsymbol{P}_c(s)\boldsymbol{u}(s), \quad \boldsymbol{P}_c(s) \triangleq \frac{K_p}{s^2 + K_d s + K_p}\boldsymbol{I}_2 \tag{28}$$

但し、Fig.4 の $\boldsymbol{K_p}, \boldsymbol{K}_d$ は、それぞれ成分 $K_p = 900, K_d = 60$ の対角行列とした。

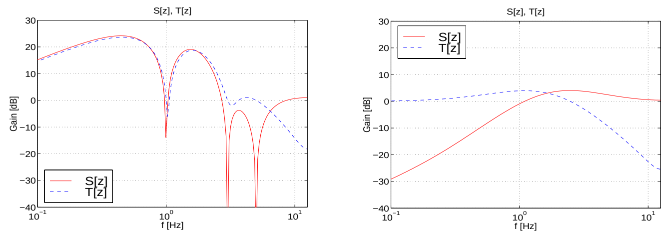
次にカメラの撮像モデルを導出する。Fig.5 において、カメラ座標系における物体の位置 (x, y) は、カメラ位置 $\boldsymbol{x}_c$ と物体位置 $\boldsymbol{x}_o$ の相対的な位置関係だけにより決定されることが分かる。さらに、この (x, y) が画像平面上の特徴点 $\boldsymbol{\xi}$ へ写像されることを考えると、次式のモデルを得る [1]。

$$\boldsymbol{\xi} = \frac{f}{z}\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{f}{z}\begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_o - X_c \\ Y_o - Y_c \end{bmatrix} \tag{29}$$

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 $\boldsymbol{\xi} = \iota(\theta)(\boldsymbol{x}_o - \boldsymbol{x}_c) = \iota(\theta)\boldsymbol{x}_e$ と書くことにする。

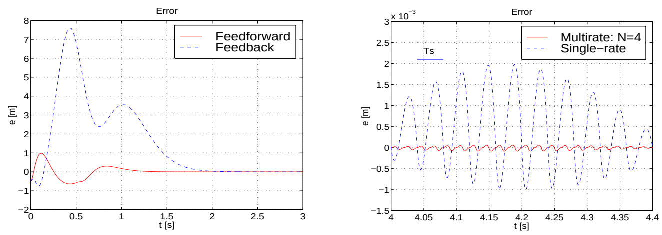
提案する制御系を Fig.6 に示す。本稿では、カメラを物体の真下に位置決めすることを考え、目標相対位置 $\boldsymbol{x}_e^{ref}$ を零とする。物体の運動は出力端の外乱 $\boldsymbol{x}_o$ とみなすことができ、その運動が周期的であれば、提案手法により効果的に抑圧されるので、精度よくトラッキングすることができる。また、式 (29) の逆変換 $\iota^{-1}(\theta)$ を使用することにより、Fig.6 の制御系は対角化と線形化がなされ、x 及び y 軸に対して、独立に制御系を構成することができる。画像情報のサンプリング周期 T_y は 40 [ms] とし、ロボットの位置指令値 $\boldsymbol{x}_c^{ref}$ の制御周期 T_u は 10[ms] とした。すなわち、入力多重度 N は 4 となる。

また、T_d は特徴量検出等の画像検出に必要なむだ時間であり、制御特性を大きく劣化させるので、これを補償する様々な手法が提案されている [2, 11, 12]。提案する完全外乱抑圧制御法は、



(a) Feedback　　(b) Feedforward

Fig. 7: Frequency responses $S[z], T[z]$.



(a) FF & FB　　(b) MR & SR

Fig. 8: Position Error $X_o - X_c$.

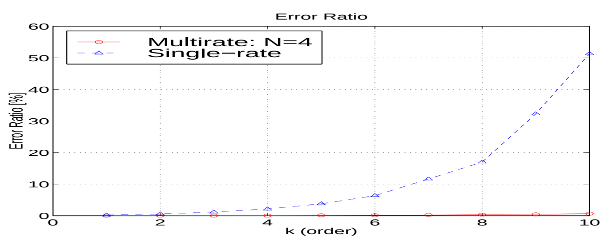


Fig. 9: Error ratio $E_R(k)$.

むだ時間を持つ系に対しても適用が可能であるので [13]、本稿では簡単化のため $T_d = 0$ としてシミュレーションを行なう。

3.2　シミュレーション結果

まず最初に、簡単化のため式 (26) の $k = 1, 3, 5$ 次のみのモードの外乱をモデル化するにする[2]。また、物体の運動の周期は $T_0 = 1$[s] とした。Fig.2 のフィードバック (FB) 型制御系及び Fig.3 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.7 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、FF 型の制御器では、繰り返し外乱抑圧制御器とは独立な $\boldsymbol{C}_2[z]$ のみによって、フィードバック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.8 に、物体が周期 1[s] の円運動をしたときの位置誤差 $X_o - X_c$ の時間応答を示す。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 $t_0 = 0.5$[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.9 に、より高次の外乱 (物体の運動) を考慮に入れたときの、外乱の次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。

$$E_R^2(k) \triangleq \frac{\int_{t_0}^{t_0+kT_0} (X_o(t) - X_c(t))^2 dt}{\int_{t_0}^{t_0+kT_0} X_o^2(t) dt} \tag{30}$$

ここで、定常状態だけを評価するために、$t_0 = 2$[s] と選んだ。Fig.9 より、シングルレート制御器に比べて、ナイキスト周波数に近い高次のモードにおいても、提案手法は大きな外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。

4　結論

本稿では、$T_u < T_y$ なるハードウエアの制限を持つディ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器を提案した。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、シミュレーションによりその有効性を示した。今後の課題は、実機実験により提案手法を評価することである。

最後に、本研究の一部は文部省科学研究費補助金によって行なわれたことを付記する。

参考文献

[1] H. K. K. Hashimoto: “Visual servoing with nonlinear observer”, IEEE Int. Conf. Robotics and Automation, pp. 484–489 (1995).

[2] 中所, 駒田, 堀：“推定画像特徴量を用いた 3 次元再構成を行なわないロボットマニピュレータのステレオビジュアルサーボ”, 電気学会産業応用部門全国大会, 第 1 巻, pp. 451–454 (1999).

[3] 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).

[4] 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).

[5] C. Smith, K. Takeuchi and M. Tomizuka: “Cost effective repetitive controllers for data storage devices”, 14th IFAC World Congress, Vol. B, pp. 407–412 (1999).

[6] 藤本, 河村：“N-delay 制御を用いた新しいディジタル再設計法”, 電学論 D, **117**, 5, pp. 645–654 (1997).

[7] 美多, 原, 近藤：“基礎ディジタル制御”, コロナ社 (1988).

[8] M. Araki and T. Hagiwara: “Pole assignment by multirate-data output feedback”, Int. J. Control, **44**, 6, pp. 1661–1673 (1986).

[9] S. Hattori, M. Ishida and T. Hori: “Suppression control method torque vibration of brushless dc motor utilizing repetitive control with fourier transform”, IEEE Int. Workshop Advanced Motion Control, pp. 427–432 (2000).

[10] 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**, 5, pp. 639–646 (1993).

[11] 岩崎, 村上, 大西：“時間遅れ補償を考慮に入れたビジュアルサーボ系の一構成法”, 電気学会産業計測制御研究会, pp. 91–95 (1997).

[12] 岡崎, 藤本, 堀：“むだ時間を持つ視覚フィードバック系における高速でロバストな制御器の一提案”, 電気学会産業計測制御研究会, pp. 103–108 (2000).

[13] 藤本, 堀：“マルチレートサンプリング制御を用いたサンプル点間における完全追従及び完全外乱抑圧制御法の提案 ～ むだ時間を持つ系への拡張と HDD 制御への応用 ～”, 東京大学工学部総合試験所年報, **58**, pp. 239–246 (1999).

[2]実際には、抑圧したいモードを選択することになる。