

繰返し制御系における外乱の抑制

外乱の曲率円弧モデルによるアプローチ

余 錦華*・中野道雄**・王麗莉***

Suppression of Disturbances in Repetitive Control Systems
An approach based on curvature model of disturbances

Jin-Hua SHE*, Michio NAKANO** and Li-Li WANG***

This paper proposes a new approach to disturbance estimation based on a curvature model to improve the rejection performance of disturbances in a repetitive control system. The main feature is that the stability of the repetitive control system is guaranteed when the estimated disturbance is incorporated directly into the designed repetitive control law. Simulation results show that disturbances are rejected efficiently when this approach is used.

Key Words: repetitive control, circle of curvature, disturbance estimation, disturbance rejection.

1. はじめに

繰返し制御は、繰返しコントローラと同様な周期を持つ周期的目標信号への追従または周期的外乱の除去に対して、非常に有効であることがよく知られている³⁾。しかし、非周期外乱、あるいは周期が繰返しコントローラの繰返し周期と違う周期外乱に対しては、望ましい外乱抑制特性を達成することは困難である⁷⁾。外乱を抑制するために、従来線形時不変な外乱モデルを構築しその推定結果を用い外乱を除去する手法が提案されている^{2),4),5)}。しかし、任意の外乱を精度よく推定しようとすると、外乱モデルの次数は非常に高くなったり、または外乱推定結果を直接既存の制御則と融合するとき、系の安定性が保証されなかったりするなどの問題点がある。

本論文では、繰返し制御系の外乱除去性能を向上させるために、外乱の曲率円弧近似モデルによる外乱推定手法を繰返し制御に取り入れる設計法を提案する。具体的に、非周期外乱あるいは繰返しコントローラの繰返し周期と違う周期的外乱の影響を低く抑えるため、外乱の曲率円弧近似モデルという低次元の非線形モデルを新たに提案し、それを設計され

てある繰返し制御則と融合することにより、外乱抑制特性を向上させる。本論文で提案する手法は、外乱の推定結果を直接既存の繰返し制御則に取り込んでも系の安定性が保証されるという特徴を持っている。

本論文では、 $\|A\|$ はマトリクスあるいはベクトル A のユークリッドノルムであり、 $O_a^b(\tau^k)$ を τ^k と同次の無限小を表す。また、ベクトル時系列 $x(k), k = 0, 1, \dots$ に対して、 $\|x\|_\infty = \sup_k \|x(k)\|$ と定義し、システム G に対して、 $\|G\|_1 = \sup_{\|w\|_\infty=1} \|Gw\|_\infty$ と定義する。

2. 繰返しコントローラの外乱抑制特性

従来から提案されている繰返し制御系の構成は Fig. 1 に示す。Fig. 1 において、 $P(z)$ と $K(z)$ は制御対象と繰返しコントローラであり、それらの状態空間表現はそれぞれ

$$\begin{cases} x_P(k+1) = A_P x_P(k) + B_P [u(k) + d(k)] \\ y(k) = C_P x_P(k) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} x_K(k+1) = A_K x_K(k) + A_{KP} x_P(k) + B_K e(k) \\ u(k) = C_K x_K(k) + C_{KP} x_P(k) + D_K e(k) \end{cases} \quad (2)$$

により与えられるとする。ただし、ここで $x_K(k) \in \mathbf{R}^{n_K}$, $x_P(k) \in \mathbf{R}^{n_P}$, $y(k) \in \mathbf{R}$, $u(k) \in \mathbf{R}$ と $d(k) \in \mathbf{R}$ はそれぞれ繰返しコントローラの状態、制御対象の状態、出力、制御入力と外乱である。制御対象に関して、以下のことを仮定しておく。

[仮定 1] (A, B) は可制御である。

[仮定 2] 制御対象の状態 $x_P(k)$ は入手可能である。

また、系に作用する外乱に関して、以下の仮定をおいておく。

* 東京工科大学工学部 八王子市片倉町 1404-1

** 拓殖大学工学部 八王子市館町 815-1

*** 日立製作所通信システム事業本部 横浜市戸塚区戸塚町 2-1-6

* School of Engineering, Tokyo University of Technology, Hachioji

** Faculty of Engineering, Takusyoku University, Hachioji

*** Telecommunications System Group, Hitachi, Ltd., Yokohama

(Received xxx,)

(Revised xxx,)

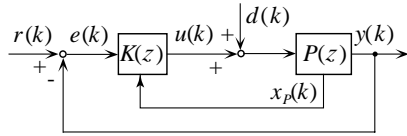


Fig. 1 Repetitive control system.

[仮定 3] 外乱は有界であり，十分に滑らかである．

繰返しコントローラ $K(z)$ は，繰返し制御系が内部安定となるように設計されてあるとする^{3), 8)}．

繰返しコントローラ $K(z)$ に，周期信号を発生する内部モデル $\frac{1}{1-z^{-L}}$ が含まれており，この要素により周期目標入力信号の追従，または同じ周期を持つ周期的外乱の完全抑制が達成できる．しかし，繰返しコントローラの周期と違う周期外乱あるいは非周期外乱に対して，その抑制特性は著しく劣化する．たとえば，サンプリング周期 $\tau = 0.1$ s，繰返しコントローラの段数 $L = 21$ として， $\frac{1}{1-z^{-L}}$ のボード線図のゲイン特性をプロットすると，Fig. 2 となる．Fig. 2 から分かるように，信号の基本角周波数 2.9920 rad/s およびその整数倍の角周波数において，そのゲインが無窮大となるため，このような角周波数成分を持つ周期信号に対して，目標入力の定常偏差なく追従，または外乱の完全除去は実現することができる．しかし，信号の角周波数はそれらの角周波数からずれると，ゲインが著しく減少する．一例として，信号周期は 1% 変動した場合 (2.1 s から 2.121 s へ変化)，その基本角周波数 $\omega_{001} = 2.9624$ rad/s において，ゲインは 24.1332 dB まで減少し，信号周期は 10% 変動したならば (2.1 s から 2.31 s へ変化)，その基本角周波数 $\omega_{010} = 2.7200$ rad/s において，ゲインは 4.9830 dB まで減少してしまう．明らかに，信号周期は繰返しコントローラの周期とは一致しなければ，期待される目標信号の追従と外乱の完全抑制は達成されなくなる．

3. 曲率円弧モデルによる外乱推定

前章で明らかになったように，系に作用する外乱，特に周期性を持たない任意の外乱に対して，従来の繰返し制御系ではそれを完全に除去するのは難しい．本論文では，外乱の影響を低く抑えるために，外乱の曲率円弧モデルを提案し，それを用いて，外乱を推定して打ち消すことにより，その影響の低減を図ろうとする．

外乱の推定において，外乱の線形モデルを構築して推定する手法が提案されている^{2), 4), 5)}．文献 2) の手法では，外乱推定の高精度を得るには外乱の線形モデルの次数は非常に高くなるという問題点がある．それに対して，本手法では，外乱モデルの次数が低いにもかかわらず，推定精度が高いという特徴を持っている．また，文献 4) と 5) で提案された外乱オブザーバという手法を用いる場合，Fig. 1 の系において，外乱は

$$\hat{d}(k) = \frac{1}{P(z)}y(k) - u(k) \quad (3)$$

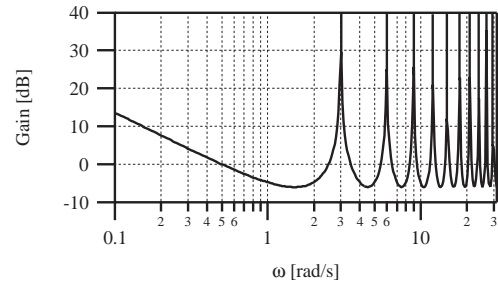


Fig. 2 Bode plot of the internal model of repetitive control.

と表せるが， $\frac{1}{P(z)}$ がプロパーでないため，外乱は式 (3) から直接求められない．ここで， $\frac{F(z)}{P(z)}$ がプロパーとなるように，ローパスフィルター $F(z)$ を用いて，

$$\hat{d}(k) = \frac{F(z)}{P(z)}y(k) - u(k) \quad (4)$$

のように外乱を推定することが考えられる．しかし，一般的に連続な制御対象が不安定なゼロ極を持つ場合，式 (4) を制御則に取り入れることによって，系に不安定なゼロ極消去が生じるため，式 (4) はそのまま実現できない．また，連続な制御対象に不安定なゼロ極を持っていない場合，その伝達関数の分子分母の相対次数差が 2 以上の場合，それを離散化して得られる制御対象のバルス伝達関数に不安定な極限ゼロ点が生じるため， $\frac{F(z)}{P(z)}$ は不安定となる．したがって，離散時間で外乱オブザーバを用いて外乱推定を行うには工夫が必要である．それに，外乱推定結果 (4) をそのまま設計された繰返し制御則に取り入れるだけでは系の安定性が保証されないため，ローパスフィルター $F(z)$ の設計において，系全体の安定性を考慮した上で行わなければならない．一般的に，離散時間繰返し制御系の次数が非常に高いため，系を安定化するローパスフィルター $F(z)$ の構造も複雑になりがちである．それに対して，本手法では，外乱推定値をそのまま既存の繰返し制御則と直接融合しても系の安定性が保証されるという特徴を持っている．

なお，従来から外乱の最大値などの先験的知識を持つ場合，外乱を抑制する手法⁹⁾ もたくさん提案されてきたが，本手法では，外乱に関するそのような先験的知識を必要としないところは従来の手法と大きく違う．

本論文で提案する繰返し制御系の構成は Fig. 3 に示す．Fig. 1 の従来の繰返し制御系に外乱推定器 C_d を融合した構造となっており，文献 1) の二自由度サーボ系と似たような構造となっている．したがって，この系には，外乱の影響が主にコントローラ C_d によって抑制され，目標入力信号の追従が主にコントローラ $K(z)$ によって達成されるとおおむね考えてよい．

3.1 外乱の曲率円弧モデル

外乱は実際に計れないため，計測したデータから推定しなければならない．本論文では，外乱の曲率円弧近似モデルという低次元非線形な外乱推定モデルを提案する．

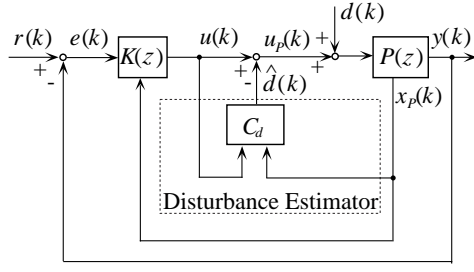


Fig. 3 Configuration of proposed repetitive control system.

曲率圆弧近似とは、Fig. 4において、時点 $(k-1)\tau$ の近くの曲線を時点 $(k-1)\tau$ における曲率円の圆弧で近似することである。この外乱の曲率圆弧近似モデルは時点 $(k-1)\tau$ における曲率円の圆弧を用いて時点 $k\tau$ における外乱を推定するものであり、以下の特徴を持っている：

- 1) 時点 $(k-1)\tau$ では元の外乱波形と同じ接線を持つ。
- 2) 時点 $(k-1)\tau$ では元の外乱波形と同じ凹凸を有する。
- 3) 圆弧の曲率は元の外乱波形の $(k-1)\tau$ 時点における曲率と同じである。

これらの特徴より、推定値が外乱の特徴を反映し、それを用いることにより外乱が打ち消せることがわかる。以下では外乱の推定について具体的に検討する。

仮定 (1) より正則なマトリクス T が存在し、状態変換 $x_P(k) = T\bar{x}_P(k)$ により、式 (1) が次のような可制御標準系に変換される。

$$\begin{cases} \bar{x}_P(k+1) = \bar{A}_P \bar{x}_P(k) + \bar{B}_P [u(k) + d(k)] \\ y(k) = \bar{C}_P \bar{x}_P(k) \end{cases} \quad (5)$$

ただし、ここで、

$$\begin{aligned} \bar{A}_P &= T^{-1} A_P T \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \\ \hline -\alpha_1 & -\alpha_2 & \cdots & -\alpha_{n_P} \end{bmatrix}, \\ \bar{B}_P &= T^{-1} B_P = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}^T, \\ \bar{C}_P &= C_P T = \begin{bmatrix} c_1 & \cdots & c_{n_P-1} & c_{n_P} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

である。式 (5), (2) より

$$x(k) = Ax(k) + B[u(k) + d(k)] + B_r r(k) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} x(k) &:= [x_K^T(k) \quad \bar{x}_P^T(k)]^T \\ A &= \begin{bmatrix} A_K & A_{KP}T - B_K \bar{C}_P \\ 0 & \bar{A}_P \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} 0 & \bar{B}_P^T \end{bmatrix}^T, \quad B_r = \begin{bmatrix} B_K^T & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

が得られる。

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \bar{B}_P^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

を式 (6) の両側にかけて、

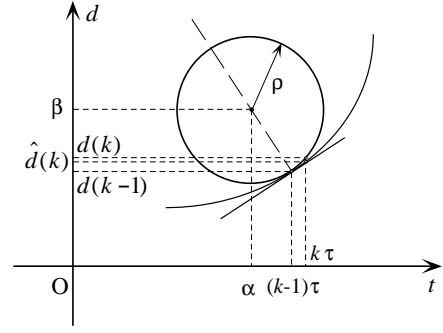


Fig. 4 Curvature circle model for disturbance estimation.

$$\begin{cases} \bar{B}_P^T \bar{x}_P(k+1) = D \bar{x}_P(k) + u(k) + d(k) \\ D := \begin{bmatrix} -\alpha_1 & -\alpha_2 & \cdots & -\alpha_{n_P} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

となるので、外乱 $d(k)$ は

$$d(k) = \bar{B}_P^T \bar{x}_P(k+1) - D \bar{x}_P(k) - u(k) \quad (9)$$

と表せ、次の関係が成り立つ。

$$\begin{cases} d(k-1) = \bar{B}_P^T \bar{x}_P(k) - D \bar{x}_P(k-1) - u(k-1) \\ d(k-2) = \bar{B}_P^T \bar{x}_P(k-1) - D \bar{x}_P(k-2) - u(k-2) \\ d(k-3) = \bar{B}_P^T \bar{x}_P(k-2) - D \bar{x}_P(k-3) - u(k-3) \end{cases} \quad (10)$$

外乱 $d(k)$ の $(k-1)\tau$ 時点での 1 次と 2 次の導関数は

$$\begin{cases} d'(k-1) \approx \frac{d(k-1) - d(k-2)}{\tau} \\ d''(k-1) \approx \frac{d(k-1) - 2d(k-2) + d(k-3)}{\tau^2} \end{cases} \quad (11)$$

のように近似すると、曲率円の曲率半径 ρ は

$$\rho^2 = \frac{[1 + d'(k-1)]^3}{d''(k-1)^2} \quad (12)$$

となり、曲率中心は

$$\begin{cases} \alpha = (k-1)\tau - \frac{d'(k-1) [1 + d'(k-1)]^2}{d''(k-1)} \\ \beta = d(k-1) + \frac{1 + d'(k-1)^2}{d''(k-1)} \end{cases} \quad (13)$$

となる。したがって、外乱 $d(k)$ の推定値 $\hat{d}(k)$ は次の補題より与えられる⁶⁾。

[補題 1] 外乱 $d(k)$ の推定値 $\hat{d}(k)$ は

$$\hat{d}(k) = \begin{cases} \beta - \sqrt{\rho^2 - (k\tau - \alpha)^2}, & d''(k-1) > 0 \\ d(k-1) + \tau d'(k-1), & d''(k-1) = 0 \\ \beta + \sqrt{\rho^2 - (k\tau - \alpha)^2}, & d''(k-1) < 0 \end{cases} \quad (14)$$

より与えられる。ただし、式 (14) において、 ρ, α, β は式 (12), (13) により与えられる。

3.2 繰返し制御則と外乱推定との融合

設計された繰返し制御則 (2) と外乱の推定値 (14) とを組み合わせると、外乱の推定結果を加味した繰返し制御則は以下ようになる。

$$u_P(k) = u(k) - \hat{d}(k) \quad (15)$$

この制御則を用いる繰返し制御系について、以下の定理が成り立つ。

《定理 1》系 (1) に外乱推定結果を加味した繰返し制御則 (15) を印加する場合、十分小さいサンプリング間隔 τ を選ぶことにより、繰返し制御系の安定性が保証され、外乱の影響も低減される。

(証明) 仮定 3 よりある正数 d_{eM} が存在し

$$\|(1 - z^{-L})d(k)\|_\infty = d_{eM} < \infty \quad (16)$$

が成立することがわかる。設計された繰返し制御系の安定性から、外乱推定を行わない場合の繰返し制御系 Fig. 1 において、ある正数 $\mathcal{K} < \infty$ が存在し、

$$\left\| \begin{array}{l} (1 - z^{-L})x_K(k) \\ (1 - z^{-L})x_P(k) \end{array} \right\|_\infty = \mathcal{K} \|(1 - z^{-L})d(k)\|_\infty = \mathcal{K}d_{eM} \quad (17)$$

が満たされる。

一方、 $d(k-2)$ の $k-1$ を中心とするテイラー展開は

$$d(k-2) = d(k-1) - d'(k-1)\tau + \mathcal{O}_1^1(\tau^2)$$

であり、すなわち

$$d'(k-1) = \hat{d}'(k-1) + \mathcal{O}_1^1(\tau) \quad (18)$$

が得られる ($\hat{d}'(k) := [d(k) - d(k-1)]/\tau$)。同様に、

$$d'(k-2) = \hat{d}'(k-2) + \mathcal{O}_1^2(\tau) \quad (19)$$

を得る。また、 $d'(k-2)$ を $k-1$ を中心とするテイラー展開

$$d'(k-2) = d'(k-1) - d''(k-1)\tau + \mathcal{O}_2(\tau^2)$$

より

$$d''(k-1) = \hat{d}''(k-1) + \mathcal{O}_2(\tau) \quad (20)$$

が得られる ($\hat{d}''(k) := [\hat{d}'(k) - \hat{d}'(k-1)]/\tau = [d(k) - 2d(k-1) + d(k-2)]/\tau^2$)。 $\hat{d}''(k-1) > 0$ の場合、外乱の推定値は

$$\begin{aligned} \hat{d}(k) &= \beta - \sqrt{\rho^2 - (k\tau - \alpha)^2} \\ &= d(k-1) + \frac{1 + \hat{d}'(k-1)}{\hat{d}''(k-1)} \\ &\quad - \sqrt{\frac{[1 + \hat{d}'(k-1)]^3}{\hat{d}''(k-1)^2} - \left\{ \tau + \frac{\hat{d}'(k-1)[1 + \hat{d}'(k-1)]}{\hat{d}''(k-1)} \right\}^2} \\ &= d(k-1) + \frac{1 + \hat{d}'(k-1)}{\hat{d}''(k-1)} \\ &\quad \times \left(1 - \sqrt{1 - \left\{ \frac{2\hat{d}'(k-1)\hat{d}''(k-1)}{[1 + \hat{d}'(k-1)]^2} + \frac{\hat{d}''(k-1)^2}{[1 + \hat{d}'(k-1)]^2} \tau \right\}} \right) \\ &= d(k-1) + \hat{d}'(k-1)\tau + \frac{1}{2}\hat{d}''(k-1)\tau^2 + \mathcal{O}_{est}(\tau^3) \end{aligned}$$

となる。ただし、上の導出において、

$$\sqrt{1 - \chi} = 1 - \frac{1}{2}\chi - \frac{1}{2 \cdot 4}\chi^2 - \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4 \cdot 6}\chi^3 - \dots \quad |\chi| \leq 1$$

という関係を使用した。上の式において、条件 $|\chi| \leq 1$ はサンプリング間隔 τ を十分小さく選ぶことにより保証される。また、 $d(k)$ の $k-1$ を中心とするテイラー展開は

$$d(k) = d(k-1) + d'(k-1)\tau + \frac{1}{2}d''(k-1)\tau^2 + \mathcal{O}_0(\tau^3)$$

となるため、

$$\begin{aligned} \Delta d(k) &:= d(k) - \hat{d}(k) = \left\{ d'(k-1) - \hat{d}'(k-1) \right\} \tau \\ &\quad + \frac{1}{2} \left\{ d''(k-1) - \hat{d}''(k-1) \right\} \tau^2 + \mathcal{O}_{err}(\tau^3) \end{aligned}$$

が成り立ち、式 (18)、(20) より

$$\|\Delta d(k)\|_\infty = \mathcal{O}(\tau^2) \quad (21)$$

を得る。式 (21) は $\hat{d}''(k-1) < 0$ と $\hat{d}''(k-1) = 0$ の場合にも成り立つことが簡単に確かめられる。サンプリング間隔 τ が十分に小さく選ばれているため、式 (21) より $|\Delta d(k)|$ が有界であることがわかる。また、一般的に、外乱の影響が無視できない場合、 $\|d(k)\|_\infty \gg \mathcal{O}(\tau^2)$ となる。したがって、

$$\|\Delta d(k)\|_\infty \ll \|d(k)\|_\infty \quad (22)$$

が満たされる。また、

$$\begin{aligned} \|(1 - z^{-L})\Delta d(k)\|_\infty &= \|1 - z^{-L}\|_1 \|\Delta d(k)\|_\infty \\ &\ll \|1 - z^{-L}\|_1 \|d(k)\|_\infty \\ &= \|(1 - z^{-L})d(k)\|_\infty \end{aligned}$$

より

$$\|(1 - z^{-L})\Delta d(k)\|_\infty \ll d_{eM} \quad (23)$$

も成り立つ。そのため、外乱推定を行う場合の繰返し制御系 Fig. 3 において、制御対象に印加する等価外乱は $\Delta d(k)$ となり、実際の外乱 $d(k)$ より小さくなる。この場合、式 (17) より補題 (1) を用いて外乱推定を行う場合、

$$\left\| \begin{array}{l} (1 - z^{-L})x_K(k) \\ (1 - z^{-L})x_P(k) \end{array} \right\|_\infty = \mathcal{K} \|(1 - z^{-L})\Delta d(k)\|_\infty \ll \mathcal{K}d_{eM} \quad (24)$$

となることがわかる。

式 (24) から、外乱推定結果を加味した制御則 (15) を用いる繰返し制御系が安定であり、また、外乱推定を行うことにより外乱の影響が低減されることがわかる。

□

備考：外乱の推定結果を加味した繰返し制御則 (15) を用いる場合、制御対象に加える制御入力 $u_P(k)$ (式 (15)) となるため、外乱推定を行うとき、式 (10) において、制御入力は $u(k)$ の代わりに、 $u_P(k)$ を用いなければならない。

4. 数値例

本章では、数値例により提案した設計法の有効性を示す。連続時間領域における制御対象 $P(s)$ として次の 2 次系を考える。

$$\begin{aligned} P(s) &= \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \\ \omega &= 1 \text{ rad/s}, \quad \zeta = 0.5 \end{aligned} \quad (25)$$

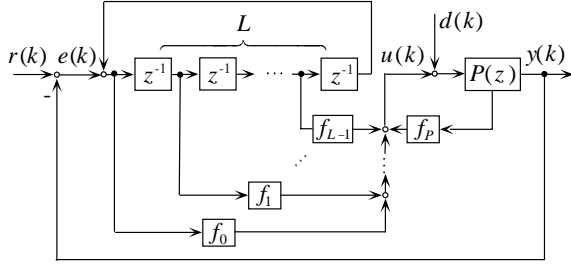


Fig. 5 Optimal repetitive control system.

サンプリング周期を

$$\tau = 0.1 \text{ s} \quad (26)$$

と選び、その離散時間モデルを求めた．2次高調波まで含んだ周期目標入力

$$r(k) = \sin \frac{2\pi}{21}k + \sin \frac{4\pi}{21}k \quad (27)$$

に対して、繰返しコントローラの段数を

$$L = 21 \quad (28)$$

と選んだ．

まず、

$$Q = \begin{bmatrix} 100 \times I_{21} & 0 \\ 0_{1 \times 18} & I_2 \end{bmatrix} \quad (29)$$

とし、評価関数

$$J := \sum_{k=0}^{\infty} [x_e^T(k) Q x_e(k) + u_e(k)^2], \quad (30)$$

$$x_e(k) := [e(k) \quad \cdots \quad e(k-L+1) \quad (1-z^{-L})x_P^T(k)]^T,$$

$$u_e(k) := (1-z^{-L})u(k)$$

を最小にするような最適制御則

$$u_e(k) = F_G x_e(k) = [f_0 \quad \cdots \quad f_{L-1} \quad f_P] x_e(k) \quad (31)$$

を求め、Fig. 5 のような最適繰返し制御系を構築した⁸⁾．

$$d(k) = -5 \cos \frac{3\pi}{21}k - 4 \sin \frac{3\pi}{50}k - 3 \cos \frac{3\pi}{110}k \\ - 2 \sin \frac{3\pi}{230}k - \cos \frac{3\pi}{410}k \quad (32)$$

$$0 \leq k \leq 200$$

という 270 ステップ以内 (27 sec 以内) に周期性を持たない外乱を系に加えた．外乱の様子を Fig. 6 に示す．まず、最

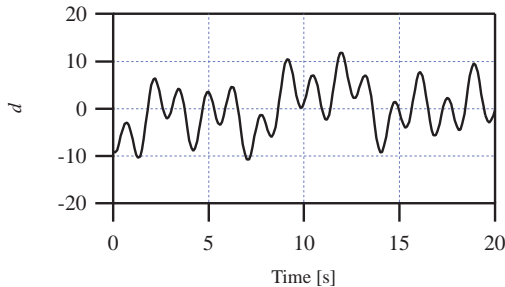


Fig. 6 Disturbances.

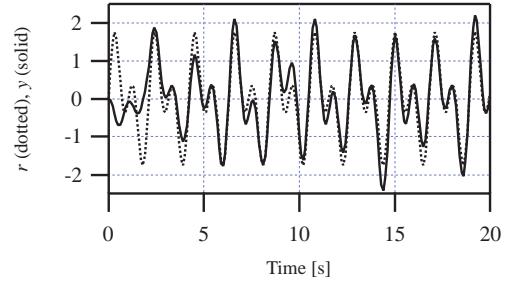
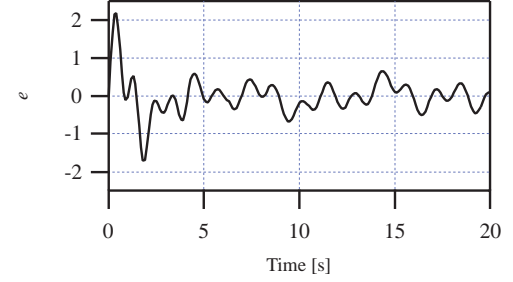


Fig. 7 Response of optimal repetitive control system.



適繰返し制御の制御結果を Fig. 7 に示す．定常状態において、最適繰返し制御系では追従偏差のピークピーク値が約 1 となっている．次に、外乱の曲率円弧近似モデルを用いて外乱推定を行った．外乱の推定結果および推定誤差 Δd を Fig. 8 に示す．明らかに、推定結果は実際の外乱を十分に再現している．その結果を加味した最適繰返し制御系の制御結果は Fig. 9 に示す．シミュレーション結果から分かるように、外乱推定を行わない場合に比べ、外乱推定を行うことにより、定常状態における追従偏差が大幅に減少され、追従精度が向上された．

5. おわりに

本論文では、従来の繰返し制御系の設計法に、周期性を持たない外乱あるいは繰返しコントローラの繰返し周期と違う周期的外乱の影響を低く抑えるため、外乱の曲率円弧近似モデルを新たに提案し、それに基づく修正繰返し制御則を提案した．その設計法の有効性をシミュレーションにより示

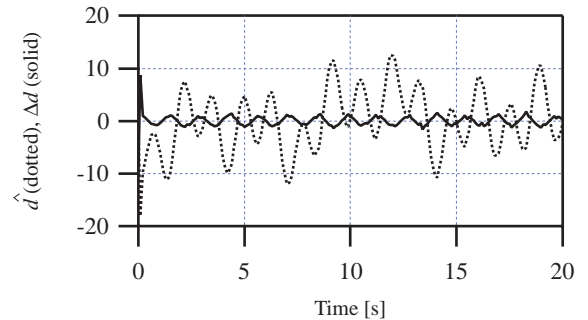


Fig. 8 Disturbances estimates and the estimation error.

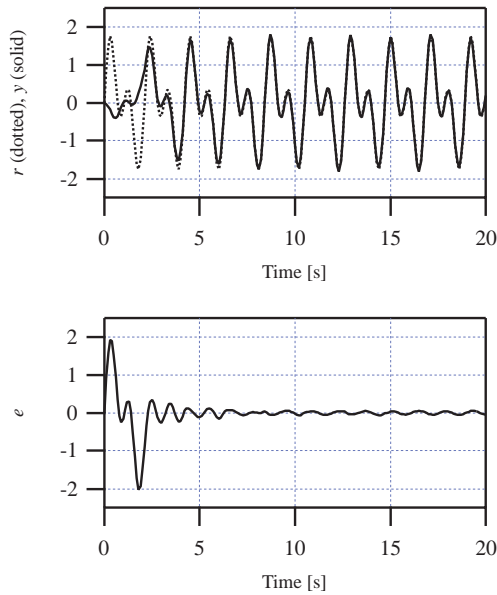


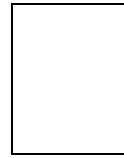
Fig. 9 Response of optimal repetitive control system with disturbance estimation.

し、本手法は優れた外乱抑制特性を持つことを明らかにした。本手法の特徴として、用いる外乱モデルは低次元にもかかわらず、外乱が十分に再現されており、また、外乱の推定結果を直接制御則に融合しても系の安定性が保証されることなどが挙げられる。なお、本論文で提案した外乱の曲率円弧モデルによる外乱抑制法は、外乱の最大値などのような外乱に関する先験的な知識を要求しないところは従来の手法と大きく異なる。

参 考 文 献

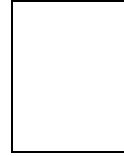
- 1) S. Hara: Parametrization of stabilizing controllers for multivariable serve systems with two degrees of freedom, Int. J. Control, **45**, 779/790, 1987
- 2) İ. Haskara, Ü. Özgüner and V. Utkin: Variable structure control for uncertain sampled data systems, Proceedings of the 36th Conf. on Decision & Control, 3226/3231, 1997
- 3) 中野・井上・山本・原: 繰返し制御, 計測自動制御学会, 1989
- 4) K. Ohnishi, N. Matsui and Y. Hori: Estimation, identification, and sensorless control in motion control system, Proceedings of the IEEE, **82**-8, 1253/1265, 1994
- 5) C. Smith and M. Tomizuka: Shock rejection for repetitive control using a disturbance observer, Proceedings of the 35th Conf. on Decision and Control, 2503/2504, 1996
- 6) 高木: 解析概論, 岩波書店, 1993
- 7) J. A. Tenney and M. Tomizuka: Effects of non-periodic disturbances on repetitive Control Systems, Proceedings of the 13th World Congress of IFAC, **D**, 7/12, 1996
- 8) 土谷・江上: デジタル予見制御, 産業図書, 1992
- 9) K. D. Young, V. I. Utkin and Ü. Özgüner: A control engineer's guide to sliding mode control, IEEE Trans. on Control Systems Technology, **7**-3, 328/342, 1999

余 錦 華



1983年中国中南工業大学工学部制御工学科卒業, 1993年東京工業大学大学院理工学研究科博士課程修了。同年東京工科大学工学部講師, 2001年同助教授。おもに繰返し制御, 制御理論応用, エキスパート制御とロボティクスに関する研究に従事。電気学会, IEEEの会員(工学博士)。

中 野 道 雄



1963年東京工業大学工学部電気工学科卒業, 1968年東京工業大学大学院理工学研究科博士課程修了。同年同大学工学部助手, 1973年同助教授, 1986年同教授, 1999年同大学定年退官(名誉教授)。1974年~1998年高エネルギー物理学研究所併任。1999年拓殖大学教授。おもに計測制御機器, 計算機制御に関する研究に従事。日本シミュレーション学会, 電気学会, システム情報学会, IEEEなどの会員(工学博士)。

王 麗 莉



1994年中国ハルビン工業大学工学部機械電子工学科卒業, 1999年東京工業大学大学院理工学研究科修士課程修了。同年(株)日立製作所勤務。通信システムの研究開発に従事。