

文章编号: 1001-0920(2008)09-0981-06

一类直接模型参考 Backstepping 自适应控制

董文瀚¹, 孙秀霞¹, 林 岩², 宋鸿飞¹

(1. 空军工程大学 工程学院, 西安 710038; 2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083)

摘 要: 提出一种新的直接模型参考 Backstepping 自适应控制系统结构. 该系统在直接模型参考自适应控制 (MRAC) 结构的基础上, 增加了 Backstepping 控制信号发生器, 通过 Backstepping 方法的灵活设计获得良好的过渡过程品质, 得到直接 MRAC 在稳定性和鲁棒性设计等方面的优点. 采用高阶调节器设计了未具规范化的直接模型参考 Backstepping 自适应律, 克服了传统自适应律引入规范化信号后使系统过渡过程品质下降的缺点.

关键词: 自适应控制; Backstepping 控制; 模型参考; 高阶调节器

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Direct model reference Backstepping adaptive control

DONG Wen-han¹, SUN Xiu-xia¹, LIN Yan², SONG Hong-fei¹

(1. Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China; 2. School of Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China. Correspondent: DONG Wen-han, E-mail: dongwenhan@sina.com)

Abstract: A new direct model reference backstepping adaptive control scheme for linear time invariant plants is proposed in this paper. A new controller structure is designed based on the conventional direct model reference adaptive control (MRAC) with an additional outer-loop that produces backstepping signals, and the backstepping control scheme is proposed with Morse's high-order tuner instead of the traditional normalized signal. In comparison with classical direct MRAC scheme, the method can improve the tracking performance significantly.

Key words: Adaptive control; Backstepping control; Model reference; High-order tuner

1 引 言

早期的自适应方案基于确定性、等价性原则和增广误差信号, 为了稳定性分析的需要, 不得不引入规范化信号, 由此产生的问题是跟踪误差的过渡过程品质难以令人满意. 近年来, 寻求具有非规范化信号的自适应控制方案成为控制领域的研究方向之一. Krstic 等提出的 Backstepping 控制方案^[1,2] 放弃了确定性、等价性原则, 从而改善了系统跟踪误差的收敛速度. 这一优点使得近年来 Backstepping 方法倍受关注, 并成功地推广到对象高频增益符号未知、时变被控对象等情形和多变量系统. 在实际工程方面, 国内外均有大量有关 Backstepping 方法的应用报道^[3].

现有的线性 Backstepping 方案也存在某些不足, 主要是控制信号过于复杂和高度非线性, 系统结构类似于间接自适应控制, 当存在外干扰和未建模

动态时, 鲁棒性不理想等^[4]. 特别是鲁棒性问题, 一直成为自适应控制的研究热点之一.

自上世纪 80 年代以来, 人们取得了一些较为典型的研究成果, 具体表现在以下几方面: 为实现对有界干扰的鲁棒性, 文献[5,6]要求参考信号是持续激励的; 为克服未建模动态, [7,8]引入了死区方法; 当未建模动态和有界干扰同时存在时, [9-11]提出了修正和规范化信号方法; [12,13]提出的变结构模型参考自适应控制 (VSMRAC), 放弃了传统的参数自适应律, 采用变结构控制来克服外界干扰和未建模动态等的影响; [14,15]提出的模型参考鲁棒控制 (MRRC), 同样在 MRAC 的基础上放弃了参数自适应律, 通过引入界定函数获得良好的鲁棒性和过渡过程品质.

分析和比较文献[5-15]不难发现, 较好的鲁棒性结果大多建立在直接模型参考控制方式的基础

收稿日期: 2007-06-20; 修回日期: 2007-11-06.

基金项目: 中国博士后科学基金项目 (20070421137).

作者简介: 董文瀚 (1979—), 男, 江西鄱阳人, 讲师, 博士后, 从事自适应控制、飞行控制的研究; 孙秀霞 (1962—), 女, 山东潍坊人, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制、飞行控制等研究.

上,基于间接方式的则相对较少.这是因为直接方式比间接方式对稳定性和收敛性的分析更容易^[16].自然的想法是:提出一种基于传统直接 MRAC 构架的 Backstepping 控制方案,将 Backstepping 控制与直接 MRAC 控制相结合,二者取长补短.

作者在文献[17,18]中提出一种采用变结构方法的直接 Backstepping 控制方案,通过对关键信号构造监控函数,在此基础上提出一种控制信号切换律,获得了良好的过渡过程.然而,变结构方法要求估计参数误差和扰动的上界已知,这显然比采用自适应律的自适应控制方法增加了不少假设.

为在自适应范围内同时获得良好的鲁棒性能和过渡过程,本文提出一种新的直接模型参考 Backstepping 自适应控制方法.与文献[19]不同的是,本文方法不仅放弃了传统自适应控制中的规范化信号,而且采用高阶调节器^[20]产生算法所需可调参数的各阶导数,保证了整个闭环系统的稳定性,并获得了较好的过渡过程特性.

2 系统结构与描述

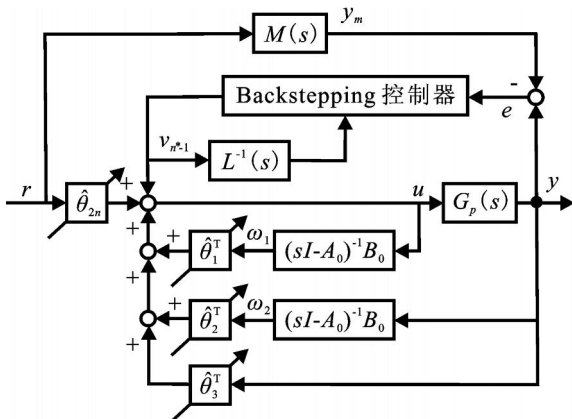


图1 直接模型参考 Backstepping 自适应控制系统结构

类似于文献[17],本文设计了图1的 DMRBAC 系统结构.可以看出,新控制器在传统直接 MRAC 结构的基础上,增加了一个 Backstepping 控制器(见图2).通过将受控系统拆分为 n^* 个相对阶为1的子系统,Backstepping 控制信号发生器将产生 n^* 个辅助误差信号 $e_0, e_1, \dots, e_{n^*-1}$, 以及 n^* 个中间控制信号 $v_0, v_1, \dots, v_{n^*-1}$. 这些信号不仅用来决定调参律,而且对于实现控制目标、改善系统过渡过程品质将起到关键作用.

考虑满足自适应控制基本假设^[16]的 SISO 线性系统

$$y = G_p(s) [u] = k_p A_p(s) / B_p(s) [u].$$

其中: y 和 u 为输出和输入信号, $A_p(s)$ 和 $B_p(s)$ 分别为 m 阶和 n 阶的首一多项式, k_p 为高频增益. 给定渐

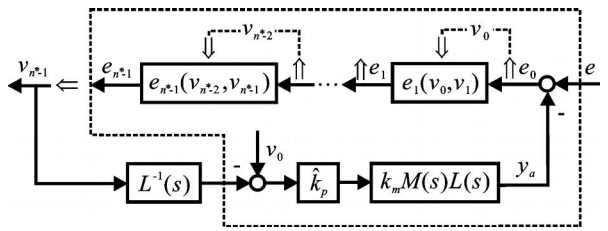


图2 Backstepping 控制信号发生器

近稳定的参考模型

$$y_m = G_m(s) [r] = k_m / B_m(s) [r].$$

其中: r 为任意分段连续且一致有界的参考输入, $B_m(s)$ 为 $n^* = n - m$ 阶的首一 Hurwitz 多项式. 设计控制律 u 的目的是使跟踪误差 $e = y - y_m$ 具有良好的过渡过程品质, 并保证闭环系统所有信号有界. 由文献[16]知, 跟踪误差 e 可写成

$$e = \frac{k_p}{k_m} G_m(s) [u - \tau^*]. \quad (1)$$

其中向量 τ^* 定义为

$$\tau^T = [\tau_1^T, \tau_2^T, y, r] \in R^{2n}, \quad (2)$$

式中 $\tau_1, \tau_2 \in R^{n-1}$ 由如下输入输出滤波器产生:

$$\begin{cases} \dot{\tau}_1 = A_0 \tau_1 + B_0 u, & \tau_1(0) = 0; \\ \dot{\tau}_2 = A_0 \tau_2 + B_0 y, & \tau_2(0) = 0. \end{cases} \quad (3)$$

其中: $A_0 \in R^{(n-1) \times (n-1)}, B_0 \in R^{n-1}$. A_0 为 Hurwitz 矩阵, 且 (A_0, B_0) 为可控对. $2n$ 维常向量

$$\tau^* = [\tau_1^*, \tau_2^*, \dots, \tau_{2n}^*], \quad (4)$$

在不计初始条件的情况下, 满足

$$y = G_p(s) [L^{-1}(s) \tau^*] = y_m.$$

这里仅讨论 $n^* > 1$ 的情形, 故引入 $n^* - 1$ 阶多项式

$$L(s) = \prod_{i=1}^{n^*-1} l_i(s), \quad l_i(s) = (s + \lambda_i), \quad \lambda_i > 0.$$

其中 λ_i 为设计参数, 使得 $G_m(s) L(s)$ 的相对阶为1. 为简化分析, 令

$$\frac{L(s)}{B_m(s)} = \frac{1}{s + \lambda_0},$$

则式(1)可写成

$$e = \frac{k_p}{k_m} G_m(s) L(s) [L^{-1}(s) [u] - L^{-1}(s) [\tau^*]] = \frac{k_p}{s + \lambda_0} [L^{-1}(s) [u] - \tau^*], \quad (5)$$

其中

$$\tau^* = L^{-1}(s) [\tau^*]. \quad (6)$$

取

$$u = L(s) [\tau^*] + v_{n^*-1}. \quad (7)$$

其中: $\hat{\tau}^* \in R^{2n}$ 为 τ^* 的估计值, v_{n^*-1} 为 Backstepping 信号的最后一步. 令 $\hat{\tau}^* = \hat{\tau}^*$, 则式(5)可写成

$$e = \frac{k_p}{s + 0} [\tau^{-1} + L^{-1}(s) [v_{n^*-1}]], \quad (8)$$

3 Backstepping 控制律设计

第 1 步 按图 2 构造增广信号

$$y_a = \frac{1}{s + 0} [\hat{k}_p (L^{-1}(s) [v_{n^*-1}] - v_0)]. \quad (9)$$

定义辅助误差信号

$$e_0 = e - y_a. \quad (10)$$

令

$$\tilde{k}_p = \hat{k}_p - k_p, f = v_0 - L^{-1}(s) [v_{n^*-1}],$$

则有

$$\dot{e}_0 = \frac{1}{s + 0} [k_p \tau^{-1} + \tilde{k}_p f + k_p v_0],$$

即

$$\dot{e}_0 = - 0 e_0 + k_p \tau^{-1} + \tilde{k}_p f + k_p v_0. \quad (11)$$

定义 $p = 1/k_p$, $\tilde{p} = \hat{p} - p$, 其中 \hat{p} 为 p 的估计值. 取控制信号

$$v_0 = - 0 \tilde{p} e_0, \quad (12)$$

式(12)代入式(11),并注意到 $k_p 0 \hat{p} e_0 = k_p 0 \tilde{p} e_0 + 0 e$, 则有

$$\dot{e}_0 = - (0 + 0) e_0 + 0 \{ k_p \tau^{-1} + \tilde{k}_p f + k_p \tilde{p} h \}. \quad (13)$$

其中

$$0 = 1, h = - 0 e_0. \quad (14)$$

Backstepping 控制仅考虑 $n^* > 1$ 时的问题,因此直接进行第 2 步.

第 2 步 构造一阶系统

$$\dot{e}_1 = - 1 e_1 + \dot{v}_0 + 1 v_0 - v_1.$$

根据式(12),将 v_0 代入上式,并结合式(13),有

$$\dot{e}_1 = - 1 e_1 + 1 \{ k_p \tau^{-1} + \tilde{k}_p f + k_p \tilde{p} h \} + \frac{\partial v_0}{\partial \hat{p}} \hat{p} - \frac{\partial v_0}{\partial e_0} (0 + 0) e_0 + 1 v_0 - v_1. \quad (15)$$

其中

$$1 = \frac{\partial v_0}{\partial e_0} 0, \quad (16)$$

1 一般用来表示该步骤中一些已知项. 根据式(15),不难取

$$v_1 = 1 e_1 + \frac{\partial v_0}{\partial \hat{p}} p_1 + 1, \quad (17)$$

则

$$\dot{e}_1 = - (1 + 1) e_1 + 1 \{ k_p \tau^{-1} + \tilde{k}_p f + k_p \tilde{p} h \} + \frac{\partial v_0}{\partial \hat{p}} (\hat{p} - p_1). \quad (18)$$

第 i 步 ($2 < i < n^* - 1$) 由第 1 步和第 2 步,控制信号可表示为

$$v_{i-1} = v_{i-1}(e_0, \dots, e_{i-1}, \hat{p}). \quad (19)$$

构造一阶系统

$$\dot{e}_i = - i e_i + \dot{v}_{i-1} + i v_{i-1} - v_i = - i e_i + \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\partial v_{i-1}}{\partial e_j} \dot{e}_j + \frac{\partial v_{i-1}}{\partial \hat{p}} \dot{\hat{p}} + i - v_i, \quad (20)$$

其中 i 一般表示步骤中某些可测量的项. 令

$$i = \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\partial v_{i-1}}{\partial e_j} j,$$

其中 0 和 1 如式(14)和(16). 定义

$$k_i = - \left(\sum_{j=0}^i j e_j \right) f, \quad p_i = - \left(\sum_{j=0}^i j e_j \right) h, \\ p^{(j+1,i)} = - \sum_{k=j+1}^i (k e_k) h, \quad i > j.$$

则有 $p_i = p_j + p^{(j+1,i)}$. 再令

$$w_1 = \frac{\partial v_0}{\partial \hat{p}}, \quad w_i = \frac{\partial v_{i-1}}{\partial \hat{p}} + \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial v_{i-1}}{\partial e_j} w_j.$$

此时若取

$$v_i = i e_i + \frac{\partial v_{i-1}}{\partial \hat{p}} p_i + \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial v_{i-1}}{\partial e_j} w_j p^{(j+1,i)} - \left(\sum_{j=1}^{i-1} w_j e_j \right) i h + i, \quad (21)$$

则有

$$\dot{e}_i = - (i + i) e_i + i \{ k_p \tau^{-1} + \tilde{k}_p f + k_p \tilde{p} h \} + w_i (\hat{p} - p_i) + \left(\sum_{j=1}^{i-1} w_j e_j \right) i h. \quad (22)$$

第 n^* 步 综合式(11), (18)和(22),可将误差方程写成如下的紧凑形式:

$$\dot{E} = A_e E + (k_p \tau^{-1} + \tilde{k}_p f + k_p \tilde{p} h).$$

其中

$$E = [e_0, e_1, \dots, e_{n^*-1}]^T, \\ = [0, 1, \dots, n^*-1]^T, \\ A_e = \begin{bmatrix} - (0 + 0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & - (1 + 1) & \dots & - w_1 n^*-1 h \\ 0 & w_1 2 h & \dots & - w_2 n^*-1 h \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & w_1 n^*-1 h & \dots & - (n^*-1 + n^*-1) \end{bmatrix}.$$

在 Backstepping 的最后一步,采用如下高阶调节器:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_k = -\bar{a}_k^T E, \\ \dot{\bar{z}}_k = (1 + \mu^{-1}) (A_{k-1} \bar{z}_k + \hat{b}_k), \\ \hat{a}_k = c^T \bar{z}_k. \end{cases} \quad (24)$$

其中: \bar{z}_k 为式(6)中 \bar{z} 的第 k 个分量, $\mu > 0$ 为设计常数, (c^T, A, b) 为 $L(0)/L(s)$ 的 $n^* - 1$ 阶最小实现, $k = 1, 2, \dots, 2n$. 取辅助向量

$$z_k = \bar{z}_k + A^{-1} \hat{b}_k R^{n^*-1},$$

并令正定矩阵 P 满足 $A^T P + PA = -2I$. 引入 $\tilde{x}_k = \hat{a}_k - \bar{z}_k$, 其中 \hat{a}_k 由式(4)定义. 注意到 $c^T A^{-1} b = -1$, 则整个误差模型可写成

$$\begin{cases} \dot{E} = A_e E + k_p \sum_{k=1}^{2n} \tilde{x}_k + k_p \sum_{k=1}^{2n} \tilde{x}_k^T z_k + \tilde{k}_p f + k_p \tilde{p} h, \\ \dot{z}_k = (1 + \mu^{-1}) A z_k - A^{-1} \hat{b}_k^T E, \\ \dot{\tilde{x}}_k = -\tilde{a}_k^T E. \end{cases} \quad (25)$$

定义 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} E^T E + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{2n} \tilde{x}_k^2 + \frac{1}{2} k_p \tilde{p}^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{2n} z_k^T P z_k + \frac{k_p}{2} \sum_{k=1}^{2n} \tilde{z}_k^2(t), \quad (26)$$

则

$$\begin{aligned} \dot{V} = & E^T A_e E + k_p \sum_{k=1}^{2n} \tilde{x}_k + k_p \sum_{k=1}^{2n} \tilde{x}_k^T z_k + \tilde{k}_p (\dot{k}_p + E^T E f) + \\ & k_p \tilde{p} (\dot{\tilde{p}} + E^T E h) - \sum_{k=1}^{2n} (1 + \mu^{-1}) |z_k|^2 - \\ & \sum_{k=1}^{2n} z_k^T P A^{-1} \hat{b}_k^T E - k_p \sum_{k=1}^{2n} \tilde{z}_k^2(t). \end{aligned}$$

取

$$\begin{cases} \dot{\hat{k}}_p = k(n^* - 1) = -E^T E f, \\ \dot{\hat{p}} = p(n^* - 1) = -E^T E h. \end{cases} \quad (27)$$

注意到式(23)中 A_e 的斜对称矩阵性质, 有

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \sum_{i=0}^{n^*-1} (i+1) e_i^2 + k_p \sum_{k=1}^{2n} \tilde{x}_k^T z_k - \\ & \sum_{k=1}^{2n} z_k^2 - \mu \sum_{k=1}^{2n} \tilde{z}_k^2 - \sum_{k=1}^{2n} z_k^T P A^{-1} \hat{b}_k^T E. \end{aligned}$$

若选择正常数 $\mu, \alpha, \beta, \gamma$ ($j = 0, 1, \dots, n^* - 1$), 满足 $\alpha + \beta = \mu + \gamma$, 则有

$$\dot{V}$$

$$\begin{aligned} & - \sum_{i=0}^{n^*-1} (i+1) e_i^2 - \sum_{k=1}^{2n} z_k^2 - \sum_{k=0}^{2n} \left[\frac{\mu}{2n} |E|^2 - \right. \\ & \left. |k_p| |c| + |P A^{-1} b| \right] |z_k| |E| + \\ & \mu \sum_{k=1}^{2n} \tilde{z}_k^2. \end{aligned}$$

进而取

$$\mu > \frac{n^*}{2} \left[|c| + |P A^{-1} b| \right]^2,$$

便可得到

$$\dot{V} \leq - \sum_{i=0}^{n^*-1} (i+1) e_i^2 - \sum_{k=1}^{2n} z_k^2. \quad (28)$$

4 控制器分析

定理 1 设由式(25)给定的系统满足自适应控制的基本假设, 控制信号由式(7)给出, 其中 \hat{a} 及其各阶导数和 v_{n^*-1} 分别由 Backstepping 算法(20), (21) 和高阶调节器(24)得到. 则跟踪误差 e 满足 $\lim_t e(t) = 0$, 且闭环系统所有信号一致有界.

证明 由式(28)知 $\dot{V} \leq 0$. 考虑到 $V \geq 0$, 可知 V 非增, 且由式(26)知

$$e_i (i = 0, \dots, n^* - 1) \leq L, \quad \hat{k}_p, \hat{p}, \hat{a}_i(t), z_i(t) \leq L. \quad (29)$$

特别地, 由于 $V(0) = V(\infty)$, 对于 $i = 0, 1, \dots, n^* - 1$, 由式(28)有

$$\begin{aligned} \lim_t \int_0^t (i+1) e_i^2(\tau) d\tau = \\ \int_0^t (i+1) e_i^2(\tau) d\tau - \dot{V}(\tau) d\tau = V(0) - V(t), \end{aligned}$$

故 $e_i \in L_2$. 根据 Barbalat 引理^[16], 有

$$\lim_t e_i(t) = 0. \quad (30)$$

结合式(9), (10), (18) 和(22), 可得到系统误差 e 和 e_i 间的关系

$$\begin{aligned} e = & e_0 + \frac{1}{s+0} [\hat{k}_p (L^{-1}(s) [v_{n^*-1}] - v_0)] = \\ & e_0 - \sum_{i=1}^{n^*-1} \frac{1}{s+0} [\hat{k}_p \int_0^t \tilde{z}_i^{-1}(s) [e_i]], \end{aligned} \quad (31)$$

其中 $\int_0^t \tilde{z}_i^{-1}(s) = I_j^{-1}(s)$, 且 $\tilde{z}_0^{-1}(s) = 1$. 式(30)和(31)蕴涵 $e, y \in L$, $\lim_t e(t) = 0$.

进一步证明系统中其余信号的有界性. 由式(29)并考虑式(12), (17), (19) 和(21), 用递推的方法可得到 $v_i, \dot{v}_i, \ddot{v}_i, \dots, \frac{\partial v_i}{\partial e_0}, \frac{\partial v_i}{\partial e_1}, \dots, \frac{\partial v_i}{\partial e_i}, \frac{\partial v_i}{\partial \hat{p}}, w_i, \dot{v}_i$

$L, i = 0, 1, \dots, n^* - 1$. 于是, 式(27)中 $\hat{p} \in L$. 再

由 v_{n-1} 有界和 h 的定义(14), 可得到 \hat{k}_p 的有界性, 从而由式(22) 可知 \dot{e}_i 有界. 同理可证式(24) 中 k_i ,

\dot{k}_k, \hat{L} . 此外, 由式(3) 可知

$$L^{-1}(s) [\dot{y}] = L^{-1}(s) (sI - A_0)^{-1} B_0 [u] = L^{-1}(s) (sI - A_0)^{-1} B_0 G_p^{-1}(s) [y].$$

因 $G_p(s)$ 最小相位, 故 $L^{-1}(s) (sI - A_0)^{-1} B_0 G_p^{-1}(s)$ 正则、稳定, 因此 $y \in L^\infty$ 蕴涵 $L^{-1}(s) [\dot{y}]$ 有界, 从而 \dot{y} 有界. 将式(8) 改写为

$$\dot{y} = \dot{y}_m - \alpha y + \alpha y_m + k_p \ddot{y} + k_p L^{-1}(s) [v_{n-1}],$$

可以推断 \dot{y} 有界. 再由 \ddot{y} 的定义可得

$$\ddot{y} = [[L^{-1}(s) (sI - A_0)^{-1} B_0 G_p^{-1}(s) [\dot{y}]]^T, [L^{-1}(s) (sI - A_0)^{-1} B_0 [\dot{y}]]^T, L^{-1}(s) [\dot{y}], L^{-1}(s) [\dot{r}]]^T.$$

由此可得 \ddot{y} 有界. 由 \hat{L} 和 \ddot{y} 的有界性并结合式(24), 注意到 $c^T A^{i-1} b = 0 (i = 1, 2, \dots, n^* - 2)$, 不难得到

$$\hat{L}^{(i)}, y^{(i)}, \ddot{y}^{(i)} \in L^\infty, \quad (32)$$

对于 $1 \leq i \leq n^* - 1$ 成立. 最后, 根据式(7) 输入 u 的定义, 考虑到式(32) 和 \ddot{y} 的定义(2), 可得到 u 有界. 至此, 便证明了闭环系统所有信号均有界.

5 数值仿真

考虑如下相对阶为 2 的被控对象:

$$G_p(s) = k_p / (s(s - a)). \quad (33)$$

其中: $k_p = 1, a = 3$ 假定未知. 分别采用经典直接 MRAC 方法^[16]、规范化 DMRBAC 方法和本文基于 Morse 高阶调节器的未规范化 DMRBAC 方法进行仿真比较. 选取参考模型

$$M(s) = 1 / (s^2 + 2s + 1),$$

参考输入 $r = \sin t$; 根据式(3) 取 α_1 和 α_2 的输入输出滤波器参数 $A_0 = -5, B_0 = 1$; 取 $L(s) = s + 1$.

采用经典直接 MRAC 方案时, 控制信号和跟踪过程曲线如图 3 和图 4 所示. 不难看出, 尽管对象输出 y 最终能较好地跟踪模型的输出 y_m , 但过渡过程品质很差; 此外, 控制信号也出现了较大的幅值和振动.

在相同条件下, 采用规范化 DMRBAC 方案进行设计, 控制信号和跟踪过程曲线如图 5 和图 6 所示. 不难看出, 即使对式(33) 参数未知的不稳定系统, 通过 Backstepping 方法的灵活设计, DMRBAC 方案也能获得较好的过渡过程品质, 控制信号的幅值也得到了明显的降低.

采用本文的未规范化 DMRBAC 方案在相同条件下进行仿真, 中间控制信号 v_0 和 v_1 分别如式(12) 和(21) 设计, 调参律 \hat{k}_p 和 \hat{p} 由式(27) 得到, 调参律

\hat{L} 和 \hat{L} 由高阶调节器(24) 产生. 控制信号和跟踪过程的仿真曲线如图 7 和图 8 所示. 该方案获得了良好的过渡过程品质, 对象输出 y 在 3 s 内以相当高的精度跟踪参考模型的输出. 与规范化方案相比, 未规范化 DMRBAC 方案取得了更好的过渡过程品质和更低的控制信号幅值.

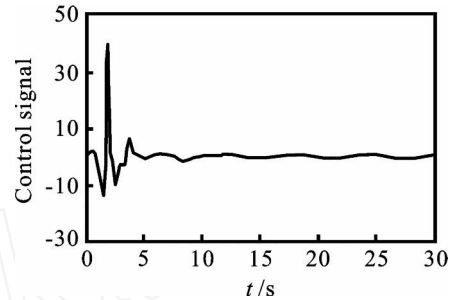


图 3 经典方案控制信号

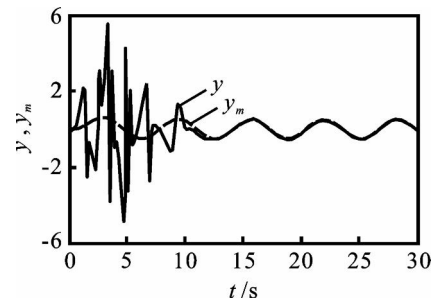


图 4 经典方案跟踪过程

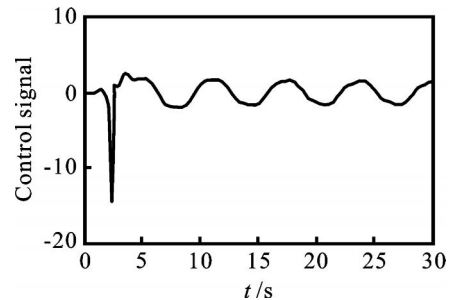


图 5 规范化方案控制信号

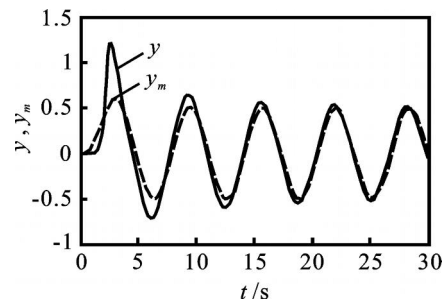


图 6 规范化方案跟踪过程

比较上述 3 种方法, 从控制信号幅值和跟踪误差的过渡过程品质看, 未规范化 DMRBAC 方案的效果最好, 规范化 DMRBAC 方案次之, 经典直接 MRAC 方案最差. 仿真结果显示了 Backstepping 方法在改善自适应系统过渡过程品质方面的优越性,

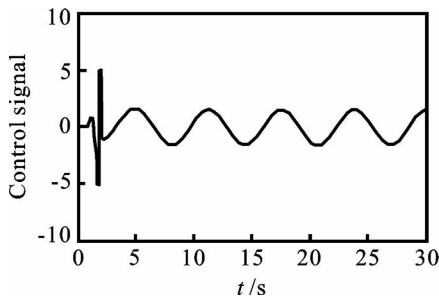


图7 未规范化方案控制信号

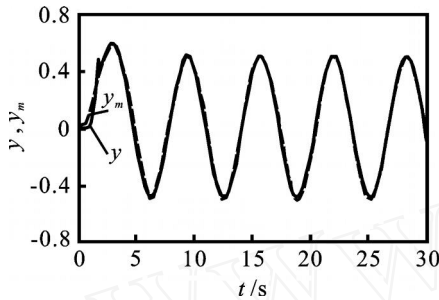


图8 未规范化方案跟踪过程

同时说明在放弃规范化调参律后,改善的效果更加显著。

6 结 论

本文结合直接 MRAC 控制、Backstepping 算法和高阶调节器,提出一类直接模型参考 Backstepping 自适应控制器结构和控制律设计方法,并给出了稳定性证明。下一步工作将结合前人在直接 MRAC 鲁棒性设计中取得的优良成果,对直接模型参考 Backstepping 自适应控制器的鲁棒性问题作进一步研究。

参考文献 (References)

- [1] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear design of adaptive controllers for linear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(4): 738-752.
- [2] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [3] 董文瀚, 孙秀霞, 林岩. 反推自适应控制的发展及应用[J]. 控制与决策, 2006, 21(10): 1081-1086. (Dong W H, Sun X X, Lin Y. Backstepping adaptive control: Development and applications[J]. Control and Decision, 2006, 21(10): 1081-1086.)
- [4] Faycal I, Krstic M. Robustness of the tuning functions adaptive backstepping design for linear systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1998, 43(12): 431-437.
- [5] Narendra K S, Annaswamy A M. Robust adaptive control in the presence of bounded disturbances [J].

IEEE Trans on Automatic Control, 1986, 31(4): 306-315.

- [6] Sastry S S, Bodson M. Adaptive control: Stability, convergence and robustness [M]. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989.
- [7] Kreisselmeier G, Anderson B D O. Robust model reference adaptive control [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1986, 31(2): 127-133.
- [8] Samson C. Stability analysis of adaptively controlled system subject to bounded disturbances [J]. Automatica, 1983, 19(1): 81-86.
- [9] Ioannou P A. Robust adaptive controller with zero residual tracking errors[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1986, 31(8): 773-776.
- [10] Ortega R, Praly L, Tang Y. Direct adaptive tuning or robust controllers with guaranteed stability properties [J]. System and Control Letter, 1987, 8(4): 321-326.
- [11] Tao G, Ioannou P A. Robust adaptive control: A modified scheme[J]. Int J of Control, 1991, 54(2): 241-256.
- [12] 武玉强, 余星火, 冯纯伯. 输入输出通道有干扰的 MRAC 系统的变结构控制[J]. 中国科学, 2001, 31(2): 150-166. (Wu Y Q, Yu X H, Feng C B. Variable structure model reference adaptive control with disturbance in input and output channel[J]. Science in China, 2001, 31(2): 150-166.)
- [13] Cunha J P V S, Hsu L, Costa R R, et al. Output-feedback model-reference sliding mode control of uncertain multivariable systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2003, 48(12): 2245-2250.
- [14] Ambrose H, Qu Z. Model reference robust control for MIMO systems[J]. Int J of Control, 1997, 68(3): 599-623.
- [15] Chen X, Fukuda T. Model reference robust control for non-minimum phase systems with disturbance[J]. Int J of Control, 1999, 72(2): 123-132.
- [16] Ioannou P A, Jing Sun. Robust adaptive control[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [17] 林岩, 董文瀚, 孙秀霞. 高频增益符号未知时的变结构模型参考自适应控制——任意相对阶的控制律设计[J]. 控制理论与应用, 2006, 23(3): 383-390. (Lin Y, Dong W H, Sun X X. Variable structure model reference adaptive control with unknown high frequency gain sign: General case[J]. Control Theory and Applications, 2006, 23(3): 383-390.)

(下转第 993 页)

当 $w(k)$ 被看成一个具有单位谱密度的白噪声信号, 执行器故障矩阵 $M = \text{diag}[0.8 \ 0.9]$ 时, 闭环系统的输出响应曲线如图 5 所示.

经计算可得闭环系统的 H_2 性能指标值 $J(K) = 0.7405 < \bar{J}(K)$. 即在执行器发生故障时, 系统仍满足约束条件 3).

5 结 论

本文针对一类不确定性不满足匹配条件而只有数值上界形式的随机离散线性系统, 研究状态反馈控制下的完整性设计问题. 在连续型执行器故障模型下, 给出了具有相容指标约束的满意容错控制器存在的充分条件, 以及控制器的构造性设计方法. 所给结论保证了在相容指标约束下, 对于任意容许的不确定性以及执行器的故障, 相应的闭环系统同时满足区域极点指标、 H 扰动衰减指标和 H_2 性能指标约束. 仿真实例验证了本文方法的有效性, 并与不考虑故障的系统相比较, 进一步说明对系统进行满意容错控制的必要性.

参考文献 (References)

- [1] Ye D, Yang G. Adaptive fault-tolerant tracking control against actuator faults with application to flight control [J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2006, 14(6): 1088-1096.
- [2] Jiang B, Staroswiecki M, Cocquemot V. Fault accommodation for nonlinear dynamic systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2006, 51(9): 1578-1583.
- [3] Lunze J, Steffen T. Control reconfiguration after actuator failures using disturbance decoupling methods [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2006, 51(10): 1590-1601.
- [4] Zhang G, Wang Z, Han X, et al. Research on satisfactory control theory and its application in fault-tolerant technology [C]. 5th World Congress on Intelligent Control and Automation. Hangzhou, 2004: 1521-1524.
- [5] Eduardo N, Reinaldo M, Ricard H. Multiobjective optimization applied to robust H_2/H state-feedback control synthesis [C]. Proc of 2004 American Control Conf. Boston, 2004: 4619-4624.
- [6] Neumann D, Araujo H. Mixed H_2/H control for uncertain systems under pole placement constraints using genetic algorithms and LMIs [C]. Proc of 2004 IEEE Int Symp on Intelligent Control. Taipei, 2004: 460-465.
- [7] Yang Y, Yang G, Soh Y. Reliable control of discrete-time systems with actuator failures [J]. IEE Proc of Control Theory and Applications, 2000, 147(4): 428-432.
- [8] 王福忠, 姚波, 张嗣瀛. 线性系统区域稳定的可靠控制 [J]. 控制理论与应用, 2004, 21(5): 835-839. (Wang F Z, Yao B, Zhang S Y. Reliable control of regional stabilizability for linear systems [J]. Control Theory and Applications, 2004, 21(5): 835-839.)
- [9] Garcia G, Bernussou J. Pole assignment for uncertain systems in a specified disk by state feedback [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1995, 40(1): 184-190.
- [10] Xu S, Yang C, Zhou S. Robust H control for uncertain discrete-time systems with circular pole constraints [J]. Systems & Control Letters, 2000, 39(1): 13-18.
- [11] 张刚, 韩祥兰, 王执铨. 极点与状态方差约束下的动态输出反馈可靠控制 [J]. 控制与决策, 2007, 22(3): 289-293. (Zhang G, Han X L, Wang Z Q. Dynamic output feedback reliable control with pole and state variance constraints [J]. Control and Decision, 2007, 22(3): 289-293.)
- [18] Dong W H, Sun X X, Lin Y. Variable structure model reference adaptive control with unknown high frequency gain sign [J]. Acta Automatica Sinica, 2007, 21(10): 404-408.
- [19] 解学军, 吴昭景, 张嗣瀛. 具有未规范化自适应律的直接模型参考自适应反推控制器 [J]. 控制与决策, 2004, 19(1): 53-56. (Xie X J, Wu Z J, Zhang S Y. Direct model reference adaptive backstepping controller with unnormalized adaptive laws [J]. Control and Decision, 2004, 19(1): 53-56.)
- [20] Morse A S. High-order parameter tuners for the adaptive control of linear and nonlinear systems [C]. Proc of US-Italy Joint Seminar System, Models and Feedback: Theory and Applications. Birkhauser, 1992: 339-364.

(上接第 986 页)