

控制与决策

Control and Decision

基于PID参数整定的线性自抗扰控制参数整定

韩文杰, 谭文

引用本文:

韩文杰, 谭文. 基于PID参数整定的线性自抗扰控制参数整定[J]. *控制与决策*, 2021, 36(7): 1592–1600.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1408>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制

Adaptive terminal sliding mode control of bearingless switched reluctance motor
控制与决策. 2021, 36(6): 1449–1456 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1064>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV
控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

基于免疫优化的平面Acrobot线性自抗扰鲁棒镇定

Robust stabilization of planar Acrobot using linear active disturbance rejection control with immune optimization
控制与决策. 2020, 35(12): 3053–3058 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0289>

基于PID参数整定的线性自抗扰控制参数整定

韩文杰[†], 谭文

(华北电力大学 控制与计算机工程学院, 北京 102206)

摘要: 线性自抗扰控制 (linear active disturbance rejection control, LADRC) 是不依赖于被控对象的数学模型, 在工业过程中具有极大的应用前景, LADRC 参数整定是其在工业过程中能否应用的重要环节. 鉴于实际工业控制中大都采用 PID 控制器, 通过对二阶 LADRC 结构与其状态观测器的传递函数进行分析, 得到二阶 LADRC 与 PID 控制器具有较强的联系, 且 LADRC 比 PID 有着更好的控制性能. 提出一种通过现有 PID 参数直接得到 LADRC 参数初始值的方法, 以达到更好的控制性能, 并基于一阶惯性加时延模型, 得到将现有 PID 整定方法转化为二阶线性自抗扰控制参数整定方法. 最后通过基准系统仿真表明所提出方法的有效性.

关键词: 线性自抗扰控制; PID 控制; 参数整定; 抗干扰性能; 一阶惯性加时延模型; 基准系统

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2019.1408

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 韩文杰, 谭文. 基于PID参数整定的线性自抗扰控制参数整定[J]. 控制与决策, 2021, 36(7): 1592-1600.

Tuning of linear active disturbance rejection controllers based on PID tuning rules

HAN Wen-jie[†], TAN Wen

(School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: Linear active disturbance rejection control (LADRC), which is independent of the mathematical model of the controlled object, has great application prospect in the industrial process, and the parameters tuning of LADRC is an important part of its application in the industrial process. In view of the fact that the PID controller is mostly used in industrial control, through the analysis of the structure of second-order LADRC and the transfer function of its state observer, it can be concluded that there is a strong relationship between the second-order LADRC and the PID controller, and the LADRC has better control performance than PID. This paper presents a method to get the initial value of LADRC parameters directly from the existing PID parameters to achieve better control performance and based on the first-order inertia plus time-delay model, the PID tuning methods are transformed into the second-order LADRC parameterS tuning methods. Finally, the simulation of the benchmark system verifies the effectiveness of the proposed method.

Keywords: linear active disturbance rejection control; PID control; parameter tuning; disturbance rejection performance; first-order process with deadtime (FOPDT) model; benchmark systems

0 引言

为了克服PID的缺点, 韩京清^[1-2]提出了一种新型的具有工程性的非线性系统的自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)方法, 这种控制方法的核心是扩张状态观测器(ESO)^[3]. 自抗扰控制只需被控对象的相对阶和被控对象的增益, 将系统内部的不确定性和外部扰动看作总扰动, 通过扩张状态观测器实时估计出扰动值, 然后在反馈回路中利用该估计值快速进行扰动补偿. ADRC的3个主要组成部分是非线性机制的, 分别为扩张状态观测器、

跟踪微分器^[4]和非线性反馈结构^[5]. Gao^[6-7]提出了线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC), 并提出了带宽整定法, 使得LADRC具备了替代PID控制的根本条件.

目前, LADRC参数整定方面主要依赖于带宽整定法. 文献[8]采用内模控制对LADRC进行了分析和整定; 文献[9]提出二阶系统采用两个可调参数的整定方法; 文献[10]对参数调节问题采用基于高阶控制器获得LADRC的控制参数, 可以获得比带宽法更好的性能, 为已经熟悉掌握其他控制器设计方法的工

收稿日期: 2019-10-08; 修回日期: 2020-02-26.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61573138).

责任编辑: 毛志忠.

[†]通讯作者. E-mail: 2524896258@qq.com.

程人员提供了便捷的调整LADRC的方法. 文献[11]证明了线性自抗扰具有广泛的通用性,并针对工业控制过程中广泛存在的PID控制器,提出将PID参数转化为二阶自抗扰控制参数的方法.

工业过程应用中常常需要整定3个参数,即过程高频增益 b_0 、反馈控制器带宽 ω_c 以及扩张状态观测器带宽 ω_o . 文献[12]表明这3个参数的不同组合可以得到相似的性能,因此如何整定LADRC参数对于工业控制过程还需要进一步研究. 本文通过将PID控制器参数转化为二阶LADRC参数的方法,在一阶惯性加时延模型的基础上,以两种常用的PID整定公式为例,说明如何将现有PID参数整定公式转化为二阶LADRC参数整定公式,并通过仿真实验验证该方法的有效性. 所提出方法对于已经掌握PID整定的工程人员可以很容易导出相应的LADRC参数整定公式,丰富了LADRC参数整定理论及方法.

1 线性自抗扰控制(LADRC)

LADRC控制系统主要由3部分构成,分别是被控对象(P)、线性扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和线性状态误差反馈控制,其结构如图1所示,其中 K_o 为反馈增益.

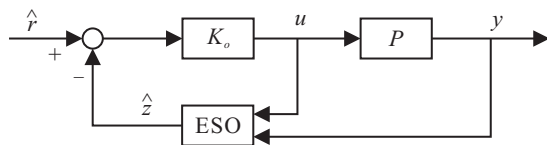


图1 LADRC结构

在二阶LADRC控制系统的设计过程中,一般假定被控对象的数学模型为

$$\ddot{y}(t) = b_0 u(t) + f(y(t), u(t), d(t)). \quad (1)$$

其中: b_0 为被控对象高频增益, $f(y, u, d)$ 包含对象的内部不确定性和外部扰动,即总扰动.

令 $z = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$,其中 $z_1 = y, z_2 = \dot{y}, z_3 = f$,模型(1)可以表示为

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = A_e z + B_e u + E_e \dot{f}, \\ y = C_e z. \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$E_e = [0 \ 0 \ 1]^T, \quad A_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_e = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_e = [1 \ 0 \ 0]. \quad (3)$$

对于式(2)设计一个全阶的线性扩张状态观测器,其表达式为

$$\dot{\hat{z}}(t) = A_e \hat{z} + B_e u + L_o(y - C_e \hat{z}). \quad (4)$$

其中: \hat{z} 为 z 的估计值; L_o 为观测器增益,有

$$L_o = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3]^T. \quad (5)$$

当 $A_e - L_o C_e$ 渐近稳定时, $\hat{z}_1 \rightarrow y(t), \hat{z}_2 \rightarrow \dot{y}(t), \hat{z}_3 \rightarrow f$,因此总扰动能够被估计出. 为了通过反馈回路消除系统总扰动 f ,选取

$$u(t) = \frac{k_p(r(t) - \hat{z}_1(t)) + k_d(\dot{r}(t) - \dot{\hat{z}}_2(t)) - \dot{\hat{z}}_3(t)}{b_0} =: K_o(\hat{r}(t) - \hat{z}(t)). \quad (6)$$

其中: K_o 为反馈控制增益,可以表示为

$$K_o = [k_p \ k_d \ 1]/b_0; \quad (7)$$

$\hat{r}(t)$ 为扩张参考输入信号,可以表示为

$$\hat{r}(t) = [r(t) \ \dot{r}(t) \ 0]^T. \quad (8)$$

二阶LADRC需要整定的参数是反馈控制器增益 K_o 和ESO的观测器增益 L_o . 为方便整定,文献[6]提出了带宽整定法,即在式(5)和(7)中,通过调节控制器带宽和观测器带宽 ω_c, ω_o 得到增益 K_o, L_o 的各个元素,有

$$\beta_1 = 3\omega_o, \beta_2 = 3\omega_o^2, \beta_3 = \omega_o^3, \quad (9)$$

$$k_p = \omega_c^2, k_d = 2\omega_c. \quad (10)$$

为了进一步提高闭环控制系统性能,文献[11]提出在反馈控制参数整定中增加阻尼比系数 ζ ,即

$$k_p = \omega_c^2, k_d = 2\zeta\omega_c. \quad (11)$$

增大 ζ 将能进一步降低闭环控制系统的振荡.

2 二阶LADRC结构分析

对于二阶LADRC,其线性扩张状态观测器(4)为

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1(t) = \hat{z}_2(t) - \beta_1(\hat{z}_1(t) - y(t)), \\ \dot{\hat{z}}_2(t) = \hat{z}_3(t) - \beta_2(\hat{z}_1(t) - y(t)) + b_0 u(t), \\ \dot{\hat{z}}_3(t) = -\beta_3(\hat{z}_1(t) - y(t)). \end{cases} \quad (12)$$

由式(4)可求出 $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \hat{z}_3$ 的传递函数为

$$\hat{z}_1(s) = \frac{\beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} y(s) + \frac{b_0 s}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} u(s), \quad (13)$$

$$\hat{z}_2(s) = \frac{(\beta_2 s + \beta_3) s}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} y(s) + \frac{b_0 (s + \beta_1) s}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} u(s), \quad (14)$$

$$\hat{z}_3(s) = \frac{\beta_1 s^2}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} y(s) + \frac{b_0 \beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} u(s). \quad (15)$$

由式(6)可得,二阶LADRC的反馈控制律为

$$u(s) = F_r(s)r(s) - \frac{k_p \hat{z}_1(s) + k_d \hat{z}_2(s) + \hat{z}_3(s)}{b_0}, \quad (16)$$

其中 $F_r(s)$ 为参考输入 $r(t)$ 到 $\hat{r}(t)$ 的传递函数. 将式(13)~(15)代入(16),可以得到 $y(t)$ 到 $u(t)$ 的传递函数为

$$u(s) = -\frac{(\beta_1 k_p + \beta_2 k_d + \beta_3)s^2 + (\beta_2 k_p + \beta_3 k_d)s + \beta_3 k_p}{b_0 s(s^2 + (k_d + \beta_1)s + k_p + \beta_2 + k_d \beta_2)} y(s). \quad (17)$$

再将式(17)代入(13)~(15),可以得到 $y(t)$ 到 $\hat{z}_3(t)$ 的传递函数为

$$\hat{z}_3(s) = \frac{\beta_3(s^2 + k_d s + k_p)}{s(s^2 + (k_d + \beta_1)s + k_p + \beta_2 + k_d \beta_1)} y(s). \quad (18)$$

式(18)表明, \hat{z}_3 中含有输出的积分项,即输出积分项包含在广义扰动 f 的估计中. 由式(16)可知,二阶LADRC实际上由3部分组成:比例(k_p/b_0) \hat{z}_1 +微分(k_d/b_0) \hat{z}_2 +扰动估计及补偿($1/b_0$) \hat{z}_3 ,即二阶LADRC实际上是P+I+D的组合.但是与常规PID控制器的直接组合不同,二阶LADRC没有直接采用输出的导数和积分,而是利用ESO对输出的导数和积分进行了估计,然后进行线性组合.因此,二阶LADRC与PID控制器有较强的联系,研究两者之间的关系具有重大的实际意义.

3 由现有PID参数得到LADRC参数

实际工业应用表明LADRC比PID有更好的控制性能,可以考虑采用LADRC代替现有PID以提高控制性能.本文提出一种简单得到LADRC参数初始值的方法,该方法直接利用现有PID整定公式,因此能保持现有PID的性能,在此基础上,可以进一步微调达到更好的性能.

文献[13]提出了一种利用现有PID控制参数获得二阶LADRC参数的方法.该方法直接得到控制器增益 K_o 和观测器增益 L_o 的各个参数,得到的LADRC效果很接近原PID控制,但是该方法不能将 K_o 、 L_o 表示成带宽的形式,在线整定时不如常规带宽整定方法方便.为此,文献[11]提出将PID参数转化为基于带宽的二阶自抗扰控制参数的方法.

针对理想PID控制器,有

$$K_{PID} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s. \quad (19)$$

其中: K_p 为比例增益, T_i 为积分时间常数, T_d 为微分时间常数.

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}, \quad K_d = K_p T_d \quad (20)$$

分别为积分增益和微分增益.由文献[11],可以通过如下步骤将其转化为基于带宽的二阶自抗扰控制参数.

step 1 选取参数 α , 求解如下方程获得观测器带宽 ω_o :

$$\omega_o^5 - \alpha K_d \omega_o^2 + 3\alpha K_p \omega_o - 6\alpha K_i = 0. \quad (21)$$

该方程有5个解,且至少存在一实解.只要 α 足够大,方程则存在正实解,从而可以将其设成观测器带宽.

step 2: 由下式确定控制器带宽 ω_c 和阻尼比系数 ζ :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{\alpha K_i}{\beta_3}}, \quad \zeta = \frac{\alpha K_p - \alpha K_i \beta_2 / \beta_3}{2\omega_c \beta_3}. \quad (22)$$

step 3: 由下式确定高频增益 b_0 :

$$b_0 = \frac{\alpha}{\beta_2 + k_p + \beta_1 k_d}. \quad (23)$$

上述步骤保证了二阶LADRC与理想PID具有相同的零点和相同的积分增益^[11].理论上高频增益 b_0 为对象的固有特性,是不可调的.但对于工业过程而言,由于其阶数的不确定性,高频增益很难获得,选取不唯一,在实际中通常看作一个可以整定的参数.

4 由现有PID整定公式获得二阶LADRC参数整定公式

上节表明,任意PID参数都可以转化为一个基于带宽的二阶LADRC控制器参数.因此,二阶LADRC参数的整定可以利用现有PID整定公式得到.本文将两种常用PID整定方法为例,即基于渐近 M 约束积分增益优化(approximate M -constrained integral gain optimization, AMIGO)的PID整定(AMIGO-PID)和基于内模控制(internal model control, IMC)的PID整定(IMC-PID),将两种整定方法转化为二阶LADRC参数整定公式.上述PID整定方法都是基于工业控制中最典型的一阶惯性加时延模型(FOPDT)

$$P(s) = \frac{k}{Ts + 1} e^{-\tau s}. \quad (24)$$

其中: k 为系统增益, T 为系统惯性时间常数, τ 为纯时延时间.

1) 基于AMIGO的PID控制器参数整定.

对于模型(24), AMIGO-PID整定公式^[14]为

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{k} \left(0.2 + 0.45 \frac{T}{\tau} \right), \\ T_i = \frac{0.4\tau + 0.8T}{\tau + 0.1T} \tau, \\ T_d = \frac{0.5\tau T}{0.3\tau + T}. \end{cases} \quad (25)$$

2) 基于IMC的PID控制器参数整定.

对于模型(24), IMC-PID整定公式^[15]为

$$\begin{cases} \lambda = 0.25\tau, \\ T_i = T + \frac{\tau^2}{2(\lambda + \tau)}, \\ K_p = \frac{T_i}{k(\lambda + \tau)}, \\ T_d = \frac{\tau^2}{2(\lambda + \tau)} \left(1 - \frac{\tau}{3T_i} \right). \end{cases} \quad (26)$$

为了获得针对FOPDT(24)的LADRC整定公式, 考虑如下归一化时延的模型:

$$\hat{P}(s) = \frac{1}{s+1} e^{-\hat{\tau}s}, \quad (27)$$

其中 $\hat{\tau} = \tau/T$ 为FOPDT模型的归一化时延. 对于任意一个 $\hat{\tau}$, 由式(25)可以得到归一化时延模型(27)的

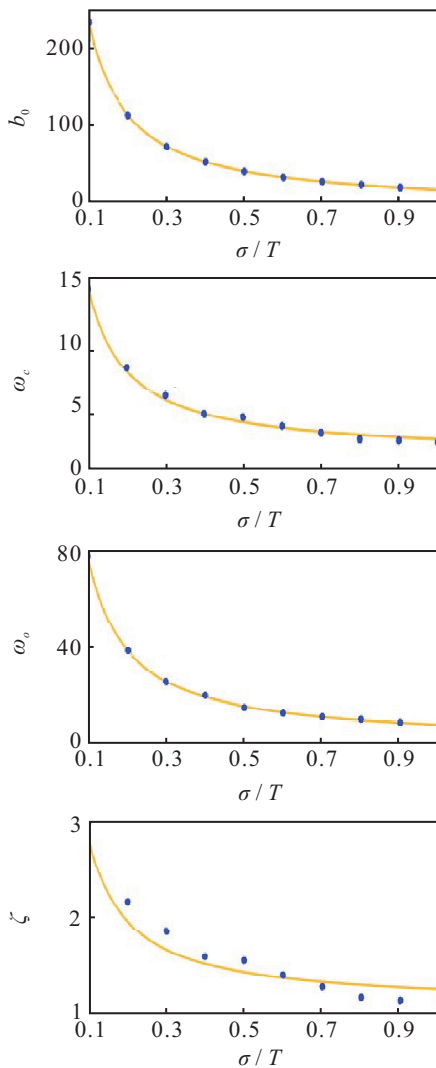


图2 基于AMIGO的LADRC控制器参数拟合曲线

PID控制参数 K_p 、 K_i 、 K_d (AMIGO-PID整定), 然后由第3节方法将其用基于带宽的二阶LADRC逼近, 得到二阶LADRC参数 b_0 、 ω_c 、 ω_o 、 ζ , 如图2所示.

采用曲线拟合方法, 可以得到针对归一化滞后模型(27)的基于AMIGO-PID的二阶LADRC参数整定公式, 即

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{22.9}{\hat{\tau}} - 0.8756, \\ \omega_c &= \frac{1.209}{\hat{\tau}} + 2.227, \\ \omega_o &= \frac{7.691}{\hat{\tau}} + 0.0857, \\ \zeta &= \frac{0.1732}{\hat{\tau}} + 1.11. \end{aligned} \quad (28)$$

类似地, 对于任意一个 $\hat{\tau}$, 由式(28)可以得到归一化时延模型(27)的PID控制参数 K_p 、 K_i 、 K_d (IMC-PID整定), 然后由第3节方法将其用基于带宽的二阶LADRC逼近, 得到二阶LADRC参数 b_0 、 ω_c 、 ω_o 、 ζ , 如图3所示.

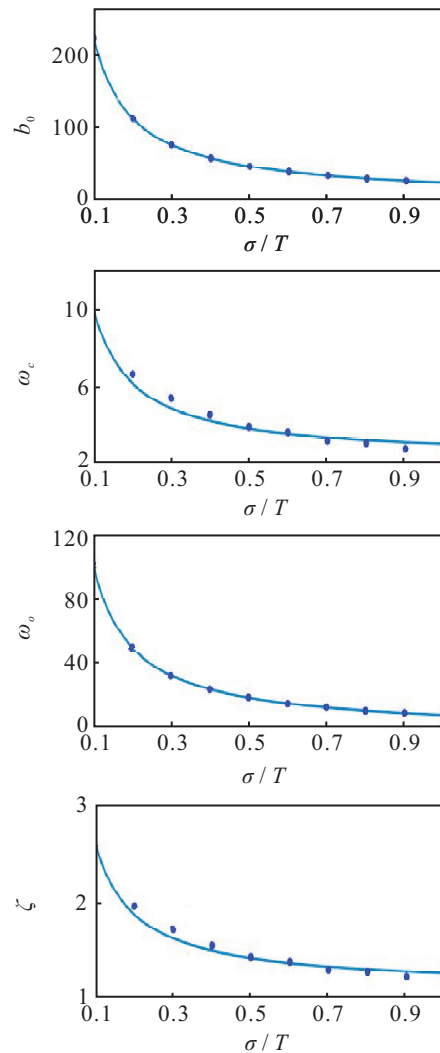


图3 基于IMC的LADRC控制器参数拟合曲线

采用曲线拟合方法, 可以得到针对归一化时延模型(27)的基于IMC-PID的二阶LADRC参数整定公

式,即

$$\begin{aligned}
 b_0 &= \frac{20.84}{\hat{\tau}} + 2.12, \\
 \omega_c &= \frac{0.7323}{\hat{\tau}} + 2.825, \\
 \omega_o &= \frac{10.17}{\hat{\tau}} + 0.9632, \\
 \zeta &= \frac{0.3486}{\hat{\tau}} + 1.598.
 \end{aligned} \tag{29}$$

最后,将式(28)和(29)转化为原FOPDT模型(24)的整定公式,得到基于AMIGO-PID的二阶LADRC参数整定公式(以下称为AMIGO-LADRC整定公式)为

$$\begin{aligned}
 b_0 &= \frac{k}{T} \left(\frac{22.9}{\tau} - \frac{0.8756}{T} \right), \\
 \omega_c &= \frac{1.209}{\tau} + \frac{2.227}{T}, \\
 \omega_o &= \frac{7.691}{\tau} + \frac{0.0857}{T}, \\
 \zeta &= \frac{0.1732}{\tau} T + 1.11.
 \end{aligned} \tag{30}$$

基于IMC-PID的二阶LADRC参数整定公式(以下称为IMC-LADRC整定公式)为

$$\begin{aligned}
 b_0 &= \frac{k}{T} \left(\frac{20.84}{\tau} + \frac{2.12}{T} \right), \\
 \omega_c &= \frac{0.7323}{\tau} + \frac{2.825}{T}, \\
 \omega_o &= \frac{10.17}{\tau} + \frac{0.9632}{T}, \\
 \zeta &= \frac{0.3486}{\tau} T + 1.598.
 \end{aligned} \tag{31}$$

5 仿 真

考虑3个典型的一阶惯性加时延模型(24) ($k = 1$),根据归一化时间迟延分为:迟延主导($\tau = 5, T = 1$)、平衡($\tau = 0.5, T = 1$)和惯性主导($\tau = 0.1, T = 1$).图4为本文获得的由AMIGO、IMC整定得到的LADRC和理想PID的Bode图.由Bode图可以看出,LADRC在中低频十分接近PID,因此本文整定的LADRC具有与原PID相似的抗干扰性能.

表1给出了针对3个典型的模型由AMIGO-PID方法整定得到的LADRC参数和由IMC-PID方法整定的参数.图5为由AMIGO和IMC整定得到的LADRC下的被控对象输出响应.横坐标为仿真时间,纵坐标为系统在不同控制器下的输出 $y(t)$.当 $t = 1$ s时,设定值为幅值是1的阶跃,分别对3个典型系统在 $t = 60$ s、 $t = 50$ s和 $t = 25$ s时刻输入幅值为1的阶跃扰动.可以看出:当 $\tau/T < 1$ 时由式(30)和(31)整定的LADRC与AMIGO、IMC整定的PID控制器抗干扰性能相近,表明LADRC确实保持了原PID的抗干扰性能.

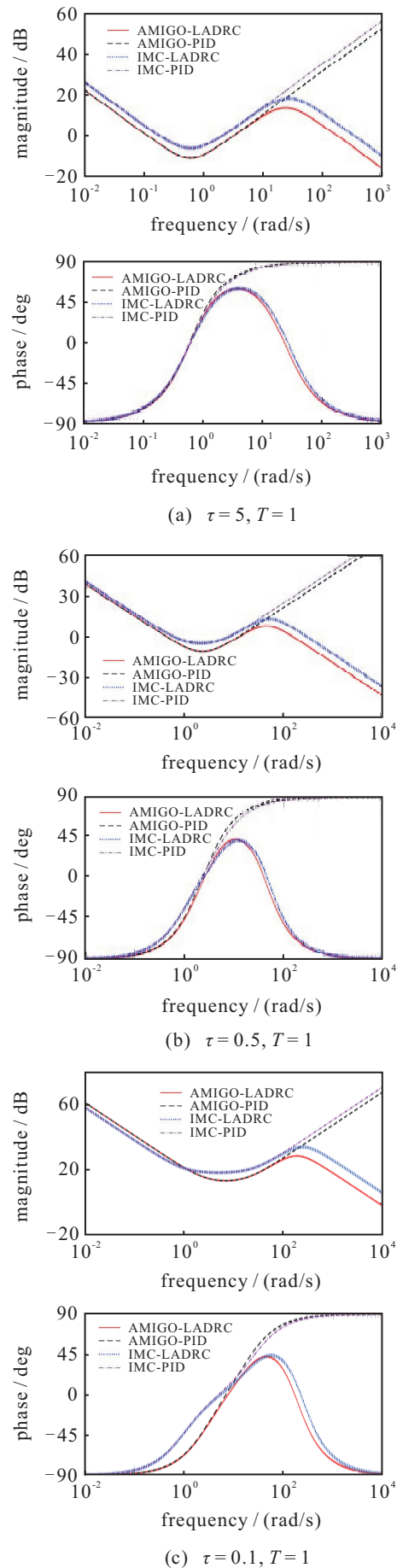
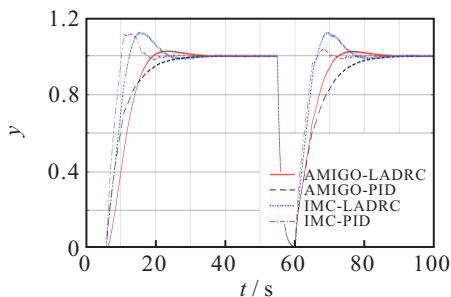


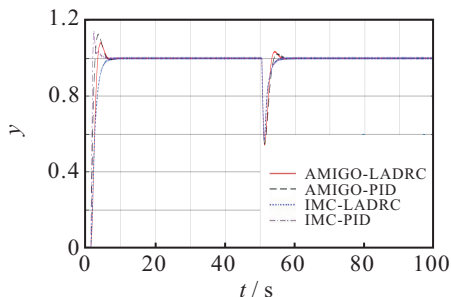
图4 LADRC和PID控制器Bode图

表1 典型对象的LADRC和PID的参数

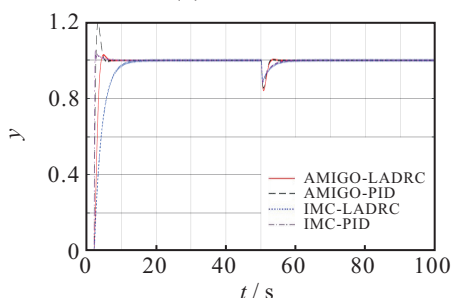
τ/T	参数	AMIGO-LADRC	AMIGO-PID	IMC-LADRC	IMC-PID
5	$b_0(K_p)$	3.7044	0.29	6.288	0.48
	$\omega_c(T_i)$	2.4688	2.745	2.9715	3
	$\omega_o(T_d)$	1.6239	1	2.9972	0.89
	ζ	1.446		1.6677	
0.5	$b_0(K_p)$	44.9244	1.1	43.8	1.92
	$\omega_c(T_i)$	4.6450	0.8333	4.2896	1.2
	$\omega_o(T_d)$	15.4677	0.2174	21.3032	0.172
	ζ	1.4564		2.2952	
0.1	$b_0(K_p)$	228.1244	4.7	210.5200	8.32
	$\omega_c(T_i)$	14.3170	0.42	10.1480	1.04
	$\omega_o(T_d)$	76.9957	0.0485	102.6632	0.04
	ζ	2.8420		5.084	



(a) $\tau = 5, T = 1$



(b) $\tau = 0.5, T = 1$



(c) $\tau = 0.1, T = 1$

图5 系统在LADRC和PID控制器下的响应

当 $\tau/T > 1$ 时,由式(30)和(31)整定的LADRC与原PID抗扰已经有较大偏差,主要原因在于式(30)和(31)拟合时只考虑了 $\tau/T < 1$ 的情况,对于 $\tau/T > 1$ 时会有误差. 尽管如此,由仿真情况看,式(30)得到

的LADRC控制器抗扰性能快于AMIGO-PID,而由式(31)得到的LADRC控制器抗扰性能慢于IMC-PID,式(30)得到的LADRC能够弥补AMIGO-PID对大延迟系统的慢速性,而式(31)得到的LADRC可以增加IMC-PID对大时延系统的鲁棒性. 因此,上述LADRC整定公式不仅适合 $\tau/T < 1$ 的FOPDT模型,也适合 $\tau/T > 1$ 的FOPDT模型.

为了验证所提出整定方法的有效性,选择如下可以代表大部分动态模型的基准系统^[16]进行仿真:

$$G_1(s) = \frac{1}{(s+1)^n}, n = 2, 3, 4, 8; \quad (32)$$

$$G_2(s) = \frac{1}{(s+1)(1+\alpha s)(1+\alpha^2 s)(1+\alpha^3 s)}, \alpha = 0.1, 0.2, 0.5; \quad (33)$$

$$G_3(s) = \frac{1-\alpha s}{(s+1)^3}, \alpha = 0.2, 0.5, 1, 2; \quad (34)$$

$$G_4(s) = \frac{1}{(Ts+1)^2} e^{-s}, T = 0.5, 2, 5. \quad (35)$$

由于基准系统大多是高阶系统,需要先降阶为一阶惯性加纯时延模型. 降阶方法有奈奎斯特曲线法^[17]和半规则法^[18]. 本文采用文献[12]提出的有效频域近似法,该方法通过在带宽范围内用一阶惯性加纯滞后模型去逼近实际对象模型. 表2~表5给出了近似后对象模型和控制器整定的参数.

图6~图9给出了整定后二阶LADRC和PID控制下的基准系统模型的输出响应(当 $t = 1s$ 时,设定值为幅值是1的阶跃,当 $t = 25s$ 时,输入端存在幅值为1的阶跃扰动). 由图6可见:所整定的LADRC基本保留了原PID的抗干扰性能,表明式(30)和(31)也能用于高阶模型的整定.

表2 对象 G_1 的控制器的参数

n	FOPDT模型	参数	AMIGO-LADRC	AMIGO-PID	IMC-LADRC	IMC-PID
$n = 2$	$\frac{1}{1.479s + 1}e^{-0.557s}$	$b_0(K_P)$	27.3976	1.394	26.2665	2.443
		$\omega_c(T_i)$	3.6763	1.111	3.2248	1.7016
		$\omega_o(T_d)$	13.8658	0.2503	18.9098	0.1986
		ζ	1.5699		2.5236	
$n = 3$	$\frac{1}{1.851s + 1}e^{-1.22s}$	$b_0(K_P)$	9.8852	0.884	9.8473	1.536
		$\omega_c(T_i)$	2.1941	1.7079	2.1264	2.3375
		$\omega_o(T_d)$	6.3504	0.5085	8.8564	0.4025
		ζ	1.3728		2.1269	
$n = 4$	$\frac{1}{2.182s + 1}e^{-1.927s}$	$b_0(K_P)$	5.2624	0.7092	5.4016	1.2252
		$\omega_c(T_i)$	1.6480	2.2604	1.6747	2.9522
		$\omega_o(T_d)$	4.0305	0.7621	5.7191	0.6034
		ζ	1.3061		1.9927	
$n = 8$	$\frac{1}{3.145s + 1}e^{-5.12s}$	$b_0(K_P)$	1.3336	0.4758	1.5086	0.8103
		$\omega_c(T_i)$	0.9442	4.3	1.0413	5.191
		$\omega_o(T_d)$	1.5294	1.7211	2.0926	1.376
		ζ	1.2164		1.8121	

表3 对象 G_2 的控制器的参数

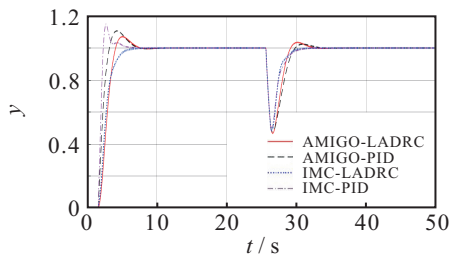
α	FOPDT模型	参数	AMIGO-LADRC	AMIGO-PID	IMC-LADRC	IMC-PID
$\alpha = 0.1$	$\frac{1}{1.006s + 1}e^{-0.106s}$	$b_0(K_P)$	213.8841	4.4725	197.52601	7.9155
		$\omega_c(T_i)$	13.6194	0.4347	9.7166	1.0486
		$\omega_o(T_d)$	72.6418	0.0514	96.9009	0.041
		ζ	2.7538		4.9064	
$\alpha = 0.2$	$\frac{1}{1.027s + 1}e^{-0.226s}$	$b_0(K_P)$	97.8334	2.2498	91.7981	3.9641
		$\omega_c(T_i)$	7.5180	0.6266	5.9910	1.1175
		$\omega_o(T_d)$	34.1144	0.1058	45.9379	0.0841
		ζ	1.89718		3.1821	
$\alpha = 0.5$	$\frac{1}{1.2s + 1}e^{-0.703s}$	$b_0(K_P)$	26.5375	0.9685	26.1759	1.6862
		$\omega_c(T_i)$	3.5756	1.0602	3.3958	1.4812
		$\omega_o(T_d)$	11.0117	0.2989	15.2692	0.2367
		ζ	1.4056		2.1930	

表4 对象 G_3 的控制器的参数

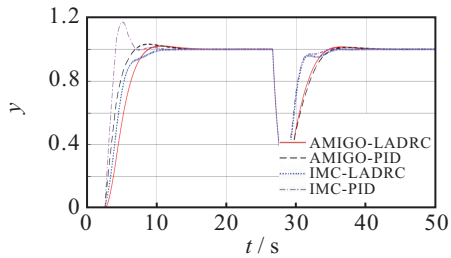
α	FOPDT模型	参数	AMIGO-LADRC	AMIGO-PID	IMC-LADRC	IMC-PID
$\alpha = 0.2$	$\frac{1}{1.854s + 1}e^{-1.421s}$	$b_0(K_P)$	8.4375	0.7871	8.5271	1.3637
		$\omega_c(T_i)$	2.0520	1.8151	2.0391	2.4226
		$\omega_o(T_d)$	4.3736	0.6851	6.2583	0.5428
		ζ	1.3360		2.0528	
$\alpha = 0.5$	$\frac{1}{1.789s + 1}e^{-1.778s}$	$b_0(K_P)$	6.9258	0.6528	7.2141	1.1244
		$\omega_c(T_i)$	1.9248	1.9466	1.9910	2.4999
		$\omega_o(T_d)$	4.3736	0.6851	6.2583	0.5428
		ζ	1.2843		1.9488	
$\alpha = 1$	$\frac{1}{2.182s + 1}e^{-1.927s}$	$b_0(K_P)$	5.8759	0.4698	6.6808	0.7996
		$\omega_c(T_i)$	1.9958	2.0467	2.2069	2.4649
		$\omega_o(T_d)$	3.1755	0.822	4.7737	0.6576
		ζ	1.2138		1.8070	
$\alpha = 2$	$\frac{1}{1.339s + 1}e^{-2.761s}$	$b_0(K_P)$	5.7059	0.4182	6.8195	0.708
		$\omega_c(T_i)$	2.1011	2.0747	2.3750	2.443
		$\omega_o(T_d)$	2.8496	0.8528	4.4028	0.6884
		ζ	1.1940		1.7671	

表5 对象 G_4 的控制器参数

T	FOPDT模型	参数	AMIGO-LADRC	AMIGO-PID	IMC-LADRC	IMC-PID
$T = 0.5$	$\frac{1}{0.75s + 1} e^{-1.28s}$	$b_0(K_P)$	22.2975	0.4637	25.4772	0.7888
		$\omega_c(T_i)$	3.9139	1.0517	4.3388	1.2631
		$\omega_o(T_d)$	6.1229	0.4239	9.2296	0.3395
		ζ	1.2115		1.8023	
$T = 2$	$\frac{1}{2.897s + 1} e^{-2.1s}$	$b_0(K_P)$	3.6598	0.8395	3.6782	1.4569
		$\omega_c(T_i)$	1.3444	2.828	1.3239	3.8266
		$\omega_o(T_d)$	3.6920	0.8681	5.1753	0.6871
		ζ	1.3489		2.0789	
$T = 5$	$\frac{1}{7.429s + 1} e^{-3.8s}$	$b_0(K_P)$	0.7953	1.0746	0.7766	1.8746
		$\omega_c(T_i)$	0.6179	6.2548	0.5730	8.9445
		$\omega_o(T_d)$	2.0355	1.6606	2.8060	1.3154
		ζ	1.4486		2.2795	

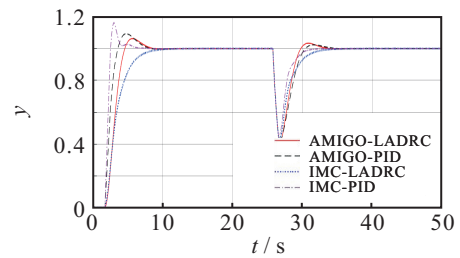


(a) $n = 3$

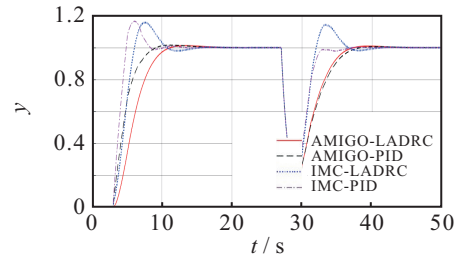


(b) $n = 8$

图6 G_1 闭环响应

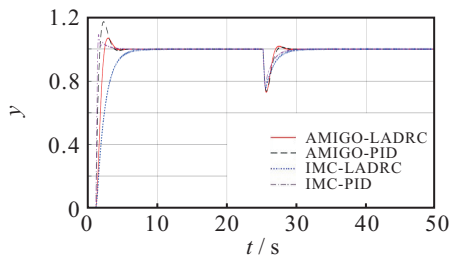


(a) $\alpha = 0.2$

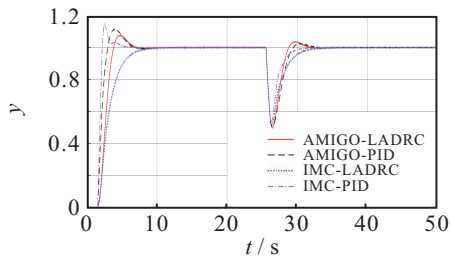


(b) $\alpha = 2$

图8 G_3 闭环响应

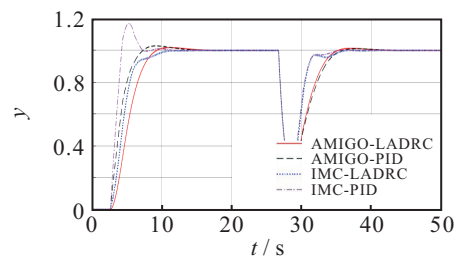


(a) $\alpha = 0.2$

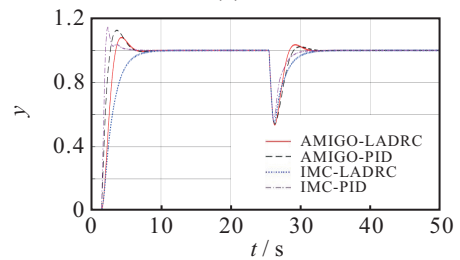


(b) $\alpha = 0.5$

图7 G_2 闭环响应



(a) $T = 0.5$



(b) $T = 5$

图9 G_4 闭环响应

6 结论

线性自抗扰控制具有固定控制结构,其性能可以由反馈控制增益和观测器增益确定,如何整定这些参数还存在很多问题需要研究. 鉴于工业过程中应用广泛的PID控制器目前已有丰富的整定理论与方法,本文将现有的PID整定方法转化为二阶LADRC参数的整定方法. 该方法基于一阶惯性加时延模型,LADRC参数整定公式为已知模型的归一化迟延函数,计算简单. 整定后的LADRC控制器在中低频与原整定的PID控制器接近,具有相似的抗扰性能. 仿真表明,通过基于现有PID整定公式可以简单地获得二阶LADRC参数的整定,对于已经掌握PID整定的工程人员,可以很容易地导出相应的LADRC参数整定公式,丰富了LADRC参数整定理论及方法.

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): 19-23.
(Han J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23.)
- [2] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [3] 韩京清. 非线性系统的状态观测器[J]. 控制与决策, 1990, 5(3): 57-60.
(Han J Q. State observer of nonlinear systems[J]. Control and Decision, 1990, 5(3): 57-60.)
- [4] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177-183.
(Han J Q, Wang W. Nonlinear tracking-differentiator[J]. Journal of Systems Science and Mathematical Sciences, 1994, 14(2): 177-183.)
- [5] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律——NLSEF[J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 221-225.
(Han J Q. Nonlinear state error feedback control law—NLSEF[J]. Control and Decision, 1995, 10(3): 221-225.)
- [6] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. American Control Conference. Denver: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [7] Gao Z. Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design[C]. American Control Conference. Minneapolis: IEEE, 2006: 2399-2405.
- [8] Tan W, Fu C. Linear active disturbance-rejection control: Analysis and tuning via IMC[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 63(4): 2350-2359.
- [9] Zhang C, Zhu J H, Gao Y K, et al. Order and parameter selections for active disturbance rejection controller[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(11): 1480-1485.
- [10] 傅彩芬, 谭文. 基于高阶控制器设计的线性自抗扰控制参数调整[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(2): 265-272.
(Fu C F, Tan W. Parameters tuning of linear active disturbance rejection control based on high order controller design[J]. Control Theory & Applications, 2017, 34(2): 265-272.)
- [11] 周蓉, 韩文杰, 谭文. 线性自抗扰控制的适用性及整定[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(11): 1654-1662.
(Zhou R, Han W J, Tan W. On applicability and tuning of linear active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2018, 35(11): 1654-1662.)
- [12] Zhang B, Tan W, Li J. Tuning of linear active disturbance rejection controller with robustness specification[J]. ISA Transactions, 2019, 85(2): 237-246.
- [13] Zhao C Z, Li D H. Control design for the SISO system with the unknown order and the unknown relative degree[J]. ISA Transactions, 2013, 53(4): 858-872.
- [14] Åström K J, Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control[J]. Journal of Process Control, 2004, 14(6): 635-650.
- [15] Lee Y, Park S, Lee M, et al. PID controller tuning for desired closed-loop responses for SI/SO systems[J]. Aiche Journal, 2010, 44(1): 106-115.
- [16] Astrom K J, Hägglund T. Benchmark systems for PID control[C]. Preprints Proceedings PID'00 IFAC Workshop. Terrassa, 2000: 165-166.
- [17] Tavakoli S, Griffin I, Fleming P J. Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes[J]. Control Engineering Practice, 2006, 14(9): 1069-1080.
- [18] Skogestad S, Grimholt C. The SIMC method for smooth PID controller tuning[M]. London: Springer, 2012: 147-175.

作者简介

韩文杰(1993—), 女, 博士生, 从事自抗扰控制的研究, E-mail: 2524896258@qq.com;

谭文(1969—), 男, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制及其在工业过程、电力系统方面的应用等研究, E-mail: wtan@ncepu.edu.cn.

(责任编辑: 郑晓蕾)