文章编号: 1001-0920(2002)05-0635-03

利用输入输出测量值设计控制系统的新方法

潘金龙, 慈春令, 吴士昌
(燕山大学 自动化系,河北 秦皇岛 066004)

摘 要: 针对自适应控制的实际应用情况,在已有自适应模型的基础上,通过严密的数学推导,提出一种设计MRAC系统的新算法。该算法不必引入增广误差信号而得到自适应控制律,简单而又实用,并且便于工程实现。仿真结果验证了所提出方法的有效性。

关键词: MRAC 系统;增广误差信号;自适应控制律
中图分类号: TP 273.2 文献标识码: A

New method of MRAC system design with input and output data

PAN Jin-long, CI Chun-ling, WU Shi-chang
(Department of Automation, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: Based on the adaptive reference model, a new algorithm of model-reference adaptive control system design is presented from the aspect of the engineering application field. It does not need importing the augmented error signal to get the adaptive control law. This method is not only facilitated, but also practical and easy to realize. The simulation results show effectiveness of the algorithm.

Key words: model-reference adaptive control system; augmented error signal; adaptive control law

1 引 言

在基于李雅普诺夫稳定性理论,利用被控对象的输入输出测量值设计MRAC系统的方法中,必须引入增广误差信号以解决控制律的辨识问题。尽管Monopoli[1]和Narendra[2]等分别给出了一些截然不同的改进方法,但其计算仍然较为复杂。为此,本文利用传递模型从工程应用的角度给出一种新的算法。该算法具有较强的工程实用价值,并且便于实际应用。

2 系统构造

设参考模型方程为

$$A_m(s)Y_m(t) = B_m(s)R(t)$$

式中

$$A_m(s) = s^n + \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i, \quad B_m(s) = \sum_{i=0}^{m_1} b_i s^i$$

$s = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$ 为微分算子, $Y_m(t)$ 为模型输出, $R(t)$ 为有界分段连续输入, $A_m(s)$ 为稳定多项式, a_i 和 b_i 为已知定常参数。被控对象方程为

$$A_p(s)Y_p(t) = \beta B_p(s)U_p(t)$$

式中

$$A_p(s) = s^n + \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i s^i, \quad B_p(s) = s^{m_2} + \sum_{i=0}^{m_2-1} \beta_i s^i$$

收稿日期: 2001-06-04; 修回日期: 2001-07-10
作者简介: 潘金龙(1977—),男,河北廊坊人,硕士生,从事预测控制、自适应控制研究;慈春令(1937—),男,吉林舒兰人,教授,从事预测控制、自适应控制等研究。

$s = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$ 为微分算子, $Y_p(t)$ 为对象输出, $U_p(t)$ 为对象控制输入, α, β_i 和 β 为未知定常或慢时变参数。

引理 1[3] 设 $\xi(t)$ 为一给定的有界分段连续 μ 维矢量函数, 用下列两式

$$e(t) = \frac{G(s)}{H(s)}\beta\theta^{\mathrm{T}}(t)\xi(t)$$

$$\dot{\theta}(t) = -\Gamma\xi(t)e(t)$$

给出的系统线性部分传递函数 $G(s)/H(s)$ 是严格正实的, 则系统在平衡点 $\bar{e}(t) = 0$, $\bar{e}(t) = [e, \dot{e}, \ddot{e}, \cdots, e^{(n-1)}]^{\mathrm{T}}$, $\dot{\theta}(t) = 0$ 是渐近稳定的, 且有 $\lim\limits_{t\to\infty}\bar{e}(t) = 0$, $\lim\limits_{t\to\infty}\theta(t) = \theta^*$。其中, $\beta > 0$ 为常数, Γ 是正定对称矩阵。

现作如下假定: 1) 对象增益 $\beta > 0$ 已知; 2) $B_p(s)$ 为一稳定多项式; 3) $m_2 \geq m_1$。

这样可构造出 MRAC 系统, 在给定有界分段连续参考输入 $R(t)$ 作用下, 使对象输出 $Y_p(t)$ 和模型输出 $Y_m(t)$ 渐近一致, 以确定对象的控制输入 $U_p(t)$。

3 算法推导

首先构造一等式

$$S(s) = T(s)A_m(s) - R(s)A_p(s) \tag{1}$$

选取

$$T(s) = (s+\lambda)^{1-n}, \quad R(s) = (s+\eta)^{1-n} \tag{2}$$

其中 $\lambda, \eta > 0$。可得

$$\begin{cases} T(s)A_m(s) = s + s_0' + \dfrac{Z'(s)}{(s+\lambda)^{n-1}} \\ R(s)A_p(s) = s + s_0'' + \dfrac{Z''(s)}{(s+\eta)^{n-1}} \end{cases} \tag{3}$$

式中 $Z'(s) = \sum\limits_{i=0}^{n-2} z_i' s^i$, $Z''(s) = \sum\limits_{i=0}^{n-2} z_i'' s^i$

$Z'(s)$ 和 $Z''(s)$ 是 s 的 $n-2$ 次多项式, s_0' 和 s_0'' 为常数。

将式(3) 代入式(1), 可得

$$S(s) = s_0' + \frac{Z'(s)}{(s+\lambda)^{n-1}} - s_0'' - \frac{Z''(s)}{(s+\eta)^{n-1}} = s_0 + \frac{Z'(s)(s+\eta)^{n-1} - Z''(s)(s+\lambda)^{n-1}}{(s+\lambda)^{n-1}(s+\eta)^{n-1}} \tag{4}$$

式中 $s_0 = s_0' - s_0''$ 为一常数。

因为 $Z'(s)$ 和 $Z''(s)$ 是 s 的 $n-2$ 次多项式, 所以 $Z'(s)(s+\eta)^{n-1} - Z''(s)(s+\lambda)^{n-1}$ 是 s 的 $(n-2)+(n-1)$ 次多项式; 又因 $(s+\lambda)^{n-1}(s+\eta)^{n-1}$ 是 s 的 $2(n-1)$ 次多项式, 所以

$$S(s) - s_0 = \frac{Z'(s)(s+\eta)^{n-1} - Z''(s)(s+\lambda)^{n-1}}{(s+\lambda)^{n-1}(s+\eta)^{n-1}}$$

为一有理真分式, 且分子次数比分母次数小 1。

选取的 $T(s)$ 是稳定多项式, 且比 $A_m(s)$ 的次数差 1, 因此

$$\frac{1}{T(s)A_m(s)} = (s+\lambda)^{n-1}\Big\backslash\Big(s^n + \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i\Big)$$

满足严格正实的要求。

定义

$$e(t) = Y_p(t) - Y_m(t) \tag{5}$$

将式(5) 两端同乘以 $T(s)A_m(s)$, 有

$$T(s)A_m(s)e(t) = T(s)A_m(s)Y_p(t) - T(s)A_m(s)Y_m(t) \tag{6}$$

将模型方程和对象方程及式(1) 代入式(6), 得

$$T(s)A_m(s)e(t) = \beta B_p(s)R(s)U_p(t) + S(s)Y_p(t) - T(s)B_m(s)R(t)$$

进而得

$$e(t) = \frac{\beta}{T(s)A_m(s)}\Big\{U_p(t) + [B_p(s)R(s) - 1]U_p(t) + \frac{1}{\beta}S(s)Y_p(t) - \frac{1}{\beta}T(s)B_m(s)R(t)\Big\} \tag{7}$$

$$U_p(t) = \xi_1(t), \quad Y_p(t) = \xi_{m_2+3}(t)$$

$$\frac{p^l}{(s+\eta)^{n-1}}U_p(t) = \xi_{2+i}(t), \quad i = 0, 1, \cdots, m_2$$

取

$$\frac{p^i}{(s+\lambda)^{n-1}(s+\eta)^{n-1}}Y_p(t) = \xi_{m_2+4+i}$$

$$i = 0, 1, \cdots, 2n-3$$

$$\frac{s^i}{(s+\lambda)^{n-1}}R(t) = \xi_{i+2n+2+m_2}, \quad i = 0, 1, \cdots, m_1$$

由于 $n-1 \geq m_2 \geq m_1$, 所以向量 $\xi(t) = [\xi_1(t), \xi_2(t), \cdots, \xi_{m_1+m_2+2n+2}]^{\mathrm{T}}$ 中不存在输入和输出的微分项。设向量 $\xi(t)$ 各分量的系数向量 $\varphi = [\varphi_1, \varphi_2, \cdots, \varphi_{m_1+m_2+2n+2}]^{\mathrm{T}}$, 可将式(7) 写成

$$e(t) = \frac{\beta}{T(s)A_m(s)}\{U_p(t) + \varphi^{\mathrm{T}}\xi(t)\} \tag{8}$$

取自适应控制律 $U_p(t) = K^{\mathrm{T}}(t)\xi(t)$, 代入式(8) 有

$$e(t) = \frac{\beta}{T(s)A_m(s)}[K(t) + \varphi]^{\mathrm{T}}\xi(t) \tag{9}$$

根据引理 1 得

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[K(t) + \varphi]^{\mathrm{T}} = \dot{K}(t) = -\Gamma\xi(t)e(t)$$

最终得出

$$U_p(t) = \left[\int -\Gamma\xi(t)e(t)\,\mathrm{d}t + K_0(t)\right]^{\mathrm{T}}\xi(t) \qquad (10)$$

4 仿 真

仿真系统模型为

$$(s^2 + 5s + 6)Y_m(t) = (s + 1)R(t)$$

控制对象为

$$(s^2 + 4s + 7)Y_p(t) = 2(s + 2)U_p(t)$$

这里取 $T(s) = R(s) = (s + 1)^{-1}$, 则有

$$e(t) = \frac{s+1}{s^2+5s+6} \times 2\left\{U_p(t) + \frac{1}{s+1}U_p(t) + \frac{1}{2}\frac{s-1}{s+1}Y_p(t) - \frac{1}{2}R(t)\right\}$$

选取

$$\xi(t) = \left[\frac{1}{s+1}U_p(t), Y_p(t), \frac{1}{s+1}Y_p(t), R(t)\right]^{\mathrm{T}}$$

$$\varphi = [1, 1/2, -1, -1/2]^{\mathrm{T}}$$

得到

$$e(t) = \frac{s+1}{s^2+5s+6} \times 2\{U_p(t) + \varphi^{\mathrm{T}}\xi(t)\}$$

取 $U_p(t) = K^{\mathrm{T}}(t)\xi(t)$, $\dot{K}(t) = -\Gamma\xi(t)e(t)$, 并取谐波合成输入信号 $r = \sin 2\pi t + \sin 6\pi t$, 在仿真图中用曲线①表示; 曲线②表示 $\Gamma_1 = [6, 6.5, 7, 7.5]^{\mathrm{T}}$ 时的系统输出跟踪曲线; 曲线 ③ 表示 $\Gamma_2 = [5, 5.5, 6, 6.5]^{\mathrm{T}}$ 时的系统输出跟踪曲线。可以看出曲线 ② 的跟踪效果优于曲线 ③ 的跟踪效果。

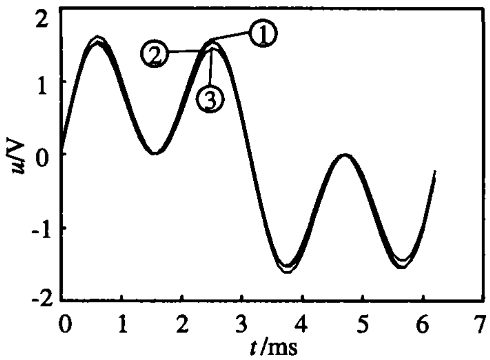

图 1 系统仿真曲线

参考文献(References):

[1] Monopoli R V. Model reference adaptive control with an augmented error signal[J]. *IEEE Trans on Autom Contr*, 1977, 23: 474-484.

[2] Narendra K S, Annaswarmy A M. Recent trends in adaptive control theory[J]. *Measuring & Control*, 1984, 23: 441-448.

[3] 吴士昌, 臧瀛芝. 自适应控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1989. 15-29.

(上接第 610 页)

5 结 语

混沌系统连续变量反馈同步方案确定后, 反馈系数通常是可以调整的, 本文提出的对反馈系数优化设计的方法适用于具有线性或分段线性误差方程的同步方案。仿真和实验表明, 用该方法设计的同步系统具有较强的抗干扰能力。

参考文献(References):

[1] 方锦清. 非线性系统中混沌控制方法、同步原理及其应用前景(二)[J]. 物理学进展, 1996, 16(2): 137-202.
(Fang Jin-qing. Control and synchronization of chaos in nonlinear systems and prospects for application (2)[J]. *Progress in Physics*, 1996, 16(2): 137-202.)

[2] Giuseppe Grassi, Saverio Mascolo. Nonlinear observer design to synchronize hyperchaotic systems via a scalar signal[J]. *IEEE Trans on CAS-I*, 1997, 44(10): 1011-1014.

[3] 高金锋, 罗先觉, 马西奎, 等. 控制与同步连续时间混沌系统的非线性反馈方法[J]. 物理学报, 1999, 48(9): 1618-1627.
(Gao Jin-feng, Luo Xian-jue, Ma Xi-kui, et al. A nonlinear state feedback approach to the control and synchronization of continuous-time chaotic systems[J]. *Acta Physica Sinica*, 1999, 48(9): 1618-1627.)

[4] 蔡新国. 混沌系统同步及调制技术的研究[D]. 广州: 华南理工大学, 1999.

[5] Michael Peter Kennedy. Three steps to chaos—Part Ⅱ: A Chua's circuit primer[J]. *IEEE Trans on CAS-Ⅰ*, 1993, 40(10): 657-674.