

基于期望系统的 PID 频域逼近设计

杨启文, 张孜文, 曾韵之, 薛云灿

(河海大学 物联网工程学院, 江苏 常州 213022)

摘要: 为了能在时域和频域同时具有期望的系统性能, 提出了一种基于期望系统的频域逼近设计方法: 在开环幅相频率特性的低频段, 待设计系统频率特性模型的实部与虚部分别逼近期望开环频率特性模型的实部与虚部, 从而得到 PID 控制器的比例增益 K_p 和积分增益 K_i ; 在开环幅相频率特性的中频段, 以高于期望稳定裕度的幅值条件, 获得微分增益 K_d 的置信区间, 从而确保 PID 控制系统的稳定性; 纯滞后系统和非最小相位系统的仿真研究表明, 该方法能够获得与期望系统更近的时域跟踪性能以及不低于期望系统的频域稳定裕度; 同时, 与其它 3 种 PID 设计方法进行了频域性能对比和时域阶跃响应测试, 结果表明所提出的 PID 设计方法能够获得更好的性能指标; 液位控制实验显示: 采用所提出的方法可以实现超调量为 0, 系统响应速度为被控对象开环响应的 4~5 倍。

关键词: PID 控制; 频域逼近; 稳定裕度; 期望系统

Desired System Based Approximation in Frequency Domain for PID Design

Yang Qiwen, Zhang Ziwen, Zeng Yunzhi, Xue Yuncan

(College of HOHAI University, Internet of Things Engineering, Changzhou 213022, China)

Abstract: In order to have the desired performance both in time domain and frequency domain, an approximation method based on a desired system in frequency domain is proposed. In the low frequency band of the open-loop amplitude-phase frequency curve, the real part and the imaginary part of the system to be designed respectively approximate to those of the desired one such that the proportional gain K_p and the integral gain K_i of the PID controller can be obtained. In the mid-band of frequency, the confidence interval of the differential gain K_d is calculated by expecting a higher gain margin than the desired one which ensures the stability of the closed-loop system. The simulations for time-delay system and non-minimum phase system show that the proposed method outperforms the others in set-point tracking. Meanwhile, the comparison to the other three kinds of PID design methods in frequency-domain performance and step response demonstrates that the proposed PID controller outperforms the others. The resulted stability margin by the proposed method is not less than the desired one. The experiment of water level control demonstrates that the proposed system can have zero overshoot or 5 time faster than the open loop system response.

Keywords: PID control; approximation in frequency domain; stability margin; desired system

0 引言

PID 是过程控制系统中应用最广的控制器, 其类型可分为固定参数 PID 和自适应 PID^[1-3]。对于大多数工业控制过程, 固定参数 PID 基本能够满足系统的控制性能要求。

在固定参数 PID 的整定方法中, 不论是依赖被控对象的参数模型还是非参数模型(自整定方式)^[4-5], 大多集中在频域进行参数计算, 其中最流行的是基于稳定裕度^[6-10]或最大敏感度^[11]的 PID 整定方法。由于频域性能指标与时域性能指标难以形成一个有效的映射关系, 按照频域性能指标设计往往难以保证时域指标(如超调量、调节时间)。

为了获得期望的时域性能, 有学者提出了超调量和调节时间受约束的 PID 整定方法^[12], 但这种方法适用于低阶被控对象。还有一类方法将时域性能蕴含在一个期望系统中, 通过 Macraulin 展开技术实现模型逼近, 以此来获得期

望的时域响应^[13-16]。这类方法在被控对象的脉冲响应^[17]或阶跃响应^[18]条件下, 利用系统的输出数据计算 PID 参数, 因此, 很容易形成一种未建模条件下的 PID 自整定方案。

基于 Macraulin 展开的模型逼近技术, 实质上也是一种频域逼近技术, 这种方法虽然能够得到很好的低频逼近特性, 但由于没有考虑到影响系统稳定性的中频段特性, 因此无法确保系统的稳定性和稳定裕度。为此, 不少学者提出将极点配置与稳定裕度条件相结合^[19-22]的方案。但对于高阶或时滞系统, 极点位置只能定性地反映系统时域性能, 无法与调节时间和超调量建立定量关系。因此, 这类方案也只适合于低阶系统。

考虑到期望系统具有综合表达系统性能的优点以及稳定性的重要性, 本文将采用期望系统模型来表征设计指标, 并采用当前通行的频域设计方法^[6-11], 从频域逼近和稳定性入手, 提出一种新的 PID 参数整定方法, 以获得时域性能和频域性能的期望逼近。

1 PID 开环频域逼近设计

由线性系统理论可知, 系统开环频率特性的低频段决定了闭环系统的稳态特性, 中频段影响着闭环系统的瞬态

收稿日期: 2019-11-19; 修回日期: 2019-12-15。

基金项目: 江苏省自然科学基金(BK20181157)。

作者简介: 杨启文(1969-), 男, 湖北黄冈人, 副教授, 主要从事工业过程建模与控制、智能优化等方向的研究。

性能。由于幅值裕度、相角裕度以及最大敏感度这三种频域指标均处于开环频率特性的中频段，因此，为了实现最佳逼近效果，必须考虑同时中频段和低频段频率特性的影响。

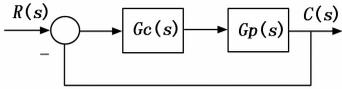


图 1 控制系统结构图

设控制系统如图 1 所示。图中， $G_c(s)$ 为 PID 控制器：

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

其中： K_p 、 K_i 、 K_d 分别为比例增益、积分增益和微分增益。

设被控对象 $G_p(s)$ 的频率特性模型为：

$$G_p(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega)$$

考虑自衡工业过程，由于 $G_p(s)$ 不含积分环节，于是有：

$$\begin{cases} \lim_{\omega \rightarrow 0} u(\omega) \neq 0 \\ \lim_{\omega \rightarrow 0} v(\omega) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

由系统结构图易知，系统开环传递函数为：

$$G(s) = G_c(s)G_p(s)$$

相应的频率特性模型为：

$$G(j\omega) = G_c(j\omega)G_p(j\omega) = p(\omega) + jq(\omega)$$

其中：

$$\begin{cases} p(\omega) = K_p u(\omega) + \frac{K_i v(\omega)}{\omega} - K_d \omega v(\omega) \\ q(\omega) = K_p v(\omega) - \frac{K_i u(\omega)}{\omega} + K_d \omega u(\omega) \end{cases} \quad (2)$$

设期望的系统模型为 $\Phi^*(s)$ ，其频率特性模型为：

$$\Phi^*(j\omega) = x(\omega) + jy(\omega)$$

若 $\Phi^*(s)$ 为无静差系统，即 $\Phi^*(0) = 1$ ，则有：

$$\begin{cases} \lim_{\omega \rightarrow 0} x(\omega) = 1 \\ \lim_{\omega \rightarrow 0} \dot{x}(\omega) = 0 \\ \lim_{\omega \rightarrow 0} y(\omega) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

其等价的期望开环频率特性为：

$$G^*(\omega) = \frac{\Phi^*(\omega)}{1 - \Phi^*(\omega)} = p^*(\omega) + jq^*(\omega)$$

式中，

$$\begin{cases} p^*(\omega) = \frac{x(\omega)(1 - x(\omega)) - y^2(\omega)}{(1 - x(\omega))^2 + y^2(\omega)} \\ q^*(\omega) = \frac{y(\omega)}{(1 - x(\omega))^2 + y^2(\omega)} \end{cases} \quad (4)$$

若能实现期望开环幅相频率特性逼近，则在理想情况下，在任意频率 ω ($\omega \in R^+$) 处，有：

$$\begin{cases} p(\omega) = p^*(\omega) \\ q(\omega) = q^*(\omega) \end{cases}$$

但这种条件大多情况下难以满足。

在开环频率特性的低频段，令 $\omega \rightarrow 0$ 。为了避免虚部趋近无穷，上式修改为：

$$\begin{cases} \lim_{\omega \rightarrow 0} p(\omega) = \lim_{\omega \rightarrow 0} p^*(\omega) \\ \lim_{\omega \rightarrow 0} q(\omega)\omega = \lim_{\omega \rightarrow 0} q^*(\omega)\omega \end{cases} \quad (5)$$

将式 (1) ~ (4) 代入到式 (5) 中，即可得到比例增益 K_p 和积分增益 K_i ：

$$\begin{cases} K_i = -\frac{1}{u(0)\dot{y}(0)} \\ K_p = -\frac{1}{u(0)}(0.5\ddot{x}(0)u^2(0)K_i^2 + K_i\dot{v}(0) + 1) \end{cases} \quad (6)$$

对于大多数工业受控对象：

$$G_p(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{as^2 + bs + 1}$$

若期望模型为：

$$\Phi^*(s) = \frac{e^{-Ls}}{As^2 + Bs + 1}$$

则式 (6) 可简化为：

$$\begin{cases} K_p = (0.5L^2 - A)KK_i^2 + bK_i \\ K_i = \frac{1}{K(B+L)} \end{cases} \quad (7)$$

由式 (7) 不难发现，比例增益和微分增益与期望系统的模型参数 a 无关，即：在期望模型相同的情况下，一阶纯滞后对象 ($a=0$) 和二阶纯滞后对象 ($a \neq 0$) 的比例增益和微分增益完全相同。

在控制系统的频域设计中，稳定裕度（包括相角裕度和幅值裕度）是两个重要的性能指标，对系统的稳定性有着重要的意义，同时，系统的稳定裕度也影响着系统的时域动态性能指标。

相角裕度是指系统开环幅值为 1 时（此处角频率用 ω_p 表示），系统相角距 -180° 的差值；幅值裕度是指系统开环幅相频率特性在 -180° 处（此处角频率用 ω_g 表示），系统幅值的倒数。当相角裕度大于零且幅值裕度大于 1 时，系统稳定。

为了确保校正后的系统稳定裕度不低于期望系统，在开环系统的中频段，要求待校正系统 $G(\omega)$ 的幅值小于或等于期望开环系统 $G^*(\omega)$ 的幅值，即：

$$|G_c(\omega)| |G_p(\omega)| \leq |G^*(\omega)|, \omega_p \leq \omega \leq \omega_g$$

式中， ω_p 为 $G^*(\omega)$ 在相角裕度处的截止频率， ω_g 为 $G^*(\omega)$ 在幅值裕度处的穿越频率。

于是有：

$$\left[K_p^2 + (K_d\omega - \frac{K_i}{\omega})^2 \right] \cdot |G_p(\omega)|^2 \leq |G^*(\omega)|^2$$

解上式得微分增益 K_d 的参数范围：

$$\frac{K_i}{\omega^2} - \frac{1}{\omega} \sqrt{|G^*(\omega)|^2 - K_p^2} \leq K_d \leq$$

$$\frac{K_i}{\omega^2} + \frac{1}{\omega} \sqrt{|G^*(\omega)|^2 - K_p^2} \quad (8)$$

这个参数范围由于满足了期望稳定裕度的性能要求，因此将其称之为微分增益 K_d 的置信区间。

2 仿真研究

2.1 二阶时滞对象

选取二阶纯滞后对象:

$$G_{pl}(s) = \frac{e^{-1.64s}}{s^2 + 3s + 2} \quad (9)$$

期望闭环传递函数与文献 [22] 设置完全相同, 即:

$$\Phi^*(s) = \frac{0.3^2}{s^2 + 2 * 0.8 * 0.3s + 0.3^2} e^{-1.64s} \quad (10)$$

由式 (10) 知, 期望的开环传递函数为:

$$G^*(s) = \frac{0.3^2}{s(s + 2 * 0.8 * 0.3)}$$

期望开环频率特性 $G^*(\omega)$ 在幅值裕度和相角裕度处的特征频率分别为 $\omega_p = 0.1409$ 和 $\omega_g = 0.5461$ 。

根据式 (7) 可得比例增益和积分增益:

$$(K_p, K_i) = (0.0285, 0.2868)$$

考察 ω_p 和 ω_g 及其中间值 $\omega = 0.3435$ 这三处的 K_d 范围: 首先计算这三个频率处的幅值 $|G(\omega)|$ 和 $|G^*(\omega)|$, 然后将其代入到式 (8) 中, 得:

$$K_d([0.0707, 28.78]), \omega_p = 0.1409$$

$$K_d([0.0603, 4.801]), \omega = 0.3435$$

$$K_d([0.0467, 1.877]), \omega_g = 0.5461$$

由上面结果可以看出:

- 1) K_d 范围随着取样频率的增大而缩小, 其区域边界值也随着取样频率的增大而减小;
- 2) ω_p 和 ω_g 两特征频率处 K_d 范围的交集决定了中频段 K_d 的置信区间: $K_d \in [0.0707, 1.877]$ 。

由于 K_d 置信区间存在近 25 倍的范围比, 为了研究 K_d 取值对系统逼近程度的影响, 在该区间分别取三个值: 区域两边界值和区间中值。

表 1 列出 K_d 不同值对系统频域指标的影响。在 K_d 的置信区间内, K_d 取值越小, 所得频域性能越接近期望系统, 当 K_d 取值增大时, 相角裕度高于期望的相角裕度, 但幅值裕度会小于期望值。

表 1 频域性能

K_d	0.0707	0.9738	1.877	期望
幅值裕度	13.7	10.8	4.7	13.5
相角裕度	65.51	66.88	68.0	65.49
穿越频率 ω_g	0.5341	1.7748	1.7791	0.5461
截止频率 ω_p	0.1410	0.1333	0.1270	0.1409

从图 2 中的开环幅相频率曲线可以看出, 当 K_d 增大后, 由于微分特性的影响, 随着系统的频率增大开环幅值快速增大, 从而影响了系统的频域指标。

图 3 是三个不同微分增益的时域响应对比曲线。时域响应的逼近程度与频域开环幅相频率曲线的极为相似, K_d 取值越小, 对设置值的跟踪越接近期望系统。当 K_d 取置信区间下限时, 系统阶跃响应曲线几乎与期望系统重合。

2.2 非最小相位对象

考察非最小相位对象^[22]:

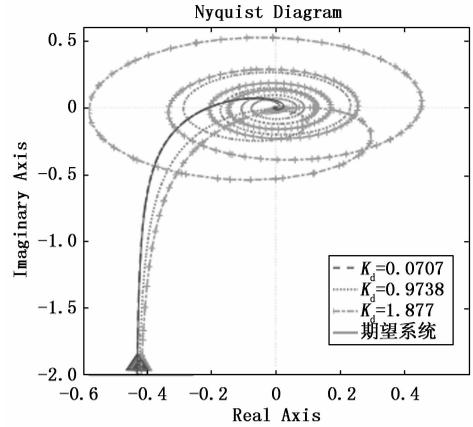


图 2 时滞系统开环频率响应

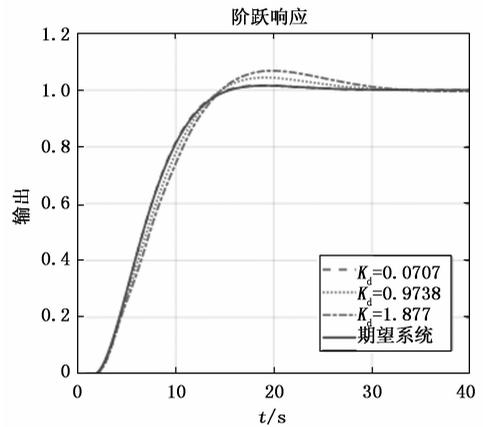


图 3 时滞系统闭环时域响应

$$G_{p2}(s) = \frac{1-s}{(1+s)^2(2+s)} \quad (11)$$

其期望系统仍采用式 (10) 所示模型。

由式 (7) 得:

$$(K_p, K_i) = (0.1318, 0.2868)$$

由式 (8) 得:

$$\begin{cases} K_d \in [0.0997, 28.79] & \omega_p = 0.1409 \\ K_d \in [0.0901, 4.771] & \omega = 0.3435 \\ K_d \in [0.0775, 1.846] & \omega_g = 0.5461 \end{cases}$$

则 K_d 的置信区间: $K_d \in [0.0997, 1.846]$ 。

表 2 列出了该区间三个不同 K_d 值的频域指标。对于非最小相位对象, K_d 对系统性能的影响与纯滞后系统十分相似: 在置信区间内, K_d 取值越小, 频域性能 (如图 4) 和时域性能 (如图 5) 指标越接近期望系统。

表 2 频域性能

K_d	0.0997	0.9728	1.846	期望
幅值裕度	14.5	11.9	6.27	13.5
相角裕度	65.63	67.11	68.31	65.49
穿越频率	0.5828	2.8595	2.9092	0.5461
截止频率	0.1410	0.1335	0.1274	0.1409

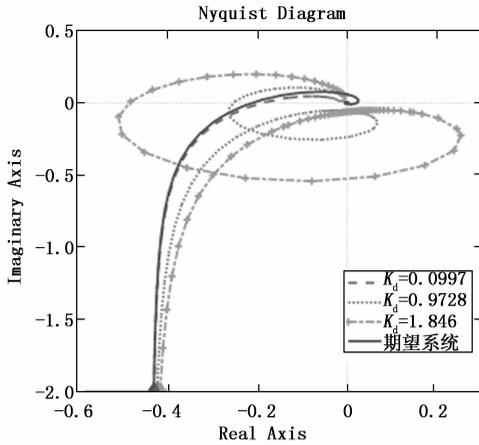


图 4 非最小相位系统开环频率响应

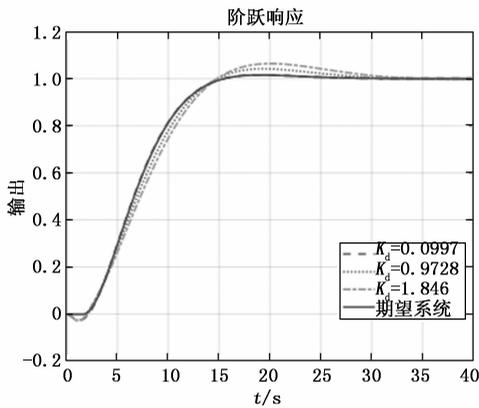


图 5 非最小相位系统闭环时域响应

2.3 不同 PID 对比研究

为了与其它 PID 整定方法进行比较, 选取式 (11) 所示非最小相位被控对象, 时域和频域性能指标由式 (10) 所示期望模型确定。

文献 [18] 采用模型逼近所得的比例增益 K_p 和积分增益 K_i 与本文方法完全相同, 而微分增益 K_d 则处于本文的置信区间内, 距置信区间下限非常接近。

文献 [10] 按照式 (10) 所示期望系统的频域指标设计, 比例增益 K_p 和积分增益 K_i 也与本文方法十分接近, 微分增益 K_d 虽然也处于本文的置信区间内, 但接近于置信区间的上边界。

文献 [22] 提供的方法无法直接对非最小相位对象进行 PID 参数求解, 采用的方案是: 先将式 (11) 非最小相位对象用式 (9) 所示二阶时滞模型近似, 然后计算 PID 参数。

表 3 给出了式 (11) 所示非最小相位对象的四种 PID 的参数值。

表 4 给出了 4 种情况下的频域指标, 本文方法与文献 [18] 所得稳定裕度几乎完全相同; 文献 [10] 的幅值裕度偏低, 且穿越频率偏高; 文献 [22] 的幅值裕度高于期望值, 但相角裕度低于期望值。

表 3 PID 参数

	本文	文[18]	文[10]	文[22]
K_p	0.131 8	0.131 8	0.126 4	0.096 2
K_i	0.286 8	0.286 8	0.306	0.296 5
K_d	0.099 7	0.102 1	1.074	0.245

表 4 频域性能

	本文	文[18]	文[10]	文[22]
幅值裕度	14.5	14.5	11.1	15.5
相角裕度	65.63	65.63	65.50	64.03
穿越频率	0.582 3	0.582 8	2.873 2	0.563 3
截止频率	0.141 0	0.140 9	0.140 8	0.143 9

图 6 给出开环幅相频率曲线的对比图, 可以看出本文与文献 [18] 较另外两种方法逼近期望效果更好。在中低频段, 文献 [10] 和文献 [22] 所示系统的开环幅相频率特性曲线明显偏离了期望曲线。

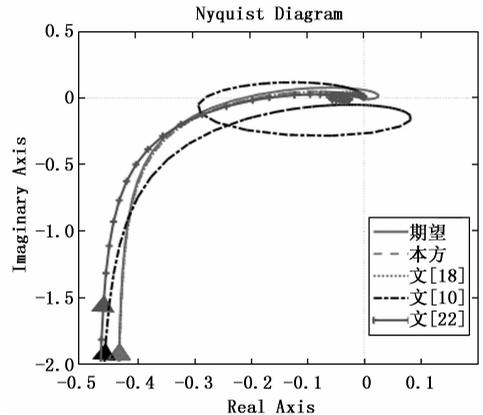


图 6 开环频率响应

图 7 是 4 种 PID 的闭环控制系统阶跃响应曲线。由响应曲线可以看出, 本文方法在快速性和平稳性方面性能最佳; 文献 [18] 虽然与本文方法具有非常相近的稳定裕度, 但在超调量和调节时间上还是与本文有明显的差别; 文献 [10] 由于只考虑了稳定裕度, 因而跟踪性能在 4 种 PID 中表现最差。

3 实验测试与分析

3.1 系统建模

当前的控制系统设计方法几乎都是基于被控对象的数学模型进行参数整定。因此, 要获得控制器参数, 首先需要建立被控对象的数学模型。

本文选取的被控对象是一单容水箱的水位控制系统。水箱的液位高度控制系统是过程控制中常见控制系统。进水量通过调节电动阀的开度实现。由于水在管道中的传输需要一段时间, 因此系统呈现明显的时滞特性。另外水箱下部的出水量与水位高度平方根有关:

$$A \frac{dh}{dt} = bu - a\sqrt{h}$$

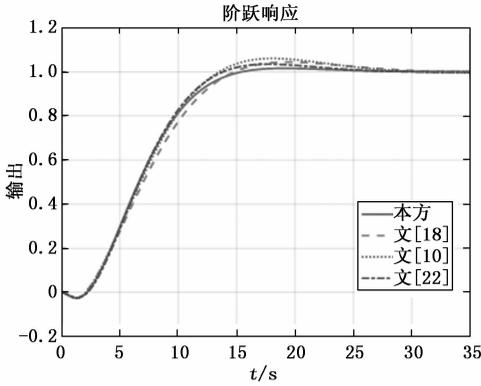


图 7 4 种 PID 阶跃响应曲线

式中, A 为放水孔的截面积, a 和 b 分别是与流出和流入速度有关的常量, h 为水位高度, u 为阀门开度。因此系统又表现出一定的非线性。

由于参数 a 和 b 无法测量, 本实验通过开环阶跃测试, 得到电机控制电压和水位高度的实验数据, 然后利用 Matlab 的系统辨识工具箱, 将这个非线性时滞系统近似为一阶纯滞后环节:

$$G_{p3}(s) = \frac{0.096}{240s + 1} e^{-14s}$$

该模型的阶跃响应与实验测试数据的逼近程度为 87%。被控对象的开环调节时间为 739 秒。

3.2 期望模型选择

本文所述系统设计方法, 理论上能够确保保持设计系统逼近期望系统的性能。但在仿真验证时, 未考虑物理系统的各种约束条件, 如控制量受限、非线性因素等, 这些客观约束条件的存在, 会导致系统的实际性能与期望的性能存在一定的差距。因此, 期望系统的模型选择必须慎重。

我们知道, 超调量 $\delta\%$ 和调节时间 t_s 是时域性能指标中的两个重要物理量。对于一阶系统:

$$\Phi^*(s) = \frac{1}{Ts + 1}$$

和二阶系统:

$$\Phi^*(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + 1}$$

来讲, 超调量 $\delta\%$ ($0 < \xi < 1$) 和调节时间 t_s 分别存在如表 5 所示对应关系。如果系统存在时滞 L , 则调节时间再加上 L , 超调量不变。

表 5 时域指标与期望模型的关系

$\Phi^*(s)$	一阶	二阶
$\delta\%$	0	$e^{-\pi/\sqrt{1-\xi^2}}$
t_s	$3T$	$3.5/\xi\omega_n$

为了研究不同期望模型对实验系统性能的影响, 实验中的选择三种期望模型进行系统设计:

$$\begin{cases} \Phi_1^*(s) = \frac{1}{80s + 1} e^{-14s} \\ \Phi_2^*(s) = \frac{1}{50s + 1} e^{-14s} \\ \Phi_3^*(s) = \frac{1}{20s + 1} e^{-14s} \end{cases}$$

考察系统非线性以及控制量受限的约束条件下, 所得实际系统性能与期望系统性能的逼近程度。

由三种期望模型, 很容易得到系统的时域期望性能指标 (见表 6)。

表 6 期望的时域性能指标

$\Phi^*(s)$	$\Phi_1^*(s)$	$\Phi_2^*(s)$	$\Phi_3^*(s)$
$\delta\%$	0	0	0
t_s	254	164	74

3.3 实验分析

表 7 给出了 3 种期望模型下的 PID 比例增益和积分增益参数以及微分增益的置信区间。

表 7 不同期望模型的 PID 参数

$\Phi^*(s)$	$\Phi_1^*(s)$	$\Phi_2^*(s)$	$\Phi_3^*(s)$
ω_p	0.0106	0.0156	0.0297
ω_g	0.1193	0.1233	0.1367
K_p	26.7	39.3	74.4
K_i	0.111	0.163	0.306
K_d	[24.5 82.6]	[47.1 143.1]	[71.9 345.2]

根据三组期望模型, 在各自的置信区间内, 分别取三组 PID 参数值:

PID1: $(K_p, K_i, K_d) = (26.7, 0.11, 24.5)$

PID2: $(K_p, K_i, K_d) = (39.3, 0.16, 47.1)$

PID3: $(K_p, K_i, K_d) = (74.4, 0.31, 71.9)$

水箱水位的期望高度设定为 6 厘米, 采样周期为 1 秒。

图 8~图 10 分别是三组 PID 控制系统的阶跃响应曲线。从实验曲线上看, 采用第二个期望模型进行 PID 参数计算, 所得校正后系统与期望系统的逼近程度较高。

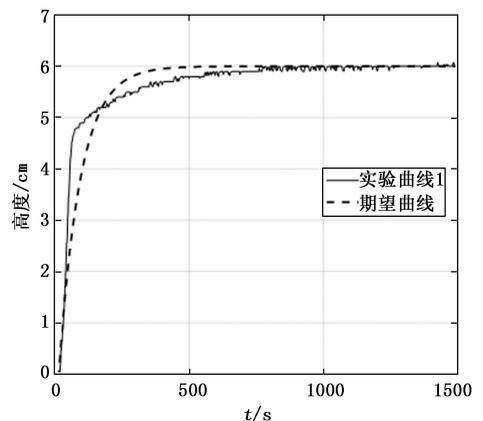


图 8 PID1 实验曲线

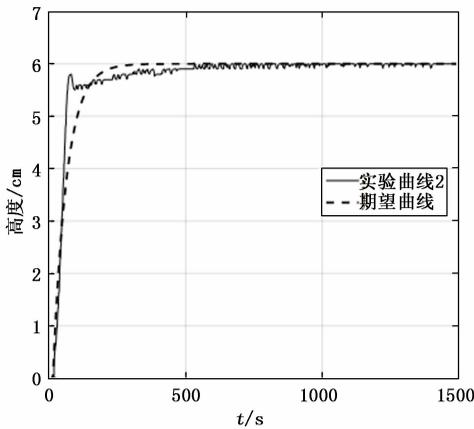


图 9 PID2 实验曲线

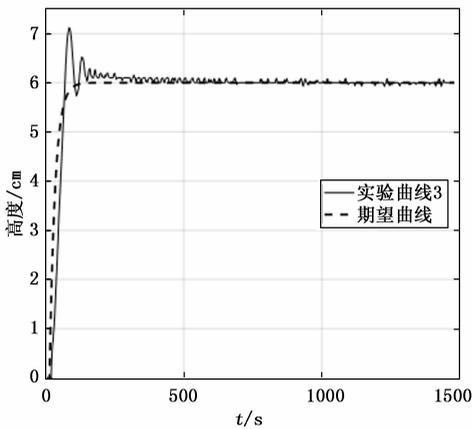


图 10 PID3 实验曲线

表 8 是三组 PID 控制系统的时域性能指标。

表 8 实验系统的时域性能指标

Φ^* (s)	Φ_1^* (s)	Φ_2^* (s)	Φ_3^* (s)
$\delta\%$	0	0	16.67%
ts	400	163.8	164

从表 8 可以看出, PID1 系统尽管满足了超调量的要求, 但响应速度偏慢; PID3 所示系统的超调量和调节时间, 均与期望的性能差别较大。

PID3 所对应系统的超调量与期望的超调量差距较大, 其主要原因: 当要求系统响应速度快时, 系统需要提供较大的控制作用, 但实验装置的控制量限制在 0~100 范围内, 电动调节阀一直处于饱和和运行状态, 原有的控制规律不再符合设计要求, 从而产生了较大的超调量。

PID3 的实验结果说明: 由于受物理条件的限制, 期望的响应速度不应该设置太快, 否则时域性能指标难以满足期望的要求。

对比实验中, 只有 PID2 所示系统与期望的系统十分接近。因此, 建议期望模型的响应速度一般选择为被控对象开环响应的 4~5 倍为宜。这样实际系统的性能基本上可以接近期望系统的性能。

4 结束语

为了满足系统的时域性能指标要求, 本文提出了一种 PID 频域逼近设计方法。该方法将期望的时域指标转换为期望的开环模型, 通过期望开环低频特性逼近和中频段稳定裕度约束, 获得了 PID 参数及其置信区间。与其它 PID 设计方法不同的是, 本文给出了比例增益和微分增益的定量计算方法, 而微分增益给出的是一个置信区间, 使得本方法所设计的 PID 控制器非常灵活, 能够在满足稳定性的前提下, 最大限度地逼近期望性能。仿真对比研究证明了本文方法的有效性。

由于实际物理系统均具有非线性以及控制量受限的约束条件, 要在工程应用获得与期望系统更近的性能时域性能, 期望模型的选择需要依据被控对象的开环响应速度来决定。本文在液位控制实验中讨论了不同期望模型对实际控制性能的影响, 建议期望的响应速度以被控对象开环响应速度的 4~5 倍为宜。

参考文献:

- [1] 孙歧峰, 任 辉, 段友祥. 基于异步优势执行器评价器学习的自适应 PID 控制设计 [J]. 信息与控制, 2019, 48 (3): 323 - 329.
- [2] Jung J W, Leu V Q, Do T D, et al. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30 (2): 900 - 908.
- [3] Alexandrov A G, Palenov M V. Adaptive PID controllers: State of the art and development prospects [J]. Automation and remote control, 2014, 75 (2): 188 - 199.
- [4] 房 耀, 董学平, 张薛礼. 基于数据驱动的 PID 自整定方法的研究 [J]. 合肥工业大学学报: 自然科学版, 2016, 39 (1): 46 - 49.
- [5] Fu L, Zhou L, Liang J, et al. PID Parameters Self-tuning Based on Simplex Method [A]. 2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC) [C]. IEEE, 2018: 4769 - 4774.
- [6] Aström K J, Hägglund T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins [J]. Automatica, 1984, 20 (5): 645 - 651.
- [7] Wang Y J. Graphical computation of gain and phase margin specifications-oriented robust PID controllers for uncertain systems with time-varying delay [J]. Journal of Process Control, 2011, 21 (4): 475 - 488.
- [8] Mikhalevich S S, Baydali S A, Manenti F. Development of a tunable method for PID controllers to achieve the desired phase margin [J]. Journal of Process Control, 2015, 25: 28 - 34.
- [9] 汤建超, 靳其兵, 蒋北艳. 基于相位裕度和幅值裕度的 IMC-PID 整定方法 [J]. 计算技术与自动化, 2017, 36 (4): 14 - 17.
- [10] Ntogramatzidis L, Ferrante A. Exact tuning of PID controllers in control feedback design [J]. IET Control Theory & Applications, 2011, 5 (4): 565 - 578.