非线性PID控制器参数自整定的一种方法——二元控制系统方法*

王 伟 韩京清
(中国科学院系统科学研究所)

摘 要 本文考虑非线性PID控制器参数自整定问题．通过在非线性PID控制系统中引入二元控制系统，来实现PID控制器参数的自动调节．文中给出了设计思想、实现方法及理论分析．

关键词 非线性PID控制器，二元控制系统，参数自整定

1 前 言

PID控制器由于其结构简单且有较强的鲁棒性等特点，至今仍广泛应用于过程控制之中。但在实际控制过程中如何调整其中的参数，并没有一种行之有效的方法，主要依靠经验人为地进行调节，因而经典PID控制器对工况的适应性较差。

于是近几年提出了多种改进方案，比如智能PID控制器[1]及自适应PID控制器[2]等。这些方法是根据判断和推理实时改变控制器参数，在线调整参数的自动化程度低．同时由于这些PID控制器采用的是相关信息(误差、误差积分、误差微分)的线性组合方式，常引出快速性与超调量之间的矛盾．文[3]则利用简单的非线性特性来改善经典PID调节器，得到了一种非线性PID控制器．这样的控制器不仅可有效地避免快速性与超调量之间的冲突，而且对于信号含有噪声或不可微的情况提供了有效的解决方法．但如何调整其中的参数使其达到理想的控制效果，文[3]并未给出一般的方法。

本文将在非线性PID控制系统中引入二元控制系统，以实现参数的自动调节．文中介绍了非线性PID控制器和二元控制系统及其设计思想；给出用二元控制系统实现参数自整定的设计思想及实现方法；给出理论分析，确定相应的参数的取值．理论分析和仿真结果表明本文给出的方法的有效性。

2 非线性PID控制器

对于不确定系统，为使其输出y(量测信号，且往往含有噪声)能很好地跟踪某一信号y*(可能不可微)，PID控制是比较有效且实用的办法。对于含有噪声或不可微信号的情况，据[3]，可

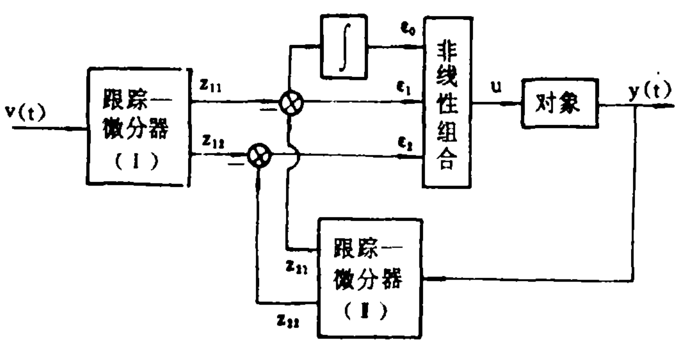

图1 非线性PID控制系统框图

* 本课题属国家自然科学基金资助项目

通过引入跟踪-微分器[4]对有关信号进行“加工”(复原出原信号并得到“近似微分”信号)得到相应的积分、微分信号，并由这些信号进行适当的非线性组合构成非线性PID控制器，相应的控制系统结构框图如图1所示。其中控制量取为

$$u=\beta_0|\varepsilon_0|^\alpha \mathrm{sign}(\varepsilon_0)+\beta_1|\varepsilon_1|^\alpha \mathrm{sign}(\varepsilon_1)+\beta_2|\varepsilon_2|^\alpha \mathrm{sign}(\varepsilon_2) \tag{2.1}$$

且 $0<\alpha\leqslant 1,\beta_1,\beta_2>0$。

文[3]表明，适当选择(2.1)中的 $\alpha,\beta_0,\beta_1,\beta_2$，这样的控制器的鲁棒性和适应性是很强的。那么如何来实时调整其中的参数呢？下面我们将通过二元控制系统来达到目的。

3 二元控制系统及其设计思想

在通常的控制系统中有许多变量及变量之间的转换关系。变量的转换或者变换是通过“环节(动态或静态)”来实现的。因此“环节”是“变换器”，也称作算子。在二元控制系统中，把代表系统运动状态的量叫作坐标变量；而“影响”、“调节”其中的环节(或算子)的量叫算子变量。把系统中变量划分为如此两类的这一原则叫做二元原则，体现二元原则的控制系统叫作二元控制系统[5]。

二元控制系统的设计可以通过系统的误差x(系统的实际输出与要达到的目标的差)与“性质误差”(系统的实际误差x与所要求的设定误差的差)这样两种因素共同调节系统以达到控制目的，其基本框图如图2所示。

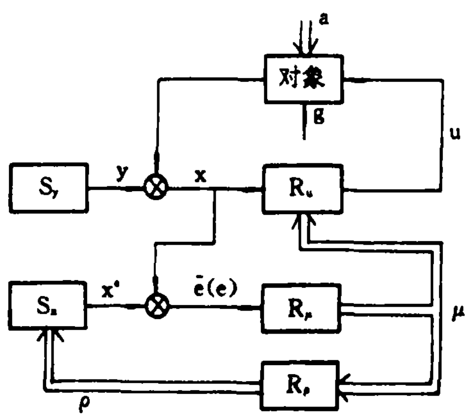

图2 二元控制系统框图

图中“⇒”表示算子变量及流向，“→”表示坐标变量及流向，S_y 是用来产生设定值 y^* 的机构，S_x 是用来产生所希望的误差的机构，$x=y^*-y$ 是系统的误差，$e=x^*-x$ 中性质误差，R_u 是控制器。R_μ 是一动态环节，其作用是将性质误差e转变成算子变量 μ 来调节控制器 R_u。R_ρ 也是一动态环节，它将保证 S_x 改变形式以便于利用有限增益就能达到控制目的。当然对于一些特殊问题，上述框架会有一些适当增减。

4 非线性PID控制器参数自整定的设计思想及实现方式

为设计出用二元控制系统对非线性PID控制器中参数进行调节的控制系统，我们首先分析PID控制器中各成份在控制中的作用。

对于存在扰动(常值或时变)的系统，积分部分是作为一个伺服机构[6]，其作用是抵消扰动对系统的影响，而“P”和“D”的作用在于对不含扰动系统的镇定。据此，可引入一个反馈机制调节“I”部分的系数，使积分抵消扰动，同时引入另外的反馈机制，使其调节“P”、“D”部分的系数，以达到镇定不含扰动的系统的目的。于是我们得到如下控制系统框图(图3)。

图中两个跟踪-微分器分别是对量测信号y及被跟踪信号 y^* 进行“加工”的机构，即复原出其本身及相应的“近似微分”信号，这里不妨分别记为 $y,\dot{y}$ 和 $y^*,\dot{y}^*$。$S_y,S_{\bar{\varepsilon}}$ 与 $S_{\dot{\varepsilon}}$ 是设定值机构，将分别产生被跟踪信号 y^* 及所希望的误差 ε_1、ε_2 的变化方式。R_{μ_1},R_{μ_2} 是两个动态环节，将

分别产生变量 μ_1,μ_2 来调节“P”、“D”的系数及“I”的系数。

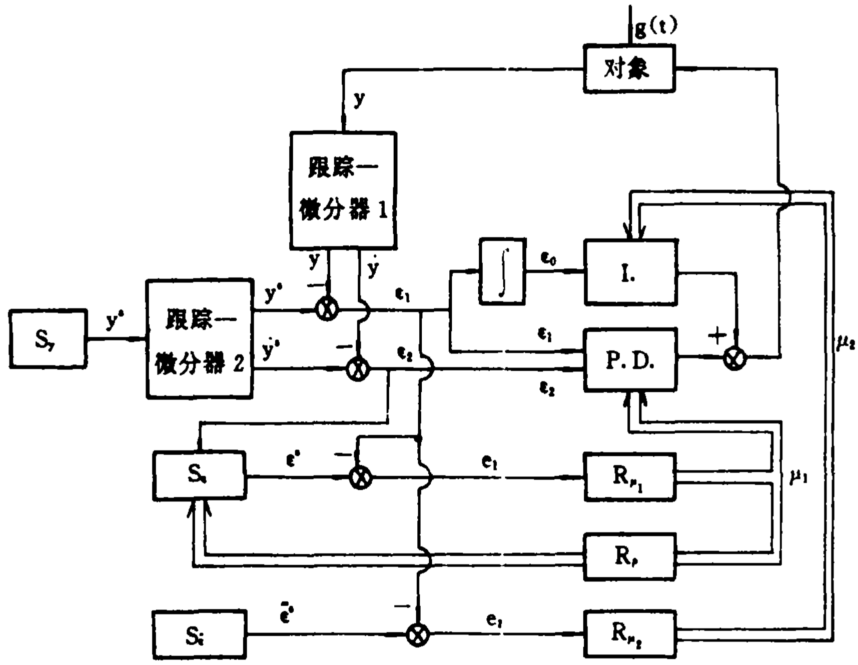

图3 非线性PID参数自整定系统框图

对上述控制系统，其实现可由下面的方式决定：

1） $y,\dot y$ 及 $y^*,\dot y^*$ 分别由

$$\begin{cases}\dot z_1 = z_2\\ \dot z_2 = R_1 g_1(z_1 - y, z_2/\sqrt{R_1})\end{cases}\tag{4.1}$$

和

$$\begin{cases}\dot z_3 = z_4\\ \dot z_4 = R_2 g_2(z_3 - y^*, z_4/\sqrt{R_2})\end{cases}\tag{4.2}$$

决定。其中 g_1,g_2 的选取只要保证当 $y=y^*=0$，且 $R_1=R_2=1$ 时，系统(4.1)，(4.2)的零解是渐近稳定的即可[4]。

2） 在1)的基础上得到PID控制所需的三个量

$$\begin{cases}\varepsilon_1 = y^* - y\\ \varepsilon_2 = \dot y^* - \dot y\\ \varepsilon_0 = \int_0^t [y^*(\tau) - y(\tau)]d\tau\end{cases}\tag{4.3}$$

假定由 S_ε 产生的信号为 ε^*，这里我们取

$$\varepsilon^* = -c\varepsilon_2, \qquad c > 0 \tag{4.4}$$

则“性质误差”e_1 为

$$e_1 = -c\varepsilon_2 - \varepsilon_1 \tag{4.5}$$

根据(4.1)且假设系统的扰动项为 $g(t)$，则取 $S_{\bar\varepsilon}$ 产生的信号 $\bar\varepsilon^*$，使得“性质误差”e_2 为

$$e_2 = \beta_0|\varepsilon_0|^{\alpha}\mathrm{sign}(\varepsilon_0) + g(t) \tag{4.6}$$

由"性质误差"$e_1(e_2)$产生的算子变量 $\mu_1(\mu_2)$，这里取下面的形式

$$\dot{\mu}_i=\begin{cases}-\gamma_i\mathrm{sign}(e_i) & |\mu_i|\leqslant 1, \quad i=1,2\\ -\omega_i\mu_i & |\mu_i|>1, \quad |\mu_i(t_0)|\leqslant 1\end{cases} \tag{4.7}$$

由 $\mu_i(i=1,2)$对 $\beta_j(j=0,1,2)$的调节取下面的形式

$$\beta_0=k_0^0\mu_2\mathrm{sign}(\varepsilon_0) \tag{4.8}$$

$$\beta_i=k_i^0\mu_1\mathrm{sign}(\varepsilon_i) \qquad (i=1,2) \tag{4.9}$$

这样在整个控制器中需要设计的参数为

$$R_1、R_2; \quad \gamma_1,\gamma_2; \quad k_0^0,k_1^0,k_2^0; \quad \omega_1,\omega_2; \quad \alpha$$

其中 α 可先取定，通常 $0<\alpha\leqslant 1$；ω_1、ω_2 亦可以先决定，即取为非负的常数；R_1、R_2 则可根据量测信号和被跟踪信号的品质来定，通常当信号 y,y^* 比较"光滑"时，$R_i(i=1,2)$的值可小一些，否则 $R_i(i=1,2)$取较大值；而 k_1^0,k_2^0 和 k_0^0 以及 γ_1,γ_2 的选择可以根据下面的分析结果来确定。对于一个系统，一旦对上述参数确定好之后，就可以实现在线自动调节。

5 主要分析结果

现对设计出的控制系统进行分析，即决定其中的设计参数，以达到自整定的目的。

考虑系统

$$\begin{cases}\dot{\varepsilon}_1=\varepsilon_2\\ \dot{\varepsilon}_2=f(\varepsilon_1,\varepsilon_2)+g(t)+u\end{cases} \tag{5.1}$$

其中 ε_1 表示误差，ε_2 表示误差微分，$g(t)$是扰动项，$f(0,0)=0$。

根据(4.8)、(4.9)，引入二元控制系统之后控制量为

$$u=k_0^0\mu_2|\varepsilon_0|^\alpha+k_1^0\mu_1|\varepsilon_1|^\alpha+k_2^0\mu_1|\varepsilon_2|^\alpha \tag{5.2}$$

其中

$$\varepsilon_0=\int_0^t\varepsilon(\tau)d\tau$$

为避免 ε_0 为零时对扰动项失控的情形，我们引入一个"持续激励"δ 到控制量中，取

$$\bar{u}=k_0^0\bar{\mu}_2(|\varepsilon_0|^\alpha+\delta)+k_1^0\mu_1|\varepsilon_1|^\alpha+k_2^0\mu_1|\varepsilon_2|^\alpha \tag{5.2'}$$

其中 μ_1 由(4.7)决定，μ_2 由下式决定

$$\dot{\mu}_2=\begin{cases}-\gamma_2\mathrm{sign}[k_0^0\mu_2(|\varepsilon_0|^\alpha+\delta)+g(t)], & |\mu_2|\leqslant 1\\ -\omega_2\mu_2, & |\mu_2|>1, \quad |\mu_2(t_0)|\leqslant 1\end{cases} \tag{5.3}$$

定理1 若 μ_2 由(5.3)决定，则当

$$k_0^0>\sup_{t\geqslant t_0}\left|\frac{g(t)}{\delta+|\varepsilon_0|^\alpha}\right| \tag{5.4}$$

$$\gamma_2>\sup_{t\geqslant t_0}\left|\frac{\alpha k^0|\varepsilon_1||\varepsilon_0|^{\alpha-1}+\dot{g}(t)}{k^0(|\varepsilon_0|^\alpha+\delta)}\right| \tag{5.5}$$

时，存在有限时刻 t'，使得当 $t\geqslant t'$ 时，有

$$k_0^0\mu_2(|\varepsilon_0|^\alpha+\delta)+g(t)=0 \tag{5.6}$$

证明 若记

$$\tilde{e}_2=k_0^0\mu_2(|\varepsilon_0|^\alpha+\delta)+g(t) \tag{5.7}$$

且定义：$d|x|/dt=\dot{x}\mathrm{sign}x$，则有

$$\dot{\tilde{e}}_2=k_0^0\dot{\mu}_2(|\varepsilon_0|^\alpha+\delta)+\dot{g}(t)+k_0^0\mu_2\alpha|\varepsilon_0|^{\alpha-1}\varepsilon_1\mathrm{sign}(\varepsilon_0) \tag{5.8}$$

据(5.3)知，$|\mu_2|\leqslant 1$，则

$$\dot{\mu}_2 = -\gamma_2 \mathrm{sign}(\bar{e}_2) \tag{5.9}$$

因而当(5.5)成立时，有

$$\bar{e}_2 \cdot \dot{\bar{e}}_2 \leqslant 0 \tag{5.10}$$

下面利用反证法证明，存在有限时刻 t'_1，$\bar{e}_2(t'_1)=0$。若 $\bar{e}_2$ 恒不为零，即 $\bar{e}_2$ 保持符号，则据(5.3)式，在 $t\geqslant t'_1+2/\gamma_2$ 时有

$$\mu_2 = -\mathrm{sign}(\bar{e}_2) \tag{5.11}$$

从而当(5.4)成立时，$\dot{\bar{e}}_2$ 与其本身符号相反，故 $\bar{e}_2=0$ 矛盾。

根据以上分析，知定理结论成立。(证毕)

下面仅考虑系统

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 = f(\varepsilon_1,\varepsilon_2) + k_1^0\mu_1|\varepsilon_1|^a + k_2^0\mu_1|\varepsilon_2|^a \end{cases} \tag{5.12}$$

其中 μ_1 由(4.5)和(4.7)决定，即

$$\dot{\mu}_1 = \begin{cases} -\gamma_1 \mathrm{sign}(e_1), & |\mu_1|\leqslant 1 \\ -\omega_1\mu_1, & |\mu_1|>1, \qquad |\mu_1(t_0)|\leqslant 1 \end{cases} \tag{5.13}$$

取 $\overline{G}_{\delta_0}=\{(\varepsilon_1,\varepsilon_2): |e_1|\leqslant\delta_0 l_1|\varepsilon_1|+\varepsilon_0 l_2|\varepsilon_2|\}$

其中 $0<l_i\leqslant 1$ 且 $0<\delta_0<1$。$G_0=\{(\varepsilon_1,\varepsilon_2); e_1(\varepsilon_1,\varepsilon_2)=0\}$。

记 $l_M=\max(l_1,l_2)$，且 $\bar{\varepsilon}=(\varepsilon_1,\varepsilon_2)$。

类似于对含有未知参数的线性模型的分析方法[5]，我们对(5.12)和(5.13)组成的系统采取如下步骤：

1)给出当 $\bar{\varepsilon}\in\overline{G}_{\delta_0}$ 时，系统(5.12)稳定的条件；

2)决定 $\overline{G}_{\delta_0}$ 是 G_0 不变的条件；

3)决定 $\overline{G}_{\delta_0}$ 吸引的条件。

通过问题1)—3)的解决，可知系统(5.12)稳定的条件。从而亦可以确定相应的设计参数的取值。

由(5.12)及(5.13)决定的系统是由右边不连续的微分方程描述，故系统的解的定义，延拓按[7]中解的意义来理解。同时由(5.13)知，$|\mu_1|\leqslant 1(t\geqslant t_0)$。以下仅考虑如下形式的解，即 $\{(\bar{\varepsilon},\mu_1); |\mu_1|\leqslant 1\}$，这里称这样的解为V-解。

定理2[5] 对于正常数 C 和 δ_0，若不等式

$$\delta_0 l_M < C \tag{5.14}$$

且系统(5.12)的每一V-解 $(\bar{\varepsilon},\mu_1(t))$，当 $t>t_0$ 时，均有 $\bar{\varepsilon}(t)\in\overline{G}_{\delta_0}$，则当

$$\delta_0 < \frac{C}{l_M(C+2)} \tag{5.15}$$

时，系统(5.12)的任意V-解，均有

$$\lim_{t\to\infty}\|\bar{\varepsilon}(t)\| = 0$$

定理3 对于由(5.12)及(4.7)决定的系统，若下面的关系成立

$$\gamma_1 > \frac{2}{\delta}\sup_{t\geqslant t_0,\varepsilon\neq 0}\left|\frac{\tilde{C}f + (1-\lambda\delta_0 l_1 \mathrm{sign}\varepsilon_1)\varepsilon_2 + \tilde{C}k_1^0|\varepsilon_1|^a + \tilde{C}k_2^0|\varepsilon_2|^a}{\delta_0 l_1|\varepsilon_1| + \delta_0 l_2|\varepsilon_2|}\right| \tag{5.16}$$

其中 $\tilde{C}=C-\lambda\delta l_2 \mathrm{sign}(\varepsilon_2)$，且 $|\lambda|\leqslant 1$。同时当 $|\lambda|=1$ 时有

$$\min_i\{k_i^0, i=1,\dot{2}\} > \sup_{t\geq t_0, \epsilon\neq 0} \left| \frac{\tilde{C}f(\epsilon_1,\epsilon_2)+\epsilon_2(1-\tilde{\lambda}\delta_0 l_1 \mathrm{sign}\epsilon_1)}{\tilde{C}(|\epsilon_1|^{a}+|\epsilon_2|^{a})} \right| \tag{5.17}$$

则对于系统(5.12),集 $\bar{G}_{\delta_0}$ 是 G_0 不变的。(证明略)

定理 4 如果 G_0 对变结构系统(VS)

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_1 = \epsilon_2 \\ \dot{\epsilon}_2 = f(\epsilon_1,\epsilon_2) - (k_1^0|\epsilon_1|^{a} + k_2^0|\epsilon_2|^{a})\mathrm{sign}(e_1) \end{cases} \tag{5.18}$$

是 Q 吸引的,则集 $\bar{G}_{\delta_0}$ 对(5.12)是吸引的。

证明 根据(5.13)不难知道,若 e_1 恒不为零,则系统(5.12)与(5.18)是等价的。然后利用 VS 理论[8],不难验证定理结论成立。(证毕)

定理 5 集合 G_0 对变结构系统(5.18)是 Q 吸引的,如果关系式(5.17)在 $\tilde{\lambda}=0$ 时成立。

证明 对于系统(5.18)有

$$\dot{e}_1 = Cf(\epsilon_1,\epsilon_2) + \epsilon_2 - C(k_1|\epsilon_1|^{a} + k_2|\epsilon_2|^{a})\mathrm{sign}(e_1)$$

故当定理条件被满足时有

$$\dot{e}_1 e_1 \leqslant 0$$

故定理结论成立。

从上面的结论可知,对于一个系统先对其对象的变化范围(而不是模型本身的状态)有一个估计,然后根据上述定理即可以确定相应的设计参数,最终实现对系统的调节。因而上述方法对不确定系统是有效的。

6 结束语

本文将二元控制系统用于非线性 PID 控制系统,给出了实现非线性 PID 参数自整定的设计方法及相应的分析结果。理论分析和仿真结果均表明这种方法的有效性。尤其要强调的是,这样的控制系统对于有界扰动或快速时变参数的调节是相当有效的。

参考文献

[1] Åström, K. J., et al., Towards Intelligent PID Control, Automatica, Vol. 28, No. 1, 1992, 1—9

[2] 蒋新华,自适应 PID 控制(综述),信息与控制,第 5 期,1988 年,41—49

[3] 韩京清,非线性 PID 控制器,自动化学报(已录用)

[4] 韩京清,王伟,非线性跟踪—微分器,92 全国智能控制与自适应控制理论与应用研讨会论文集,1992 年,西安

[5] Emelyanov, S. V., Binary Control Systems (Moscow: Mir), 1988

[6] Tseng, H. C., Error-feedback Servomechanism in Non-linear Systems, Int J. Control, Vol. 55, No. 5, 1992, 1093—1114

[7] Filippov, A. F., Differential Equations with Discontinuous Rightside Sides, Kluwer Academic Publishers, 1988

[8] Utikin, V. I., Variable Structure Systems with Sliding Modes, IEEE TRrans. Auto. Contr. Vol. 22, 1977, 212—222