

抑制未知确定性扰动的极点配置自适应控制¹⁾

刘贺平 孙一康

(北京科技大学自动化信息工程学院 北京 100083)

摘 要

提出了一种可消除未知确定性扰动影响的极点配置自适应控制器的设计方法,扰动可以是频率未知的正弦波类及分段有界的、的多项式等形式的组合。本设计法改进了求解扰动模型的计算方法,对扰动的频率数及被控对象的模型阶数没有限制。与有关文献相比,算法简单,控制特性得到改善。仿真结果表明了本设计法的有效性。

关键词: 未知频率,未知确定性扰动,极点配置自适应控制。

1 引言

迄今为止,关于抑制确定性扰动的自适应控制已有很多提案,文献[1]考虑了一种当常值、正弦波、随机噪声等扰动同时存在的情况下,采用最优移动平均滤波来改善辨识和控制特性的方法。文献[2—6]论述了在极点配置自适应控制方式中消除确定性扰动的措施。当扰动的模型参数已知时,可利用内部模型原理等方法简单地解决。Janecki^[2]、内門^[3]等人在直接极点配置构成法中解决了频率已知正弦波扰动作用的影响消除问题,但由于是以频率已知为前提条件,实际中往往难以获得这一验前知识,因此应用受到很大限制。频率未知时,扰动模型包含在辨识的参数中,不仅需要辨识的参数增加很多,而且为了得到控制器参数,必须先分离扰动模型,这将使得控制系统的构成产生困难,算法复杂化。目前,有关这方面的文献很少。频率未知正弦波扰动作用下的直接极点配置自适应控制构成法尚未见有刊载。藤井等^[4]关于间接法提出了一种解决这个问题的方案。在这个方案中为了分离扰动模型采用了两级估计策略,并且增加了大量的辅助计算。正如提案者本人所指出的那样,这种方法的控制系统结构复杂,计算量过大,收敛速度较慢,实施控制很困难,有待于进一步改进。Palaniswami^[6]用比较简单的方法解决了二阶系统、单一频率正弦波扰动的问题,但对于一般情况没有给出处理的方法。

本文针对上述问题做了进一步的研究工作,提出了更为简单实用的扰动模型的求解

1) 中国博士后科学基金资助课题。
本文于1994年7月15日收到

方法,很大程度地减少了计算量,从而提高了计算机实时控制的可能性.仿真结果表明,参数的辨识过程及消除扰动影响的效果是令人满意的.

2 问题的设定

考虑可以用下列模型描述的单输入、单输出离散时间动态系统控制的设计问题.

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + d(t), \quad (1)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^n a_i q^{-i}, \quad B(q^{-1}) = \sum_{i=1}^m b_i q^{-i}.$$

式中, q^{-1} 为一步延迟算子, $u(t)$ 、 $y(t)$ 分别表示 t 时刻系统的输入、输出信号. $d(t)$ 为扰动信号,由两部分组成,即

$$d(t) = d_i(t) + d_\omega(t). \quad (2)$$

其中 $d_i(t)$ 定义为幅值未知,可分段用 t 的多项式描述的有界扰动,满足

$$\begin{cases} D_1(q^{-1})d_i(t) = 0, \\ D_1(q^{-1}) = (1 - q^{-1})^{n_1}. \end{cases} \quad (3)$$

$d_\omega(t)$ 为幅值 f_i 和频率 ω_i 未知,形如

$$d_\omega(t) = \sum_{i=1}^{n_\omega} f_i \sin(\omega_i t + \beta_i) \quad (4)$$

的扰动信号,存在适当的 $D_2(q^{-1})$ 使得

$$D_2(q^{-1})d_\omega(t) = 0, \quad (5)$$

为方便起见记 $n_2 = \deg D_2(q^{-1})$,

$$D(q^{-1}) = D_1(q^{-1})D_2(q^{-1}). \quad (6)$$

设参考输入信号 $y_r(t)$ 有界,其动态特性满足

$$M(q^{-1})y_r(t) = 0. \quad (7)$$

$n_M = \deg M(q^{-1})$. 基于控制器设计的需要,设(1)式所示系统满足以下假设条件:

- 1) $B(q^{-1})$ 与 $A(q^{-1})D(q^{-1})M(q^{-1})$ 互质.
- 2) 时延 d 是 1 以上的已知整数.
- 3) n, m, n_1, n_2 已知.

3 系统模型和扰动模型参数的辨识与计算

为了辨识系统及扰动的模型参数需要对(1)所示模型加以处理.引入次数 $n_F = n_1$ 的滤波多项式 $F(q^{-1})$,用 $D(q^{-1})/F(q^{-1})$ 乘(1)式的两边可得到 DARMA 模型

$$A(q^{-1})D_2(q^{-1})y_1(t) = B(q^{-1})D_2(q^{-1})u_1(t - d), \quad (8)$$

式中, $y_1(t)$ 、 $u_1(t)$ 是如下定义的滤波信号.

$$F(q^{-1})[y_1(t), u_1(t)] = D_1(q^{-1})[y(t), u(t)],$$

令

$$[A^*(q^{-1}), B^*(q^{-1})] = D_2(q^{-1})[A(q^{-1}), B(q^{-1})], \quad (9)$$

可将(1)式改写成

$$y_1(t) = \Phi^T(t-1)\theta. \quad (10)$$

式中,

$$\Phi(t-1) = [y_1(t-1), \dots, y_1(t-n^*), u_1(t-d), \dots, u_1(t-d-m^*)]^T, \quad (11)$$

$$\theta = [a_1^*, \dots, a_{n^*}^*, b_0^*, \dots, b_{m^*}^*]^T, \quad n^* = n + n_2, m^* = m + n_2. \quad (12)$$

从上述分析可以看出, 辨识系统模型参数的方式, 是将扰动模型的 $D_2(q^{-1})$ 部分包括在内的. 为了求解控制多项式, 需要将扰动模型 $D_2(q^{-1})$ 的系数求出, 设

$$G(q^{-1}) = \begin{cases} A(q^{-1}) & n \leq m, \\ B(q^{-1}) & n > m. \end{cases}$$

这样可以将(9)式中次数较小的多项式表示为

$$G^*(q^{-1}) = D_2(q^{-1})G(q^{-1}). \quad (13)$$

比较(13)式两侧的系数可得参数矩阵方程

$$Gd = g^*. \quad (14)$$

其中,

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & g_0 & \\ g_{n_G} & & & & \\ & & & & \ddots \\ & & & & & g_{n_G} \end{bmatrix},$$

$$d = [1, d_1, \dots, d_{n_2}]^T,$$

$$g^* = [g_0^*, \dots, g_{n_G}^*]^T.$$

式中, $G \in R^{(n_{G^*+1}) \times (n_2+1)}$, $n_{G^*} = \deg G^*(q^{-1})$, d_i 表示 $D_2(q^{-1})$ 中 q^{-i} 项的系数. (14) 式是双线型矩阵方程, 其右侧的 g^* 可以通过辨识方法得到, 而左侧的 G 、 d 均是未知的参数矩阵和向量, 一般情况下是很难获得解析解的. 从扰动的定义(4)可知

$$D_2(q^{-1}) = \prod_{i=1}^{n_\omega} (1 - 2 \cos \omega_i q^{-1} + q^{-2}).$$

由上式及(5)式可知, $n_\omega = n_2/2$. 将上式展开后, 多项式的各项系数之间存在以下关系.

$$\begin{cases} d_{n_2} = d_0 = 1.0, \\ d_{n_2-i} = d_i, i = 1, 2, \dots, n_\omega - 1, \end{cases} \quad (15)$$

于是, 方程(14)式可以简化成

$$G'd' = g^*. \quad (16)$$

$G' \in R^{(n_{G^*+1}) \times (n_\omega+1)}$, $d' \in R^{n_\omega+1}$. 利用 G 、 d 的元素可将 G' 、 d' 的元素表示为

$$\begin{cases} g'_{i,j} = g_{i,j} + g_{i,n_2+2-j}, & i = 1 \dots n_{G^*} + 1; j = 1 \dots n_\omega \\ g'_{i,n_\omega+1} = g_{i,n_\omega+1}, \\ d' = [1, d_1, \dots, d_{n_\omega}]^T. \end{cases} \quad (17)$$

(16)式与(14)式相比, G' 的列数及 d' 的维数比 G 、 d 减小了 n_ω . 当 $\min\{n, m\} \leq 2$ 时可以从(16)式获得以下结果

$$\begin{cases} g_0 = g_0^*, \\ g_1 = g_1^* - g_0^*(g_{n_G}^* - g_1^*)/(g_{n_G}^* - g_0^*), \\ g_2 = g_{n_G}^*, \\ d_i = [g_i^* - g_{n_G} d_{i-n_G} - (n_G - 1)g_{n_G-1} d_{i-n_G+1}]/g_0^*, \\ n_G = 1, 2; 0 < i \leq n_\omega, \\ d_k = 0, k < 0 \end{cases} \quad (18)$$

然后再根据(15)式即可构成 $D_2(q^{-1})$ 。(18)式也同时求出了 $A(q^{-1})$ 或 $B(q^{-1})$ 的系数。这个结果意味着 $d_1 \sim d_{n_\omega}$ 蕴含了所有频率的全部信息,只要系统的非零有限极点或者非零有限零点 ≤ 2 ,无论扰动含有多少种未知频率,均可按(18)式简单地求出系统模型和扰动模型的参数。

在不能满足 $\min\{n, m\} \leq 2$ 的情况下可以采用下述方法:首先,按照结式的形式构造矩阵

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 1 & a_1^* \cdots a_{n^*}^* & & & \\ & \ddots & \cdots & \ddots & \\ & & 1 & a_1^* \cdots a_{n^*}^* & \\ b_0^* & b_1^* \cdots b_{m^*}^* & & & \\ & \ddots & \cdots & \ddots & \\ & & b_0^* & b_1^* \cdots b_{m^*}^* & \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$\Lambda \in R^{(n^*+m^*) \times (n^*+m^*)}$ 。然后通过行线性变换将矩阵 Λ 变换成右上三角形矩阵,如果 $A^*(q^{-1})$ 和 $B^*(q^{-1})$ 非互质,则矩阵 Λ 不是满秩的,在变换过程中会出现

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_{1,1} \cdots \Lambda_{1,n_A} \\ \cdots \cdots \cdots \\ \Lambda_{i,i} \cdots \Lambda_{i,n_A} \\ \Theta \end{bmatrix} \quad (20)$$

的情况。上式中, $n_A = n^* + m^*$, $\Theta \in R^{(n_A-i) \times (n_A-i)}$, Θ 的所有元素为零。如果 $A^*(q^{-1})$ 和 $B^*(q^{-1})$ 存在相近零点则 Θ 的各元素都是微小量,这种情况下可以取 Θ 矩阵的第一个行向量 Θ_1 的范数作为判别准则。

$$\|\Theta_1\| \leq \delta, 0 < \delta. \quad (21)$$

如果(21)式成立,则可以将 $\Lambda_{i,i} \sim \Lambda_{i,n_A}$ 用 $\Lambda_{i,i}$ 遍除,从而获得所需要的扰动模型参数的估计值。在 n_2 已知的情况下 $\Theta \in R^{n_2 \times n_2}$, $i = n + m + n_2$, 将第 i 行元素首一化即可。

4 自适应控制律及其性质分析

自适应控制算法如下,其中 '^' 表示估计值符号。

- 1) 设定有关初始值,选择闭环系统极点多项式 $T(q^{-1})$;
- 2) 根据(10)–(12)式用递推最小二乘法估计 a_i^* 、 b_i^* ;
- 3) 根据第三节的方法求出 \hat{d}_i 、 \hat{b}_i ;
- 4) 求解 Diophantine 方程

$$\hat{A}(q^{-1})\hat{D}(q^{-1})\hat{L}(q^{-1}) + q^{-d}\hat{B}(q^{-1})\hat{R}(q^{-1}) = T(q^{-1}), \quad (22)$$

得到控制多项式 $\hat{L}(q^{-1})$ 与 $\hat{R}(q^{-1})$ 。各多项式的次数限定为 $n_L = m + d - 1$ 、 $n_R = n + n_1 + n_2 - 1$ 、 $n_T \leq n + n_1 + n_2 + n_L$ 。

5) 按(23)式产生控制信号 $u(t)$, 并实施控制

$$\hat{D}(q^{-1})\hat{L}(q^{-1})u(t) = \hat{H}(q^{-1})y_r(t) - \hat{R}(q^{-1})y(t); \quad (23)$$

6) $t = t + 1$, 返回到 2)。

(23)式的 $\hat{H}(q^{-1})$ 为 n_H 次的前馈补偿多项式。为了实现对参考输入的无静差跟踪, $\hat{H}(q^{-1})$ 按

$$q^{-d}\hat{B}(q^{-1})\hat{H}(q^{-1}) = T(q^{-1}) - \hat{S}(q^{-1})M(q^{-1}) \quad (24)$$

式确定。 $n_H = n_M - 1$, $n_S = \max(m + d - 1, n_T - n_H)$ 。当参考输入信号 $y_r(t)$ 按常值设定或渐近为常值的情况下, 可简单地设定

$$\hat{H}(q^{-1}) = \hat{H} = T(1)/\hat{B}(1). \quad (25)$$

在辨识过程中, 如果参数估计值的变化范围不超出包含真值 θ 的凸区域, 则假设条件 1) 使方程(22)、(24)的解总是存在的^[8]。

下面分析上述自适应控制律作用于系统(1)时所具有的特性。

引理 1. 本文所采用的辨识算法具有性质如下:

$$1) \|\hat{\theta}(t) - \theta\|^2 \leq k_1 \|\hat{\theta}(0) - \theta\|^2, \quad \forall t \geq 1.$$

$$2) \lim_{t \rightarrow \infty} \|\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}(t-k)\| = 0, \quad k < \infty.$$

$$3) \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\varepsilon(t)}{[1 + k_2 \Phi^T(t-1)\Phi(t-1)]^{1/2}} = 0.$$

式中,

$$\varepsilon(t) = y_1(t) - \Phi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1), \quad (26)$$

$k_1 = \lambda \max P^{-1}(-1) / \lambda \min P^{-1}(-1)$, $k_2 = \lambda \max P(-1)$, P 为协方差矩阵, 记号 $\lambda \cdot$ 表示求取特征值。

证明。参阅文献[8]。

引理 2. 自适应控制系统的输入输出特性可以用下述线性时变动态系统描述:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} [\hat{A} \cdot \hat{R} - \hat{A}\hat{R}] & T + \hat{A} \cdot \hat{D}\hat{L} - \hat{A}\hat{D}\hat{L} \\ T + q^{-d}[\hat{B} \cdot \hat{R} - \hat{B}\hat{R}] & q^{-d}[\hat{B} \cdot \hat{D}\hat{L} - \hat{B}\hat{D}\hat{L}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} \hat{A} \cdot \hat{H} & -\hat{R} \\ q^{-d}\hat{B} \cdot \hat{H} & \hat{L}\hat{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_r(t) \\ \varepsilon_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{R} \\ 0 \end{bmatrix} d(t), \end{aligned} \quad (27)$$

式中, 多项式的表达略去了 (q^{-1}) , 而且定义

$$\begin{cases} X \cdot Y = \sum_i \sum_j x_i(t)y_j(t-i)q^{-i-j} \neq Y \cdot X, \\ \varepsilon_1(t) = \hat{A}(q^{-1})y(t) - q^{-d}\hat{B}(q^{-1})u(t) - \hat{d}(t), \\ \hat{d}(t) = \hat{d}_\omega(t) + d_i(t), \\ \hat{D}(q^{-1}) = D_1(q^{-1})\hat{D}_2(q^{-1}), \\ \hat{D}(q^{-1})\hat{d}(t) = 0, \\ \hat{D}_2(q^{-1})\hat{d}_\omega(t) = 0. \end{cases} \quad (28)$$

证明. 用 $\hat{A}(q^{-1})$ 乘自适应控制律(23)式两边[略去 (q^{-1})] 可得

$$\hat{A} \cdot \hat{D}\hat{L}u(t) = \hat{A} \cdot \hat{H}y_r(t) - \hat{A} \cdot \hat{R}y(t),$$

依据(22)、(28)进一步整理, 则

$$\begin{aligned} Tu(t) &= [\hat{A}\hat{D}\hat{L} - \hat{A} \cdot \hat{D}\hat{L}]u(t) \\ &\quad + [\hat{A}\hat{R} - \hat{A} \cdot \hat{R}]y(t) - \hat{R}[\varepsilon_1(t) + \hat{d}(t)] + \hat{A} \cdot \hat{H}y_r(t), \end{aligned}$$

再用 $[q^{-d}\hat{B}(q^{-1}) \cdot]$ 乘(23)式两侧, 类似地可得到

$$\begin{aligned} Ty(t) &= q^{-d}[\hat{B}\hat{D}\hat{L} - \hat{B} \cdot \hat{D}\hat{L}]u(t) \\ &\quad + q^{-d}[\hat{B}\hat{R} - \hat{B} \cdot \hat{R}]y(t) + \hat{L}\hat{D}\varepsilon_1(t) + q^{-d}\hat{B} \cdot \hat{H}y_r(t). \end{aligned}$$

于是引理 2 得到证明.

定理. 本文的自适应控制算法具有下述特性:

- 1) $T(q^{-1})y(t) - q^{-d}\hat{B}(q^{-1})\hat{H}(q^{-1})y_r(t) = \hat{L}(q^{-1})F(q^{-1})\varepsilon(t), \forall t;$
- 2) $|u(t)| < \infty, |y(t)| < \infty, \|\Phi(t)\| < \infty, \forall t.;$
- 3) $\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0;$
- 4) $\lim_{t \rightarrow \infty} [y(t) - y_r(t)] = 0.$

证明. 利用(22)、(23)可得

$$\begin{aligned} T(q^{-1})y(t) - q^{-d}\hat{B}(q^{-1})\hat{H}(q^{-1})y_r(t) \\ = \hat{A}(q^{-1})\hat{D}(q^{-1})\hat{L}(q^{-1})y(t) - q^{-d}\hat{B}(q^{-1})\hat{D}(q^{-1})\hat{L}(q^{-1})u(t), \end{aligned}$$

再根据 $y_1(t)$ 的定义及(26)式可得 1) 的结果.

由引理 1 的 2), 当 t 充分大时 $y(t)$ 、 $u(t)$ 的动态特性逼近以 $T(q^{-1})$ 描述的动态系统. 根据引理 1 的 1), 辨识参数 $\hat{\theta}(t)$ 及由(22)、(24)[或(25)]式确定的 $\hat{L}(q^{-1})$ 、 $\hat{R}(q^{-1})$ 、 $\hat{H}(q^{-1})$ 有界, 又由于 $y_r(t)$ 、 $\hat{d}(t)$ 有界, $T(q^{-1})$ 渐近稳定, 因此存在 $\eta_i < \infty, i \in Z_+$, 使得

$$\begin{cases} |y(t)| \leq \eta_1 + \eta_2 \max_{0 < \tau < t} |\varepsilon_1(\tau)| \\ |u(t)| \leq \eta_3 + \eta_4 \max_{0 < \tau < t} |\varepsilon_1(\tau)| \end{cases} \quad \forall t.$$

考虑到(11)式以及 $\varepsilon(t) = [\hat{D}(q^{-1})/F(q^{-1})]\varepsilon_1(t)$, 且 $F(q^{-1})$ 稳定, $\hat{D}(q^{-1})$ 的系数有界, 于是可得

$$\begin{cases} |y(t)| \leq \eta_5 + \eta_6 \max_{0 < \tau < t} |\varepsilon(\tau)| \\ |u(t)| \leq \eta_7 + \eta_8 \max_{0 < \tau < t} |\varepsilon(\tau)| \\ \|\Phi(t)\| \leq \eta_9 + \eta_{10} \max_{0 < \tau < t} |\varepsilon(\tau)| \end{cases} \quad \forall t.$$

进而应用引理 1.3) 和文献[8]的引理 6.2.1 即可获得本定理 2)、3) 的结果.

将自适应控制律(23)代入式(1)可以得到以下闭环系统

$$T(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})\hat{H}(q^{-1})y_r(t) + \hat{L}(q^{-1})\hat{D}(q^{-1})d(t). \quad (29)$$

令

$$Q = T(q^{-1})y(t) - q^{-d}B(q^{-1})\hat{H}(q^{-1})y_r(t) - \hat{L}(q^{-1})\hat{D}(q^{-1})d(t), \quad (30)$$

将定理中的特性 1) 代入(30)式得

$$Q = \hat{L}(q^{-1})F(q^{-1})\varepsilon(t) - q^{-d}[B(q^{-1}) - \hat{B}(q^{-1})]\hat{H}(q^{-1})y_r(t)$$

$$- \hat{L}(q^{-1})\hat{D}(q^{-1})d(t), \quad (31)$$

另一方面将式(24)、(7)代入(30)

$$\begin{aligned} \Omega &= T(q^{-1})[y(t) - y_r(t)] - q^{-d}[B(q^{-1}) - \hat{B}(q^{-1})]\hat{H}(q^{-1})y_r(t) \\ &\quad - \hat{L}(q^{-1})\hat{D}(q^{-1})d(t), \end{aligned} \quad (32)$$

比较(31)、(32)两式有

$$T(q^{-1})[y(t) - y_r(t)] = \hat{L}(q^{-1})F(q^{-1})\varepsilon(t).$$

由于 $T(q^{-1})$ 渐近稳定, $\hat{L}(q^{-1})$ 、 $F(q^{-1})$ 的系数有界且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0$, 所以得到结论 4). \square

5 仿真结果

仿真试验采用了文献[4]所提供的控制对象

$$\begin{aligned} &(1 + 1.2131q^{-1} + 0.3679q^{-2})y(t) \\ &= q^{-1}(-0.06143 + 0.2162q^{-1})u(t) + d(t). \end{aligned}$$

这是一个非最小相位系统, 零点为 $q = 3.519$. 文献[4]中取 $d_1(t) = 0$, 正弦波扰动的幅值为 $f = 0.1$, 频率 $\omega = 0.5$, 本文取

$$d(t) = \begin{cases} 0.1 \sin(0.8t) & 0 < t \leq 64, \\ 0.1 \sin(0.5t) & 65 \leq t. \end{cases}$$

正弦波扰动在 $t = 65$ 时频率发生突变. 按频率未知的情况应用本文提出的自适应控制方案进行了计算机仿真, 扰动模型参数的真值是

$$d_1 = \begin{cases} -1.393 & 0 < t \leq 64, \\ -1.755 & 65 \leq t. \end{cases}$$

取 $T(q^{-1}) = 1 - 1.017q^{-1} + 0.35q^{-2}$ [4]. 估计值 \hat{d}_1 在稳态时完全逼近了真值, 当扰动的频率发生突变时, 其估计值也随之快速向新的真值逼近. \hat{d}_1 的辨识过程示于图 1. 图 2、图 3 给出了系统输出信号和控制信号的过程.

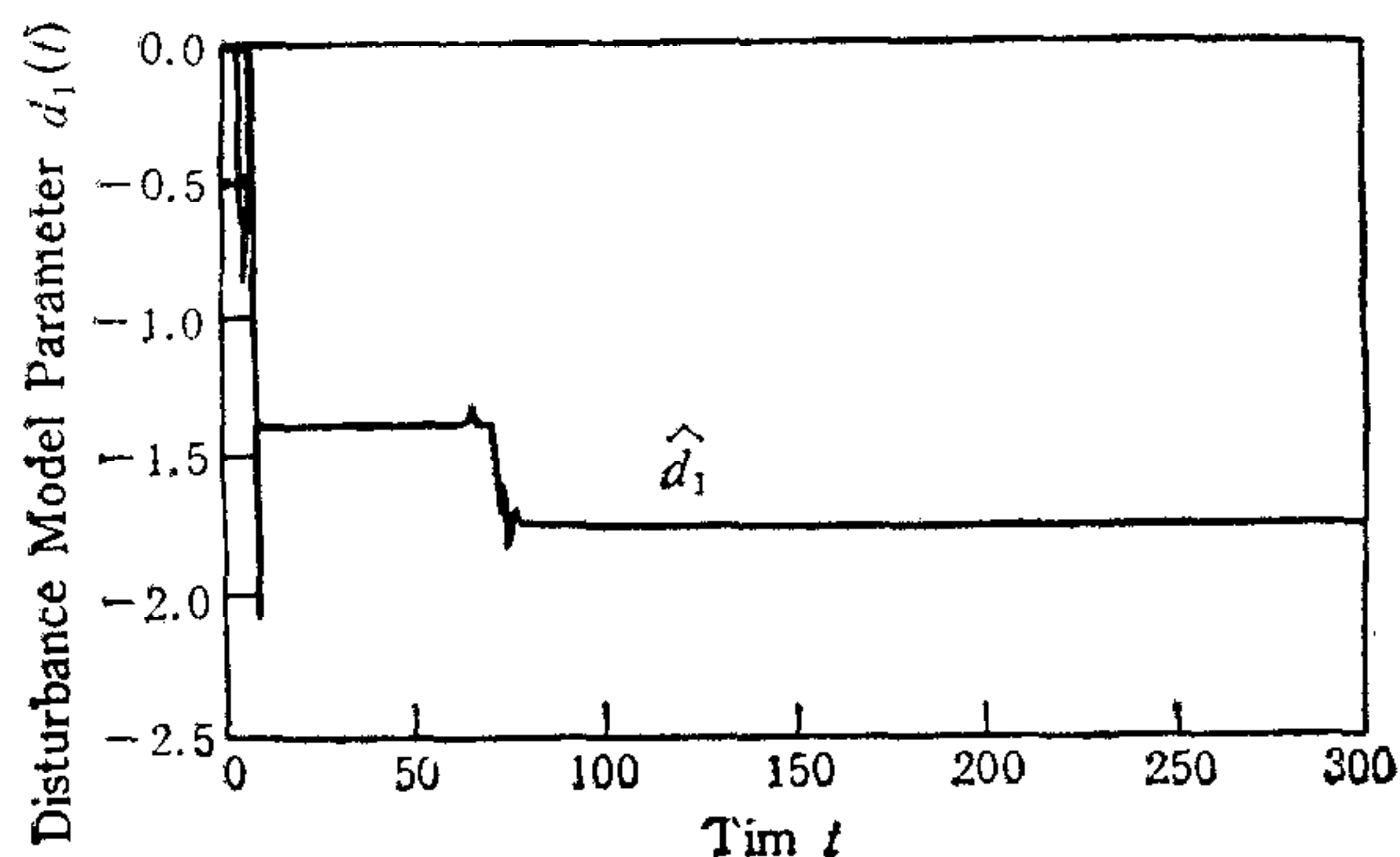
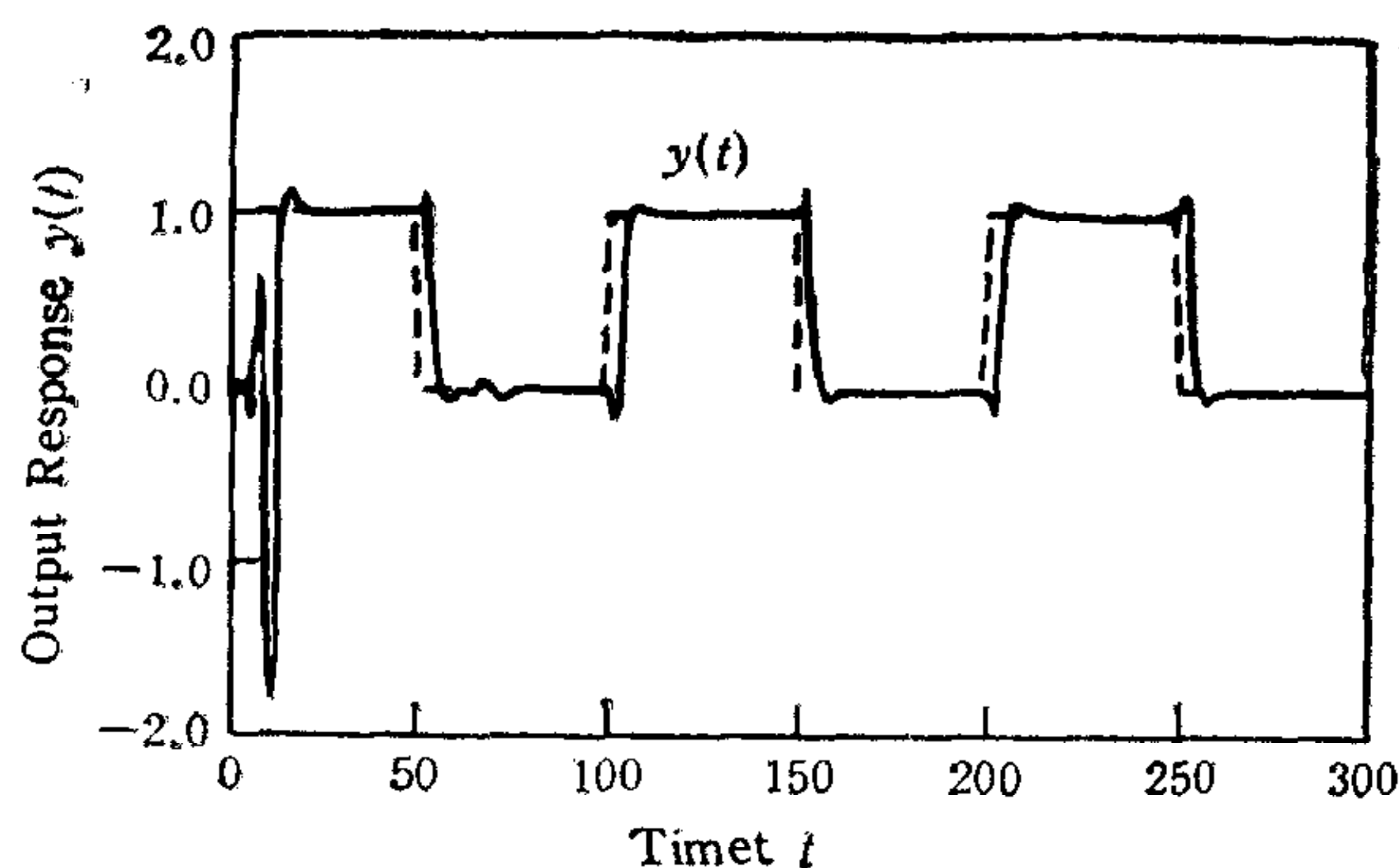
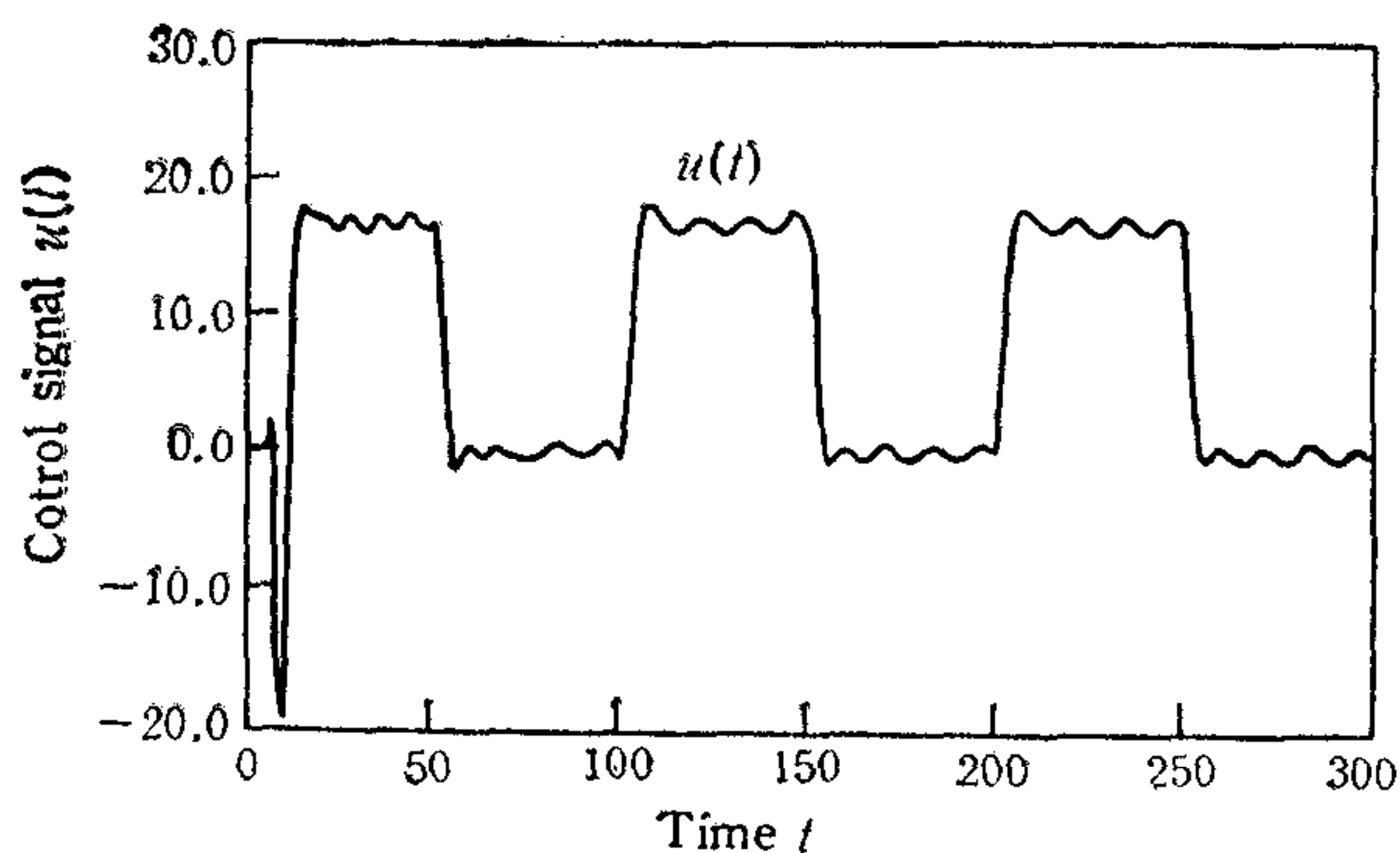


图 1 扰动模型参数 d_1 的辨识过程

图 2 系统输出信号 $y(t)$ 的响应图 3 控制信号 $u(t)$ 的过程

6 结束语

提高自适应控制系统的抗干扰能力是增强系统鲁棒性的一种必要措施。本文根据常规确定扰动的特点,给出了一种可以抑制含有未知频率正弦波类型扰动的极点配置自适应控制方案。与有关文献相比,扰动模型参数的计算及控制律的实现得到简化。仿真结果表明:扰动的频率特性参数的辨识与计算是有效的,控制特性也是较好的。

参 考 文 献

- [1] Berger C S. Self-tuning control of offset using a moving average filter. *Proc. IEEE, Pt. D.*, 1986, 133(4): 184—188
- [2] Janecki D. Direct adaptive pole placement for plants having purely deterministic Disturbances. *IEEE, Trans. Automatic Control*, 1987, AC-32(2): 187—189
- [3] 内門, 金井. 外亂に強い多変数非最小位相系の適応サーボ系の一設計, 計測自動制御学会論文集, 1986, 22(5): 521—526
- [4] 藤井, 水野. 未知確定外亂を考慮した離散時間適応極配置制御系, 計測自動制御学会論文集, 1985, 21(10): 1021—1028
- [5] 刘贺平: 外亂の影響を抑制する適応極配置制御に関する研究, 名古屋工業大学博士論文集, 1992
- [6] Planiswami M. Adaptive interval for disturbance rejection and control. *IEE PROCEEDINGS-D*, 1993, 140(1): 51—59

- [7] 小西, 芳村, 谷口. 適応極配置制御のための Bzout 方程式の一解法. 計測自動制御学会論文集. 1988, 24(5): 475—482
- [8] Goodwin G C, Sin K S. Adaptive filtering prediction and control. Prentice-hall (1984)

DESIGN OF ADAPTIVE POLE PLACEMENT CONTROLLER FOR PLANTS HAVING UNKNOWN DETERMINISTIC DISTURBANCES

LIU HEPING SUN YIKANG

(Beijing University of Science & Technology, Beijing 100083)

ABSTRACT

This paper deals with a design method of adaptive pole placement controller which can eliminate unknown deterministic disturbances, such as sine wave with unknown frequency and/or bounded t polynomial etc. In the algorithm, the calculation of disturbance model is reformed, which is applicable to the case of many frequencies. The proposed scheme is simple and control performance is improved compared with other methods concerned. The effectiveness of proposed methods is shown through simulations.

Key words: Unknown frequency, unknown deterministic disturbances, adaptive pole placement control.



刘贺平 男, 1951年生。1977年毕业于鞍山钢铁学院自动化系, 1984年获东北工学院工学硕士学位, 1992年于日本名古屋工业大学获工学博士学位, 1995年于北京科技大学完成博士后研究工作。主要研究方向为控制理论及应用, 自适应控制等。现任北京科技大学副教授。



孙一康 男, 1932年生。1952年毕业于清华大学, 现任北京科技大学自动化信息工程学院教授, 博士生导师, 自动控制研究所所长, 国家教委科技组自动控制组组长。长期从事控制理论及其在应用过程中应用的研究, 曾担任过多项国家重点轧钢厂自动化技术改造项。