

大纯滞后系统的自适应补偿控制

梁春燕 谢剑英

(上海交通大学自动化研究所·上海, 200030)

摘要: 针对工业过程中普遍存在的纯滞后对象的控制问题, 提出了一种带误差补偿环节的模型参考自适应控制方法。仿真结果表明, 这种自适应控制器对于一类大纯滞后系统的控制具有比较好的控制效果, 且结构简单, 有一定的鲁棒性。

关键词: 纯滞后; 自适应; 模型参考

文献标识码: A

The Adaptive Control with Compensation for Long Time-Delay System

LIANG Chunyan and XIE Jianying

(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University · Shanghai, 200030, P.R. China)

Abstract: A novel model-reference adaptive controller with error compensation for the plant with pure time-delay is proposed. It is based on model reference adaptive control, and the time-delay system is regarded as a system with unmodeled dynamics and bounded disturbance. The robustness is demonstrated to the time-delay system and the simulation results also show that the new controller has knowable effect on long dead-time system.

Key words: pure time-delay; adaptive control; model-reference

1 引言(Introduction)

工业生产对象大多在不同程度上存在着纯滞后, 纯滞后系统的控制一直受到控制界学者的关注。1959年, O. J. Smith提出了著名的Smith预估器^[1]来控制含有纯滞后环节的对象, 从理论上解决了纯滞后系统的控制问题。近年来, 许多学者对Smith预估器进行了研究, 提出了许多改进的方法^[2], 但由于不可能获得实际系统精确的数学模型, 使得这些方法很难得到广泛的应用。本文提出了一种改进型的模型参考自适应控制方法, 通过引入补偿环节来消除纯滞后带来的影响。仿真结果表明该方法对于纯滞后系统具有非常好的控制效果。

下面先介绍新的模型参考自适应控制器, 然后讨论纯滞后系统的自适应补偿控制方法。

2 新的模型参考自适应控制方法概述^[3] (New model reference adaptive control method)

假设一个单输入单输出、线性时不变系统的传递函数描述为:

$$\frac{Y_p(s)}{U(s)} = G_p(s) = k_p \frac{z_p(s)}{R_p(s)}, \quad (1)$$

$y_p \in \mathbb{R}$ 为可观测输出, $U \in \mathbb{R}$ 为控制输入, $\mathbb{R}$ 为实数空间。

y_p 跟随的参考模型输出 y_m 为:

$$y_m(s) = G_m(s) U(s), \quad (2)$$

控制目标是使 $e(t) = y_p(t) - y_m(t)$ 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 。

进行该控制器的设计之前, 首先对 $G_p(s)$ 进行下面四个假设:

A1) $G_p(s)$ 的相对阶次 $n^* \leq 2$ 。

A2) $G_p(s)$ 的零点存在, 且必须位于 s 左半平面 $\mathbb{C}^-$ 。

A3) 增益 k_p 的符号必须已知。

A4) 能够找到自适应增益参数 Γ , 使得 $k_p \Gamma > 0$ 。

在以上假设条件下, 我们就可以建立一个自适应控制器, 来保证系统中所有信号的全局有界性, 并达到跟随的目的。

定理 1 如果系统(1)满足假设 A1) ~ A4), 参考模型由(2)式给出, 那么可以找到控制输入 u , 使回路中的所有信号均全局有界, 且

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0, \quad (3)$$

则控制输入为:

$$w_1(t) = -z_c w_1(t) + u(t), \quad (4)$$

$$u(t) = \theta_p(t) \gamma_p(t) + \theta_1(t) w_1(t) + \theta_m^T(t) \gamma_m(t) + (\theta_p(t) \bar{\gamma}_p(t) + \theta_1(t) \bar{w}_1(t) + \theta_m^T(t) \bar{\gamma}_m(t)), \quad (5)$$

$$\begin{cases} \dot{\theta}_p(t) = -\gamma_p e(t) \bar{\gamma}_p(t), \gamma_p > 0, \\ \dot{\theta}_1(t) = -\gamma_1 e(t) \bar{w}_1(t), \gamma_1 > 0, \\ \dot{\theta}_m(t) = -\gamma_m e(t) \bar{\gamma}_m(t), \gamma_m > 0, \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\bar{w}_1(t) = \left[\frac{1}{s+a} \right] w_1(t), \quad \bar{\gamma}_p(t) = \left[\frac{1}{s+a} \right] \gamma_p(t),$$

$$\bar{\gamma}_m(t) = \left[\frac{1}{s+a} \right] \gamma_m(t), \quad a, z_c > 0.$$

$$\text{记 } \theta(t) = [\theta_p(t), \theta_1(t), \theta_m^T(t)]^T,$$

$$w(t) = [\gamma_p(t), w_1(t), \gamma_m(t)]^T,$$

$$\bar{w}(t) = \frac{1}{s+a} w(t),$$

则控制输入可以简写为:

$$u(t) = \theta(t)^T w(t) + \hat{\theta}(t)^T \bar{w}(t). \quad (7)$$

证 见附录 A.

如果 $G_p(s)$ 的零、极点 z_j, p_i 满足 $\sum_{i=1}^n (p_i) -$

$\sum_{j=1}^{n-n} (z_j) < 0$, 则(5)式的控制器可以进一步简化. 参数 $\theta_1(t)$ 假设为常数 $\theta_1(t) = p_c$, 不需要进行调整, $\dot{\theta}_1(t) = 0$. 选择 $p_c = z_c + \delta$, δ 是一任意大于零的常数, 根据(4)、(5)式, 就得到一个比较简单的控制输入:

$$u(t) = \left(\frac{s+z_c}{s+p_c} \right) [\theta_p(t) \gamma_p + \theta_m^T(t) \gamma_m + (\theta_p \bar{\gamma}_p + \theta_m^T \bar{\gamma}_m)], \quad (8)$$

$$p_c = z_c + \delta, \quad \delta > \alpha > 0.$$

这种模型参考自适应控制器的阶次低, 结构简单, 对系统参数和结构的变化有一定的适应性, 鲁棒性好.

3 纯滞后系统的自适应补偿控制 (Adaptive compensation control of time-delay system)

滞后对象 $W_p(s) = G_p(s)e^{-\tau s}$ 在系统响应的初始时刻, 由于滞后的影响, 系统误差很大, 普通的自适应控制器 $G_c(s)$ 很难将系统输出跟踪参考模型的输出, 甚至发生不稳定的现象. 因此我们可以从 Smith 预估器的思想出发, 在系统响应开始, 把理想无滞后对象 $G_p(s)$ 与参考模型 $G_m(s)$ 的输出误差 e_1 补偿到真实系统的输出端, 即 $\hat{y}_p = y_p + ke_1, k > 0$

为补偿增益, y_p 为滞后系统的输出 $y_p = G_p e^{-\tau s} u$, $e_1 = \hat{y}_p(\cdot) - y_m = G_p u - y_m$. 如图 1 所示.

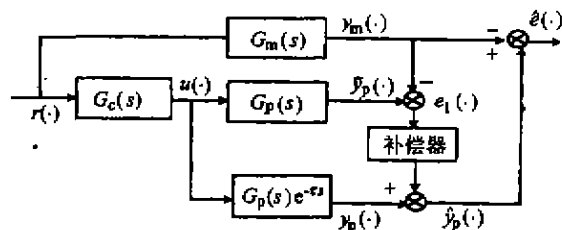


图 1 自适应补偿控制器结构图

Fig. 1 Structure of Adaptive compensation controller

$e^{-\tau s}$ 用泰勒公式展开, 取两阶近似为 $e^{-\tau s} = 1 - \tau s + \frac{1}{2!}(\tau s)^2$, 则

$$\gamma_p(s) = G_p(s)(1 - \tau s + \frac{1}{2!}(\tau s)^2)u.$$

补偿后的系统输出为:

$$\begin{aligned} \hat{y}_p(s) &= G_p(s)(1 - \tau s + \frac{1}{2!}(\tau s)^2)u + ke_1 = \\ &= G_p(s)(1 - \tau s + \frac{1}{2!}(\tau s)^2)u + k(G_p(s)u - y_m) = \\ &= G_p(s)(k + 1 - \tau s + \frac{1}{2}\tau^2 s^2)u - kG_m(s)r = \\ &= G_p(s)(1 + \Delta(s))u + (-k)G_m(s)r, \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\Delta(s) = k - \tau s + \frac{1}{2}\tau^2 s^2$, r 为有界参考输入.

这样对滞后系统的控制就可以看作是对存在未建模动态和有界干扰的系统的控制, 此时, 系统的误差 e 为 $e = \hat{y}_p - y_m = y_p + ke_1 - y_m$. 值得说明的是, 在这里我们将泰勒展开项作为未建模动态处理, 所以不需要考虑 $e^{-\tau s}$ 泰勒展开的截断误差和项数.

定理 2 对于滞后系统 $y_p = G_p e^{-\tau s} u$, 如果 G_p 满足假设条件 A1) ~ A4), 那么可以找到控制输入 u , 使回路中的所有信号均全局有界.

根据 G_p 设计自适应控制器 G_c , 将(6)式中的 e_1 用 e 来代替, 并选择合适的增益 k , 就可得到滞后系统的控制律. 控制器结构见图 1.

4 鲁棒性分析 (Robustness analysis)

由(9)式, 考虑系统中存在未建模动态和有界干扰, 此时, 系统可简单描述为:

$$\hat{y}_p(s) = G_p(s)(1 + \Delta_a(s))U(s) + G_d(s)d, \quad (10)$$

其中, $\Delta_a(s) = \Delta(s) + \Delta'(s)$, $\Delta'(s)$ 表示各种可能的未建模动态. $G_d(s)d = (-k)G_m(s)r + G_d'(s)d'$, d' 是有界干扰. 下面我们来分析系统存在未建模动态时的鲁棒性.

首先引入一引理.

引理 1^[5] 如果 $G_p(s)$ 满足假设 A1) 和 A2), 记 $G_f(s) = \frac{s+z_c}{s+z_c-\theta_1}$, $z_c > 0$, 那么存在 θ_p^* 和 θ_1^* , 当 $\theta_1 = \theta_1^*$, $\theta_p = \theta_p^*$ 时

$$W_m(s) = \text{sgn}(k_p) \frac{G_p(s)G_f(s)(s+\alpha)}{1-G_p(s)G_f(s)\theta_p}$$

是严格正实的 (SPR), α 为正实数.

第一步: 由引理 1, 当 θ 是固定值时, 控制输入 u 可写为 $u = G_f(s)(\theta_m y_m + \theta_p y_p)$. 存在 θ 的理想矢量序列 $\theta_p = \theta_p^*$, $\theta_1 = \theta_1^*$, 使 $\bar{W}_m(s) = W_m(s)(s+\alpha)$ 是 SPR. 令 $\{C_p, A_p, B_p\}$ 和 $\{C_p, A_p, L_p\}$ 分别表示 $G_p(s)$ 和 $G_d(s)$ 的最小实现的状态方程描述, 则 $W_m(s)$ 的状态空间方程为:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \bar{A}x + B\theta_p^T x_m, \\ y_p &= Cx, \end{aligned} \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A + B\theta_p^* C, \quad x = \begin{bmatrix} x_p \\ w_1 \end{bmatrix}, \\ A &= \begin{bmatrix} A_p & B_p\theta_1^* \\ 0 & \theta_1^* - \lambda_1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_p \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C = [C_p \quad 0]. \end{aligned} \quad (12)$$

$x_p \in \mathbb{R}^n$ (n 维实数空间, 是 $G_p(s)$ 最小实现模型的状态). $W_m(s)$ 是 SPR 和正定的, 存在一对称矩阵 $P = P^T > 0$, 矢量 L , 标量 k 和正的标量 v 满足下列方程:

$$\begin{cases} \bar{A}^T P + P\bar{A} = -\bar{L}\bar{L} - 2vP, \\ \text{sgn}(k_p)B^T P + kL^T = \alpha C + C\bar{A}, \\ k^2 = 2CB\text{sgn}(k_p). \end{cases} \quad (13)$$

如果 $\Theta_{pm} \in \mathbb{R}^{(n+1) \times m}$ 是方程

$$\begin{aligned} \bar{A}\Theta_{pm} - \Theta_{pm}A_m + B\theta_m^T &= 0, \\ C\Theta_{pm} &= C_m \end{aligned} \quad (14)$$

的解, 跟踪误差可表示为:

$$e_1(t) = Ce^{\bar{A}t}(x(0) - \Theta_{pm}x_{m0}). \quad (15)$$

第二步: 当 θ^* 未知, θ 是时变的, 则控制输入为

$$U(t) = \theta(t)^T w(t) + \dot{\theta}(t)^T \bar{w}(t). \quad (16)$$

定义非最小状态误差

$$e \triangleq x - x^*,$$

x^* 属于 n 维实数空间, 是非最小状态空间方程

$$y_m(t) = \bar{W}_m(s)\text{sgn}(k_p)\theta_m^{*T}x_m(t) - \xi_1(t) \quad (17)$$

的状态向量. 由 (15) 式, $\xi_1(t) = Ce^{\bar{A}t}(x(0) -$

$\Theta_{pm}^*x_{m0})$ (参数 $\xi_i(t)$, $i = 1 \sim 4$ 分别表示由初始条件产生的指数衰减信号). 定义参数误差 $\Phi(t) = \theta(t) - \theta^*$, 则

$$\begin{cases} \dot{e} = \bar{A}e + B(\Phi^T w + \Phi^T \bar{w}) + B\theta_0^* \mu \Delta_a U + L_d d, \\ e_1 = Ce + \Delta_a U + \xi_1, \end{cases} \quad (18)$$

$\bar{A}$, B 和 C 如 (12) 式所示, $L_d^T = [L_p^T \quad 0]$, Δ_a 表示线性时不变 (LTI) 算子. 定义状态 $\bar{e}$:

$$\bar{e} = \left[\frac{1}{s+\alpha} I \right] e, \quad (19)$$

那么 $\bar{e}$ 可由下式解出:

$$\begin{cases} \dot{\bar{e}} = \bar{A}\bar{e} + B\Phi^T \bar{w} + B\theta_p^* \mu \Delta_a [\theta^T \bar{w}] + L_d \bar{d} + \xi_2, \\ e_1 = (\alpha C + C\bar{A})\bar{e} + CB\Phi^T \bar{w} + CB\theta_p^* \mu \Delta_a [\theta^T \bar{w}] + \\ \mu H \bar{\Delta}_a [\theta^T \bar{w}] + CL_d \bar{d} + \xi_1 + \xi_3. \end{cases} \quad (20)$$

在 (20) 式中, $\bar{\Delta}_a$ 和 H 是 LTI 算子. H 的 Laplace 变换为 $H(s) = \frac{s+\alpha}{s+\epsilon}$, ϵ 为正实数, $\bar{d}$ 是输入干扰.

选择 Lyapunov 函数

$$V(\bar{e}, \bar{\theta}) = \bar{e}^T P \bar{e} + \gamma^{-1} \phi^T \phi + 2\gamma^{-1} \phi^T (\bar{\theta} - \theta), \quad (21)$$

由于

$\phi^T (\bar{\theta} - \theta) \geq (|\bar{\theta}|_2 - \theta_{\max}^*) (\theta_{\max}^* - |\theta^*|_2) > 0$, 假如 $|\bar{\theta}|_2 > \theta_{\max}^*$, 那么 $V(\bar{e}, \bar{\theta})$ 是连续、正定的函数. 于是

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{e}, \bar{\theta}) &= -2v\bar{e}^T P \bar{e} - \bar{e}_2^2 + 2\bar{e}^T P (L_d \bar{d} + \xi_2) + \\ &\quad (2\bar{e}^T P B - \phi^T \bar{w} k_2) \theta_p^* \mu \Delta_a [\theta^T \bar{w}] - \\ &\quad 2\text{sgn}(k_p) \phi^T \bar{w} \mu H \bar{\Delta}_a [\theta^T \bar{w}] - \\ &\quad 2\phi^T \bar{w} \text{sgn}(k_p) (CL_d \bar{d} + C\xi_2 + \xi_1 + \xi_3) - \\ &\quad 2\sigma\gamma^{-1} \phi^T (\bar{\theta} - \theta), \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\bar{e}_2 = L^T \bar{e} + \text{sgn}(k_p) k \phi^T \bar{w}$.

将 (21) 式代入 (22) 式得到:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -2\alpha V + 2\bar{e}^T P (L_d \bar{d} + \xi_2) - 2\phi^T \bar{w} \text{sgn}(k_p) \cdot \\ &\quad (CL_d \bar{d} + C\xi_2 + \xi_1 + \xi_3) + 2\alpha\gamma^{-1} \phi^T \phi + \delta, \end{aligned} \quad (23)$$

其中

$$\begin{aligned} \delta &= (2\bar{e}^T P B - \phi^T \bar{w} k^2) \theta_p^* \mu \Delta_a [\theta^T \bar{w}] - \\ &\quad 2\text{sgn}(k_p) \phi^T \bar{w} \mu H \bar{\Delta}_a [\theta^T \bar{w}], \\ \alpha &= \min(v, \sigma/2). \end{aligned}$$

通过引入正的、有界常数 c_i ($i = 0, 1, \dots, 14$) (c_i 的具体表达见文献[5]), (23) 式进一步化简为:

$$\dot{V} \leq -2\alpha V + c_0 \sqrt{V} + c_1 + \delta \leq -\alpha V + c_2 + \delta. \quad (24)$$

由(24)可以推出

$$\|V_T\| \leq V(0) + 3\alpha^{-1}(c_2 + \|\delta_T\|), \quad (25)$$

如果 $\|\bar{\Delta}_0\|_1 \leq \infty$, 取 $c_{14} = \|\bar{\Delta}_0\|_1$, 定义 $\mu^* = \frac{1}{c_{12}c_{14}}$, 那么对于所有的 $\mu \in [0, \mu^*)$,

$$\|V_T\| \leq \frac{c_3 + \mu c_{10}c_{14}}{1 - \mu c_{12}c_{14}} \quad (26)$$

成立. $\|V_T\|$ 对任意 $T \in \mathbb{R}^+$ 均是有界的. V 的有界性保证了 $\bar{e}$ 和 $\bar{\theta}$ 的有界, 也即闭环系统中所有信号均是有界的.

通过以上证明可以知道, 该自适应控制器对一类存在未建模动态及外界干扰的大纯滞后系统具有一定的鲁棒性.

5 仿真结果(Simulation results)

采用上面讨论的自适应控制器进行仿真计算, 取参考模型为:

$$G_m(s) = \frac{9.48548}{s^2 + 5.29832s + 9.48548}$$

假设系统的传递函数为:

$$W_p(s) = G_p(s)e^{-30s} = \frac{s + 0.9349}{s^2 + 4.408s + 4.594}e^{-30s}$$

选择输出补偿增益 $k = 4.39$. 系统输出和控制量的变化曲线见图2、图3.

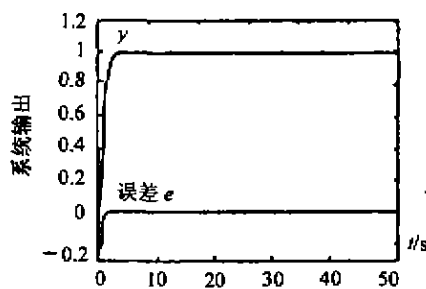


图2 系统输出
Fig. 2 System output

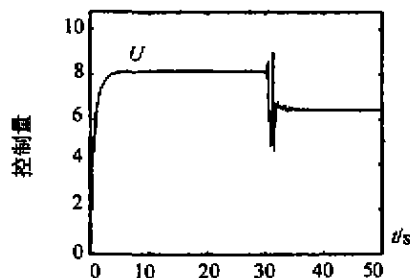


图3 控制器输出
Fig. 3 Controller output

由图2可以看出, 系统的稳态误差趋于零, 基本消除滞后的影响, 对于大纯滞后系统具有比较好的控制效果.

保持控制器参数不变, 增大滞后时间, 并改变被控对象的模型参数:

$$W_p(s) = \frac{s + 0.5}{s^2 + 5.04s + 3.294}e^{-80s}$$

适当改变 $k = 5.39$, 系统输出和控制量的变化曲线见图4、图5. 从仿真结果可以看出, 控制器对系统模型参数和滞后时间的变化具有一定的适应性.

对于高阶系统, 只要系统的相对阶次 $n^* \leq 2$, 适当选取控制参数, 该控制器仍然适用, 系统输出能够很好地跟随参考模型的输出. 限于篇幅, 不再给出仿真结果.

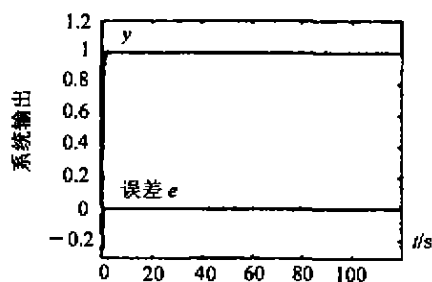


图4 系统输出
Fig. 4 System output

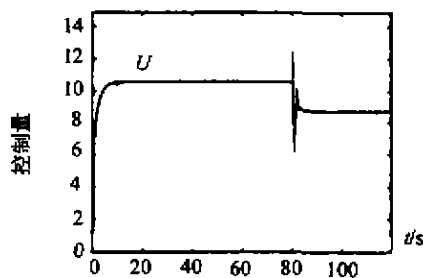


图5 控制器输出
Fig. 5 Controller output

6 结束语(Conclusion)

本文针对工业过程中一类常见的大纯滞后系统提出了一种带补偿环节的模型参考自适应控制方法, 解决了纯滞后系统自适应控制的稳定性问题, 并理论上证明了该自适应控制器对于大纯滞后系统具有一定的鲁棒性. 仿真结果进一步表明这种补偿自适应控制器对系统的滞后时间和模型参数的变化均有比较理想的控制效果.

参考文献(References)

- [1] Smith O J. A controller to overcome dead time [J]. The Science and Engineering of Measurement and Automation, 1959, 6(2): 28-33
- [2] Wang Yongchu. Pre-Estimate and Control of Time Delay Process [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 1987 (in Chinese)
- [3] Liang Chunyan and Xie Jianying. The Application of new model reference adaptive control method to aero-engine [J]. Journal of

Aerospace Power, 2000, 15(1): 93-95 (in Chinese)

- [4] Annaswamy A M and Aziz A. An adaptive controller for aerospace vehicles [A]. AIAA Guidance, Navigation and Control Conference [C], New York, USA, 1992, 555-562
- [5] Bakker R and Annaswamy A M. Stability and robustness properties of a simple adaptive control with application controller [J]. Automatica, 1996, 41(9): 1352-1356

附录 A 定理 1 的证明

(Appendix A Proof for Theorem 1)

首先引入一个误差模型.

误差模型 A^[4] 在自适应控制系统中存在两种偏差, 输出偏差 e 和参数偏差 ϕ . $e(t)$ 可以在任何时刻测量, $\phi(t)$ 未知但可以调节, 那么这两个偏差满足下面的关系:

$$e(t) = W(s)[\phi^T(t)w(t) + v(t)], \quad (A1)$$

$w(t) = [y_p(t), w_1(t), y_m(t)]^T$, $w_1(t)$ 是系统中的矢量信号, $v(t)$ 是干扰引起的标量信号, $W(s)$ 是一个严格正实 (SPR) 的传递函数, 记 (A1) 式为误差模型 A.

引理 A 由 (A1) 式的误差模型, 按以下规律进行自适应调整:

$$\dot{\phi}(t) = -\Gamma e(t)w(t), \quad \Gamma = \Gamma^T > 0, \quad (A2)$$

假设干扰为有限能量, $v \in L^2 \Rightarrow e(t)$ 和 $\phi(t)$ 都是有界的, $\forall t \geq t_0, e \in L^2$ (L^2 是平方积分有界空间). 如果 $w(t)$ 和 $v(t)$ 有界, 那么 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$.

由 (7) 式, 控制输入可简单描述为:

$$u(t) = \theta(t)^T w(t) + \hat{\theta}(t)^T \bar{w}(t), \quad (A3)$$

定义参数误差矢量为

$$\phi(t) = [\theta_p(t) - \theta_p^*, \theta_1(t) - \theta_1^*, \theta_m(t) - \theta_m^*]^T,$$

那么闭环系统方程为^[4]:

$$y_p(t) = \bar{W}_m(s) \text{sgn}(k_p) \theta_m^* y_m(t) +$$

$$\phi^T(t)w(t) + \hat{\phi}^T(t)\bar{w}(t),$$

参考模型可表达为 $y_m(t) = \bar{W}_m(s)k_p\theta_m^* x_m(t)$. 当参数误差 $\phi = 0$, 系统输出能够理想跟随模型的输出, 对象和模型间的误差 $e(t)$ 可写为:

$$e(t) = \bar{W}_m(s) \text{sgn}(k_p) [\phi^T(t)w(t) + \hat{\phi}^T(t)\bar{w}(t)]. \quad (A4)$$

由于

$$\phi^T(t)w(t) + \hat{\phi}^T(t)\bar{w}(t) = (s + a)\phi^T(t)\bar{w}(t),$$

误差方程可简化为:

$$e(t) = W_m(s) \text{sgn}(k_p) [\phi^T(t)\bar{w}(t)], \quad (A5)$$

通过选择 a , 使 $W_m(s) = \bar{W}_m(s)(s + a)$ 为严格正实的 (SPR).

式 (A5) 与误差模型 A 有同样的形式. 由引理 A, 如果参数误差 ϕ 是可调的, 它满足:

$$\dot{\phi} = -\Gamma e \bar{w}, \quad \Gamma = \Gamma^T > 0,$$

则 $e(t)$ 和 $\phi(t)$ 是有界的, $\forall t \geq t_0, e \in L^2$.

这表明了系统输出 $y_p(t)$ 的有界性. 由于与式 (A5) 中的 $W_m(s)$ 相对应的状态变量是有界的, 参考模型中相对于 w_1 的信号也是有界的, 属于有界序列空间, 同时参考模型输出是用稳定的传递函数产生的, $y_m(t)$ 有界, 这样 $w(t)$ 是有界的. 所以 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$.

这样就完成了对控制器稳定性的证明.

本文作者简介

梁喜燕 1974 年生, 上海交通大学自动化研究所博士生. 研究领域为自适应控制, 过程控制, 运动控制, 时滞控制等.

谢剑英 见本刊 2001 年第 1 期第 44 页.

下 期 要 目

非完整向量场式系统的光滑时变指数镇定	李世华 田玉平
一类非线性系统的分步变换伪线性化方法	葛友 李春文
悬索驱动的新型柔性并联机器人	王文利 段宝岩 彭勃 南仁东
基于 Modular 网络和 EM-SFM 算法的模糊 Sugeno 模型	王士同 J.F. Baldwin T.P. Martin
周期黎卡提微分方程正定解的存在性	陈阳舟 陈善本
转炉炼钢智能动态终点控制	谢书明 孙廷玉 柴天佑 陶钧
具有耗散边界反馈的 Timoshenko 梁的镇定	阎庆旭 冯德兴
一种不需要严正实条件的模型参考自适应控制	解学军 续敏 禹梅
一类混杂系统的鲁棒性分析与控制	王泽宁 费树岷 冯纯伯
多变量非线性动态系统的全局稳定化控制器	武玉强 余星火 冯纯伯
基于模糊推理系统的非线性组合建模与预测方法研究	董景荣
D 型迭代学习控制及其在 FNS 肢体运动控制系统中的应用	吴怀宇 周兆英 熊沈蜀