

## 基于线性状态反馈和高阶泰勒逼近的自抗扰控制方法

李大宇, 李 征, 靳其兵

(北京化工大学 信息科学与技术学院, 北京 100029)

**摘 要:** 针对对象模型不确定性和输入扰动问题, 设计扩张状态观测器. 提出利用高阶泰勒多项式构造综合扰动的内部模型, 将其作为系统的扩张状态, 由 Luenberger 状态观测器对其进行估计. 运用线性状态反馈法, 将原系统状态估值反馈至参考输入, 再结合极点配置法和扩张状态估值得到最终的控制作用. 由于将原系统转化为积分串联型, 实现了系统线性化, 并对干扰进行了有效补偿, 使系统抗扰性能大为增强. 通过数例分析验证了所提出方法的有效性.

**关键词:** 综合扰动; 高阶泰勒多项式; 扩张状态观测器; 极点配置; 线性状态反馈

中图分类号: TP273

文献标志码: A

## Linear state feedback and high-order Taylor polynomial approximation based active disturbance rejection control

LI Da-zi, LI Zheng, JIN Qi-bing

(College of Information Science and Technology, Beijing University of Chemical Technology, Beijing 100029, China.  
Correspondent: LI Da-zi, E-mail: lidz@mail.buct.edu.cn)

**Abstract:** An extended Luenberger state observer is designed for solving the problems of system model uncertainties and exogenous perturbations. The lumped perturbation is reconstructed through a high-order Taylor polynomial as its internal model, and is treated as an extended state of the observer. A linear state feedback control method is employed to feed back the state estimates as the reference inputs. Then the stabilizing pole-placement method and the extended state estimate are combined to derive the final control action. The strong capability of disturbance rejection can be obtained through system linearization in the form of chain of integrations and effective disturbance compensation. Finally, numerical results show the effectiveness of the proposed method.

**Keywords:** lumped perturbation; high-order Taylor polynomial; extended state observer; pole-placement; linear state feedback

### 0 引 言

在现代控制理论中, 不确定性对象和受扰系统的研究具有重要意义. 韩京清<sup>[1]</sup>首次提出自抗扰控制(ADRC), 引出“总扰”的思想, 并实现了对非线性效应的有效利用. 王海强等<sup>[2]</sup>对非线性扩张状态观测器的性能和应用进行了研究, 但由于非线性函数的加入使得控制器参数增多, 参数整定较为困难. Gao<sup>[3]</sup>提出了线性自抗扰控制(LADRC), 利用“带宽”的概念确定线性扩张状态观测器的参数. Lu等<sup>[4-5]</sup>将扰动估计器(POB)与滑模控制结合, 在扰动有界的前提下, 选定已知函数作为系统非线性动态估计误差和未知外扰的边界函数. Saito等<sup>[6]</sup>针对时滞系统, 将一种新的滤波方法用于扰动观测器(DOB)设计, 同时利用通

信扰动观测器和输入扰动观测器, 实现二自由度控制, 分别获得了最优的时滞补偿特性和干扰抑制特性. Yamada等<sup>[7]</sup>提出观测器参数化的思想, 给出了对于任意输入扰动对象观测器可参数化的条件. 但是, 上述方法设计实施复杂, 参数整定困难, 约束条件严格, 制约了抗扰控制在实际中的广泛应用.

本文结合文献[1]的思想, 综合考虑对象模型不确定性和输入扰动对控制系统的影响, 提出利用高阶泰勒多项式逼近表达综合扰动(扩张状态). 利用被控对象的输入、输出量建立线性 Luenberger 扩张状态观测器, 对系统原状态和扩张状态进行重构, 并将重构后的原状态向量反馈至参考输入. 经反馈作用得到的虚拟控制量, 与综合扰动估值共同作用得到实际控制

收稿日期: 2013-09-30; 修回日期: 2013-12-20.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61273132).

作者简介: 李大宇(1970—), 女, 教授, 从事人工智能、先进控制等研究; 李征(1988—), 女, 硕士生, 从事自抗扰控制的研究.

量, 输入至被控对象. 整个控制系统等效为积分串联型, 化复杂为简单, 且通过有效地扰动估计和消除, 具有较强的干扰抑制特性.

### 1 问题描述

文献 [8] 提出了解决控制问题的新思路: 解决控制问题是在系统运行过程中施加控制力达到控制目的的过程的控制. 因此, 可通过开环动态在控制过程中的具体表现量推导得出控制力, 该表现量可以通过数学变换从对象的输入、输出提炼出来, 与文献 [9] 的思想一致.

考虑具有输入干扰的不确定性系统

$$y^{(n)} = \varphi(t, y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(n-1)}) + bu + \psi(t). \quad (1)$$

其中:  $u$  和  $y$  分别为系统输入量和输出量,  $\varphi(t, y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(n-1)})$  为表征系统动态的非线性函数,  $b$  为输入增益,  $\psi(t)$  为未知但有界的系统输入干扰.

将对象动态特性和输入干扰综合考虑, 式 (1) 可记作

$$y^{(n)} = f(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(n-1)}, \psi(t)) + bu. \quad (2)$$

### 2 基于状态重构和状态反馈的自抗扰控制

在现代控制理论中, 运用状态空间法描述输入-状态-输出诸变量间的因果关系, 不但反映了系统的输入-输出外部特性, 而且揭示了系统内部的结构特性, 是一种有效的分析和综合方法. 本文结合状态空间法的理论基础, 进一步改进和发展自抗扰控制方法.

#### 2.1 系统状态重构及线性状态反馈

将式 (2) 中的综合扰动移项, 得

$$f(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(n-1)}, \psi(t)) = y^{(n)} - bu. \quad (3)$$

由式 (3) 可见, 综合扰动与输入、输出和输出的有限阶微分有关, 因此, 可以考虑利用观测器对其进行重构. 对变换后的系统 (2) 进行状态空间描述

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \quad \dot{x}_2 = x_3, \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n, \\ \dot{x}_n &= f(x_1, x_2, \dots, x_n, \psi(t)) + bu, \\ y &= x_1. \end{aligned} \quad (4)$$

将  $f(x_1, x_2, \dots, x_n, \psi(t))$  (简记为  $f$ ) 作为系统扩张状态, 建立 Luenberger 扩张状态观测器

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 + \lambda_n(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_2 &= z_3 + \lambda_{n-1}(y - \hat{y}), \\ &\vdots \\ \dot{z}_{n-1} &= z_n + \lambda_2(y - \hat{y}), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_n &= z_{n+1} + bu + \lambda_1(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_{n+1} &= \lambda_0(y - \hat{y}). \end{aligned} \quad (5)$$

其中:  $z_i = \hat{x}_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ),  $z_{n+1} = \hat{f}$ ,  $\lambda_j$  ( $j = 0, 1, \dots, n$ ) 为观测器增益. 令  $e_{\zeta i} = x_i - z_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ), 得到观测器误差方程

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\zeta 1} &= e_{\zeta 2} - \lambda_n e_{\zeta 1}, \\ \dot{e}_{\zeta 2} &= e_{\zeta 3} - \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}, \\ &\vdots \\ \dot{e}_{\zeta n-1} &= e_{\zeta n} - \lambda_2 e_{\zeta 1}, \\ \dot{e}_{\zeta n} &= f - z_{n+1} - \lambda_1 e_{\zeta 1}, \\ \dot{z}_{n+1} &= \lambda_0 e_{\zeta 1}, \\ e_{\zeta 1} &= x_1 - z_1. \end{aligned} \quad (6)$$

为了表明扩张状态观测器的收敛性<sup>[10-11]</sup> (即估计误差渐近稳定), 给出如下定理和推论.

**定理 1** 若综合扰动  $f$  及其微分  $\dot{f}$  均一致有界, 且选取观测器增益  $\lambda_j$  ( $j = 0, 1, \dots, n$ ) 使观测器误差方程特征多项式 Hurwitz 稳定, 则对于任意初始误差向量  $e_{\zeta}(0)$ , 误差向量  $e_{\zeta}(t)$  都将按指数衰减规律趋近于零. 如果特征值使得误差向量的动态特性渐近稳定且收敛速度足够快, 则任意误差向量  $e_{\zeta}(t)$  都将以足够快的速度趋近于零 (原点).

**证明** 根据式 (6) 可以得到如下误差关系式:

$$\begin{aligned} e_{\zeta 2} &= \dot{e}_{\zeta 1} + \lambda_n e_{\zeta 1}, \\ e_{\zeta 3} &= \dot{e}_{\zeta 2} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1} = \ddot{e}_{\zeta 1} + \lambda_n \dot{e}_{\zeta 1} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}, \\ &\vdots \\ e_{\zeta n-1} &= e_{\zeta 1}^{(n-2)} + \lambda_n e_{\zeta 1}^{(n-3)} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}^{(n-4)} + \dots + \lambda_3 e_{\zeta 1}, \\ e_{\zeta n} &= e_{\zeta 1}^{(n-1)} + \lambda_n e_{\zeta 1}^{(n-2)} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}^{(n-3)} + \dots + \lambda_2 e_{\zeta 1}, \\ \dot{e}_{\zeta n} &= e_{\zeta 1}^{(n)} + \lambda_n e_{\zeta 1}^{(n-1)} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}^{(n-2)} + \dots + \lambda_2 \dot{e}_{\zeta 1}, \\ f - z_{n+1} &= e_{\zeta 1}^{(n)} + \lambda_n e_{\zeta 1}^{(n-1)} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}^{(n-2)} + \dots + \\ &\quad \lambda_2 \dot{e}_{\zeta 1} + \lambda_1 e_{\zeta 1}, \\ \dot{f} &= e_{\zeta 1}^{(n+1)} + \lambda_n e_{\zeta 1}^{(n)} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}^{(n-1)} + \dots + \\ &\quad \lambda_2 \ddot{e}_{\zeta 1} + \lambda_1 \dot{e}_{\zeta 1} + \lambda_0 e_{\zeta 1}. \end{aligned} \quad (7)$$

其中  $\dot{f} = e_{\zeta 1}^{(n+1)} + \lambda_n e_{\zeta 1}^{(n)} + \lambda_{n-1} e_{\zeta 1}^{(n-1)} + \dots + \lambda_2 \ddot{e}_{\zeta 1} + \lambda_1 \dot{e}_{\zeta 1} + \lambda_0 e_{\zeta 1}$ . 则有  $\dot{e} = Ae + b\dot{f}$ , 其中  $e = (e_{\zeta 1}, \dot{e}_{\zeta 1}, \dots, e_{\zeta 1}^{(n)})^T$ , 且

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\lambda_0 & -\lambda_1 & -\lambda_2 & \dots & -\lambda_n \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

研究系统稳定性时,由于矩阵  $A$  满足 Hurwitz,即  $A$  的所有特征值均具有负实部,根据李亚普诺夫稳定性第一判别法可知原点为唯一的平衡状态.由此,定理1得证,误差向量最终趋近于原点.  $\square$

**推论 1** 在满足定理1的条件下,对于任意给定的正数  $\varepsilon$  (不论它多么小),当  $t \rightarrow \infty$  时,总有  $|f - z_{n+1}| < \varepsilon$ ,即  $z_{n+1}$  最终无限接近于  $f$ ,记作

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_{n+1} = f. \quad (9)$$

考虑到式(7)中  $f - z_{n+1} = e_{c_1}^{(n)} + \lambda_n e_{c_1}^{(n-1)} + \dots + \lambda_2 e_{c_1} + \lambda_1 e_{c_1}$ ,当误差  $e_{c_1}$  到达平衡状态  $e_{c_1} = 0$  时, $z_{n+1}$  无限接近于  $f$ .

状态重构后实施反馈,  $z_i (i = 1, 2, \dots, n)$  经线性反馈至参考输入端.考虑跟踪轨迹  $y^*(t)$  及其  $n$  阶微分  $\dot{y}^*(t), \ddot{y}^*(t), \dots, y^{*(n)}(t)$ ,根据期望极点设计反馈增益矩阵  $K = [k_0, k_1, \dots, k_{n-1}]$ .令虚拟控制量  $v$  取以下形式:

$$v = y^{*(n)} - k_0(z_1 - y^*) - k_1(z_2 - \dot{y}^*) - \dots - k_{n-1}(z_n - y^{*(n-1)}). \quad (10)$$

由虚拟控制量  $v$  和扩张状态  $z_{n+1}$  共同构成实际输入控制量  $u$ ,有

$$u = \frac{-z_{n+1} + v}{b}. \quad (11)$$

将式(10)和(11)代入(2),得到

$$\begin{aligned} y^{(n)} &= f - z_{n+1} + v = \\ & f - z_{n+1} + y^{*(n)} - k_0(z_1 - y^*) - \\ & \dots - k_{n-1}(z_n - y^{*(n-1)}). \end{aligned} \quad (12)$$

**推论 2** 若系数  $\{k_0, k_1, \dots, k_{n-1}\}$  对应于同维的 Hurwitz 多项式  $s^n + k_{n-1}s^{n-1} + \dots + k_1s + k_0$ ,且其数值由极点配置法确定,则被控输出可以准确地跟踪参考输入.

**证明** 由式(12),得

$$\begin{aligned} y^{(n)} &= \\ & f - z_{n+1} + y^{*(n)} - k_0(z_1 - y^*) - k_1(z_2 - \dot{y}^*) - \\ & \dots - k_{n-1}(z_n - y^{*(n-1)}) = \\ & f - z_{n+1} + y^{*(n)} - k_0(z_1 - y^*) - k_1(z_2 - \dot{y}^*) - \\ & \dots - k_{n-1}(z_n - y^{*(n-1)}) - k_0(y - y^*) - \\ & k_1(\dot{y} - \dot{y}^*) - \dots - k_{n-1}(y^{(n-1)} - y^{*(n-1)}) = \\ & (f - z_{n+1}) + y^{*(n)} - k_0(z_1 - y^* + y - y^*) - \\ & k_1(z_2 - \dot{y}^* + \dot{y} - \dot{y}^*) - \dots - \\ & k_{n-1}(z_n - y^{*(n-1)} + y^{(n-1)} - y^{*(n-1)}) = \\ & (f - z_{n+1}) + y^{*(n)} + k_0(y - z_1) - k_0(y - y^*) + \\ & k_1(\dot{y} - z_2) - k_1(\dot{y} - \dot{y}^*) + \dots + k_{n-1}(y^{(n-1)} - z_n) - \end{aligned}$$

$$k_{n-1}(y^{(n-1)} - y^{*(n-1)}). \quad (13)$$

进而有

$$\begin{aligned} & y^{(n)} - y^{*(n)} + k_{n-1}(y^{(n-1)} - y^{*(n-1)}) + \dots + \\ & k_1(\dot{y} - \dot{y}^*) + k_0(y - y^*) = \\ & (f - z_{n+1}) + k_0(y - z_1) + k_1(\dot{y} - z_2) + \dots + \\ & k_{n-1}(y^{(n-1)} - z_n). \end{aligned} \quad (14)$$

结合定理1和推论1可知,跟踪误差及其微分最终渐近稳定于跟踪误差相空间原点平衡态.  $\square$

## 2.2 基于高阶泰勒多项式的扩张状态重构

为了提高抗扰能力,提取更多的系统信息,进一步减小跟踪误差,对综合扰动  $f$  作  $\gamma - 1$  阶泰勒逼近,有

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \lambda_{n+\gamma-1}(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_2 = z_3 + \lambda_{n+\gamma-2}(y - \hat{y}), \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_n + \lambda_{\gamma+1}(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_n = z_{n+1} + bu + \lambda_{\gamma}(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_{n+1} = z_{n+2} + \lambda_{\gamma-1}(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_{n+2} = z_{n+3} + \lambda_{\gamma-2}(y - \hat{y}), \\ \vdots \\ \dot{z}_{n+\gamma-1} = z_{n+\gamma} + \lambda_1(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_{n+\gamma} = \lambda_0(y - \hat{y}). \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可得

$$\begin{aligned} z_{n+1} &= \lambda_0 \int^{(\gamma)} (y - \hat{y}) + \lambda_1 \int^{(\gamma-1)} (y - \hat{y}) + \\ & \dots + \lambda_{\gamma-1} \int (y - \hat{y}), \end{aligned} \quad (16)$$

其中  $\int^{(n)} \phi = \int_0^t \int_0^{\sigma_1} \dots \int_0^{\sigma_{n-1}} \phi(\sigma_n) d\sigma_n \dots d\sigma_2 d\sigma_1$ ,特别地,  $\int^{(1)} \phi = \int \phi = \int_0^t \phi(\sigma_1) d\sigma_1$  [12]. 由推论1可知,  $z_{n+1}$  可以渐近跟踪  $f$ ,即  $\lim_{t \rightarrow \infty} z_{n+1} = f$ . 类似地,  $\lim_{t \rightarrow \infty} z_{n+2} = \dot{f}$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} z_{n+3} = \ddot{f}$ ,  $\dots$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} z_{n+\gamma} = f^{(\gamma-1)}$ . 换言之,  $z_{n+1} = \hat{f}$ , 由  $z_{n+1}$  得到综合扰动  $f$  的  $\gamma - 1$  阶泰勒逼近. 将  $z_{n+1}$  代入式(11),根据式(10)和(11)即可设计控制器.

## 3 实例分析

通过一个运动控制系统实例 [3] 验证上述方法的有效性,其数学模型为

$$\dot{y} = -1.41\dot{y} + 23.2T_d + 23.2u. \quad (17)$$

其中:  $y$  为输出位移,  $u$  为输送到功率放大器的控制电压,  $T_d$  为转矩扰动. 控制目标为: 负载在 1s 内无超调地旋转一次. 参考输入轨迹为: 由梯形瞬态产生的光滑跃升曲线,其数学描述为

$$y^* = \begin{cases} \frac{9}{4}t^2, & 0 \leq t < \frac{1}{3}; \\ \frac{3}{2}t - \frac{1}{4}, & \frac{1}{3} \leq t < \frac{2}{3}; \\ -\frac{9}{4}t^2 + \frac{9}{2}t - \frac{5}{4}, & \frac{2}{3} \leq t < 1; \\ 1, & t \geq 1. \end{cases} \quad (18)$$

其微分为

$$\dot{y}^* = \begin{cases} \frac{9}{2}t, & 0 \leq t < \frac{1}{3}; \\ \frac{3}{2}, & \frac{1}{3} \leq t < \frac{2}{3}; \\ -\frac{9}{2}t + \frac{9}{2}, & \frac{2}{3} \leq t < 1; \\ 0, & t \geq 1. \end{cases}$$

$$\ddot{y}^* = \begin{cases} \frac{9}{2}, & 0 \leq t < \frac{1}{3}; \\ 0, & \frac{1}{3} \leq t < \frac{2}{3}; \\ -\frac{9}{2}, & \frac{2}{3} \leq t < 1; \\ 0, & t \geq 1. \end{cases} \quad (19)$$

应用第 2.1 节提出的方法, 观测器增益对应的 Hurwitz 多项式为  $(s + w_o)^3 = s^3 + l_2s^2 + l_1s + l_0$ . 类似地, 线性反馈增益满足  $(s + w_c)^2 = s^2 + k_1s + k_0$ . 将式 (17) 改写为所描述问题的标准形式, 有

$$\ddot{y} = (-1.41\dot{y} + 23.2T_d) + 23.2u = f(t, \dot{y}, T_d) + \bar{b}u. \quad (20)$$

在测试系统鲁棒性和抗扰能力的仿真中, 输入增益  $b$  假定未知, 真实值的估计  $\bar{b} = 30$ ;  $\dot{y}$  的系数取为  $-5.41$ ; 在  $t = 3\text{s}$  时加入阶跃扭矩扰动, 其值为最大扭矩的 10%; 测量白噪声的峰值为被控输出峰值的 0.1%. 通过参数整定<sup>[3]</sup>得  $w_o = 150$ ,  $w_c = 20$ . 图 1 为应用 LADRC 方法的系统响应曲线. 图 2 为本文所提出方法的系统响应曲线, 各子图对应的系统量与图 1 相同.

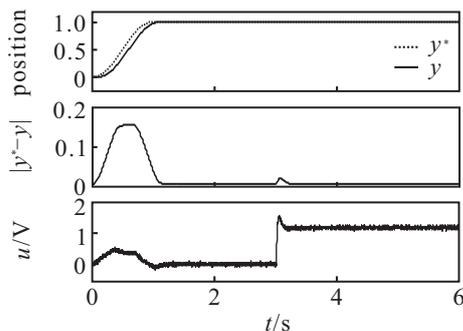


图 1 LADRC 方法的系统响应曲线

本文借鉴了 LADRC 依系统开环对数幅频特性曲线带宽整定参数的方法<sup>[3]</sup>, 但较 LADRC 而言, 本文无需整定阻尼比  $\xi$ , 更为简便. 由图 1 可见, 在  $0 \sim 1\text{s}$

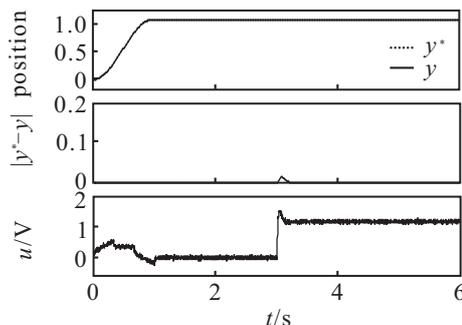


图 2 系统状态估计和线性状态反馈的系统响应曲线

系统瞬态过程, 实际输出  $y$  和其期望轨迹  $y^*$  出现了较大偏差, 最大偏差约为 0.15; 由于在  $t = 3\text{s}$  加入了阶跃输入干扰, 输出响应  $y$  稍偏离期望轨迹  $y^*$ , 但很快可以再次跟踪上. 系统状态重构和线性状态反馈方法可以有效地避免  $0 \sim 1\text{s}$  系统瞬态过程的跟踪问题, 由图 2 中间子图可以看出  $|y^* - y|$  约为 0. 在相同的控制力作用下 (分别见图 1 和图 2 中第 3 个子图), 所提出的方法控制效果优于 LADRC 方法.

基于泰勒高阶逼近对扩张状态观测器进行改进, 为了验证改进效果, 取  $n = 2$ ,  $\gamma = 3$ , 由式 (15) 有

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \lambda_5(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_2 = z_3 + bu + \lambda_4(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_3 = z_4 + \lambda_3(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_4 = z_5 + \lambda_2(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_5 = z_6 + \lambda_1(y - \hat{y}), \\ \dot{z}_6 = \lambda_0(y - \hat{y}), \\ y = z_1. \end{cases} \quad (21)$$

虚拟控制量为  $v = \ddot{y}^* - k_0(z_1 - y^*) - k_1(z_2 - \dot{y}^*)$ , 其中  $k_0, k_1$  取二维 Hurwitz 多项式的系数. 实际控制量为  $u = (-z_3 + v)/b$ .  $\{\lambda_5, \lambda_4, \dots, \lambda_0\}$  满足 Hurwitz 多项式

$$p(s) = s^6 + \lambda_5s^5 + \lambda_4s^4 + \lambda_3s^3 + \lambda_2s^2 + \lambda_1s + \lambda_0 = (s + w_o)^6.$$

图 3 和图 4 分别为应用系统状态重构线性状态反馈方法和基于高阶泰勒多项式改进的扩张状态重构法得到的各变量误差曲线. 对比图 3 和图 4 可见, 在  $t = 3\text{s}$  时刻的阶跃干扰作用下,  $|y^* - y|$  减小了约一个数量级; 在其他时刻, 基于高阶泰勒多项式改进的扩张状态重构法的系统输出误差值  $|y^* - y|$  约为 0. 图 4 比图 3 的  $|z_1 - y|$  减小约 3 倍;  $|z_2 - \dot{y}|$  减小 1 倍;  $|z_3 - f|$  相差不大. 综上所述, 基于高阶泰勒多项式的扩张状态重构使得系统跟踪误差更小, 且对输入扰动的抑制比较明显.

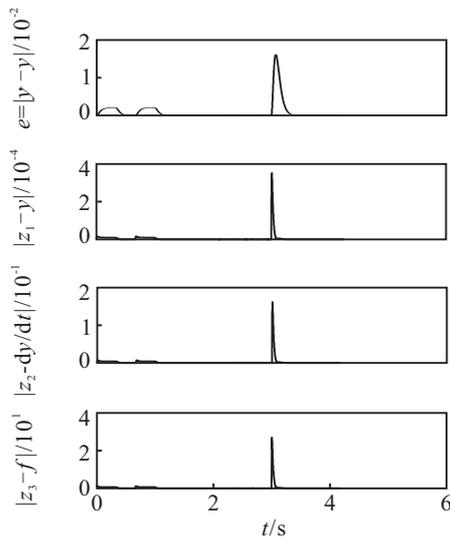


图 3 系统输出及各状态量绝对误差

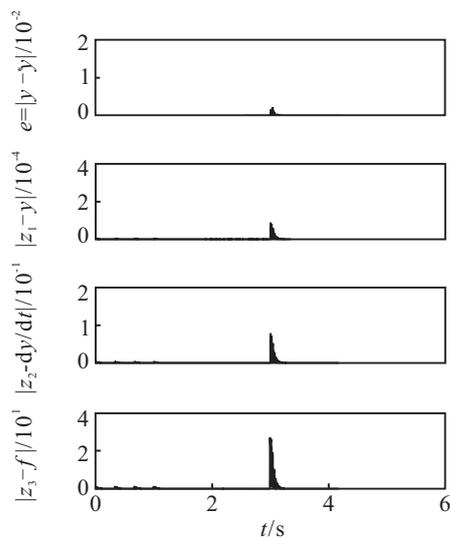


图 4 基于泰勒高阶逼近后系统输出及各状态量绝对误差

## 4 结 论

本文提出了一种改进的自抗扰控制方法, 结合高阶泰勒多项式的扩张状态估计方法, 利用参考输入及其微分实施线性状态反馈控制, 有效估计和补偿扰动. 该方法解决了跟踪特性与抗扰特性难以同时保证的二自由度控制问题, 具有跟踪精度高、状态估计准确、设计实施简便的优点. 通过仿真验证了所提出方法的有效性, 结果表明, 通过将参考输入的微分信息加入控制器, 跟踪误差变得更小. 高阶泰勒多项式的利用使得跟踪误差、扰动影响进一步减小. 本文提出的自抗扰控制方法可以增强不确定性和受扰系统的鲁棒性, 对于实际控制过程具有广泛的应用价值.

### 参考文献(References)

[1] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与

决策, 1995, 10(1): 85-88.

(Han J Q. The extended state observer of a class of uncertain systems[J]. Control and Decision, 1995, 10(1): 85-88.)

[2] 王海强, 黄海. 扩张状态观测器的性能与应用[J]. 控制与决策, 2013, 28(7): 1078-1082.

(Wang H Q, Huang H. Property and application of extended state observer[J]. Control and Decision, 2013, 28(7): 1078-1082.)

[3] Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. Proc of the American Control Conf. Denver, 2003: 4989-4996.

[4] Lu Y S, Li Y T. Design of a sliding perturbation estimator with bound estimation[C]. Int Workshop on Variable Structure Systems. Antalya, 2008: 308-313.

[5] Lu Y S, Chen J S. Design of a perturbation estimator using the theory of variable-structure systems and its application to magnetic levitation systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1995, 42(3): 281-289.

[6] Saito E, Katsura S. A filter design method in disturbance observer for improvement of robustness against disturbance in time delay system[C]. Proc of IEEE Int Symposium on Industrial Electronics. Hangzhou, 2012: 1650-1655.

[7] Yamada K, Murakami I, Ando Y, et al. The parametrization of all disturbance observers for plants with input disturbance[C]. The 4th IEEE Conf on Industrial Electronics and Applications. Xi'an, 2009: 41-46.

[8] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.

[9] Ramirez N M, Hebertt S R, Rodriguez A A, et al. An active disturbance rejection controller for a parallel robot via generalized proportional integral observers[C]. American Control Conference. Montreal, 2012: 5478-5483.

[10] Guo B Z, Jin F F. The active disturbance rejection and sliding mode control approach to the stabilization of the Euler-Bernoulli beam align with boundary input disturbance[J]. Automatica, 2013, 49(9): 2911-2918.

[11] Guo B Z, Zhao Z I. On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty[J]. Systems & Control Letters, 2011, 60(6): 420-430.

[12] Fliess M, Hebertt S R. An algebraic framework for linear identification[J]. ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations, 2003, 9: 151-168.

(责任编辑: 郑晓蕾)