第 29 卷 第 10 期
Vol. 29 No. 10

控 制 与 决 策
Control and Decision

2014 年 10 月
Oct. 2014

文章编号: 1001-0920 (2014) 10-1833-06 DOI: 10.13195/j.kzyjc.2013.0582

PID 控制器的频域特性与无模型参数调节

朱志强[1,2], 江紫亚[1,2], 何玉庆[1], 齐俊桐[1], 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，沈阳 110016；2. 中国科学院大学，北京 100049)

摘 要: 为了使 PID 参数调整不依赖于模型参数, 而是直接基于闭环响应, 首先分析 PID 参数对闭环系统性能的影响, 然后以振荡最小、开环增益最大等为基本原则给出一种无模型 PID 参数调整方法. 该方法只需要闭环响应曲线中的振荡频率信息, 避免了模型参数辨识误差对调整结果的影响, 简化了参数调节的过程. 最后通过实验验证了所提出方法的有效性.

关键词: PID 控制；特征频率；闭环响应；频域分析

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

Frequency properties of PID controller and model free tuning

ZHU Zhi-qiang[1,2], *JIANG Zi-ya*[1,2], *HE Yu-qing*[1], *QI Jun-tong*[1], *HAN Jian-da*[1]

(1. State Key Laboratory of Robotics，Shenyang Institute of Automation Chinese Academy of Sciences，Shenyang 110016，China；2. University of Chinese Academy of Sciences，Beijing 100049，China．Correspondent：ZHU Zhi-qiang，E-mail：zhuzhiqiang@sia.cn)

Abstract： To tune PID parameters according to closed loop response, rather than the information of model parameters, the influence of PID parameters on the closed loop performance is first analyzed. Then a model free PID parameter tuning method is proposed according to the principle of least vibration and maximal open loop gain. This method only requires the information of vibration frequency of the closed loop response curves, thus the influence of model parameter identification error on the tuning result is avoided and the tuning process is simplified. Finally, experimental results show the effectiveness of the proposed method.

Key words： PID control；characteristic frequency；closed loop response；frequency zone analysis

0 引 言

当前已有的 PID 调节方法, 通常首先需要获得被控对象模型或者被控对象的某种开环特性, 然后才能基于特定的算法给出 PID 控制器的参数[1-9]. 这些基于模型的参数调整方法虽然有助于 PID 参数的优化, 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[1,10-12]”的优势, 使得参数调节过程与系统建模精度息息相关, 并导致系统辨识中广泛存在的表征模型失真、建模精度不高等问题对参数调节的效果产生较大影响[13-17].

为了使 PID 参数调整不依赖于模型参数, 而是直接基于闭环响应, 本文首先以频域分析方法为基础, 借助 M 场和 θ 场等新的概念分析了 PID 参数对闭环系统性能的影响; 然后以振荡最小、开环增益最大等为基本原则给出了一种无模型 PID 参数调整方法. 该方法只需要闭环响应曲线中的振荡频率信息, 避免了模型参数辨识误差对调整结果的影响, 简化了参数调节的难度.

1 M 场分析

M 圆是频域分析中的重要工具, 应用 M 圆可以方便地由系统开环传函的 Nyquist 曲线得到系统闭环幅值的大小. M 圆的解析式如下:

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

为了论述方便, 本文约定由 $\boldsymbol{M}_m$ 表示一个由式 (1) 定义的 M 圆, 其中 $M=m$. 特别地, $\boldsymbol{M}_1$ 表示直线 $X=-0.5$.

对于 $G(s)$ 复平面内除点 $-1+\mathrm{j}\cdot 0$ 之外的任意一点, 由式 (1) 可知, 存在唯一一个 M 值与该点相对应. 由此可得到一个定义域为除点 $-1+\mathrm{j}\cdot 0$ 之外的整个

收稿日期: 2013-05-08；**修回日期:** 2013-11-28.

基金项目: 国家863计划项目(2012AA041501).

作者简介: 朱志强(1986−), 男, 博士生, 从事控制系统动态特性的研究；韩建达(1968−), 男, 研究员, 博士生导师, 从事飞行机器人等研究.

复平面的标量场 $M(x,y)$, 称之为 M 场.

标量场 $M(x,y)$ 在其定义域内是无穷阶可微的, 因此它的梯度场 $\vec{V}(x,y)$ 在 $M(x,y)$ 的整个定义域内有定义. $\vec{V}(x,y)$ 的大小、方向分别记为 $V(x,y)$、$\vec{v}(x,y)$, 即 $\vec{V}(x,y)=V(x,y)\cdot\vec{v}(x,y)$.

2 θ 场分析

Nyquist 图上某点的幅相变化如图 1 所示.

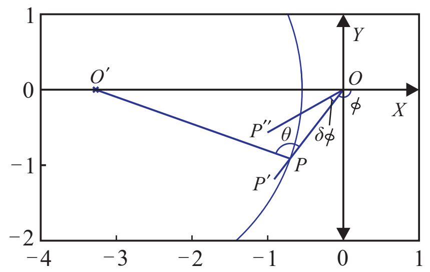


图 1 Nyquist 图上某点的幅相变化

图 1 中: P 为某一系统的 Nyquist 图上与 ω_1 相对应的点, 过 P 点的 M 圆记为 $\boldsymbol{M}_m$, $\boldsymbol{M}_m$ 的圆心记为 O', $\angle O'PO$ 记为 θ, 过 P 点的 M 场的梯度向量记为 $\vec{V}$, $\vec{V}=\vec{v}\cdot V$.

有如下定理.

定理 1 系统的开环幅值 $|G(\omega_1)|$ 与闭环幅值 $M(\omega_1)$ 之间存在如下关系:

$$\frac{\partial M(\omega_1)}{\partial|G(\mathrm{j}\,\omega_1)|}=-V\cdot\cos\theta. \tag{2}$$

证明 假设由于控制器的变化, 导致频率 ω_1 处开环相位不变, 开环幅值由 $|OP|$ 增大为 $|OP'|$, 如图 1 所示. 令 $|PP'|$ 足够小, 以至于 $\vec{V}$ 在 $|PP'|$ 上的变化可以忽略, 即

$$\begin{aligned}&\delta M=M(P')-M(P)=\vec{V}\cdot\overrightarrow{PP'}=\\&V\cdot|PP'|\cdot\cos(\pi-\theta)=\\&-V\cdot|PP'|\cdot\cos\theta.\end{aligned} \tag{3}$$

因此

$$\begin{aligned}&\frac{\partial M(\omega_1)}{\partial|G(\mathrm{j}\,\omega_1)|}=\lim_{|G(\mathrm{j}\,\omega_1)|\to0}\frac{M(\omega_1)}{|G(\mathrm{j}\,\omega_1)|}=\\&\lim_{|PP'|\to0}\frac{M(\omega_1)}{|PP'|}=-V\cdot\cos\theta.\end{aligned} \tag{4}$$

上述证明过程是基于图 1 所示的 $M(P)>1$ 的情况. 可以验证, 当 $M(P)\leqslant1$ 时, 式 (2) 同样成立. □

定理 2 系统的开环相位 $\arg G(\mathrm{j}\,\omega_1)=\phi$ 与闭环幅值 $M(\omega_1)$ 之间存在如下关系:

$$\frac{\partial M(\omega_1)}{\partial\phi}=-V(\omega_1)\cdot|G(\mathrm{j}\,\omega_1)|\cdot\sin\theta. \tag{5}$$

证明 假设由于控制器的变化, 导致与频率 ω_1 相对应的 Nyquist 图上的点由 P 变为 P'', 如图 1 所示. 其中: $|OP|=|OP''|$, $\angle O'OP=\phi$, $\angle O'OP''=\phi+\delta\phi$, 即频率 ω_1 处开环幅值不变, 开环相位由 ϕ 增大为 $\phi+\delta\phi$, 如图 1 所示. 令 $\delta\phi$ 足够小 (可看作零度角), 以至于 $\vec{V}$ 在由 P 到 P'' 上的变化可以忽略. 因 $\angle POP''$ 为零度角, $\angle OPP''=\angle OP''P=\pi/2$, 故

$$\begin{aligned}&\delta M=\\&M(P'')-M(P)=\vec{V}\cdot\overrightarrow{PP''}=\\&V\cdot|PP''|\cdot\cos(2\pi-\theta-\pi/2)=\\&-V\cdot|PP''|\cdot\sin\theta,\end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}&\frac{\partial M(\omega_1)}{\partial\phi}=\lim_{\phi\to0}\frac{M(\omega_1)}{\phi}=\\&\lim_{|PP''|\to0}\frac{M(\omega_1)}{|PP''|/|G(\mathrm{j}\,\omega_1)|}=\\&-V\cdot|G(\mathrm{j}\,\omega_1)|\cdot\sin\theta.\end{aligned} \tag{7}$$

同样地, 尽管上述证明过程是基于图 1 所示的 $M(P)>1$ 的情况, 但可以验证, 当 $M(P)\leqslant1$ 时, 式 (5) 同样成立. □

定理 3 设 M 场定义域中的点 P 位于 $\boldsymbol{M}_m$ 上, 其中 $m\neq1$, $\boldsymbol{M}_m$ 的圆心记为 O', 则 $\theta=\angle O'PO$, $\theta\in[0,\pi]$ 的充要条件为: 点 P 位于以点 $U=-1+\mathrm{j}\cdot0$ 为端点, 与实轴正方向的夹角为 $\bar\theta$ 的射线上. 其中 $\bar\theta\in[0,\pi]$, 且

$$\bar\theta=\begin{cases}\pi-\theta,\ m>1;\\\theta,\ m<1.\end{cases} \tag{8}$$

证明 设点 P 的坐标为 (X,Y), 则当 $\theta=\angle O'PO$ 时, 由 $\boldsymbol{M}_m$ 的方程以及余弦定理, 有

$$\Big(X+\frac{m^2}{m^2-1}\Big)^2+Y^2=\frac{m^2}{(m^2-1)^2}, \tag{9}$$

$$\frac{\Big(X+\dfrac{m^2}{m^2-1}\Big)^2+X^2+2Y^2-\dfrac{m^4}{(m^2-1)^2}}{2\sqrt{\Big(X+\dfrac{m^2}{m^2-1}\Big)^2+Y^2}\cdot\sqrt{X^2+Y^2}}=\cos\theta. \tag{10}$$

由式 (9) 得

$$X^2+Y^2=-\frac{m^2}{m^2-1}(2X+1). \tag{11}$$

将式 (9) 和 (11) 代入 (10), 整理可得

$$(1-m^2)(X+1)^2=(2X+1)(\cos\theta)^2. \tag{12}$$

将式 (9) 代入 (10), 式 (11) 代入 (10) 左侧的分子, 整理可得

$$m^2(X+1)^2=(X^2+Y^2)(\cos\theta)^2. \tag{13}$$

由式 (12) 和 (13) 相加可得

$$(X+1)^2=(X^2+2X+1+Y^2)(\cos\theta)^2, \tag{14}$$

即

$$(1-(\cos\theta)^2)\cdot(X+1)^2=Y^2\cdot(\cos\theta)^2. \tag{15}$$

将点 $U=-1+\mathrm{j}\cdot0$ 排除在外, 由式 (15) 可得

$$X=-1\Leftrightarrow\theta=\pi/2. \tag{16}$$

式 (16) 说明, $\theta=\pi/2$ 的充要条件为 P 点位于直线 $X=-1$ 上, 如图 2 所示. 而当 $\theta\neq\pi/2$ 时, 有

$$\frac{Y}{X+1}=\pm\tan\theta, \tag{17}$$

即点 P 位于过点 $U=-1+\mathrm{j}\cdot 0$ 的直线上, 且 $\bar{\theta}=\angle PUO$ 的取值为 θ 或 $\pi-\theta$.

当 $m>1$ 时, 考虑 $\boldsymbol{M}_m$ 上的点 P 沿 $\boldsymbol{M}_m$ 向左移动时的情况, 如图 2 所示.

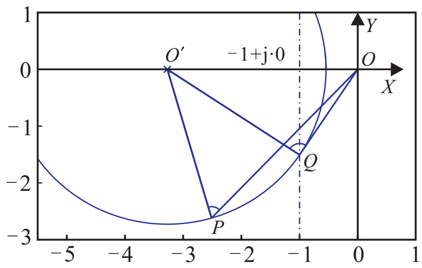


图 2　Nichlos 表中不同位置处的 θ 角

不难证明, 如果点 P 沿 $\boldsymbol{M}_m$ 向左移动, 则 $|OP|$ 增大而 $|OO'|$ 和 $|O'P|$ 保持不变, 因此由余弦定理可知 θ 变小. 因此: 当点 P 位于直线 $X=-1$ 左侧时

$$\theta=\angle OPO'<\pi/2,$$

而此时

$$\bar{\theta}=\angle PUO>\pi/2;$$

当点 P 位于直线 $X=-1$ 右侧时

$$\theta=\angle OPO'>\pi/2,$$

而此时

$$\bar{\theta}=\angle PUO<\pi/2.$$

综上, 当 $m>1$ 时, $\bar{\theta}=\pi-\theta$; 当 $m<1$ 时

$$\bar{\theta}=\angle PUO<\pi/2.$$

因为 O 在 $\boldsymbol{M}_m$ 内部, 所以

$$\theta=\angle OPO'<\pi/2,$$

故 $\bar{\theta}=\theta$. □

3　PID 参数频域特性分析

PID 控制器的表达形式如下:

$$C(s)=K_{\mathrm{i}}\frac{1}{s}+K_{\mathrm{p}}+K_{\mathrm{d}}s. \tag{18}$$

为了清晰而规则地表达 PID 控制器的幅相特性, 从而便于 PID 控制系统的特性分析, 本文提出 PID 控制器的新的表达参数如下:

$$\begin{cases}\alpha=K_{\mathrm{p}},\\ \beta=\sqrt{K_{\mathrm{i}}K_{\mathrm{d}}},\\ \omega_c=\sqrt{K_{\mathrm{i}}/K_{\mathrm{d}}}.\end{cases} \tag{19}$$

采用式 (19) 给出的新的参数, PID 控制器可以表示为

$$C(s)=\alpha+\beta\left(\frac{\omega_c}{s}+\frac{s}{\omega_c}\right). \tag{20}$$

根据式 (20), 参数 α、β 和 ω_c 对 PID 控制器的幅值和相位的影响可以分别表示如下:

$$\begin{cases}\dfrac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\omega_c}=-\dfrac{\left(\dfrac{\omega}{\omega_c^2}+\dfrac{1}{\omega}\right)}{\dfrac{\alpha}{\beta}+\dfrac{\beta}{\alpha}\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)^2},\\[2ex] \dfrac{\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|}{\partial\omega_c}=-\dfrac{\beta^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)\left(\dfrac{\omega}{\omega_c^2}+\dfrac{1}{\omega}\right)}{\sqrt{\alpha^2+\beta^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)^2}};\end{cases} \tag{21}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\alpha}=-\dfrac{\beta\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)}{\alpha^2+\beta^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)^2},\\[2ex] \dfrac{\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|}{\partial\alpha}=\dfrac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2+\beta^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)^2}};\end{cases} \tag{22}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\beta}=\dfrac{\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}}{\alpha+\dfrac{\beta^2}{\alpha}\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)^2},\\[2ex] \dfrac{\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|}{\partial\beta}=\dfrac{\beta\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)^2}{\sqrt{\alpha^2+\beta^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}-\dfrac{\omega_c}{\omega}\right)^2}}.\end{cases} \tag{23}$$

由式 (21), 可以得到关于 ω_c 对 PID 控制器相位和幅值的影响的结论如下:

$$\frac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\omega_c}<0; \tag{24}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|}{\partial\omega_c}>0,\ \omega<\omega_c;\\[2ex] \dfrac{\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|}{\partial\omega_c}<0,\ \omega>\omega_c.\end{cases} \tag{25}$$

由式 (22), 可以得到关于 α 对 PID 控制器相位和幅值的影响的结论如下:

$$\begin{cases}\dfrac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\alpha}>0,\ \omega<\omega_c;\\[2ex] \dfrac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\alpha}<0,\ \omega>\omega_c;\end{cases} \tag{26}$$

$$\frac{\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|}{\partial\alpha}>0. \tag{27}$$

由式 (23), 可以得到关于 β 对 PID 控制器相位和幅值的影响的结论如下:

$$\begin{cases}\dfrac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\beta}<0,\ \omega<\omega_c;\\[2ex] \dfrac{\partial\arg C(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\beta}>0,\ \omega>\omega_c;\end{cases} \tag{28}$$

$$\frac{\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|}{\partial\beta}>0,\ \omega\neq\omega_c. \tag{29}$$

4　PID 参数优化准则

下面基于第 1 节 ~ 第 3 节的结论, 论述 PID 参数的优化方法.

系统阶跃响应的振荡是相应的闭环传函在特定频率处峰值的反映, 如果相对减小系统闭环传函在相

应频率处的幅值, 则阶跃响应中的振荡会相应地减小.

为方便论述, 给出如下定义.

ω_o: 系统闭环响应的振荡频率;

ω_u: 系统开环相位为 $-\pi$ 时的频率;

ω_c: PID 控制器的特征频率, 由式 (19) 给出;

低频振荡: $\omega_o < \omega_c$ 的振荡;

高频振荡: $\omega_o > \omega_c$ 的振荡;

区域 I : 复平面中直线 $X = -1$ 左侧的部分;

区域 II: 复平面中直线 $X = -1$ 与 $\boldsymbol{M}_1$ (即直线 $X = -0.5$) 之间的部分;

区域 III: 复平面中 $\boldsymbol{M}_1$ 右侧的部分.

根据 PID 控制系统的 Nyquist 曲线的状态, 下面分 3 种情况进行论述.

情况 1 闭环响应存在低频振荡.

当 $G(\mathrm{j}\,\omega_o)$ 位于区域 II 内时, $\theta \in (\pi/2, \pi)$. 根据定理 2, $\partial M/\partial|G| = -V \cdot \cos\theta$, 以及定理 3, $\partial M/\partial\phi = -V \cdot |G| \cdot \sin\theta$, 减小 $|H(\mathrm{j}\,\omega_o)|$ 需要减小 ω_o 处的开环幅值并增大该处的开环相位. 根据式 (24), $\partial \arg C(\mathrm{j}\,\omega)/\partial\omega_c < 0$, 以及式 (25), $\partial \arg C(\mathrm{j}\,\omega)/\partial\omega_c < 0$, 减小 ω_c 能够在低频区内减小开环幅值并提高开环相位. 因此, 当 $\omega_o < \omega_c$ 且 $G(\mathrm{j}\omega_o)$ 位于区域 II 时, 可以通过减小 ω_c 来减小系统闭环响应的振荡.

当 $G(\mathrm{j}\,\omega_o)$ 非常靠近直线 $X = -1$ 时, 对应处的 θ 值接近于 $\pi/2$. 根据定理2, $\partial M/\partial|G| = -V \cdot \cos\theta$, $|H(\mathrm{j}\,\omega_o)|$ 对于 $|G(\omega_o)|$ 的变化不敏感. 因此, 可以通过增大 α 来增大 ω_o 处的开环相位, 从而减小 $|H(\mathrm{j}\,\omega_o)|$.

情况 2 闭环响应存在高频振荡.

若 $\omega_o > \omega_c$, 则根据式 (26), $\partial \arg C(\mathrm{j}\,\omega)/\partial\alpha < 0$ ($\omega > \omega_c$), 以及式 (27), $\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|/\partial\alpha > 0$, 可以通过减小 α 来减小 ω_o 处的开环幅值, 同时增大该处的开环相位, 从而减小 $|H(\mathrm{j}\,\omega_o)|$.

如果 $G(\mathrm{j}\,\omega_o)$ 位于实负半轴附近, 则对应处的 θ 值接近于 π. 根据定理 3, $\partial M/\partial\phi = -V \cdot |G| \cdot \sin\theta$, 闭环幅值对开环相位的变化不灵敏. 因此, 根据式 (25), $\partial|C(\mathrm{j}\,\omega)|/\partial\omega_c < 0$ ($\omega > \omega_c$), 可以通过增大 ω_c 来减小 ω_o 处的开环幅值, 从而减小 $|H(\mathrm{j}\,\omega_o)|$.

情况 3 同时存在低频振荡和高频振荡.

考虑在 ω_c 很小的情况下, 保持 α 不变, 增大 β. 因为 β 的变化不影响 $G(\mathrm{j}\,\omega_c)$, 所以 $|H(\mathrm{j}\,\omega_c)|$ 不变.

在 ω_u 附近 ($\omega_c < \omega_u$), 相应的 Nyquist 曲线位于实负半轴附近, 而在实负半轴附近这一区域, θ 值接近于 π. 因此, 根据定理 3, $\partial M/\partial\phi = -V \cdot |G| \cdot \sin\theta$, 闭环幅值对开环相位的变化不灵敏. 而根据定理 2, $\partial M/\partial|G| = -V \cdot \cos\theta$, 开环幅值的增大会导致闭环幅值增大. 根据式 (29), $\partial|C(\mathrm{j}\omega)|/\partial\beta > 0$ ($\omega \neq \omega_c$), 随着 β 的增大, $|H(\mathrm{j}\,\omega_u)|$ 迅速增大, 从而在 ω_u 附近出现闭环系统的振荡频率.

在低频区内, 由于 $|G(\mathrm{j}\omega)|$ 较大, 根据定理 3, $\partial M/\partial\phi = -V \cdot |G| \cdot \sin\theta$, 开环相位的减小会导致闭环幅值增大. 因此随着 β 的增大, 根据式 (28), $\partial \arg C(\mathrm{j}\,\omega)/\partial\beta < 0$ ($\omega < \omega_c$), 在低频区也会出现闭环系统的振荡频率.

综上, 情况 3 的出现是由 β 过大造成的, 在这种情况下, 需要减小 β.

对于上述 3 种情况, 提出如下参数调整准则.

对于情况 1 ($\omega_o < \omega_c$), 调整方法如下: 首先尝试增大 α, 如果振荡不能被有效减小, 则恢复 α 的值, 然后减小 ω_c.

对于情况 2 ($\omega_o > \omega_c$), 调整方法如下: 首先尝试增大 ω_c, 如果振荡不能被有效减小, 则恢复 ω_c 的值, 然后减小 α.

对于情况 3 (同时存在高频振荡和低频振荡), 调整方法是减小 β.

上述调整方法只指出了各种情况下的参数调整方向 (即增大或减小), 并没有提供参数的调整幅度, 因而可能存在参数调整过度的情况. 为了解决这一问题, 本文提出多轮调整的策略, 如图 3 所示. 图 3 中, α_i、β_i 为第 i 轮调节结束时的 α 和 β 值, δ 为预设的足够小的数. 如果 $|\alpha_i - \alpha_{i-1}| + |\beta_i - \beta_{i-1}| < \delta$, 则说明系统参数已经不能继续增大, 调整可以结束.

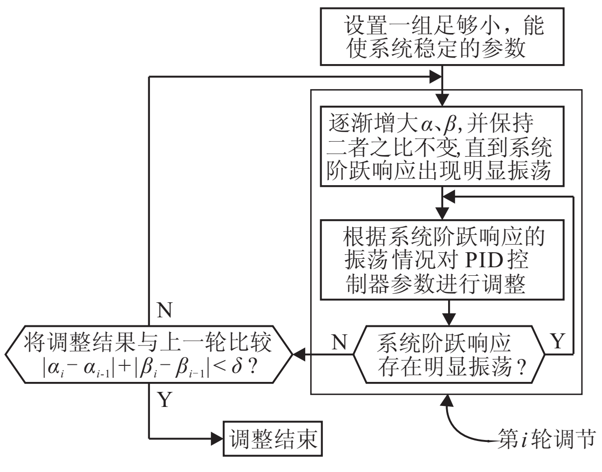
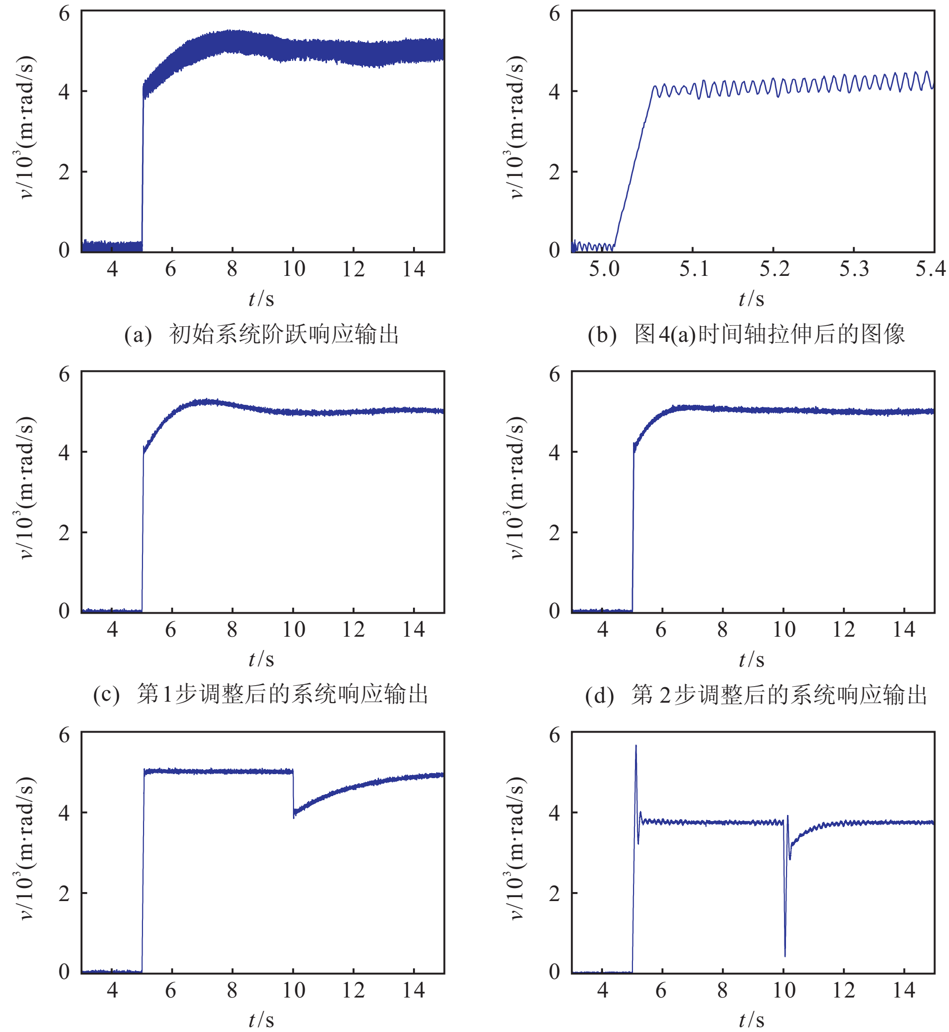


图 3 系统多轮调整的循环流程

5 实验验证

为了验证上述 PID 参数调整方法的有效性, 针对某一直流力矩电机驱动的实验转台的转速 PID 控制系统采用所述方法进行参数调整, 其中系统输出为陀螺仪所测量的转速. 由于调整过程中的步骤基本相似, 这里只给出了前两步调整的系统响应曲线、对应 PID 参数、调整方法以及最终调整结果的系统响应曲线和 PID 参数.



(a) 初始系统阶跃响应输出　(b) 图 4(a)时间轴拉伸后的图像

(c) 第 1 步调整后的系统响应输出　(d) 第 2 步调整后的系统响应输出

(e) 调整完毕后的系统响应输出　(f) 采用 Ziegler-Nichols 方法设计的 PID 控制系统的响应输出

图 4　不同参数设置下的系统速度输出

图 4 所示为不同 PID 参数设置下的系统速度响应输出曲线, 表 1 给出了相应的 PID 参数设置.

表 1　调节过程中的 PID 参数变化

曲线	ω_c	α	β	所属情况	调节方法
图 4(a)、图 4(b)	1.0	1.5	1.5	情况 2	增大 ω_c
图 4(c)	1.5	1.5	1.5	情况 1	增大 α
图 4(d)	1.0	2.0	1.0	情况 1	增大 α
图 4(e)	4.5	10	2.7	无振荡	

PID 参数的初始值为 $\omega_c = 1$, $\alpha = 1.5$, $\beta = 1.5$, 即 $K_{\rm p} = \alpha = 1.5$, $K_{\rm i} = \alpha \cdot \omega_c = 1.5$, $K_{\rm d} = \beta/\omega_c = 1.5$. 图 4(a) 和图 4(b) 所示为在该参数设置下的系统响应曲线, 其中图 4(b) 为时间轴拉长后的图像. 由图可以看出, 系统振荡频率高于 ω_c, 属于情况 2, 应该增大 ω_c.

将 ω_c 增大至 1.5, 高频振荡消除, 低频振荡出现, 如图 4(c) 所示. 此时系统振荡频率低于 ω_c, 属于情况 1, 应该优先增大 α. 将 α 增大至 2 后, 低频振荡明显变弱, 如图 4(d) 所示.

经过一系列类似的调节过程, 最终得到系统的响应曲线如图 4(e) 所示. 图 4(e) 所示的曲线为在 $t = 5$ s 时加入参考阶跃输入信号, 在 $t = 10$ s 时加入阶跃扰动信号所生成的系统速度响应曲线. 图 4(f) 所示曲线为加入相同的参考输入和扰动输入信号条件下, 由 Ziegler-Nichols 方法[12]设计的 PID 控制系统的速度响应曲线. Ziegler-Nichols 方法是一个经典的 PID 参数调整方法, 该方法设计出的 PID 控制系统具有良好的扰动抑制性能. 根据 PID 控制器的性质, 同一组 PID 参数不可能同时具有最优的伺服跟踪性能和扰动抑制性能. 对比图 4(e) 和图 4(f) 所示的系统响应输出可见, 采用本文方法所得的 PID 控制系统, 具有优良的伺服跟踪性能, 其扰动抑制能力相对于 Ziegler-Nichols 方法的设计结果在收敛速度上差一些, 但仍然是可以接受的.

6　结　论

本文首先对系统 Nyquist 曲线所在的复平面的性质进行了分析, 提出了 M 场和 θ 场的概念, 并研究了其相关性质, 从而建立了系统开环幅频特性与系统闭

环幅值之间的关系; 然后分析了PID参数对PID控制器幅频特性的影响, 提出了一个作为评价系统振荡频率高低的具体参考值——PID控制器的特征频率. 作为PID频域特性与系统时域响应之间的纽带, PID控制器的特征频率在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, 本文提出了一套基于PID控制系统闭环阶跃响应的PID控制器参数优化调整准则. 这套调整准则不需要系统的模型信息, 而完全基于系统响应中的振荡频率. 最后通过实验结果验证了所提出的调整准则的有效性.

参考文献(References)

[1] Wuhua Hua, Gaoxi Xiao, Xiumin Li. An analytical method for PID controller tuning with specified gain and phase margins for integral plus time delay processes[J]. ISA Transactions, 2011, 50: 268-276.

[2] Astrom K J, Hugglund T. PID controllers: Theory, design and tuning[M]. New York: Instrument Society of America, 1995: 151-163.

[3] Konstantinos G P, Nikolaos D T, Nikolaos I M. Type-III closed loop control systems — Digital PID controller design[J]. J of Process Control, 2013, 23: 1401-1414.

[4] Miroslav R M, Branislav T J, Ilija M J. Series PID controller tuning based on the SIMC rule and signal fltering[J]. J of Process Control, 2013.

[5] 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.

[6] Schinstock D E, Zhou H W, Tao Y. Loop shaping design for tracking performance in machine axes[J]. ISA Transactions, 2006, 45: 55-66.

[7] Grassi E, Tsakalis K. PID controller tuning by frequency loop-shaping[C]. Proc of the 35th CDC. Kobe, 1996: 680-685.

[8] 姜杉, 冯文浩, 杨志永, 等. 基于模糊PID调节的核磁兼容机器人气动控制技术[J]. 机器人, 2012, 34(5): 531-538.
(Jiang S, Feng W H, Yang Z Y, et al. Pneumatic control technology based on fuzzy PID for MRI compatible robots[J]. Robot, 2012, 34(5): 531-538.)

[9] 段星光, 陈悦, 于华涛. 微创血管介入手术机器人控制系统与零位定位装置设计[J]. 机器人, 2012, 34(2): 129-136.
(Duan X G, Chen Y, Yu H T. Design of the control system and home point positioning device for minimally invasive vascular interventional surgery robot[J]. Robot, 2012, 34(2): 129-136.)

[10] Astrom K J, Hagglund T. The future of PID control[J]. Control Engineering Practice, 2001, 9: 1163-1175.

[11] Shamsuzzoha M, Skogestad S. The setpoint overshoot method: A simple and fast closed-loop approach for PID tuning[J]. J of Process Control, 2010, 20: 1220-1234.

[12] Ziegler J G, Nichols N B. Optimum setting for automatic controllers[J]. Trans of ASME, 1942, 64: 759-768.

[13] Aleksandar D M, Miroslav R M. Optimization of PID controller with higher-order noise flter[J]. J of Process Control, 2013.

[14] Liu T, Gao F. Closed-loop step response identification of integrating and unstable processes[J]. Chemical Engineering Science, 2010, 65: 2884-2895.

[15] Ali A, Majhi S. PI/PID controller design based on IMC and percentage overshoot specification to controller setpoint change[J]. ISA Transactions, 2009, 48: 10-15.

[16] Zhu Zhiqiang, He Yuqing, Qi Juntong, et al. The analysis and synthesis of PID controller based on closed loop response characteristics[C]. The 2012 IEEE Int Conf on Robotics and Biomimetics. Guangzhou, 2012: 1930-1936.

[17] Zhu Zhiqiang, He Yuqing, Qi Juntong, et al. Model free analysis and tuning of PID controller[C]. Proc of the 9th Asia Control Conf. Istanbul, 2013: 1-7.

(责任编辑: 曹洪武)