

基于PID参数整定的无模型自适应控制器参数整定方法

李 翔, 侯忠生[†]

(青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071)

摘要: 本文针对一阶线性时不变(FOLTI)系统, 将常用的比例-积分-微分(PID)控制器参数整定方法推广到无模型自适应控制(MFAC)参数整定中, 利用PID控制参数整定方法整定直接型MFAC方案的伪梯度初值, 以期改变MFAC控制律初始参数的试凑式选取, 提升MFAC应用的方便性和可接受性. 通过仿真, 验证了所提伪梯度初值整定方法的有效性, 并对比了FOLTI系统的系统参数和系统结构发生变化后, 应用MFAC与PID控制的性能差异.

关键词: 一阶线性时不变系统; PID控制; 无模型自适应控制; 参数整定; 伪梯度初值

引用格式: 李翔, 侯忠生. 基于PID参数整定的无模型自适应控制器参数整定方法. 控制理论与应用, 2023, 40(10): 1737 – 1745

DOI: 10.7641/CTA.2023.20494

Parameter tuning of the PG initial values for direct model-free adaptive control based on PID tuning methods

LI Xiang, HOU Zhong-sheng[†]

(School of Automation, Qingdao University, Qingdao Shandong 266071, China)

Abstract: For the first-order linear time-invariant (FOLTI) systems, several classic proportional-integral-derivative control (PID) controller parameter tuning methods are introduced for the initial values tuning of the pseudo gradient (PG) in the model-free adaptive control (MFAC) scheme which will change the current situation of trial-and-error selection of the initial MFAC parameters for improving the convenience and acceptability of MFAC application. Finally, numerical simulations verify the effectiveness of the proposed PG initial value tuning method and demonstrate the performance difference between MFAC and PID control when the system parameters and structure of FOLTI systems are changed.

Key words: first-order linear time-invariant system; PID controller; model-free adaptive control; parameter tuning; pseudo gradient

Citation: LI Xiang, HOU Zhongsheng. Parameter tuning of the PG initial values for direct model-free adaptive control based on PID tuning methods. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(10): 1737 – 1745

1 引言

数据驱动控制 (data-driven control, DDC) 在控制器设计时, 仅需要被控系统的在线或离线输入输出数据, 不需要受控系统数学模型, 并具有计算负担低、控制效果良好的特点, 因此DDC方法已成为了控制学科中的一个重点研究领域. DDC方法被归纳为3类^[1]: 基于在线数据的DDC方法, 如同步扰动随机逼近 (simultaneous perturbation stochastic approximation, SP-SA)、无模型自适应控制 (model-free adaptive control, MFAC)等; 基于离线数据的DDC方法, 如比例-积分-

微分控制 (proportional-integral-derivative control, PID)、迭代反馈整定 (iterative feedback tuning, IFT)、虚拟参考反馈 (virtual reference feedback tuning, VRFT) 等; 基于在线/离线数据的DDC方法, 如懒惰学习 (lazy learning, LL) 控制、迭代学习控制 (iterative learning control, ILC) 等.

自1994年侯忠生教授提出MFAC概念与框架以来, 经过近30年的持续努力, MFAC理论已发展成体系比较完整、理论比较严谨的一门新型控制理论^[2], 它包括间接型MFAC方法和直接型MFAC方法. 间接型

收稿日期: 2022-06-05; 录用日期: 2023-02-20.

[†]通信作者. E-mail: zshou@qdu.edu.cn.

本文责任编辑: 王卓.

国家自然科学基金项目(61833001)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61833001).

¹2023年应用 <http://assc.qdu.edu.cn/info/1148/1393.htm>, 2022年应用 <http://assc.qdu.edu.cn/info/1148/1346.htm> 与 2021年应用 <http://assc.qdu.edu.cn/info/1148/1345.htm>.

MFAC是基于被控对象的非线性动力学模型的动态线性化数据模型进行设计的. 间接型MFAC理论方面, 文献[3-5]给出了针对未知非仿射非线性单输入单输出系统的基于紧格式动态线性化数据模型的无模型自适应控制(compact form dynamic linearization based MFAC, CFDL-MFAC)、基于偏格式动态线性化数据模型的无模型自适应控制(partial form dynamic linearization based MFAC, PFDL-MFAC)以及基于全格式动态线性化数据模型的无模型自适应控制(full form dynamic linearization based MFAC, FFDL-MFAC)的控制系统设计以及稳定性和收敛性严谨的数学证明. 文献[6-7]给出了针对未知非仿射非线性多输入多输出系统的控制系统设计以及稳定性和收敛性证明. 根据文献[8]的统计, 间接型MFAC方法的实际应用已超过230余个不同领域, 如自动泊车系统控制^[9]、无人车横向控制^[10]、心脏起搏器^[11]、高速无刷直流电机控制^[12]、绕线转子同步电机^[13-14]、微电网^[15]等. 直接型MFAC是基于被控对象数学意义下理想控制器的动态线性化数据建模方法进行设计的, 它将控制系统的设计问题转化为控制器参数辨识问题^[16]. 直接型MFAC方法的实际应用领域有: 三容水箱液位控制^[16]、多智能体系统^[17]、粗苯乙烯蒸馏过程^[18]、龙门式直线电机^[19]等.

随着MFAC理论不断发展, 越来越多的学者开始从应用角度对MFAC算法中的步长因子、权重因子、伪偏导数/伪梯度初值的选取进行了深入研究. 针对一类未知非线性控制系统, 对间接型MFAC方法中的步长因子、权重因子的整定问题, 文献[20]提出了基于IFT的MFAC控制器参数整定方法. 该方法通过间接型MFAC中的3种动态线性化形式, 建立了与之对应的3类控制器结构, 针对IFT方法需要假设控制器结构已知问题, 给出了控制器结构的确定方法, 并研究了对应的参数整定问题. 文献[21]通过大量仿真实验, 总结了CFDL-MFAC控制算法中的步长因子 ρ 与权重因子 λ 在一阶线性时不变系统模型参数发生改变时的整定规律. 文献[22]提出了针对二阶泛模型的MFAC算法, 对改进后的MFAC控制算法, 提出了基于积分平方误差(integral squared error, ISE)目标函数以及积分绝对误差(integral absolute error, IAE)目标函数的控制器步长因子 ρ_i 的参数整定算法, 并通过仿真实验进一步验证了该整定方法可以有效改善控制性能. 文献[23]将基于PID控制器参数整定方法推广到特定结构的间接型MFAC控制器参数整定方法中, 给出了4种基于PID控制器的间接型FFDL-MFAC控制的参数整定方法. 通过对4种方法系统性的介绍和具体的仿真实验说明此方法可得到有效的控制参数, 且具有较好的整定效果. 此外, 总结了常见的一阶、二阶线性时不变系统参数发生变化时, 相对应的MFAC

中步长因子 ρ_i 的整定规律. 近年来, 也发展出一些基于智能优化算法的MFAC参数整定方法. 文献[24]提出了一种基于遗传算法的间接型MFAC控制器参数优化方法, 利用遗传算法全局寻优的特点对MFAC控制器中的步长因子 ρ 与权重因子 λ 自动寻优. 通过对比几组不同典型系统的仿真结果, 验证了此方法可快速进行MFAC控制器的步长因子 ρ 与权重因子 λ 寻优. 文献[25]提出了基于粒子群优化算法的间接型MFAC控制器参数优化方法, 该方法通过引入混沌算子实现了对间接型MFAC算法中步长因子 ρ 和权重因子 λ 自动寻优的过程. 通过对典型非线性系统的仿真对比, 表明了此方法相较于未引入混沌算子的方法, 寻优精度更高且寻优速度更快.

针对MFAC控制系统中伪偏导数初始值选取问题, 文献[26]提出了利用收缩系数和Hénon混沌序列的粒子群优化MFAC控制器中伪梯度初值的优化方法, 此方法灵活性强, 并通过实验进一步验证了此方法的优势. 文献[27]针对离散时间的非线性系统, 提出了基于VRFT的间接型MFAC伪偏导数初值整定方法. 利用VRFT方法对间接型MFAC中的伪偏导数初值以及伪偏导数重置算法进行整定和修改, 并通过仿真验证了所提方法的有效性. 文献[28]的工作致力于研究间接型MFAC的步长因子 ρ_i 与权重因子 λ 的选取规则问题, 提出了基于任意相角裕度与基于ISE系列目标函数的步长因子 ρ_i 以及伪梯度初值的整定方法, 以及基于VRFT的间接型FFDL-MFAC的伪梯度整定方法.

到目前为止, 针对直接型MFAC方法^[16]中的伪梯度初值的整定方法很少被报道. 研究直接型MFAC方法中伪梯度初值的整定规律, 使得直接型MFAC方法的参数整定可以像被广泛使用的PID控制一样, 有完整的系统性的整定规则, 且在实际系统中得到工程人员的认可与应用, 这对MFAC的推广与应用将具有重要的学术意义.

本文针对一阶线性时不变(first-order linear time-invariant, FOLTI)系统, 将PID的整定方法引入到直接型MFAC方案伪梯度初始值的参数整定中, 并与PID控制器控制效果进行仿真对比以此说明MFAC理论与方法在控制系统设计, 包括控制器结构设计、参数自适应整定算法等方面的优越性和可适用于比PID应用范围更广泛的非线性系统等特点.

2 直接型无模型自适应控制方法设计

本节分为两部分. 第1部分介绍理想控制器的偏格式动态线性化方法; 第2部分给出基于偏格式动态线性化控制器的控制系统设计方案.

2.1 理想控制器的动态线性化方法

考虑一类未知离散时间单输入单输出非线性系统, 即

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-n_y), u(k), \dots, u(k-n_u)), \quad (1)$$

其中: $f(\cdot)$ 是光滑的未知非线性函数; $u(k) \in \mathbb{R}$ 和 $y(k) \in \mathbb{R}$ 分别是时刻 k 的控制输入和系统输出; $n_y, n_u \in \mathbb{Z}^+$ 是输出和输入的两个未知阶数.

对于非线性系统(1), 假设其理想的非线性控制器具有如下的形式, 可使系统镇定, 且系统输出可渐近跟踪系统的期望信号 $y_d(k+1)$ [16]:

$$u(k) = g(u(k-1), \dots, u(k-n_c), e(k+1), \dots, e(k-n_e)), \quad (2)$$

其中: $g(\cdot)$ 是一个光滑的未知非线性函数; $e(k) = y_d(k) - y(k)$ 是时刻 k 的输出跟踪误差; $y_d(k)$ 和 $y(k)$ 是系统的期望输出与实际输出; n_e 和 n_c 分别是理想控制器的两个未知阶数.

在一些假设下, 对未知理想控制器(2)在工作点处进行动态线性化, 可得到如下等效的偏格式动态线性化结构:

$$\Delta u(k) = \psi^T(k) \Delta e(k+1), \quad (3)$$

其中: $\psi^T(k) = [\psi_1(k) \ \dots \ \psi_{L_e}(k)]$ 是控制器的伪梯度向量, 且对任意时刻 k 有界, 即 $\|\psi(k)\| \leq b, \forall k \in \mathbb{Z}^+$; $b > 0$ 常数. $\Delta e^T(k+1) = [\Delta e(k+1) \ \dots \ \Delta e(k-L_e+2)]$. L_e 被称为是控制器线性化长度常数.

选择 $L_e = 3$, 控制器(3)的可写为

$$\Delta u(k) = \psi_1(k) \Delta e(k+1) + \psi_2(k) \Delta e(k) + \psi_3(k) \Delta e(k-1), \quad (4)$$

由于控制器(4)是理想控制器(3)的等价形式, 因此, 由此信号驱动的下一时刻系统输出信号一定就能等于系统的期望信号, 也就是说, 受控系统的下一时刻的误差跟踪信号 $e(k+1) = 0$. 故, 可得到不违反因果性可实际应用的控制器结构如下:

$$\Delta u(k) = -\psi_1(k)e(k) + \psi_2(k)\Delta e(k) + \psi_3(k)\Delta e(k-1), \quad (5)$$

增量式PID控制器结构由式(6)给出, 即

$$\Delta u(k) = K_p \frac{T_s}{T_i} e(k) + (K_p(1 + \frac{T_d}{T_s})) \Delta e(k) + K_p \frac{T_d}{T_s} \Delta e(k-1), \quad (6)$$

其中: K_p 是比例系数, T_i 是积分系数, T_d 是微分系数, T_s 是采样时间.

对比式(5)-(6)可以看出, 两种控制器结构是一样的. 不同的是, 理想控制器(5)含有时变的参数, 而PID控制器的增益是非时变的. 因此, 从控制器表达式来看, MFAC控制器包含PID控制器作为其特例.

2.2 基于偏格式动态线性化控制器的控制系统设计方案

基于偏格式动态线性化控制器的控制方案简述如下 [16].

控制器参数估计算法.

考虑以下控制输入准则函数:

$$J(\psi(k)) = (y_d(k+1) - y(k+1))^2 + \lambda_k \|\psi(k) - \hat{\psi}(k-1)\|^2, \quad (7)$$

其中: $\lambda_k > 0$ 是权重因子序列; $y_d(k+1)$ 是系统的期望输出.

式(7)中包含的系统输出 $y(k+1)$ 由于被控系统的系统模型未知而未知, 因此, 为了求解式(7)的优化, 在 k 时刻对系统未知的输出信号 $y(k+1)$ 的预报采用如下基于紧格式动态线性化数据模型 [2]:

$$y(k+1) = y(k) + \phi(k) \Delta u(k), \quad (8)$$

其中 $\phi(k)$ 是被控对象的伪偏导数, 且在任意时刻 k , 满足 $|\phi(k)| \leq \bar{b}$, 其估计值可由系统闭环输入输出数据在线估计得到. $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$.

为了避免矩阵求逆运算, 当求解式(7)优化算法时, 使用了下面的矩阵求逆引理 [29].

引理 1 A, B, X, Λ 为适当维数矩阵, 如果 A, X 与 $\Lambda A^{-1} B + X^{-1}$ 可逆, 有

$$[A + B X \Lambda]^{-1} = A^{-1} - A^{-1} B [\Lambda A^{-1} B + X^{-1}]^{-1} \Lambda A^{-1}. \quad (9)$$

将式(3)(8)代入式(7), 依据最优条件 $\frac{\partial J}{\partial \psi} = 0$, 对式(7)关于参数 $\psi(k)$ 求极值, 借助引理1, 可以得到控制器参数更新算法

$$\Delta \hat{\psi}(k) = \frac{\phi(k) \Delta \bar{e}(k) (y_d(k+1) - y(k))}{\lambda_k + (\phi(k) \|\Delta \bar{e}(k)\|)^2} - \frac{\phi(k) \Delta \bar{e}(k) (\phi(k) \hat{\psi}^T(k-1) \Delta \bar{e}(k))}{\lambda_k + (\phi(k) \|\Delta \bar{e}(k)\|)^2}, \quad (10)$$

其中 $\phi(k)$ 是被控对象紧格式动态线性化数据模型(8)的伪偏导数.

为了增强控制算法对伪梯度 $\psi(k)$ 的跟踪能力, 增加重置条件如下:

$$\hat{\psi}(k) = -(\frac{b}{2}) [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{L_e}^T, \quad (11)$$

如果 $|\hat{\psi}_j(k)| > \frac{b}{2}, j = 1, \dots, L_e$ 或 $\psi_1(k) > -\bar{b}$ 或 $h(k-1) < \nu, \underline{b} > 0, \bar{b} > 0$.

其中: $h(k-1) = \delta \hat{\psi}_2(k-1) - |\delta \hat{\psi}_{L_e}(k-1)| - \sum_{j=3}^{L_e} |\delta \hat{\psi}_j(k-1)|, \nu > 0, \delta \hat{\psi}_j(k-1) = \hat{\psi}_j(k-1) - \hat{\psi}_{j-1}(k-1), j = 2, 3, \dots, L_e$, 具体可参考文献 [16].

由于在式(10)中, 包含了紧格式动态线性化数据

模型中的未知伪偏导数 $\phi(k)$, 其值可利用被控对象输入输出数据进行估计^[2], 具体算法如下:

$$\Delta \hat{\phi}(k) = \frac{\Delta u(k-1)\Delta y(k)}{\mu + \Delta u(k-1)^2} - \frac{\Delta u(k-1)\hat{\phi}(k-1)\Delta u(k-1)}{\mu + \Delta u(k-1)^2}, \quad (12)$$

其中: $\hat{\phi}(k)$ 为 $\phi(k)$ 的估计值, $\mu > 0$ 是权重因子.

同样, 参数 $\hat{\phi}(k)$ 的更新也需要如下重置条件:

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(1), \hat{\phi}(k) < \hat{a} \text{ 或 } \hat{\phi}(k) > \bar{b}, \quad (13)$$

其中: $\hat{a} > 0, \bar{b} > 0$, 具体可参考文献[16].

至此, 可得到直接型PFDLc-MFAC控制方案如下: 参数 $\phi(k)$ 的估计算法(12), 重置条件(13); 理想控制器参数 $\psi(k)$ 估计算法(10), 重置条件(11); 控制律(5).

3 直接型无模型自适应控制伪梯度初值整定方法

针对一阶线性时不变系统, 本节介绍两种基于PID参数整定的直接型MFAC的参数整定方法.

根据实际应用的理想控制器(5)与增量式PID控制器(6)的对比, 可得到直接型MFAC控制器参数的初始值 $\psi_{1,ini}, \psi_{2,ini}, \psi_{3,ini}$ 与PID控制器参数 K_p, T_i, T_d 之间的对应关系, 即

$$\begin{aligned} \psi_{1,ini} &= -K_p \frac{T_s}{T_i}, \quad \psi_{2,ini} = K_p \frac{(T_s + T_d)}{T_s}, \\ \psi_{3,ini} &= -K_p \frac{T_d}{T_s}, \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\psi_{1,ini}, \psi_{2,ini}, \psi_{3,ini}$ 分别是 ψ_1, ψ_2, ψ_3 初值.

3.1 基于Z-N响应曲线法整定MFAC伪梯度初值方法

Z-N响应曲线法是一种常用的PID参数整定方法^[30], 此方法无需建立被控对象的精确数学模型, 而是依靠系统的阶跃响应来描述出一阶模型, 然后将基于阶跃响应曲线的参数代入具体公式以求解PID控制参数. 常见的FOLTI模型的传递函数如下:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\lambda s}, \quad (15)$$

其中: K 是静态增益, τ 是时间常数, λ 是延迟时间.

被控对象的单位阶跃响应曲线见图1.

该响应曲线可以由时间常数 τ 和延迟时间 λ 描述. 在曲线的转折点处作该曲线的切线并延长切线, 使其与时间轴和 $c(t)$ 分别相交, 便可得到 λ 与 τ 的值. 之后根据表1即可整定PID控制器参数.

注: $a = K\lambda\tau$.

依据PID与MFAC控制器参数之间的关系(14), 可以计算

$$\begin{aligned} \psi_{1,ini} &= -\frac{0.6T_s}{a\lambda}; \quad \psi_{2,ini} = \frac{1.2T_s + 0.6\lambda}{aT_s}; \\ \psi_{3,ini} &= -\frac{0.6\lambda}{aT_s}. \end{aligned}$$

该整定方法简记为ZN-MFAC, 此整定方法直接简单, 可快速整定直接型MFAC的伪梯度初值.

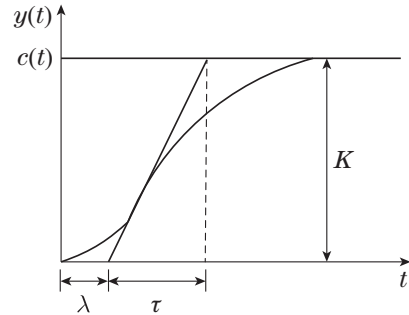


图1 阶跃响应曲线

Fig. 1 Step response curve

表1 Z-N响应曲线法整定公式

Table 1 Z-N response curve method tuning formula

控制器	K_p	T_i	T_d
P	$1/a$	∞	0
PI	$0.9/a$	3λ	0
PID	$1.2/a$	2λ	0.5λ

3.2 基于临界比例度法整定MFAC伪梯度初值方法

临界比例度法是通过总结实践经验给出的经验公式, 可得到PID控制器的最优控制参数^[31]. 该方法需要知道被控系统的临界增益 K_u 和临界振荡周期 T_u . 具体描述如下: 闭环情况下, 首先去掉PID控制器的积分和微分环节, 仅留下比例环节. 随后, 在系统中加入外部扰动信号, 观察系统输出是否出现临界振荡. 如果系统输出响应是衰减的, 需要增大控制器比例增益; 如果系统输出响应是发散的, 则需要减小控制器比例增益. 调节比例增益直到闭环系统产生等幅振荡, 即响应输出曲线如图2时, 此时的比例增益被称为临界比例增益, 记为 K_u , 此时的系统振荡周期被称为临界振荡周期, 记为 T_u . 之后根据表2整定PID控制器参数.

依据PID与MFAC控制器参数之间的关系(14), 可以计算

$$\begin{aligned} \psi_{1,ini} &= -\frac{1.2K_u T_s}{T_u}, \quad \psi_{2,ini} = \frac{0.075K_u T_u}{T_s} + 0.6K_u, \\ \psi_{3,ini} &= -\frac{0.075K_u T_u}{T_s}. \end{aligned}$$

简记该方法为CP-MFAC. 此整定方法简单, 不需要具体的对象模型.

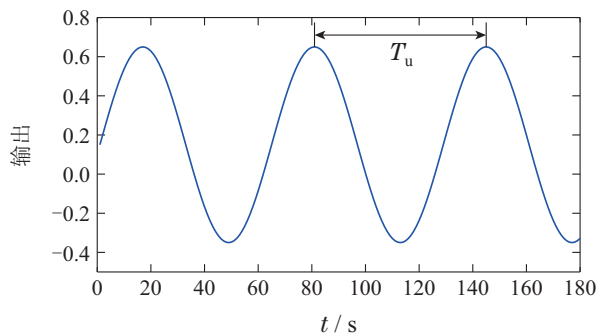


图 2 临界振荡输出图

Fig. 2 Critical oscillation output figure

表 2 临界比例度法参数整定公式

Table 2 Critical proportion method parameter tuning formula

控制器类型	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	0	0
PI	$0.45K_u$	$0.83T_u$	0
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

4 仿真研究

针对FOLTI系统, 本节应用所提的ZN-MFAC和CP-MFAC方法进行仿真, 并与基于Z-N响应曲线法整定的PID(简记ZN-PID)和基于临界比例整定的PID(简记为CP-PID)以及原型MFAC(通过试凑法确定伪梯度的初始值, 简记为MFAC)方法进行仿真对比, 以说明本文所提方法的优越性和可实际应用性。

被控对象选为如式(15)类型的FOLTI系统, 数值仿真的采样时间 T_s 设置为0.1 s。被控对象模型(15)仅用于生成输入输出数据, 不参与参数整定算法设计。另外需要强调的是, 仿真中, 系统增益 K 和时间常数 τ 的变化时刻未知, 算法ZN-PID和CP-PID的 K_p, T_i, T_d 参数与算法ZN-MFAC和CP-MFAC中伪梯度初始值整定仅基于初启动时的初始模型给出。为了节省篇幅, 对延迟参数变化的仿真结果省略。延时参数 λ 取为0.5。

仿真分为如下3种情况:

- 1) 系统模型中仅系统增益 K 变化;
- 2) 系统模型中仅时间常数 τ 变化;
- 3) 系统模型中系统增益 K 与时间常数 τ 都变化。

表 3 不同控制方案的控制器参数

Table 3 Controller parameters of different control schemes

	K_p	K_i	K_d	$\psi_{1,ini}$	$\psi_{2,ini}$	$\psi_{3,ini}$
ZN-PID	0.400	0.040	1.000	-0.040	1.400	-1.000
CP-PID	0.350	0.035	0.876	-0.035	1.226	-0.876
MFAC	-0.040	1.600	-1.300			

结合图3(a)与表4中的数据信息可以看出, 前500步时, ZN-MFAC与ZN-PID相比, 前者的超调量小, 调节时间短; CP-MFAC与CP-PID的对比同上; 而ZN-

仿真中应用的数值指标定义如下:

绝对误差积分(IAE):

$$e_{IAE} = \sum_{k=1}^N |e(k)|. \quad (16)$$

平方误差积分(ISE):

$$e_{ISE} = \sum_{k=1}^N (e(k))^2. \quad (17)$$

时间乘以绝对误差积分(integral of time and absolute error, ITAE):

$$e_{ITAE} = \sum_{k=1}^N k t_s |e(k)|. \quad (18)$$

其中 k 表示为采样时刻。

4.1 仅系统增益 K 变化

在这种情况下, 当仿真时间在区间1~50 s时, 即采样时刻从1至500步时, 初始模型的参数为 $K = 6, \tau = 1$ 。基于此初始模型, 进行各控制器的参数整定, 然后进行仿真。

当仿真时间在区间50~100 s时, 即采样时刻从500至1000步时, 系统模型参数变为 $K = 7, \tau = 1$ 。

当仿真时间在区间100~150 s时, 即采样时刻从1000至1500步时, 系统模型参数变为 $K = 5, \tau = 1$ 。

当仿真时间在区间150~200 s时, 即采样时刻从1500至2000步时, 系统模型参数变为 $K = 4, \tau = 1$ 。

需要强调的是, 上述模型参数变化时刻未知, 因此无法对PID控制器以及MFAC控制器进行参数重整定。上述描述的离散时间模型形式可表述如下:

$$y(k+1) = \begin{cases} 0.9048y(k) + 0.5710u(k-5), & 0 < k \leq 500, \\ 0.9048y(k) + 0.6661u(k-5), & 500 < k \leq 1000, \\ 0.9048y(k) + 0.4758u(k-5), & 1000 < k \leq 1500, \\ 0.9048y(k) + 0.3807u(k-5), & 1500 < k \leq 2000. \end{cases} \quad (19)$$

5种控制器参数确定见表3, 仿真结果如图3所示。表4是5种控制方案的性能指标数据。

MFAC与CP-MFAC相比, 前者的超调量大, 调节时间长, 这也从仿真角度体现了ZN-MFAC的特点。另外, 相较于MFAC, ZN-MFAC与CP-MFAC的超调量更小,

这一结果表明所提出的MFAC伪梯度初值整定方法是有效的,可以得到良好的控制效果.在500~1000步时,5种控制方案都出现衰减振荡,且控制特点与前500步时相似.在1000~1500步时,ZN-MFAC与ZN-PID比,前者可以更快的进入稳态,且跟踪效果曲线更为光滑;CP-MFAC与CP-PID的对比同上.在1500~2000步时,经过参数整定后的MFAC与PID控制方案进入稳态时间基本相同,相较于MFAC算法,经过伪梯度初值整定后的MFAC会无超调且更快的进入稳态.在处理模型参数 K 改变这类情况时,MFAC可以比PID更快进入稳态.

就仿真整体而言,MFAC相较于PID的IAE,ISE,

ITAE指标均小,说明前者可以更有效的抑制调节过程的偏差并可快速的进入稳态,而经过伪梯度初值整定后的MFAC方案可以更有效的抑制调节过程中的偏差以及更快的进入稳态.

从图3(b)可以看出,相较于ZN-MFAC与CP-MFAC,ZN-PID和CP-PID的控制输入信号变化更为敏感,且输入信号的变化幅度较大.另外,在500~1000步时和1000~1500步时,PID的输入信号相较于其他4种控制方案的输入信号过于敏感,也就是说,如果模型参数 K 的变化幅度过大,PID方案很有可能出现发散的控制效果,而MFAC控制方案由于具有自适应的参数整定算法(10),其控制效果可能不会受到影响.

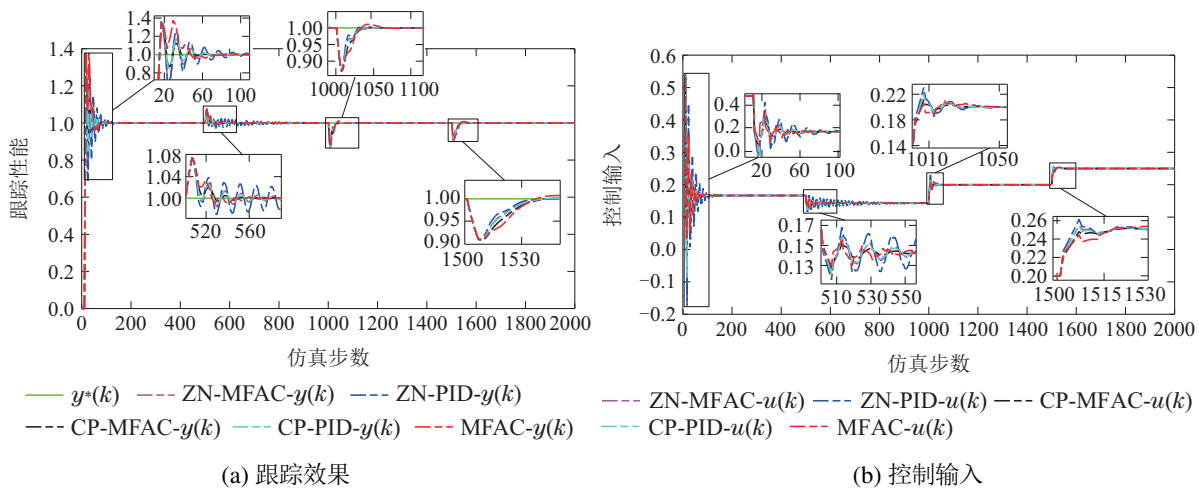


图3 系统(19)应用5种控制方案的仿真效果比较

Fig. 3 Simulation comparisons of five control schemes on system (19)

表4 不同控制方案的性能比较

Table 4 Performance comparisons of different control schemes

	ZN-PID	CP-PID	MFAC	ZN-MFAC	CP-MFAC
上升时间 t_r/s	1.506	1.506	1.506	1.506	1.506
调节时间 $t_s(\pm 5\%)/s$	7.036	4.842	4.606	4.956	3.609
超调量 $\delta/\%$	37.641	37.375	37.200	34.557	34.500
稳态误差 e_{ss}	0	0	0	0	0
e_{IAE}	26.519	20.816	15.973	13.589	12.001
e_{ISE}	13.371	12.779	5.561	4.906	4.635
e_{ITAE}	611.958	462.481	586.103	458.831	460.190

4.2 仅时间常数 τ 变化.

在这种情况下,当仿真时间在区间1~50s时,也即采样时刻从1至500步时,初始模型的参数为 $K = 6, \tau = 1$.同样基于此初始模型,进行各控制器的参数整定,然后进行仿真.

当仿真时间在区间50~100s时,即采样时刻从500至1000步时,系统模型参数变为 $K = 6, \tau = 3$.

当仿真时间在区间100~150s时,即采样时刻从1000至1500步时,系统模型参数变为 $K = 6, \tau = 5$.

当仿真时间在区间150~200s时,即采样时刻从

1500至2000步时,系统模型参数变为 $K = 6, \tau = 4$.

通过对上述被控对象模型的离散化,可得被控对象的离散模型如下:

$$y(k+1) = \begin{cases} 0.9084y(k) + 0.5710u(k-5), & 0 < k \leq 500, \\ 0.9672y(k) + 0.1967u(k-5), & 500 < k \leq 1000, \\ 0.9802y(k) + 0.1188u(k-5), & 1000 < k \leq 1500, \\ 0.9753y(k) + 0.1481u(k-5), & 1500 < k \leq 2000. \end{cases} \quad (20)$$

由于选取初始模型与第4.1节中初始模型一致, 故5种控制器参数确定同表3. 仿真结果如图4所示. 表5是5种控制方案的性能指标数据.

结合图4(a)与表5中的数据信息可以看出, 前500步的控制效果与第4.1节中控制效果相同, 因为选取的初始模型的与第4.1节的初始模型相同; 当模型参数在500, 1000, 1500步时, 模型参数 τ 发生了变化, 但5种控制方案都未出现跟踪信号突变的情况. 也就是说, 当系统参数 τ 的变化范围较小, 并且在更改参数 τ 之前, 已有稳定的控制效果, 那么系统参数 τ 变化对

MFAC和PID无影响. 就仿真整体而言, MFAC相较于PID的IAE, ISE, ITAE指标均小, 说明前者可以更有效的抑制调节过程的偏差并可快速的进入稳态, 而经过伪梯度初值整定后的MFAC方案可以更有效的抑制调节过程中的偏差, 且可以更快的进入稳态.

从图4(b)可以看出, 相较于ZN-MFAC与CP-MFAC, ZN-PID和CP-PID的控制输入信号变化更为敏感, 且输入信号的变化幅度较大. 另外, 值得注意的是, 在500, 1000, 1500步时, 模型参数 τ 发生了改变, 但输入信号仍保持原有状态.

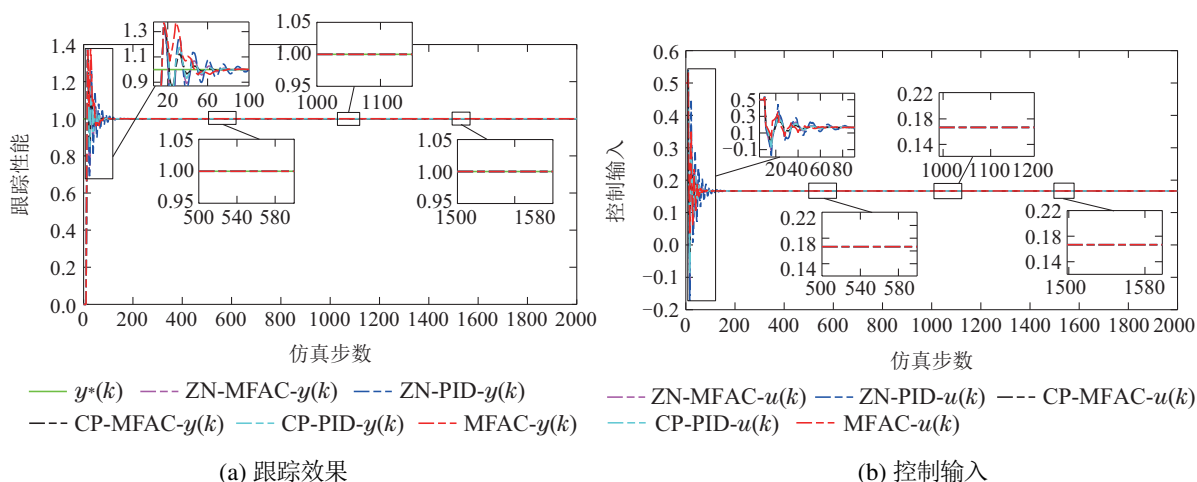


图 4 系统(20)应用5种控制方案的仿真效果比较

Fig. 4 Simulation comparisons of five control schemes on system (20)

表 5 不同控制方案的性能比较

Table 5 Performance comparisons of different control schemes

	ZN-PID	CP-PID	MFAC	ZN-MFAC	CP-MFAC
上升时间 t_r/s	1.506	1.506	1.506	1.506	1.506
调节时间 $t_s(\pm 5\%/s)$	7.036	4.842	4.606	4.956	3.609
超调量 $\delta/\%$	37.641	37.375	37.200	34.557	34.500
稳态误差 e_{ss}	0	0	0	0	0
e_{IAE}	20.102	16.694	10.896	9.427	7.679
e_{ISE}	13.113	12.524	5.239	4.656	4.346
e_{ITAE}	40.395	21.269	25.292	21.005	13.143

4.3 系统增益 K 与时间常数 τ 都变化.

在这种情况下, 当仿真时间在区间1~50s时, 也即采样时刻从1至500步时, 初始模型的参数为 $K = 6, \tau = 1$. 同样基于此初始模型, 进行各控制器的参数整定, 然后进行仿真.

当仿真时间在区间50~100s时, 即采样时刻从500至1000步时, 系统模型参数变为 $K = 5, \tau = 1$.

当仿真时间在区间100~150s时, 即采样时刻从1000至1500步时, 系统模型参数变为 $K = 5, \tau = 3$.

当仿真时间在区间150~200s时, 即采样时刻从1500至2000步时, 系统模型参数变为 $K = 4, \tau = 2$.

通过对上述被控对象模型的离散化, 可得被控对象的离散模型如下:

$$y(k+1) = \begin{cases} 0.9048y(k) + 0.5710u(k-5), & 0 < k \leq 500, \\ 0.9048y(k) + 0.4758u(k-5), & 500 < k \leq 1000, \\ 0.9672y(k) + 0.1639u(k-5), & 1000 < k \leq 1500, \\ 0.9572y(k) + 0.1951u(k-5), & 1500 < k \leq 2000. \end{cases} \quad (21)$$

由于选取初始模型与第4.1节中初始模型一致, 故5种控制器参数确定同表3. 仿真结果如图5所示. 表6是5种控制方案的性能指标数据.

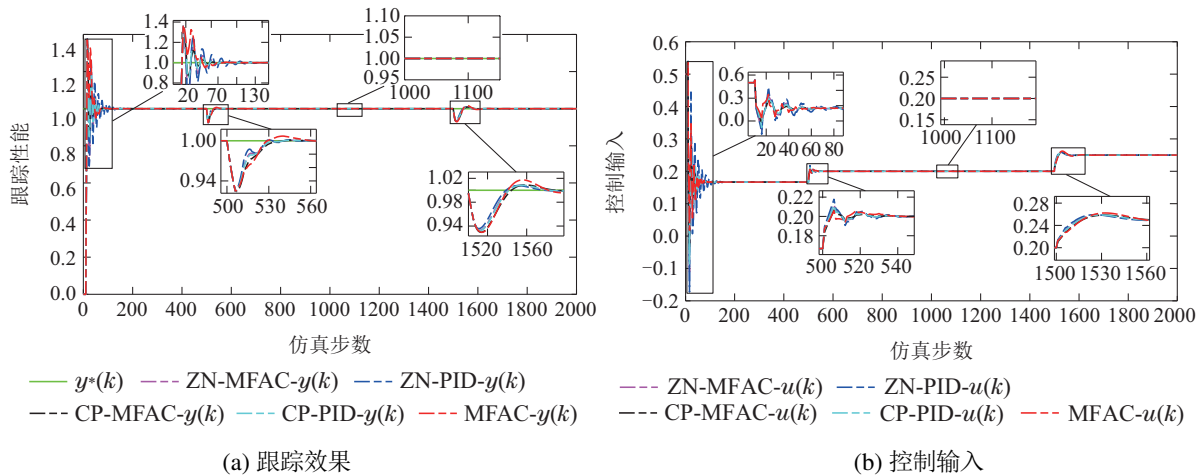


图5 系统(21)应用5种控制方案的仿真效果比较

Fig. 5 Simulation comparisons of five control schemes on system (21)

表6 不同控制方案的性能比较

Table 6 Performance comparisons of different control schemes

	ZN-PID	CP-PID	MFAC	ZN-MFAC	CP-MFAC
上升时间 t_r/s	1.506	1.506	1.506	1.506	1.506
调节时间 $t_s(\pm 5\%) /s$	7.036	4.842	4.606	4.956	3.609
超调量 $\delta/\%$	37.641	37.375	37.200	34.557	34.500
稳态误差 e_{ss}	0	0	0	0	0
e_{IAE}	22.573	19.504	13.584	12.167	10.808
e_{ISE}	13.222	12.653	5.165	4.781	4.496
e_{ITAE}	349.452	351.599	439.806	343.175	381.802

结合图5(a)与表6中的数据信息可以看出,前500步的控制效果与第4.1节中控制效果相同,同样是因为选取的初始模型的与第4.1节的初始模型相同;在500至1000步时,ZN-MFAC与ZN-PID相比,前者控制效果更加平稳且更快进入稳态;在1000至1500步时,由于参数改变为 τ 且改变幅度较小,因此5种控制方案均未出现抖动情况;在1500至2000步时,经过参数整定后的MFAC与PID控制方案进入稳态时间基本相同,但后者的上升时间短且超调小.相较于MFAC算法,经过伪梯度初值整定后的MFAC会无超调且更快速的进入稳态.在处理模型参数 K 与 τ 同时改变这类情况时,MFAC可以比PID更快进入稳态.就仿真整体而言,ZN-MFAC相较于ZN-PID的IAE,ISE,ITAE指标均小,说明前者可以更有效的抑制调节过程的偏差并可快速的进入稳态,与第4.1节不同的是CP-MFAC相较于CP-PID的ITAE指标大,主要因为在1500步时,模型参数发生改变后,前者的上升时间长;相较于MFAC,经过伪梯度初值整定后的MFAC方案超调更小且进入稳态的时间更短.这说明进行伪梯度初值整定后的MFAC方案可以明显提升控制效果.

从图5(b)可以看出,相较于ZN-MFAC与CP-MFAC,ZN-PID和CP-PID的控制输入信号变化更为敏感,

且输入信号的变化幅度较大.在第1000步时,模型参数 τ 发生了改变,但输入信号仍保持原有状态.

5 结论

本文针对FOLTI系统,依据直接型MFAC在伪阶数为3的情况下其结构与增量式PID控制器结构一样的特点,利用两种常用的PID控制器参数整定方法对直接型MFAC方案的伪梯度初值进行整定,该方法可有效改变MFAC控制律初始参数的试凑式选取局面,提升MFAC应用的方便性和可接受性.通过仿真,验证了所提伪梯度初值整定方法的有效性,以及应用MFAC与PID控制的性能差异.

带有伪梯度初始值整定算法的直接型MFAC方案相对于PID控制器来说可克服因模型参数变化时刻未知而无法进行参数重整定的缺点,理论上讲,可得到不劣于PID的控制效果.

未来的研究方向是对一般情况的直接型MFAC控制器的参数整定方法进行研究^[32].

参考文献:

- [1] HOU Z S, WANG Z. From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective. *Information Sciences*, 2013, 235(19): 3 - 35.

- [2] HOU Zhongsheng, JIN Shangtai. *Model Free Adaptive Control Theory and Applications*. Beijing: Science Press, 2013.
(侯忠生, 金尚泰. 无模型自适应控制理论与应用. 北京: 科学出版社, 2013.)
- [3] HOU Z S, HUANG W H. The model-free learning adaptive control of a class of SISO nonlinear systems. *American Control Conference*. USA: IEEE, 1997: 343 – 344.
- [4] HOU Z S, JIN S T. A novel data-driven control approach for a class of discrete-time nonlinear systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011, 19(6): 1549 – 1558.
- [5] HOU Z S, XIONG S S. On model-free adaptive control and its stability analysis. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2019, 64(11): 4555 – 4569.
- [6] HOU Z S, JIN S T. Data-driven model-free adaptive control for a class of MIMO nonlinear discrete-time systems. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2011, 22(12): 2173 – 2188.
- [7] XIONG S S, HOU Z S. Model-free adaptive control for unknown mimo nonaffine nonlinear discrete-time systems with experimental validation. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2022, 33(4): 1727 – 1739.
- [8] HOU Z S, CHIR H, GAO H J. An overview of dynamic-linearization-based data-driven control and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(5): 4076 – 4090.
- [9] HOU Zhongsheng, DONG Hangrui, JIN Shangtai. Model-free adaptive control with coordinates compensation for automatic car parking systems. *Acta Automatica Sinica*, 2015, 41(4): 823 – 831.
(侯忠生, 董航瑞, 金尚泰. 基于坐标补偿的自动泊车系统无模型自适应控制. 自动化学报, 2015, 41(4): 823 – 831.)
- [10] LIU S D, HOU Z S, TIAN T T, et al. A novel dual successive projection-based model-free adaptive control method and application to an autonomous car. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2019, 30(11): 3444 – 3457.
- [11] MASOUD F, MICHAEL S, CHRISTOPHER H, et al. A physiological control system for an implantable heart pump that accommodates for interpatient and inpatient variations. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2020, 67(4): 1167 – 1175.
- [12] LI H, ZHENG S, REN H. Self-correction of commutation point for high-speed sensorless bldc motor with low inductance and nonideal back EMF. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 32(1): 642 – 651.
- [13] SAEID A H, PANG S Z, EI-H M, et al. Data-driven model-free adaptive current control of a wound rotor synchronous machine drive system. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2020, 6(3): 1146 – 1156.
- [14] SAEID A H, ADRIEN C, PANG S Z, et al. current sensorless control for wrsm using model free adaptive control. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(2): 683 – 693.
- [15] ZHANG H G, ZHOU J G, SUN Q Y, et al. Data-driven control for interlinked ac/dc microgrids via model-free adaptive control and dual-droop control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2017, 8(2): 557 – 571.
- [16] HOU Z S, ZHU Y M. Controller-dynamic-linearization-based model free adaptive control for discrete-time nonlinear systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 2301 – 2309.
- [17] YU X, HOU Z S, POLYCARPOU M M. Distributed data-driven iterative learning consensus tracking for nonlinear discrete-time multi-agent systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2022, 67(7): 3670 – 3677.
- [18] ZHU Y M, HOU Z S, QIAN F, et al. dual rbfnns-based model-free adaptive control with aspen hysys simulation. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2016, 28(3): 759 – 765.
- [19] YU X, HOU Z S, POLYCARPOU M M, et al. Data-driven iterative learning control for nonlinear discrete-time mimo systems. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2021, 32(3): 1136 – 1148.
- [20] WANG Weihong, HOU Zhongsheng, HUO Haibo, et al. A class of data-driven based controller design and its parameters tuning method. *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*. Beijing: Beihang University Press, 2010: 5165 – 5170.
(王卫红, 侯忠生, 霍海波, 等. 一类基于数据驱动的控制器设计及其参数整定方法. 第二十九届中国控制会议. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2010: 5165 – 5170.)
- [21] MA Ping, ZHANG Chenhui. Research on parameter tuning of learning step and penalty factor in model free adaptive controller. *China Instrument and Measurement and Control Technology Progress Conference*. Xiangtan: Chinese Journal of Scientific Instrument Press, 2008: 678 – 680.
(马平, 张晨晖. 无模型控制器参数学习步长和惩罚因子的整定研究. 2008中国仪器仪表与测控技术进展大会. 湖南湘潭: 《仪器仪表学报》杂志社, 2008: 678 – 680.)
- [22] WANG Jing, JI Chao, CAO Liulin, et al. Model free adaptive control and parameter tuning based on second order universal model. *Journal of Central South University (Science and Technology)*, 2012, 43(5): 1795 – 1802.
(王晶, 纪超, 曹柳林, 等. 基于二阶泛模型的无模型自适应控制及参数整定. 中南大学学报(自然科学版), 2012, 43(5): 1795 – 1802.)
- [23] GUO Daiyin. *Parameter tuning methods in model-free adaptive control*. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2014.
(郭代银. 无模型自适应控制参数整定方法研究. 北京: 北京交通大学, 2014.)
- [24] FENG Zengxi, LI Binghui, ZHANG Cong. Optimizing the parameters of mfac based on the genetic algorithm. *Computer Simulation*, 2021, 38(3): 170 – 174.
(冯增喜, 李丙辉, 张聪. 基于遗传算法的MFAC参数寻优. 计算机仿真, 2021, 38(3): 170 – 174.)
- [25] FENG Zengxi, ZHANG Cong, LI Binghui. Optimization of MFAC parameters based on improved particle swarm optimization algorithm. *Control Engineering of China*, 2021, 28(4): 766 – 773.
(冯增喜, 张聪, 李丙辉. 基于改进粒子群优化算法的MFAC参数寻优. 控制工程, 2021, 28(4): 766 – 773.)
- [26] COELHO L, COELHO A. Model-free adaptive control optimization using a chaotic particle swarm approach. *Chaos Solitons & Fractals*, 2009, 41(4): 2001 – 2009.
- [27] JIN Shangtai, ZHAO Ruli, HOU Zhongsheng, et al. Improved model free adaptive control approach with virtual reference feedback tuning. *Control and Decision*, 2015, 30(12): 2175 – 2180.
(金尚泰, 赵汝莉, 侯忠生, 等. 基于虚拟参考反馈整定的改进无模型自适应控制. 控制与决策, 2015, 30(12): 2175 – 2180.)
- [28] WANG Danna. *Parameter tuning of model-free adaptive controller and its application*. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2018.
(王丹娜. 无模型自适应控制器参数整定方法及应用研究. 北京: 北京交通大学, 2018.)
- [29] ÅSTRÖM K J, WITTENMARK B. *Adaptive Control (2nd)*. Boston, MA: Addison-Wesley Longman Publishing, 1994.
- [30] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum settings for automatic controllers. *ASME Transactions*, 1993, 64(2B): 759 – 768.
- [31] ÅSTRÖM K J. *Ziegler-Nichols Auto-Tuners*. Lund Sweden: Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 1982. (Research Reports TFRT-3167).
- [32] ZHANG Y K, GONG G F, YANG H Y, et al. Data-driven direct automatic tuning scheme for fixed-structure digital controllers of hybrid systems. *IET Control Theory & Applications*, 2019, 13(2): 248 – 257.

作者简介:

李翔 硕士研究生, 研究方向为无模型自适应控制, E-mail: 791632650@qq.com;

侯忠生 教授, 博士生导师, 研究方向为无模型自适应控制、数据驱动控制、学习控制、智能交通, E-mail: zshou@qdu.edu.cn.