

基于闭环响应特性的PID参数调节方法

刘坤^{1,2}, 朱志强^{1,3}, 王峰², 杜恺², 韩建达¹

1. 中国科学院沈阳自动化研究所机器人学国家重点实验室, 辽宁 沈阳 110016;
2. 中国人民解放军93115部队, 辽宁 沈阳 110031; 3. 中国科学院大学, 北京 100049

基金项目: 国家863计划资助项目(2012AA041501, 2011AA040202); 中国博士后科学基金资助项目(Y0P119H101)

通信作者: 刘坤, lk_sy@163.com 收稿/录用/修回: 2013-12-12/2014-03-30/2014-10-17

摘要

针对控制系统设计中, 物理系统的模型辨识误差对控制系统性能的影响问题, 提出了一种基于闭环响应特性的PID(proportional-integral-derivative)控制器参数调整方法. 首先分析了PID控制器自身的频域特性, 并提出了PID特征频率的概念, 从而建立了PID参数和PID控制系统频域特性之间的联系. 在此基础上, 提出了基于系统闭环响应特性的PID参数调整准则. 这些调整准则的优点在于: 在应用这些准则对PID控制系统进行调整时, 所依据的是系统的闭环响应特性, 而不需要被控对象的系统模型. 采用本文所提方法, 对典型被控系统模型进行了控制器的仿真设计. 仿真结果表明, 所设计控制系统, 其阶跃响应快速且无超调, 同时具有良好的扰动抑制能力. 仿真结果验证了这套调整准则的有效性.

关键词

PID控制
特征频率
频率特性
闭环响应
频域分析
中图分类号: TP13
文献标识码: A

Tuning Method for Proportional-integral-derivative Parameters Based on Closed Loop Response

LIU Kun^{1,2}, ZHU Zhiqiang^{1,3}, WANG Feng², DU Kai², HAN Jianda¹

1. State Key Laboratory of Robotics, Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110016, China;
2. PLA 93115, Shenyang 110031, China; 3. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract

In the design of control systems, the model identification error of a physical system will affect the performance of the designed system. To solve this problem, we propose a proportional-integral-derivative (PID) parameter tuning method based on the closed loop response property. After analyzing the frequency properties of a PID controller, we propose the concept of characteristic frequency of a PID controller to build a relationship between the PID parameters and the frequency properties of a PID control system. Then we give the PID parameter tuning rules based on the characteristics of closed loop response. The main merit of these tuning rules is that only the characteristics of the closed loop response of the control system are required in the tuning process, while the system model of the controlled object is not needed. Using the proposed method, simulations are conducted to design control systems for typical models. The simulation results show that the step response of the designed system is quick without overshoot, and its disturbance suppression is very effective. Thus the effectiveness of these tuning rules is verified.

Keywords

PID control;
characteristic frequency;
frequency characteristics;
closed loop response;
frequency domain analysis

1 引言

PID(proportional-integral-derivative)控制因调节方便、易于工程化等特点, 在过程控制、机电系统控制等多种领域已经获得了广泛的应用. 同时, 与其在工程领域的巨大成功相对应的是, 针对如何高效地选择最优的PID参数的问题, 控制领域学术界对PID控制已经进行了深入、系统的研究, 并且取得了大量的研究成果^[1-6]. 其中, 不乏一些著名的、影响深远的方法, 如Ziegler-Nichols设计方

法^[1]、内模法^[2-4].

在Ziegler-Nichols设计方法^[1]中, 首先对被控系统的开环输出进行分析, 然后基于一定的关系式, 直接给出PID控制器的各个参数. 在Ziegler-Nichols方法提出之后, 许多其它的方法迅速出现, 如, 基于内模思想的设计方法、回路成型法^[5-6]. 这些方法通常基于被控对象模型. 要应用这些方法, 首先需要进行系统辨识, 从而得到被控对象模型或者被控对象的某种特性, 然后基于特定的算法给出PID控制器的参数.

上述基于模型的参数调整方法,虽然有助于对 PID 参数进行优化,但却丧失了 PID 控制策略发展初期所具有的“对系统模型依赖性不强”的优势,使得参数调节过程与系统建模精度息息相关,这不仅增加了调节方法在工程领域的推广难度,也使得系统辨识中广泛存在表征模型失真、建模精度不高等问题,影响参数调节效果^[7-9]。

鉴于上述原因,在实际工程应用中,好的 PID 控制调节策略应该遵循的原则为^[10-13]:通过直接对系统闭环响应进行简单的分析,针对 PID 参数进行优化调整.本文给出了一种基于闭环响应特性的 PID 参数调整准则.该方法的特点在于:只根据闭环响应特性曲线中的振荡频率和当前 PID 控制器的已知的数据,便可直接对 PID 控制参数进行调节,从而省去了在参数调节过程中的繁琐分析环节,大大简化了参数调节的难度.

2 PID 控制器的频域特性分析

2.1 PID 控制器新的表达形式

PID 控制器的典型表达形式如式(1)所示:

$$C(s) = K_i \frac{1}{s} + K_p + K_d s \quad (1)$$

其中 K_p 、 K_i 、 K_d 分别是比例增益、积分增益、微分增益.

本文提出一种 PID 控制器的新的表达参数,如式(2)所示:

$$\begin{cases} \alpha = K_p \\ \beta = \sqrt{K_i K_d} \\ \omega_c = \sqrt{K_i / K_d} \end{cases} \quad (2)$$

采用上述新的参数, PID 控制器可以表示为

$$C(s) = \alpha + \beta \left(\frac{\omega_c}{s} + \frac{s}{\omega_c} \right) \quad (3)$$

其中, ω_c 被定义为 PID 控制器的特征频率.

在式(2)所给出的 PID 控制器参数基础上, PID 控制器的频域特性的表达形式变得简洁有规律,从而利于分析.

根据式(3), PID 控制器在任意频率点 ω 处的相位和幅值由式(4)给出:

$$\begin{cases} \arg C(j\omega) = \arg C(s) \Big|_{s=j\omega} = \arctan \left(\frac{\beta}{\alpha} \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) \right) \\ |C(j\omega)| = |C(s) \Big|_{s=j\omega} = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2} \end{cases} \quad (4)$$

2.2 参数 ω_c 、 α 和 β 的变化对 PID 控制器的幅值与相位的影响

根据式(4),参数 ω_c 、 α 和 β 对 PID 控制器的幅值和相位的影响如式(5)~(7)所示:

$$\begin{cases} \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \omega_c} = - \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_c} + \frac{1}{\omega} \right)}{\frac{\alpha}{\beta} + \frac{\beta}{\alpha} \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2} \\ \frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \omega_c} = - \frac{\beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) \left(\frac{\omega}{\omega_c} + \frac{1}{\omega} \right)}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2}} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \alpha} = - \frac{\beta \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)}{\alpha^2 + \beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2} \\ \frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \alpha} = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2}} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \beta} = \frac{\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega}}{\alpha + \frac{\beta^2}{\alpha} \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2} \\ \frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \beta} = \frac{\beta \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2}} \end{cases} \quad (7)$$

根据式(5),可以得到如下结论:

(a) ω_c 对 PID 控制器相位的影响:

$$\frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \omega_c} < 0 \quad (8)$$

$$\frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \omega_c} \doteq 0, \quad \omega \gg \omega_c, \quad \omega \ll \omega_c \quad (9)$$

(b) ω_c 对 PID 控制器幅值的影响:

$$\begin{cases} \frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \omega_c} > 0, & \omega < \omega_c \\ \frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \omega_c} < 0, & \omega > \omega_c \end{cases} \quad (10)$$

根据式(6),可以得到如下结论:

(a) α 对 PID 控制器相位的影响:

$$\begin{cases} \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \alpha} > 0, & \omega < \omega_c \\ \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \alpha} < 0, & \omega > \omega_c \end{cases} \quad (11)$$

$$\frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \alpha} \doteq 0, \quad \omega \gg \omega_c, \quad \omega \ll \omega_c \quad (12)$$

(b) α 对 PID 控制器幅值的影响:

$$\frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \alpha} > 0 \quad (13)$$

$$\frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \alpha} \doteq 0, \quad \omega \gg \omega_c, \quad \omega \ll \omega_c \quad (14)$$

根据式(7),可以得到如下结论:

(a) β 对 PID 控制器相位的影响:

$$\begin{cases} \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \beta} < 0, & \omega < \omega_c \\ \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \beta} > 0, & \omega > \omega_c \end{cases} \quad (15)$$

$$\frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \beta} \doteq 0, \quad \frac{\partial \arg C(j\omega)}{\partial \beta} \doteq 0, \quad \omega \gg \omega_c, \quad \omega \ll \omega_c \quad (16)$$

(b) β 对 PID 控制器幅值的影响:

$$\frac{\partial |C(j\omega)|}{\partial \beta} > 0, \quad \omega \neq \omega_c \quad (17)$$

3 PID 控制系统频域特性分析与参数调整

3.1 M 圆简介

本小节借助于 Nichlos 表中的 M 圆,分析 PID 参数对

控制系统闭环传递函数在不同频段内的幅值的影响。

Nichols 表中的 M 圆又称为等幅值曲线^[14-16]。M 圆用等式表述为

$$\left(X + \frac{M^2}{M^2 - 1}\right)^2 + Y^2 = \frac{M^2}{(M^2 - 1)^2} \quad (18)$$

M 圆的意义是: 对于某一频率值, 若对应的开环系统 Nyquist 曲线上的点位于 $M = M_0$ 的 M 圆上, 则相应的闭环系统的传递函数在该频率点处的幅值为 M_0 。

应用 M 圆, 可以容易地根据系统的开环 Nyquist 图得到系统的闭环传递函数的幅值。

3.2 PID 控制器的幅值与相位的变化对 PID 控制系统的影响

关于系统开环传函频率特性对闭环传函幅值的影响, 有如下定理:

定理 1 假设系统的 Nyquist 曲线如图 1 所示, P 为曲线上的任意一点. P 点对应的开环传函和闭环传函的值分别为 $G(s)$ 和 $H(s)$, $G(s)$ 的幅值与相位分别为 $|G(s)|$ 和 $\arg G(s)$, 则有:

$$\frac{\partial |H(s)|}{\partial |G(s)|} = \sin(\theta - \pi/2) \quad (19)$$

$$\frac{\partial |H(s)|}{\partial \arg G(s)} = |G(s)| \cdot \sin\theta \quad (20)$$

其中, $\theta = \angle o'Po$, o 为复平面坐标原点, o' 为过 P 点的 M 圆的圆心。

证明 在图 1 中, 令 $\angle o'oP = \phi$, P' 在 oP 上, $|oP'| = |oP|$ 且 $\angle o'oP' = \phi + \Delta\phi$, 则有 $|G(s)| = |oP|$, $\arg G(s) = \phi$, $\Delta \arg G(s) = \Delta\phi$ 。

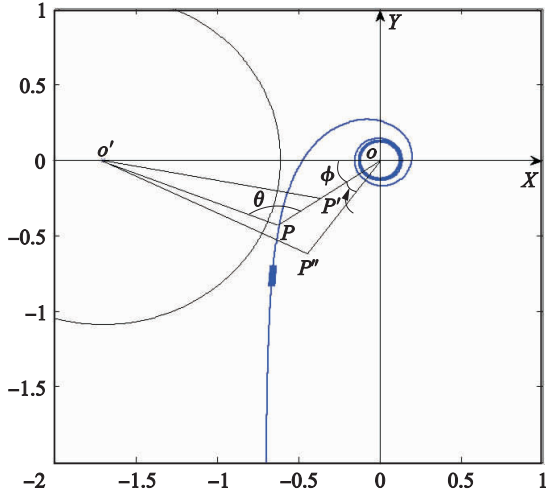


图 1 Nyquist 图上任意点的幅相变化示意图

Fig.1 Schematic diagram of the amplitude and phase changes of the points on the Nyquist curve

图 2 所示为假设 $\arg G(s)$ 不变, 而 $|G(s)|$ 减小 $|G(s)| = |PP'|$ 的示意图. Q 为直线 $o'P'$ 上的点, 且 $|o'Q| = |o'P|$, 故 QP' 为对应于 $\Delta |G(s)|$ 的 $\Delta |H_p(s)|$. 令 $|PP'|$ 足够小, 以至于 $\angle Po'P'$ 可看作 0° 角, 因此 $\angle o'PQ = \angle o'QP = \angle PQP' = \pi/2$. 根据正弦定理可得 $|PP'|/1 =$

$|QP'|/\sin(\theta - \pi/2)$, 即:

$$\frac{\Delta |H(s)|}{\Delta |G(s)|} = \sin(\theta - \pi/2) \quad (21)$$

当 $|PP'|$ 趋近于 0, 即 $\Delta |G(s)| \rightarrow 0$ 时, 即可得式 (19)。

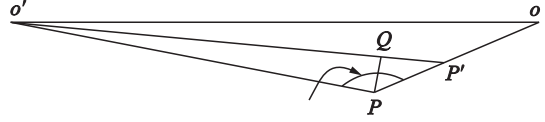


图 2 相位不变, 幅值减小

Fig.2 Phase remains unchanged, while amplitude decreases

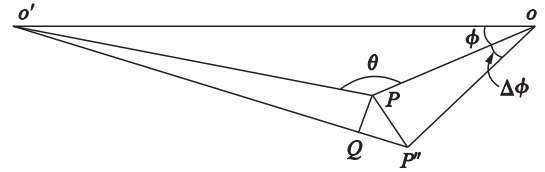


图 3 幅值不变, 相位角增大

Fig.3 Amplitude remains unchanged, while phase angle increases

图 3 所示为假设 $|G(s)|$ 不变, 而 $\arg G(s)$ 增大 $\arg G(s) = \Delta\phi$ 的示意图. 由于 $|oP| = |oP'|$, 根据余弦定理, $\Delta\phi > 0 \Rightarrow |o'P''| > |o'P|$. 令 $\Delta\phi$ 足够小, 使 $\angle Po'P''$ 和 $\angle PoP''$ 都接近 0° 角, 则有 $|PP''| = |oP| \cdot \angle PoP''$, $\angle o'PQ = \angle o'PP'' = \pi/2$, $\angle o'QP = \angle PQP'' = \pi/2$. 根据正弦定理 $|QP''|/\sin(\pi - \theta) = |PP''|/\sin(\pi/2)$ 可得

$$\frac{|H(s)|}{\arg G(s)} = |G(s)| \cdot \sin\theta \quad (22)$$

同理, 当 $\Delta \arg G(s) \rightarrow 0$ 时可得式 (20). 定理得证。

由定理 1 可知, 角度值 θ 是控制系统中开环传函与闭环传函幅值的影响的决定性因素. 根据 M 圆的定义式 (18) 及图 1 中的几何关系不难证明:

(1) 当 $\phi = 0$ (相位为 -180°) 时, $\theta = \pi$.

(2) 当 P 点横坐标等于 -1 时, $\theta = \pi/2$.

(3) 如果 P 点横坐标小于 -1 , 即 P 点位于直线 $X = -1$ 的左侧, 则 $\theta = \angle oPo' < \pi/2$; 而如果 P 点横坐标在 -1 到 -0.5 之间, 则 $\theta = \angle oPo' > \pi/2$.

当 P 点横坐标大于 -0.5 时, $|H(s)|$ 小于 1, 因此对应的频率点不是闭环系统的振荡频率, 可以不用考虑。

综合上述 3 个结论及式 (19)、(20), 可得:

结论 1 当 $\arg G(s) = -\pi$ 时, $\frac{\partial |H(s)|}{\partial |G(s)|} > 0$, 而 $\arg G(s)$ 对 $|H(s)|$ 影响非常小。

结论 2 当 $G(s)$ 在直线 $X = -1$ (附近) 时, $\frac{\partial |H(s)|}{\partial \arg G(s)} < 0$, 而 $|G(s)|$ 对 $|H(s)|$ 影响非常小。

结论 3 当 $G(s)$ 在直线 $X = -1$ 左侧时, $\frac{\partial |H(s)|}{\partial \arg G(s)} < 0$, $\frac{\partial |H(s)|}{\partial |G(s)|} < 0$ 。

结论 4 当 $G(s)$ 在直线 $X = -1$ 与 $X = -0.5$ 之间时, $\frac{\partial |H(s)|}{\partial \arg G(s)} < 0$, $\frac{\partial |H(s)|}{\partial |G(s)|} > 0$ 。

3.3 参数 ω_c 、 α 和 β 的变化对 PID 控制系统的影响

本节讨论通过调节 ω_c 、 α 和 β 来减小特定频率范围内闭环传函幅值的方法。

首先对所涉及的频率范围作如下界定：绝大多数情况下，频率 ω_c 所对应的系统开环传函的相位满足 $-\pi/2 > \arg C(j\omega_c)G(j\omega_c) > -\pi$ ，因此本节论述针对相位在 $-\pi/2$ 和 $-\pi$ 之间的频段。在此频段内， $\pi/2 < \theta < \pi$ 。

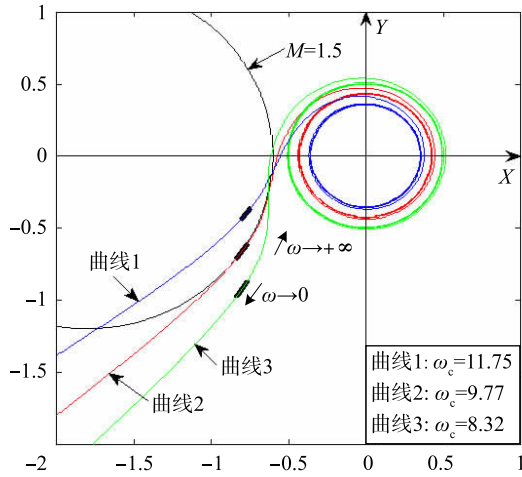
3.3.1 参数 ω_c 的变化对 PID 控制系统的影响

在 $\omega < \omega_c$ 的频段中，根据式(8)和式(10)，当 ω_c 变小

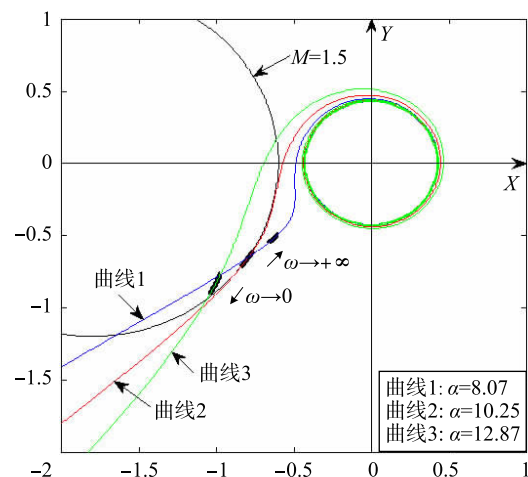
时， $|G(s)|$ 减小而 $\arg G(s)$ 增大；而根据式(19)和式(20)， $|G(s)|$ 的减小和 $\arg G(s)$ 的增大都会导致 $|H(s)|$ 的减小，因此 ω_c 的减小会导致 $|H(s)|$ 的减小；根据类似的分析可得，在 $\omega > \omega_c$ 且 $\arg G(s) \doteq -180^\circ$ 的频段， ω_c 的减小会导致 $|H(s)|$ 的增大。因此可得如下结论：

C1 在 $\omega < \omega_c$ 的频段内， ω_c 的减小会有效减小 $|H(s)|$ ，如图 4(a) 所示。

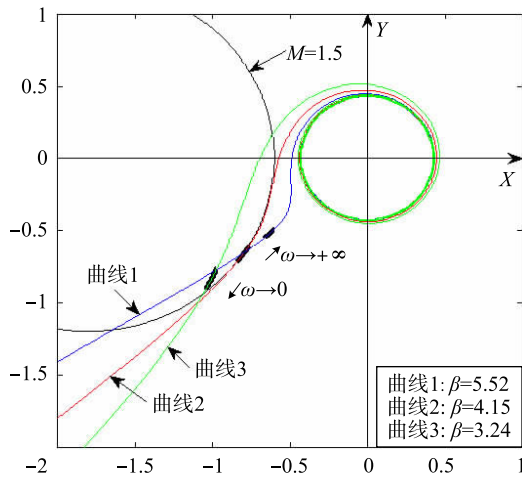
C2 如果 $\arg G(s)$ 在 -180° 附近，而且相应的频率 ω 满足 $\omega \gg \omega_c$ ，那么 ω_c 的增大会有效减小 $|H(s)|$ ，如图 4(a) 所示。



(a) 具有不同 ω_c 值的 PID 控制系统 Nyquist 曲线，其中 $C(s)G(s) = (10.25 + 4.15(\omega_c/s + s/\omega_c))e^{-0.1s}/(1+s)$



(b) 具有不同 α 值的 PID 控制系统 Nyquist 曲线，其中 $C(s)G(s) = (\alpha + 4.15(9.77/s + s/9.77))e^{-0.1s}/(1+s)$



(c) 具有不同 β 值的 PID 控制系统 Nyquist 曲线，其中 $C(s)G(s) = (10.25 + \beta(9.77/s + s/9.77))e^{-0.1s}/(1+s)$

图 4 参数 ω_c 、 α 、 β 变化下的 PID 控制系统的 Nyquist 曲线(各 Nyquist 曲线中的短粗线标识了 $\omega = \omega_c$ 所在的位置)

Fig.4 Nyquist curve with different ω_c 、 α 、 β values for PID control system(The Nyquist curve of short line identifies the $\omega = \omega_c$ location)

3.3.2 参数 α 的变化对 PID 控制系统的影响

在 $\omega < \omega_c$ 的频段内，根据式(11)，增大 α 会增大 $\arg G(s)$ 。另一方面，在该频段内 $|G(s)|$ 较大，对比式(19)和式(20)可知，式(20)右侧含 $|G(s)|$ 而式(19)没有，因此 $\arg G(s)$ 的变化对 $|H(s)|$ 的变化起主导作用。从而可得如下结论：

C3 在 $\omega < \omega_c$ 的频段内，增大 α 会减小 $|H(s)|$ ，如图 4(b) 所示。

而在 $\omega > \omega_c$ 的频段内，根据式(11)、(13)、(19)、(20)，可以得到如下结论：

C4 在 $\omega > \omega_c$ 的频段内，减小 α 会有效减小 $|H(s)|$ ，如图 4(b) 所示。

3.3.3 参数 β 的变化对 PID 控制系统的影响

根据式(15)、(17)、(19)、(20)，可以得到如下结论：

C5 减小 β 的同时会减小在 $\omega < \omega_c$ 频段及开环相位在 -180° 处附近的频段的 $|H(s)|$ ，对 $\omega = \omega_c$ 处及附近频

率处的系统特性无影响, 如图 4(c) 所示.

3.4 参数调整准则

闭环系统响应输出中的振动, 是系统闭环传函的幅值在特定频率处存在峰值的反映. 因此, 要消除闭环系统响应输出中的振动, 需要减小振动频率处的系统闭环传函的幅值.

由 3.3 节的结论可知, 对于某种情况下的系统振荡, 有多个减小相应频率处的闭环传函幅值的参数调节方法. 因此, 需要通过尝试的方法来确定方法的有效性. 在大多数情况下, 增大系统的开环增益会提高系统的响应速度和抗扰动能力, 因此应该优先尝试增大参数的调节方法, 最后尝试减小参数的方法.

在下面的论述以及第 4 节的仿真中, 系统的振荡频率的测量值记为 ω_0 .

基于 3.3 节的论述, 提出如下 PID 控制器参数调整方法:

情况 1 $\omega_0 < \omega_c$. 针对情况 1 的调整方法: 首先尝试增大 α , 如果振荡不能被有效减小, 那么恢复 α 的值然后减小 ω_c , 如果振荡仍不能被有效减小, 那么恢复 ω_c 的值然后减小 α .

情况 2 $\omega_0 > \omega_c$. 针对情况 2 的调整方法: 首先尝试增大 ω_c , 如果振荡不能被有效减小, 那么恢复 ω_c 的值然后减小 α .

情况 3 同时存在相对于 ω_c 的高频振荡和低频振荡. 针对情况 3 的调整方法为: 减小 β .

然而, 上述 3 条调整方法只是给出了参数调整方向 (即增大或减小), 但没有提供调整幅度, 因此可能存在参数调整过度的情况. 此外, 上述调整方法基本是采取减小参数的策略, 因此对于初始系统部分参数本来就过小的情况无法纠正. 为此, 本文提出多轮调整的策略, 如图 5 所示.

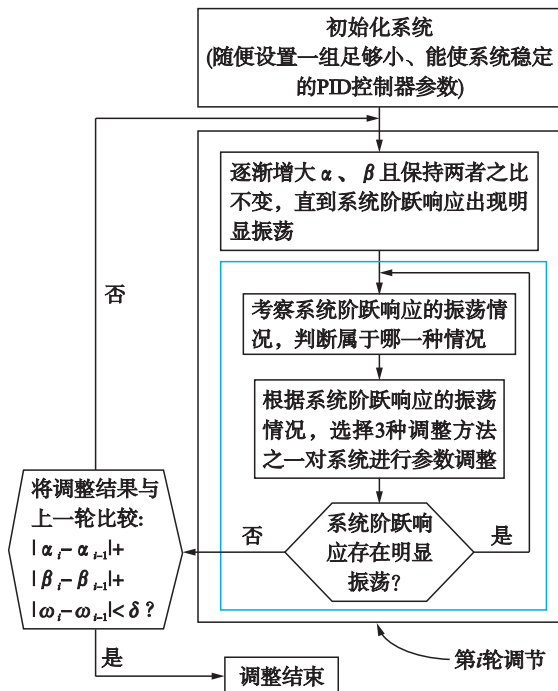


图 5 系统多轮调整流程图

Fig.5 Flow chart of the system's several-round adjustment

在图 5 中, α_i 、 β_i 、 ω_i 为第 i 轮调节结束时的 α 、 β 、

ω_c 值, δ 为预设的足够小的数. 如果本轮调整的结果与上一轮的结果比较, 满足判断框内的不等式, 即 $|\alpha_i - \alpha_{i-1}| + |\beta_i - \beta_{i-1}| + |\omega_i - \omega_{i-1}| < \delta$, 则说明如果继续调整, 参数的变化会很小, 因此调整可以结束. 在实际调整中, 也可以根据其它特殊情况来判断调整是否可以结束. 比如在某一轮调整中 ω_c 不变, 而 α 和 β 都减小, 这就意味着再次增大 α 和 β 将没有意义, 因此调整可以结束.

4 仿真

被控对象传递函数为 $P(s) = \frac{1}{s+1}e^{-0.1s}$. 初始参数为 $\omega_c = 1$, $\alpha = \beta = 1$. 具体的调节过程如表 1 所示. 相应的闭环响应曲线如图 6 所示.

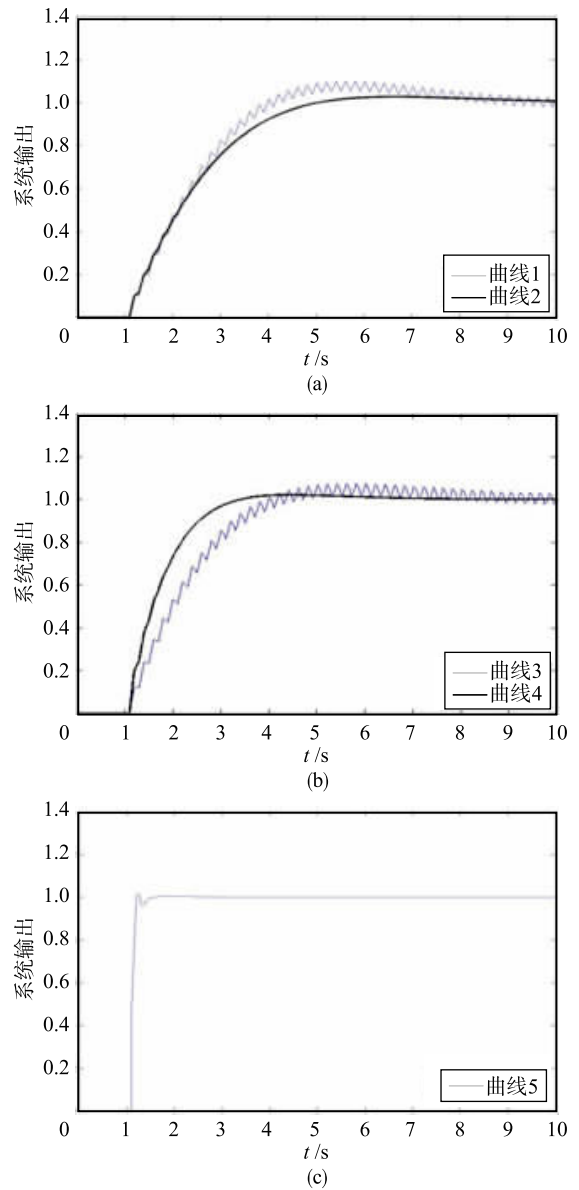


图 6 针对被控对象 $P(s) = \frac{1}{s+1}e^{-0.1s}$ 的 PID 参数调节过程

Fig.6 PID parameter adjustment process for the

controlled object of $P(s) = \frac{1}{s+1}e^{-0.1s}$

针对图 6(a)中曲线 1 的高频与低频振荡同时存在的状况,采用减小 β 的调节方法,所得结果如曲线 2 所示。

表 1 调节过程中的 PID 参数

Tab. 1 The PID parameters in the process of the adjustment

闭环响应曲线编号		控制器参数			所属情况	调节方法
图片	曲线	ω_c	α	β		
(a)	曲线 1	1	1	1	情况 3	减小 β
	曲线 2	1	1	0.8	无振荡	
(b)	曲线 3	1	1.25	1	情况 2	增大 ω_c
	曲线 4	1.5	1.25	1	情况 1	
(c)	曲线 5	5.5	1.6			

再次增大 α 与 β , 出现了高频振动(曲线 3), 采用增大 ω_c 的调节方式, 所得结果如曲线 4 所示。

通过类似的一系列调整, 容易验证, 当 $\omega_c = 5$, $\alpha = 5.5$, $\beta = 1.6$ 时, α 与 β 的值已经不能继续增大, 因此调节结束, 最终结果如图 6(c) 所示。

图 7 中的曲线 3 为调节完成后的 PID 控制系统与采用 IMC 法^[13](曲线 1) 及 Ziegler-Nichols 法(曲线 2) 设计的 PID 控制系统在伺服跟踪及扰动抑制性能上的比较。

5 结论

本文提出将 PID 控制器的特征频率作为评价系统振荡

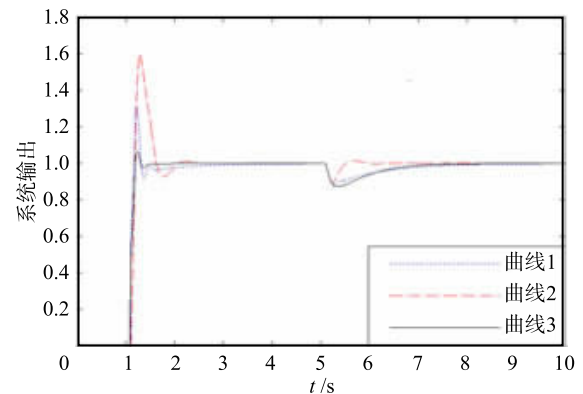


图 7 系统响应输出比较

Fig.7 Comparison of system response outputs

频率高低的具体参考值。以此作为 PID 频域特性与系统时域响应之间的纽带, 在 PID 参数与系统的闭环阶跃响应之间建立了联系。基于这种联系, 本文提出了基于 PID 控制系统闭环阶跃响应的 PID 控制器参数调整准则, 完全基于系统响应中的振荡频率。这套调整准则是基于系统对阶跃参考信号的响应进行参数调整的, 仿真结果表明, 所得控制系统同样具有良好的对负载扰动的抑制能力。

参考文献

- [1] Åström K J, Hägglund T. PID controllers: Theory, design and tuning[M]. Research Triangle Park, North Carolina, USA; ISA, 1995.
- [2] 李向军, 缪新颖, 丁丽娜. 电动式振动台加速度智能跟踪控制[J]. 信息与控制, 2010, 39(1): 42-46.
Li X J, Miao X Y, Ding L N. Intelligent tracking control of acceleration for electric shaking table[J]. Information and Control, 2010, 39(1): 42-46.
- [3] Gorez R. New design relations for 2-DOF PID-like control system[J]. Automatica, 2003, 39(5): 901-908.
- [4] 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: 251-264.
- [5] Schinstock D E, Wei Z, Yang T. Loop shaping design for tracking performance in machine axes[J]. ISA Transactions, 2006, 45(1): 55-66.
- [6] Grassi E, Tsakalis K. PID controller tuning by frequency loop-shaping[C]//Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 1996: 4776-4781.
- [7] 宋彦, 赵盼, 陶翔, 等. 基于 μ 综合的无人驾驶车辆路径跟随串级鲁棒控制方法[J]. 机器人, 2013, 35(4): 417-424.
Song Y, Zhao P, Tao X, et al. UGV robust path following control under double loop structure with μ synthesis[J]. Robot, 2013, 35(4): 417-424.
- [8] 刘楠楠, 石玉, 范胜辉. 基于 Pareto 最优的 PID 多目标优化设计[J]. 信息与控制, 2010, 39(4): 385-390.
Liu N N, Shi Y, Fan S H. PID multi-objective optimization design based on Pareto optimality[J]. Information and Control, 2010, 39(4): 385-390.
- [9] 胡志强, 周焕银, 林扬, 等. 基于在线自优化 PID 算法的 USV 系统航向控制[J]. 机器人, 2013, 35(3): 263-268.
Hu Z Q, Zhou H Y, Lin Y, et al. The course control based on an on-line self-adjusted PID control algorithm for unmanned surface vehicles[J]. Robot, 2013, 35(3): 263-268.
- [10] 葛金来, 张承慧, 崔纳新. 模糊自整定 PID 控制在三自由度直升机实验系统中的应用[J]. 信息与控制, 2010, 39(3): 342-347.
Ge J L, Zhang C H, Cui N X. Fuzzy self-tuning PID controller in the 3-DOF helicopter experimental system[J]. Information and Control, 2010, 39(3): 342-347.
- [11] Shamsuzzoha M, Skogestad S. The setpoint overshoot method: A simple and fast closed-loop approach for PID tuning[J]. Journal of Process Control, 2010, 20(10): 1220-1234.
- [12] Skogestad S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning[J]. Journal of Process Control, 2013, 13(4): 291-309.
- [13] Ogata K. Modern control engineering[M]. 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, USA; Prentice Hall, 2001.

作者简介

刘 坤(1973-), 男, 博士后. 研究领域为高性能 2 自由度控制.