

根据系统时间尺度整定自抗扰控制器参数

李述清^{1,2}, 张胜修¹, 刘毅男¹, 周帅伟¹

(1. 第二炮兵工程学院 303 教研室, 陕西 西安 710025; 2. 中国人民解放军 96111 部队, 陕西 韩城 715400)

摘要: 自抗扰控制器(ADRC)取得了优良的控制效果, 但控制器参数整定比较困难. 本文利用受控系统时间尺度展开ADRC参数整定问题的研究. 首先, 在时间尺度一般定义的基础上, 根据系统单位阶跃响应, 给出了二阶系统的时间尺度计算格式. 然后, 在被控对象受扩展状态器(ESO)补偿作用所得积分器串联系统的时间尺度不变的假设下, 推导了一种基于受控系统时间尺度的ADRC控制器参数整定方法. 最后, 仿真结果表明该方法可行, 为ADRC参数整定提供了方便.

关键词: 时间尺度; 自抗扰控制器; 参数整定

中图分类号: V233.7 **文献标识码:** A

Parameter-tuning in active disturbance rejection controller using time scale

LI Shu-qing^{1,2}, ZHANG Sheng-xiu¹, LIU Yi-nan¹, ZHOU Shuai-wei¹

(1. The Staff-Room 303, The Second Artillery Engineering College, Xi'an Shaanxi 710025, China;
2. The United 96111, People's Liberation Army, Hancheng Shaanxi 715400, China)

Abstract: In spite of the wide application of the active disturbance rejection controller (ADRC) with successful results, the parameter-tuning of this controller remains an unsolved problem. On the basis of the common definition of a time scale, we propose a computation rule for calculating the time scale of a 2nd-order system from the unit-step response. Under the assumption of the time-scale invariance for the controlled system with extended state-compensation, we develop a parameter-tuning method for the ADRC based on the time scale of the controlled system. Simulation results show the feasibility of the proposed method which provides the convenience to the parameter-tuning of ADRC.

Key words: time scale; active disturbance rejection controller (ADRC); parameter-tuning

1 引言(Introduction)

自抗扰控制(ADRC)技术是一种非线性控制方式^[1-3], 它采用跟踪微分器安排过渡过程并产生其微分信号, 利用扩张状态观测器估计系统未知扰动, 结合非线性组合产生所需的控制信号. ADRC控制对被控对象模型依赖小, 具有超调小、响应速度快、精度高、抗干扰能力强及算法简单等特点. 自抗扰控制已经在很多方面取得了显著的成果^[4-8], 但ADRC控制器参数的整定对经验的依赖性较强. 因此, 就ADRC参数整定问题已开展了广泛研究, 初步分类主要有经验试凑^[4]、线性简化^[6-8]、指标优化^[9-13]等.

经验试凑方法对设计者经验依赖性强, 整定过程繁杂, 费时费力, 效果有限; 线性简化方法将参数整定简约为少数几个更直观的特性参数, 如观测器带宽、控制系统带宽、过渡过程时间等, 大大简化了参数整定过程, 但是所得控制效果有限; 因为ADRC中待整定参数较多, 给指标优化方法带来较大难度, 算

法较复杂, 不过也能获得较好的控制效果.

另外, 基于时间尺度整定ADRC参数方法研究还不多^[13-15]. 韩京清^[2]指出, 同一个控制“时间尺度”相当的一类对象, 线性、非线性对象不用区分, 并给出了系统时间尺度的一般定义; 然而如何严密地定义并计算系统的“时间尺度”还没有成熟的理论^[9]. 文献^[14]根据系统时间尺度方法来确定非线性PID参数, 并给出控制器参数与时间尺度的关系. 文献^[13]在文献^[14]的基础上依据闭环系统的性能要求—决定闭环过渡过程快慢的因子不小于—给定值—的条件下, 给出了基于闭环系统时间尺度的ADRC参数整定规则. 文献^[15]利用文献^[13]的结论展开应用研究. 该方法的一个显著特点在主要关注闭环系统的时间尺度, 而不是实际受控系统的特性. 但是, 闭环系统的时间尺度的计算比较受控系统的要复杂得多, 且文献^[13]所给闭环系统时间尺度计算格式中对输入作用范围有限制, 同时要求系统采样时间也要做相应调整. 这给该方法的实际应用

带来局限.

为此, 本文则将从受控系统的时间尺度入手展开ADRC参数整定问题的研究. 基于系统单位阶跃响应, 给出了二阶系统的时间尺度计算格式, 并在被控对象受扩张状态观测器补偿作用所得积分器串联系统的时间尺度不变的假设下, 推导了一种基于受控对象时间尺度的ADRC控制器参数整定方法. 该方法所需受控对象时间尺度计算相对简单, 且受其他限制条件小. 仿真结果表明该方法简捷有效, 为ADRC参数整定提供了方便.

2 自抗扰控制技术(Active disturbance rejection controller)

自抗扰控制技术不仅继承了经典PID简单、实用、有效的优点, 而且又融合了现代控制理论、非线性控制理论的思想精华. 其核心是把系统的未建模动态和未知外扰作用都归结于对系统的“总扰动”而进行估计并给予补偿. 自抗扰控制器由3部分组成: 跟踪微分器(TD), 其作用是安排过渡过程并给出过程的微分信号; 扩张状态观测器(ESO), 其作用是给出对象状态变量估计值及系统模型和外扰实时总和作用的估计值, 这个实时估计值的补偿作用使被控对象化为“积分器串联型”; 利用非线性状态误差反馈(NLSEF)对被化成“积分器串联型”的对象进行控制. 实际在工程应用中, 较多受控对象具有二阶系统特性, 而且对系统分析及控制器设计能够带来极大方便. 于是, 考虑如下的二阶系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + w(t) + bu(t), \\ y = x_1. \end{cases}$$

可设计二阶ADRC控制器结构如图1中所示, 其中: v 为输入信号, v_1 为 v 的过渡过程, v_2 为 v 的微分信号; u 为控制量; w 为干扰; y 为系统输出, $f(x_1, x_2)$ 反映系统动态特性.

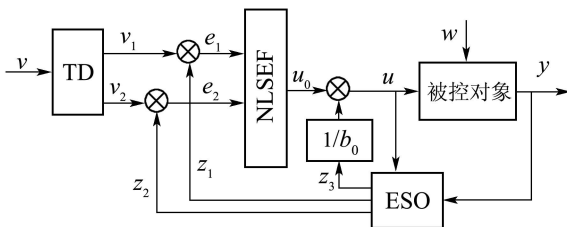


图1 二阶ADRC结构图

Fig. 1 Structure of ADRC control system

1) TD计算过程离散格式为^[3-4]

$$\begin{cases} fh = fhan(v_1(k) - v(k), v_2r, h), \\ v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k), \\ v_2(k+1) = v_2(k) + h \cdot fh, \end{cases} \quad (1)$$

其中: 函数 $fhan(x_1, x_2, r, h)$ 计算公式具体参考文

献[3], 于是TD的待定参数为 $\{r, h\}$.

2) 常用的二阶ESO形式为^[3]

$$\begin{cases} e_o = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{o1}e_o, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{o2}fal(e_o, \alpha_{o1}, \delta_{o1}) + b_0u, \\ \dot{z}_3 = -\beta_{o3}fal(e_o, \alpha_{o2}, \delta_{o2}), \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn } \varepsilon_1, & |e| > \delta \geq 0, \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta. \end{cases}$$

其中: 可取值^[3,4] $\alpha_{o1} = 0.5, \alpha_{o2} = 0.25, \delta_{o1} = \delta_{o2} = 0.1$, 待定参数有 $\{b_0, \beta_{o1}, \beta_{o2}, \beta_{o3}\}$.

3) NLSEF部分通常采用非线性PD形式^[3]:

$$u_0 = k_1fal(e_1, \alpha_{c1}, \delta_{c1}) + k_2fal(e_2, \alpha_{c2}, \delta_{c2}), \quad (3)$$

其中: 可取值^[3,4] $\alpha_{c1} = 0.75, \alpha_{c2} = 1.5, \delta_{c1} = \delta_{c2} = 0.1$, 待定参数有 $\{k_1, k_2\}$.

3 带有输入的二阶系统的时间尺度(Time scale of second-order system)

韩京清研究员把时间尺度作为衡量不同对象的动作或响应快慢的尺度, 并依据最简单的二阶系统提出时间尺度的问题, 并依此提出一般性的时间尺度的定义^[2,6].

定义1 对于一般二阶系统 $\ddot{x} = f(x, \dot{x}, t)$, 记 $M = \max_{|x| \leq q_1, |\dot{x}| \leq q_2} |f(x, \dot{x}, t)|$, 其中 q_1, q_2 为确定系统工作范围的适当常数, 定义系统的时间尺度为^[13]

$$p = \frac{1}{\sqrt{M}}. \quad (4)$$

对系统 $\ddot{x} = f(\dot{x}, x, u)$, 一旦施加一个确定的激励输入, 它就有完全确定的响应, 而其快慢程度将由状态以及输入的过程值决定^[13]. 如果输入信号为单位阶跃信号, 即 $u = 1(t)$, 系统响应 $y = x(t)$ 也将确定, 继而

$$M = \max_{|x| \leq q_1, |\dot{x}| \leq q_2} |f(x, \dot{x}, t)| = \max_{t \geq 0} \left| \frac{d^2}{dt^2} y(t) \right| \quad (5)$$

也就确定, 亦即 p 确定. 所以, 对于开环稳定对象, 可以通过系统的单位阶跃响应来求解其时间尺度.

在实际工程应用中, 二阶振荡环节是一种常用的受控系统描述形式, 其传递函数为

$$\frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad \omega_n > 0, \xi \geq 0.$$

于是根据式(4)(5), 容易证明其时间尺度为

$$p = \frac{1}{\sqrt{M}} = \frac{1}{\omega_n \sqrt{|k|}}. \quad (6)$$

同时, 根据下文研究的需要, 类似地, 对于二阶纯积分系统 $k/s^2, k \neq 0$, 尽管不稳定, 但是仍沿用上述思路, 易得其时间尺度为 $p = 1/\sqrt{|k|}$.

4 基于受控系统时间尺度的ADRC参数整定(ADRC parameters tuning based on time scale of the plant)

从受控系统的时间尺度的角度来看, 受控系统的结构或参数大幅度的变化, 这就意味着其时间尺度发生了变化. 为了得到较好的控制结果, 必须调整控制器参数以适应变化了的系统. 也就是说, 针对某一类具体受控对象的时间尺度发生变化时, 其参数也须作相应变化.

下面以一个二阶受控系统为例展开基于受控系统时间尺度的ADRC参数整定方法研究.

假设基准系统 S_1 和实际系统 S_2 的时间尺度分别为 p_1, p_2 , 且状态方程分别为

$$S_1 : \begin{cases} \dot{x}_{11} = x_{12}, \\ \dot{x}_{12} = f_1(x_{11}, x_{12}, t_1) + b_1^* u_1, \\ y_1 = x_{11}, \end{cases}$$

$$S_2 : \begin{cases} \dot{x}_{21} = x_{22}, \\ \dot{x}_{22} = f_2(x_{21}, x_{22}, t_2) + b_2^* u_2, \\ y_2 = x_{21}. \end{cases}$$

设对于基准系统 S_1 已经整定好ADRC控制器 $U_1 = \{\beta_{11}, \beta_{12}, \beta_{13}, k_{11}, k_{12}, b_1\}$. 针对过渡过程设计的独立性, TD可以保持不变, 而主要考虑排除掉过渡过程的影响后ADRC控制器. 于是相应ADRC控制算法为

$$\begin{cases} e_{11} = r - z_{11}, e_{12} = -z_{12}, \\ e_{o1} = z_{11} - y_1, \\ \dot{z}_{11} = z_{12} - \beta_{11}e_{o1}, \\ \dot{z}_{12} = z_{13} - \beta_{12}\text{fal}_2(e_{o1}), \\ \dot{z}_{13} = -\beta_{13}\text{fal}_3(e_{o1}), \\ u_{01} = k_{11}e_{11} + k_{12}e_{12}, \\ u_1 = u_{01} - z_{13}/b_1. \end{cases} \quad (7)$$

于是, 基准系统 S_1 通过控制器(7)中ESO观测回路的补偿作用, S_1 被改造成了以 u_{01} 为输入 y_1 为输出的积分器串联系统 b_1/s^2 , 且时间尺度为 $p_1 = 1/\sqrt{b_1}$.

类似地, 考虑实际系统 S_2 其控制器记为 $U_2 = \{\beta_{21}, \beta_{22}, \beta_{23}, k_{21}, k_{22}, b_2\}$, 其控制算法为

$$\begin{cases} e_{21} = r - z_{21}, e_{22} = -z_{22}, \\ e_{o2} = z_{21} - y_2, \\ \dot{z}_{21} = z_{22} - \beta_{21}e_{o2}, \\ \dot{z}_{22} = z_{23} - \beta_{22}\text{fal}_2(e_{o2}), \\ \dot{z}_{23} = -\beta_{23}\text{fal}_3(e_{o2}t), \\ u_{02} = k_{21}e_{21} + k_{22}e_{22}, \\ u_2 = u_{02} - z_{23}/b_2. \end{cases} \quad (8)$$

同样地, 实际系统 S_2 被改造成了以 u_{02} 为输入 y_2 为输出的积分器串联系统 b_2/s^2 , 其时间尺度为 $p_2 = 1/\sqrt{b_2}$.

对以上两个系统进行尺度变换:

$$t_1/t_2 = p_1/p_2 = m. \quad (9)$$

对于基准系统 S_1 , 假设通过一组ADRC控制器使其受控状态 x_{11} 达到期望的控制响应特性, 则对于实际系统 S_2 , 自然期望通过调节ADRC参数使 S_2 的受控状态 x_{21} 的响应特性与 x_{11} 相同, 即有

$$x_{11}(t_1) = x_{21}[t_2(t_1)] = x_{21}(t_1/m),$$

并令 $z_{11} = z_{21}$, 则有

$$z_{22} = \dot{z}_{21} = \frac{dz_{11}}{dt_2} = \frac{dz_{11}}{dt_1} \frac{dt_1}{dt_2} = m\dot{z}_{11} = mz_{12}.$$

同理有

$$z_{23} = \dot{z}_{22} = m^2\dot{z}_{12} = m^2z_{13}, \dot{z}_{23} = m^3\dot{z}_{13}.$$

整理可得

$$\begin{cases} z_{11} = z_{21}, m z_{12} = z_{22}, m^2 z_{13} = z_{23}, \\ m\dot{z}_{11} = \dot{z}_{21}, m^2\dot{z}_{12} = \dot{z}_{22}, m^3\dot{z}_{13} = \dot{z}_{23}, \end{cases} \quad (10)$$

并且

$$e_{21} = e_{11}, e_{22} = me_{12}, e_{o2} = e_{o1}. \quad (11)$$

于是, 根据式(10)(11), 可将控制器(8)作如下变换:

$$\begin{cases} e_{11} = r - z_{11}, me_{12} = -mz_{12}, \\ e_{o1} = z_{11} - y_1, \\ \dot{z}_{11} = z_{12} - \beta_{21}e_{o1}/m, \\ \dot{z}_{12} = z_{13} - \beta_{22}\text{fal}_2(e_{o1})/m^2, \\ \dot{z}_{13} = -\beta_{23}\text{fal}_3(e_{o1})/m^3, \\ u_{02} = k_{21}e_{11} + k_{22}me_{12}, \\ u_2 = u_{02} - \frac{z_{13}}{b_2/m^2}. \end{cases} \quad (12)$$

式(12)表明, 实际系统 S_1 通过控制器(12)中ESO环节被改造成了以 u_{02} 为输入 y_1 为输出的2阶积分器串联系统 $(b_2/m^2)/s^2$, 且其时间尺度为 $p_1^* = 1/\sqrt{b_2/m^2}$.

令 $p_1^* = p_1$, 得

$$b_1 = b_2/m^2,$$

使得实际系统 S_2 在控制器 U_2 作用下等效积分串联系统和基准系统 S_1 在控制器 U_1 作用下所等效积分串联系统的时间尺度相一致. 于是, 可以采用相同的控制输入, 即

$$u_{01} = u_{02}. \quad (13)$$

比较控制器算法(12)和(7), 相关系数有如下关系:

$$\begin{cases} \beta_{21} = m\beta_{11}, \beta_{22} = m^2\beta_{12}, \beta_{23} = m^3\beta_{13}, \\ k_{21} = k_{11}, k_{22} = 1/mk_{12}, b_2 = m^2b_1, \end{cases} \quad (14)$$

这样也就得到实际控制器 U_2 .

于是, 对于具有时间尺度 p_1 的受控系统 S_1 , 根据其ADRC控制器 U_1 , 可以根据式(14)的变换, 得到具有时间尺度 p_2 的受控系统 S_2 的ADRC控制器 U_2 , 由

此实现对ADRC控制器参数的整定.

5 应用(Application)

航空发动机是一类典型的强非线性受控对象. 下面将根据某型航空发动机非线性模型展开对本文所提方法的应用. 该航空发动机在地面设计状态下工作特性记做基准系统 S_1 , 且通过线性化易得其线性模型为

$$G_{S1} = \frac{74.68}{s^2 + 12.37s + 23.69},$$

且时间尺度为 $p_1 = 0.11$.

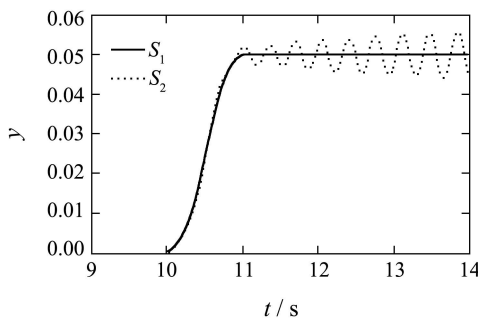
根据模型 G_{S1} 可以整定ADRC控制器 U_1 为

$$\begin{aligned} r &= 0.02, h = 0.01, k_{11} = 61.5, \\ k_{12} &= 6.0, \beta_{11} = 203, \beta_{12} = 2122, \\ \beta_{13} &= 42529, b_1 = 74.7. \end{aligned}$$

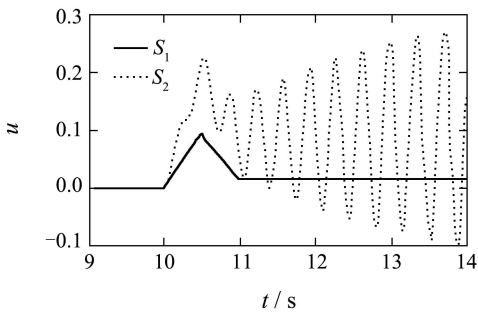
类似地, 在某一稳定飞行状态, 该型航空发动机工作特性记做实际系统 S_2 , 亦可得此时对应线性模型为

$$G_{S2} = \frac{12.02}{s^2 + 12.57s + 25.67},$$

记且时间尺度为 $p_2 = 0.288$. 首先, 利用ADRC控制器 U_1 对该型航空发动机非线性模型, 即系统 S_1 和 S_2 , 进行控制仿真, 所得输出 y 及控制输入 u 如图2所示.



(a) 输出 y 响应



(b) 控制输入 u 响应

图2 控制器 U_1 分别对 S_1, S_2 控制比较

Fig. 2 Control S_1 and S_2 respectively with U_1

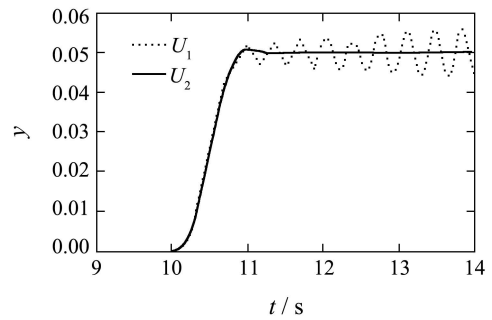
图2结果显示, 控制器 U_1 尽管能够较好地对 S_1 实施平稳控制; 但是, 对 S_2 的控制过程出现振荡并发散. 可见此时 U_1 已不适用于 S_2 .

由 S_1 和 S_2 时间尺度比值 $m = p_1/p_2 = 0.401$, 再根据式(14), 可得根据控制器 U_1 参数调整后获得控制器 U_2 :

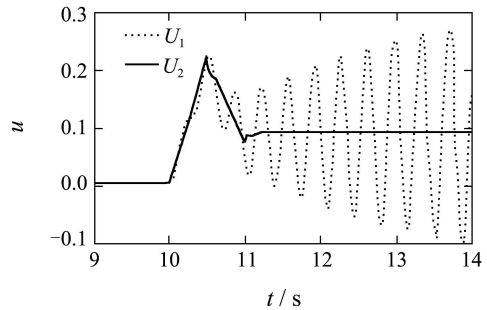
$$\begin{aligned} r &= 0.02, h = 0.01, k_{11} = 61.5, \\ k_{12} &= 15.0, \beta_{11} = 81, \beta_{12} = 342, \\ \beta_{13} &= 2747, b_1 = 12.0. \end{aligned}$$

继而分别利用控制器 U_1 和 U_2 对系统 S_2 进行控制仿真, 所得输出 y 及控制输入 u 如图3所示.

图3表明, 相比控制器 U_1 , 控制器 U_2 对 S_2 获得了满意的控制效果, 可见控制器 U_2 是适用于 S_2 的.



(a) 输出 y 响应



(b) 控制输入 u 响应

图3 控制器 U_1, U_2 分别对 S_2 控制比较

Fig. 3 Control S_2 with U_1 and U_2 respectively

6 结论(Conclusion)

在时间尺度一般定义的基础上, 基于系统单位阶跃响应, 推导了二阶系统的时间尺度计算格式. 基于ESO观测回路时间尺度不变的假设, 给出了一种基于受控系统时间尺度的ADRC控制器参数整定方法. 仿真结果检验了该方法的有效性, 为ADRC参数整定提供了方便.

参考文献(References):

[1] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 20-23.
(HAN Jingqing. Auto-disturbances-rejection controller and it's application[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 20-23.)
[2] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.
(HAN Jingqing. PID technique to active disturbances rejection control technique[J]. Control Engineering of China, 2002, 9(3): 13-18.)

- [3] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007, 1(1): 24 – 31.
(HAN Jingqing. Auto disturbances rejection control technique[J]. *Frontier Science*, 2007, 1(1): 24 – 31.)
- [4] 张立明. 自抗扰控制在AUV航向控制中的应用[D]. 哈尔滨工程大学硕士学位论文, 2009.
(ZHANG Liming. *Research on application of active disturbance rejection technology to AUV heading control*[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2009.)
- [5] 李冀鑫, 侯志强, 郑小洪. 舰载飞机纵向着舰自抗扰导引系统设计[J]. 飞行力学, 2008, 26(2): 13 – 15.
(LI Jixin, HOU Zhiqiang, ZHENG Xiaohong. Design of airplane longitudinal carrier landing active disturbance rejection guidance system[J]. *Flight Dynamics*, 2008, 26(2): 13 – 15.)
- [6] TIAN G, GAO Z Q. Benchmark tests of active disturbance rejection control on an industrial motion control platform[C] // *Proceedings of the American Control Conference Hyatt Regency Riverfront*. New York: IEEE, 2009: 5552 – 5557.
- [7] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C] // *Proceedings of the American Control Conference*. New York: IEEE, 2003: 4989 – 4996.
- [8] WU D, CHEN K, WANG X K. Tracking control and active disturbance rejection with application to noncircular machining[J]. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 2007, 47(7): 2207 – 2217.
- [9] 李海生, 朱学峰. 自抗扰控制器参数整定与优化方法研究[J]. 控制工程, 2004, 1(5): 419 – 423.
(LI Haisheng, ZHU Xuefeng. On parameters tuning and optimization of active disturbance rejection controller[J]. *Control Engineering of China*, 2004, 1(5): 419 – 423.)
- [10] LIU D, LIU X L, YANG Y X. Research of ADRC and its application based on AGA[J]. *Journal of System Simulation*, 2006, 18(7): 1909 – 1911.
- [11] MA Q, XU D P, SHI Y T. ADRC with synthesis tuning algorithm for superheating steam temperature of CFBB[C] // *The 7th International Conference on Machine Learning and Cybernetics*. New York: IEEE, 2008: 2251 – 2256.
- [12] 史永丽, 侯朝桢, 苏海滨. 基于粒子群优化算法的自抗扰控制器设计[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(2): 433 – 436.
(SHI Yongli, HOU Chaozhen, SU Haibin. Auto disturbance rejection controller design based on particle swarm optimization algorithm[J]. *Journal of System Simulation*, 2008, 20(2): 433 – 436.)
- [13] 张文革. 时间尺度与自抗扰控制器[D]. 中国科学院系统科学研究所博士学位论文, 1999.
(ZHANG Wenge. *Time scale and active disturbance rejection control*[D]. Beijing: Chinese Academy of Sciences System Science Institution, 1999.)
- [14] 韩京清, 王学军. 系统的时间尺度和非线性PID控制器的参数整定[J]. 第14届中国控制会议论文集. 山西太原: 中国自动化学会, 1994: 314 – 321.
(HAN Jingqing, WANG Xuejun. System time scale and nonlinear PID controller[C] // *Proceeding of the Chinese Control Conference*. Taiyuan, Shanxi: Chinese Association of Automation, 1994: 314 – 321.)
- [15] 邵立伟, 廖晓钟, 张宇河. 基于时间尺度的感应电机自抗扰控制器的参数整定[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 205 – 209.
(SHAO Liwei, LIAO Xiaozhong, ZHANG Yuhe. Parameter tuning of active disturbance-rejection controller for induction motor based on time scale[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(2): 205 – 209.)

作者简介:

李述清 (1981—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为航空发动机建模与控制, E-mail: lsq-hunan@163.com;

张胜修 (1963—), 男, 教授, 主要研究方向为导航、制导与控制;

刘毅男 (1983—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为导航、制导与控制;

周帅伟 (1985—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为导航、制导与控制.