

基于Maclaurin展开的时间绝对误差积分次优时滞系统设计

杨启文, 阳外玲, 薛云灿, 杨远慧

(河海大学 计算机与信息学院, 江苏 常州 213022; 江苏省输配电装备技术重点实验室, 江苏 常州 213022)

摘要: 根据经典时间绝对误差积分(ITAE)最优系统标准型, 给出了ITAE最优时滞系统的期望模型; 利用Maclaurin展开技术, 讨论了ITAE次优时滞系统的设计方法, 并就ITAE次优和最优的三阶系统进行了频域和时域比较. 论文最后给出了基于ITAE次优时滞系统的PID和超前滞后补偿器设计实例. 阶跃响应、负载扰动以及参数鲁棒性方面的比较研究表明, 本文方法能够获得十分满意的性能指标.

关键词: ITAE最优控制; 标准型; 时滞系统; Maclaurin展开

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Design of integral time absolute error suboptimal time-delay system based on Maclaurin expansion

YANG Qi-wen, YANG Wai-ling, XUE Yun-can, YANG Yuan-hui

(College of Computer and Information, Hohai University, Changzhou Jiangsu 213022, China;

Jiangsu Key Laboratory of Power Transmission and Distribution Equipment Technology, Changzhou Jiangsu 213022, China)

Abstract: A desired model of ITAE(integral time absolute error) optimal time-delay system is presented based on the canonical form of ITAE optimal system(ITAE-OS). By making use of Maclaurin expansion, a design method for ITAE suboptimal time-delay system(ITAE-STDS) is discussed. The comparison of the third order ITAE-STDS with ITAE-OS reveals their similar dynamic performance in frequency domain and time domain. Case studies in design of PID and the lead-lag compensator are given. Comparisons of step response, load rejection and parameter robustness show that the resulting systems have satisfactory performance by using the proposed method.

Key words: ITAE optimal control; canonical form; time-delay system; Maclaurin expansion

1 引言(Introduction)

时滞特性是实际物理过程必然存在的一种现象. 由于控制作用要经过一段时间滞后才能检测出来, 从而增加了控制的难度, 时滞系统也因此成为控制领域长期关注的焦点.

时滞系统的设计, 以一阶和二阶时滞对象为主^[1~4], 高阶时滞对象的直接设计方法并不多. 尽管基于幅相稳定裕度的设计方法可用于高阶时滞对象, 但由于高阶系统的频域指标与时域指标还缺乏直接的联系^[5], 因此, 系统的性能在很大程度上依赖于设计经验.

时间绝对误差积分(ITAE)是一种系统性能评价指标^[6]:

$$J = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt,$$

其中 $e(t)$ 为系统误差. 根据ITAE最小指标设计的系统, 通常具有很好的时域性能指标(如超调量和调节

时间), 因此, 很多文献根据ITAE准则或ITAE标准型进行系统设计^[7~9]. 由于时滞因子 e^{-Ls} 是一个超越函数, 根据ITAE标准型进行有理化设计存在困难. 将时滞因子 e^{-Ls} 进行Padé逼近或Taylor展开尽管是一种有效的有理化方法, 但有时也会造成系统性能恶化^[1]甚至不稳定^[10]. 因此, 利用ITAE标准型进行时滞系统的设计, 目前还缺乏一个有效的通用方法.

本文针对ITAE标准型在时滞系统优化设计中的应用情况, 以位移无静差系统为例, 研究ITAE次优时滞系统(ITAE-STDS)设计方法, 并通过PID以及超前滞后补偿器的设计实例进行仿真实证.

2 ITAE次优时滞系统模型及分析(Model of ITAE-STDS and analysis)

2.1 ITAE最优时滞系统期望模型(Expected model of ITAE optimal time-delay system)

ITAE位移无静差系统的标准化模型通常可以描述为

$$\hat{\Phi}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_0^n}{s^n + \dots + \beta_{n-i}\omega_0 s^{n-i} + \dots + \omega_0^n}, \quad (1)$$

式中: $R(s)$ 和 $Y(s)$ 分别为系统输入和输出; $\beta_i (i = 1, 2, 3, \dots, n-1)$ 为标准型系数. ITAE最优标准型中的各项系数最早由Graham给出^[11], 后有学者进行修正^[12]. 现有的研究表明, ITAE最优系统(1)具有很好的时域性能指标(超调量小、调节速度快、鲁棒性强)和满意的频域指标(如稳定裕度).

对于一个时滞过程, 若其期望的系统模型为

$$\Phi^*(s) = \hat{\Phi}(s)e^{-Ls}, \quad (2)$$

则它的暂态响应过程与ITAE系统(1)的响应完全相同, 只是在时间上滞后了 L 个时间单位. 故将系统(2)称之为期望的ITAE最优时滞系统.

2.2 ITAE次优时滞系统开环模型(Open-loop model of ITAE-STDS)

在常见的单回路(假定为单位负反馈结构)系统中, 设位移无静差时滞系统的开环传递函数(假设为I型系统)为

$$G_L(s) = \frac{N(s)}{D(s)}e^{-Ls} = \frac{1}{s}G_0(s)e^{-Ls}, \quad (3)$$

式中:

$$N(s) = \sum_{i=0}^m b_i s^i, \quad D(s) = \sum_{j=1}^n a_j s^j, \\ a_n = 1, \quad G_0(0) < \infty,$$

则相应的闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \Phi_L(s)e^{-Ls}, \quad (4)$$

其中 $\Phi_L(s) = \frac{G_0(s)}{s + G_0(s)e^{-Ls}}$. 由于 $\hat{\Phi}(s)$ 与 $\Phi_L(s)$ 具有相同的稳态增益, 即 $\hat{\Phi}(0) = \Phi_L(0) = 1$, 故将其进行Maclaurin展开:

$$\begin{cases} \hat{\Phi}(s) = \hat{\Phi}(0) + s\dot{\hat{\Phi}}(0) + 0.5s^2\ddot{\hat{\Phi}}(0) + \dots, \\ \Phi_L(s) = \Phi_L(0) + s\dot{\Phi}_L(0) + 0.5s^2\ddot{\Phi}_L(0) + \dots, \end{cases}$$

式中:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Phi}}(0) = -\frac{\beta_1}{\omega_0}, \\ \ddot{\hat{\Phi}}(0) = -2\frac{\beta_2 - \beta_1^2}{\omega_0^2}, \\ \vdots \\ \dot{\Phi}_L(0) = L - \frac{1}{G_0(0)}, \\ \ddot{\Phi}_L(0) = L^2 - \frac{4L}{G_0(0)} + 2\frac{1 + \dot{G}_0(0)}{G_0^2(0)}, \\ \vdots \end{cases} \quad (5)$$

令 $\hat{\Phi}(s)$ 与 $\Phi_L(s)$ 各阶导数对应相等:

$$\hat{\Phi}^{(i)}(0) = \Phi_L^{(i)}(0), \quad i = 0, 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

这样, 时滞系统(4)与ITAE最优时滞系统(2)就具有相似的中、低频增益特性, 称之为ITAE次优时滞系统.

由式(4)~(6)知

$$\begin{cases} G_0(0) = \frac{\omega_{0L}/L}{\omega_{0L} + \beta_1}, \\ \dot{G}_0(0) = G_0^2(0)L^2\left(\frac{1}{2!} - \frac{\beta_2}{\omega_{0L}^2}\right), \\ \ddot{G}_0(0) = 2G_0^3(0)L^4\left(\frac{1}{2!} - \frac{\beta_2}{\omega_{0L}^2}\right)^2 - \\ \quad 2G_0^2(0)L^3\left(\frac{1}{3!} + \frac{\beta_3}{\omega_{0L}^3}\right), \\ \vdots \end{cases} \quad (7)$$

其中 $\omega_{0L} = L\omega_0$. 利用式(7)就可以确定ITAE次优时滞系统开环模型 $G_L(s)$ 的各项系数.

2.3 ITAE次优时滞系统分析(Analysis of ITAE-STDS)

考虑如下形式的三阶开环时滞模型:

$$G_L(s) = \frac{\alpha_0}{s(s^2 + \alpha_2 s + \alpha_1)}e^{-Ls}.$$

由式(7)知:

$$\alpha_0 = \frac{6(\omega_{0L}/L)^3}{6 + \omega_{0L}^3}, \quad \alpha_1 = \alpha_0 \frac{\beta_1 + \omega_{0L}}{\omega_{0L}/L}, \\ \alpha_2 = \alpha_0 \frac{\beta_2 - 0.5\omega_{0L}}{(\omega_{0L}/L)^2}.$$

由式(1)可得三阶ITAE最优控制系统的开环标准型

$$\hat{G}(s) = \frac{\omega_0^3}{s^3 + \beta_2\omega_0 s^2 + \beta_1\omega_0^2 s}.$$

下面比较大时滞 $L = 100$ 时, ITAE次优时滞系统与ITAE最优系统的开环频域特性和闭环时域特性.

a) 开环频域分析.

取 $\omega_0 L = 1$, 即 $\omega_0 = 0.01$; 参数 β_i 采用文献[12]的修正系数: $\beta_1 = 2.17$; $\beta_2 = 1.78$. 图1为三阶ITAE系统开环模型 $G(s)$ 以及三阶次优时滞系统开环模型 $G_L(s)$ 的频率特性. 从图1可以看出, 在中、低频段, ITAE次优时滞系统的幅频特性稍低于ITAE最优系统, 而在高频段, 两者几乎完全相同.

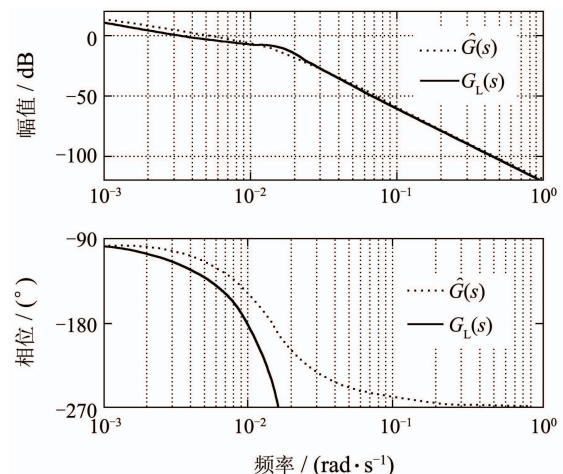


图1 开环频率特性比较

Fig. 1 Comparison of open-loop frequency characteristics

ITAE最优系统的稳定裕度为一恒定值: 增益裕度为11.7 dB, 相位裕度为66.7°, 与 ω_0 的选择无关; 而ITAE次优时滞系统稳定裕度则与 ω_{0L} 的选取有关. 选取不同 ω_{0L} 时, ITAE次优时滞系统的稳定裕度如表1所示. 当 $\omega_{0L} > 1.5$ 时, ITAE次优时滞系统的相角裕度小于60°. 因此, 一般取 $\omega_{0L} < 1.5$, 则ITAE次优时滞系统能够具有较满意的性能指标.

表 1 ITAE-STDS稳定裕度
Table 1 Stability margin of ITAE-STDS

ω_{0L}	增益裕度/dB	相位裕度/(°)
0.5	8.2	65.7
1.0	7.5	63.6
1.5	7.1	61.2
2.0	6.7	58.8
2.5	6.1	56.6

b) 闭环时域分析.

图2是单位阶跃信号作用下, 三阶ITAE最优系统和ITAE次优时滞控制系统的闭环响应.

为了比较二者的动态性能, ITAE最优系统的阶跃信号加入时间要晚100 s. 由阶跃响应曲线可以看出, 二者的暂态响应过程几乎完全相同.

当阶跃响应稳定后, 加入一个幅值为0.5的单位阶跃扰动. 为了比较二者的扰动响应过程, ITAE最优系统的扰动加入时间要晚100 s. 从扰动响应曲线可以看出, ITAE次优时滞系统只是在时间上较ITAE最优系统延迟了一个时滞时间 L , 而动态响应过程也几乎相同. 二者抗扰性能的相似性是由它们开环稳定裕度的相似性决定的.

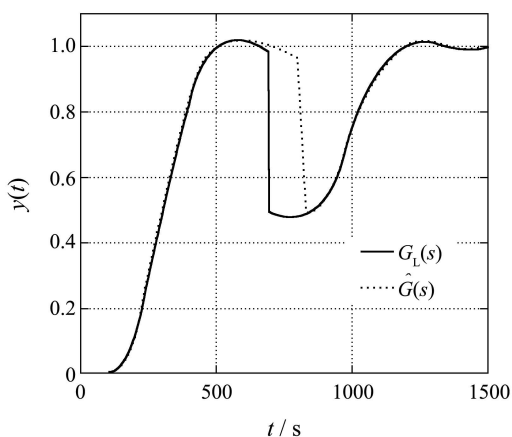


图 2 单位阶跃响应及负载扰动响应比较

Fig. 2 Comparison of unit step responses and load disturbance responses

3 ITAE次优时滞系统设计(Design of ITAE-STDS)

控制系统的设计, 首先必须确定控制器类型, 然后根据系统性能指标要求确定控制器参数.

3.1 镇定控制器的存在条件(The existence condition of stabilization controller)

稳定性一直是系统设计中的一个重要的问题. 引入控制器的首要条件是能否实现系统镇定.

引理 1 对于伪多项式

$$H(s) = \sum_{j=1}^r \sum_{i=0}^n h_{ij} s^{n-i} e^{L_j s},$$

式中: $L_1 < L_2 < \dots < L_r$, $L_1 + L_r > 0$, 主导项(对应于 s 的最高次幂和最大的 L_j)系数 $h_{0r} \neq 0$. 如果 $H(s)$ 是稳定的, 则 $H'(s)$ 也一定是稳定的; 反之, $H(s)$ 也一定不稳定^[13].

定理 1 开环传递函数可由式(3)表示的位移无静差系统, 其闭环稳定的必要条件是 $Q(s)$ 全部零点位于左半平面, 其中, $Q(s)$ 由下式确定:

$$\frac{d^{m+1}}{ds^{m+1}} [D(s)e^{Ls}] = Q(s)e^{Ls}.$$

证 系统(4)的闭环特征函数为

$$f(s) = D(s) + N(s)e^{-Ls}.$$

两边同乘以 e^{Ls} , 得到伪多项式

$$\delta(s) = D(s)e^{Ls} + N(s).$$

由于 e^{-Ls} 不含零点, $f(s)$ 的零点等同于 $\delta(s)$ 的零点. 当 $\delta(s)$ 的全部零点都在左半平面时 $\delta(s)$ 稳定. 由引理可知, 若 $\delta(s)$ 稳定, 则其 $m + 1$ 阶导数也是稳定的, 即

$$\frac{d^{m+1}}{ds^{m+1}} \delta(s) = \frac{d^{m+1}}{ds^{m+1}} [D(s)e^{Ls}] = Q(s)e^{Ls}$$

稳定. 由此可知, $Q(s)$ 全部零点位于左半平面.

证毕.

利用Routh判据判断 $Q(s)$ 的稳定性, 就可以判断所选用的控制器类型是否合适, 同时, 可以给出控制器部分参数的稳定范围.

3.2 控制器参数整定(Controller tuning)

考虑两类工业对象的控制器参数确定问题:

a) 自衡对象.

当被控对象 $G_p(s)$ 为自衡时滞对象时, 即

$$G_p(s) = G_{p0}(s)e^{-Ls},$$

其中 $G_{p0}(0) < \infty$. 为了实现位移无静差, 控制器 $G_c(s)$ 必须含有一个积分因子 $\frac{1}{s}$, 即 $G_c(s) = \frac{G_{c0}(s)}{s}$, 其中 $G_{c0}(0) < \infty$.

由式(3)知

$$G(s) = G_c(s)G_p(s) = \frac{1}{s}G_0(s)e^{-Ls},$$

于是 $G_{c0}(s) = \frac{G_0(s)}{G_{p0}(s)}$, 将上式进行Maclaurin展开, 并根据式(7)得

$$\begin{cases} G_{c0}(0) = \frac{G_0(0)}{G_{p0}(0)}, \\ \dot{G}_{c0}(0) = \frac{\dot{G}_0(0) - G_{c0}(0)\dot{G}_{p0}(0)}{G_{p0}(0)}, \\ \ddot{G}_{c0}(0) = \frac{\ddot{G}_0(0) - 2\dot{G}_{c0}(0)\dot{G}_{p0}(0) - G_{c0}(0)\ddot{G}_{p0}(0)}{G_{p0}(0)}, \\ \vdots \end{cases} \quad (8)$$

式中: $G_0(0)$ 及其各阶导数由式(7)确定, $G_{p0}(0)$ 及其各阶导数根据给定的被控对象模型确定, $G_{c0}(s)$ 的Maclaurin展开项取决于控制器 $G_c(s)$ 的参数个数. 如: 取前3项时, 则可以确定PID控制器参数^[14,15].

b) 非自衡对象.

当被控对象 $G_p(s)$ 为非自衡时滞对象时, 即

$$G_p(s) = G_{p0}(s)e^{-Ls}/s,$$

控制器 $G_c(s)$ 无需积分器即可实现位移无静差, 即 $G_c(s) = G_{c0}(s)$. 这样, 控制器参数同样可由式(8)唯一确定.

4 设计实例及仿真(Design and simulation)

利用常见被控对象, 给出PID以及超前滞后补偿器的设计实例, 并与其他设计方法进行比较.

a) PID设计.

考虑四阶时滞自衡对象^[5]

$$G_p(s) = \frac{1}{(s^2 + s + 1)(s + 2)^2} e^{-0.1s},$$

将其设计成三阶ITAE次优时滞系统.

引入PID控制器之后, $D(s) = s(s^2 + s + 1)(s + 2)^2$, 则

$$Q(s) = L^3 D(s) + 3L^2 \dot{D}(s) + 3L \ddot{D}(s) + \ddot{D}(s).$$

利用Routh判据易知, $Q(s)$ 零点全部位于左半平面. 故PID控制器能够实现系统镇定.

为了便于比较, 将本文控制器($G_Y(s)$, 取 $\omega_0 = 1.1$, 根据式(7)(8)进行参数整定)和其他PID控制器的整定结果列入表2中.

表2 PID整定结果

Table 2 PID tuning results

控制器	K_p	K_i	K_d
$G_M^{[5]}$	1.3039	1.3104	1.3351
$G_W^{[16]}$	1.503	1.366	1.715
$G_H^{[17]}$	2.147	1.484	0.777
G_Y	2.4947	1.9298	2.5774

图3为不同PID控制系统的单位阶跃响应及负载扰动响应(本文PID微分算子后面串接了一个时间常数为0.01惯性环节). 阶跃响应的仿真结果为: 本文

ITAE次优时滞系统的超调量为1.8%, 调节时间(5%)为3.87 s, 动态性能指标最好; $G_W(s)$ 次之, 分别为3.1%和4.87 s; $G_H(s)$ 的控制效果最差. 在第20 s, 给系统加入一个幅度为0.5的阶跃扰动. 负载扰动响应与各自的阶跃响应十分相似.

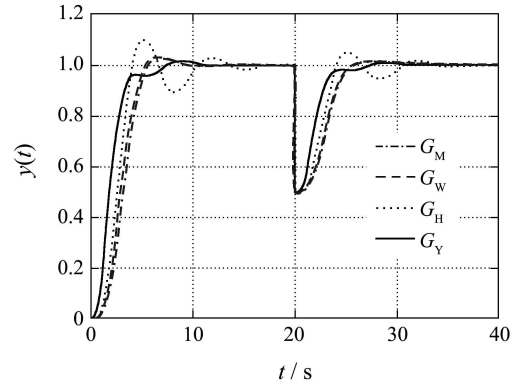


图3 PID性能比较

Fig. 3 Comparison of PID performances

图4为被控对象滞后时间增至 $L = 0.5$ 时的阶跃响应(控制器参数不变). 本文ITAE次优时滞系统的超调量为9.5%, 调节时间(5%)为5.6 s, 动态性能指标最好; $G_W(s)$ 次之, 分别为11.5%和8.7 s; $G_H(s)$ 的控制效果最差.

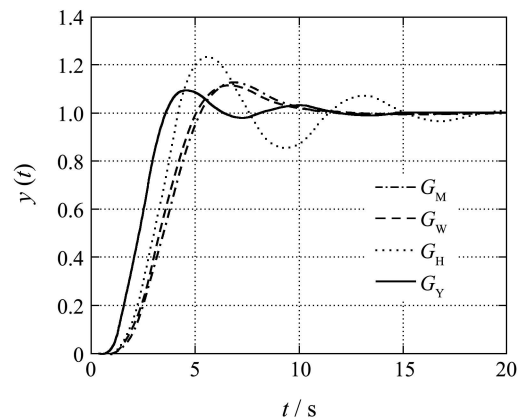


图4 参数鲁棒性(时滞增大5倍)

Fig. 4 Parameter robustness

b) 超前滞后补偿器设计.

非自衡对象也是工业过程的一种常见对象^[18], 由于自身具有积分功能, 控制器采用PID或者超前滞后补偿器均可以实现位移无静差.

考虑三阶非自衡对象^[19]

$$G_p(s) = \frac{5}{s(s + 0.7)(s + 7)} e^{-0.23s},$$

采用超前滞后补偿器

$$G_c(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_1 s + 1}.$$

按照三阶ITAE次优时滞系统设计($\omega_0 = 3$). 则

$$D(s) = s(s + 0.7)(s + 7)(a_1 s + 1).$$

于是有

$$Q(s) = L^2 D(s) + 2L\dot{D}(s) + \ddot{D}(s).$$

由Routh判据知, 当 $a_1 > -0.0235$ 时, 存在超前滞后补偿器使得时滞系统镇定.

表3给出了不同方法的控制器的整定结果.

表 3 超前滞后补偿器整定结果

Table 3 Tuning results of lead-lag compensator

控制器	a_1	b_0	b_1
$G_W^{[19]}$	0.0191	1.252	2.351
$G_O^{[20]}$	0.627	0.9321	1.662
$G_L^{[21]}$	0.6282	0.9319	1.6616
G_Y	0.0346	1.0280	1.4662

图5为不同超前滞后补偿器的系统响应情况. $G_O(s)$ 和 $G_L(s)$ 的系统响应曲线几乎重合; $G_W(s)$ 的系统超调量为6.25%, 调节时间(5%)为2.8 s; ITAE次优时滞系统的超调量为1.1%, 调节时间(5%)为1.76 s, 动态响应过程明显快速而且平稳.

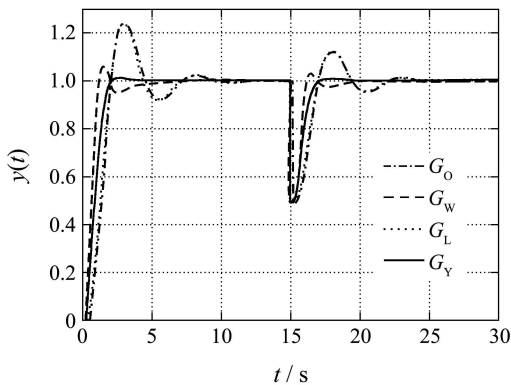


图 5 超前滞后补偿器性能比较

Fig. 5 Performance comparison of lead-lag compensators

图6为被控对象滞后时间增至 $L = 1.15$ s时的系统响应(控制器参数不变). 此时, 只有本文设计方法能够实现系统镇定.

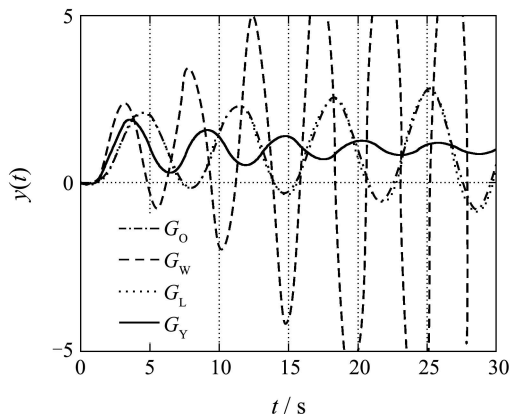


图 6 参数鲁棒性(时滞增大5倍)

Fig. 6 Parameter robustness

5 结束语(Conclusion)

利用Maclaurin展开技术, 不但有效地避免因时滞因子有理逼近造成的系统性能恶化问题^[1], 而且能够满足所设计的系统与期望系统具有十分相似的中、低频段频率特性, 从而保证了系统性能的一致性. 高阶时滞系统的设计实例证明了本文设计方法的有效性. 但是如何选择 ω_0 仍缺乏一个指导原则.

参考文献(References):

- [1] PANDA R C, YU C C, HUANG H P. PID tuning rules for SOPDT systems: review and some new results[J]. *ISA Transactions*, 2004, 43(2): 283 – 295.
- [2] RAMASAMY M, SUNDARAMOORTHY S. PID controller tuning for desired closed-loop responses for SISO systems using impulse response[J]. *Computers and Chemical Engineering*, 2008, 32(8): 1773 – 1788.
- [3] MADHURANTHAKAM C R, ELKAMEL A, BUDMAN H. Optimal tuning of PID controllers for FOPTD, SOPTD and SOPTD with lead processes[J]. *Chemical Engineering and Processing*, 2008, 47(2): 251 – 264.
- [4] CVEJN J. Sub-optimal PID controller settings for FOPDT systems with long dead time[J]. *Journal of Process Control*, 2009, 19(9): 1486 – 1495.
- [5] MALWATKAR G M, SONAWANE S H, WAGHMARE L M. Tuning PID controllers for higher-order oscillatory systems with improved performance[J]. *ISA Transactions*, 2009, 48(3): 347 – 353.
- [6] 项国波. ITAE最佳控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1986. (XIANG Guobo. *Optimal ITAE Control*[M]. Beijing: China Machine Press, 1986.)
- [7] 徐峰, 李东海, 薛亚丽. 基于ITAE指标的PID参数整定方法比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(8): 206 – 210. (XU Feng, LI Donghai, XUE Yali. Comparing and optimum seeking of PID tuning methods on ITAE index[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(8): 206 – 210.)
- [8] 张福波, 王国栋, 张殿华, 等. PID控制器参数的ITAE最佳设定公式[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2005, 26(8): 755 – 758. (ZHANG Fubo, WANG Guodong, ZHANG Dianhua, et al. Optimal ITAE tuning formulae for parameters of PID controller[J]. *Journal of Northeastern University(Natural Science)*, 2005, 26(8): 755 – 758.)
- [9] 朱晓东, 范秉琪, 杨祖轩, 等. 基于ITAE标准函数的纯滞后系统控制[J]. 郑州大学学报(工学版), 2006, 27(2): 73 – 76. (ZHU Xiaodong, FAN Bingqi, YANG Zuxuan, et al. Control for the system with pure time delay based on standard ITAE optimum function[J]. *Journal of Zhengzhou University(Engineering Science)*, 2006, 27(2): 73 – 76.)
- [10] SILVA G J, DATTA A, BHATTACHARYYA S P. Controller design via pade approximation can lead to instability[C] // *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*. New York: IEEE, 2001, 5: 4733 – 4737.
- [11] GRAHAM D, LATHROP R C. The synthesis of optimum transient response: criteria and standard forms[J]. *AIEE Transactions, Part II: Applications and Industry*, 1953, 72: 273 – 288.
- [12] 张志涌, 刘瑞桢. 对经典ITAE传递函数标准型的研究[J]. 福州大学学报(自然科学版), 1997, 25(3): 120 – 121. (ZHANG Zhiyong, LIU Ruizhen. Using genetic algorithm to rectify classical itae standard forms[J]. *Journal of Fuzhou University(Natural Sciences Edition)*, 1997, 25(3): 120 – 121.)
- [13] KHARITONOV V L, NICULESCU S L, MORENO J. Static output feedback stabilization: necessary conditions for multiple delay con-

- trollers[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(1): 82 – 86.
- [14] 刘涛, 张卫东, 顾诞英. 具有时滞的积分和不稳定对象的鲁棒控制[J]. *控制理论与应用*. 2004, 21(5): 816 – 822.
(LIU Tao, ZHANG Weidong, GU Danying. Robust control method for integrating and unstable plants with time delay[J]. *Control Theory & Applications*. 2004, 21(5): 816 – 822.)
- [15] LIU T, ZHANG W, GU D. Analytical design of two-degree-of-freedom control scheme for open-loop unstable processes with time delay[J]. *Journal of Process Control*, 2005, 15(5): 559 – 572.
- [16] WANG Q G, LEE T H, FUNG H W, et al. PID tuning for improved performance[J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 1999, 7(4): 457 – 655.
- [17] HO W K, HANG C C, CAO L S. Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications[J]. *Automatica*, 1995: 31(3): 497 – 502.
- [18] VERONESI M, VISIOLI A. Performance assessment and retuning of PID controllers for integral processes[J]. *Journal of Process Control*, 2010, 20(3): 261 – 269.
- [19] QING G W, ZHEN Y, CHANG C H. Tuning of phase-lead compensators for exact gain and phase margins[J]. *Automatica*, 2006, 42(2): 349 – 352.
- [20] OGATA K. *Modern Control Engineering*[M]. 4th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall Inc, 2002.
- [21] LOH A P, CAI X, TAN W W. Auto-tuning of phase lead/lag compensators[J]. *Automatica*, 2004, 40(3): 423 – 429.

作者简介:

杨启文 (1969–), 男, 博士, 副教授, 研究领域为智能优化、控制理论与应用, E-mail: qwyang2k@yahoo.com.cn;

阳外玲 (1987–), 女, 硕士研究生, 研究领域为控制理论与应用, E-mail: yangwailing@163.com;

薛云灿 (1965–), 男, 博士, 教授, 研究领域为系统建模与控制、智能优化, E-mail: ycxue@hhuc.edu.cn.

杨远慧 (1986–), 女, 硕士研究生, 研究领域为智能优化, E-mail: yyh19860407@163.com.cn.