

文章编号: 1005-3662(2002)03-0013-06

从 PID 技术到“自抗扰控制”技术

韩京清

(中国科学院 数学与系统科学研究院 系统科学所, 北京 100080)

摘 要: 从传统 PID 的原理出发, 分析了它的优缺点。利用非线性机制来开发了一些具有特殊功能的环节: 跟踪微分器(TD), 扩张状态观测器(ESO), 非线性 PID(NPID)等, 并以此组合出高品质的新型控制器—自抗扰控制器(ADRC), 从而形成了新的“自抗扰控制”技术。新型的控制器具有算法简单、参数易于调节的特点。

关 键 词: PID; 非线性反馈; 自抗扰控制

中图分类号: TP 13 **文献标识码:** A

1 引 言

PID 控制器在工业过程控制中占据的主导地位是绝无仅有的。目前, PID 控制器在运动控制、航天控制及其他过程控制的应用中, 仍然占据 95 %以上。据最新的文献[1] 显示, 在纸浆和造纸工业中, PI 控制器的应用甚至超过了 98 %。由此可见, 不管现代控制理论给出的控制方法在理论上是多么的完美而漂亮, 可是仍然难以在现代的工业控制中找到自己的立足之处。这说明时至今日, 控制理论和工程实际相脱离的鸿沟不但没有弥合的迹象, 反而有了加剧的趋势。

面对这种尴尬的局面, 我们不得不重新认识 PID 控制技术, 探索其机理, 发扬其优势, 克服其缺点, 进而寻找更好的控制技术。本文的出发点就在于此。

2 传统 PID 的结构及优、缺点

传统 PID 的结构如图 1 所示。

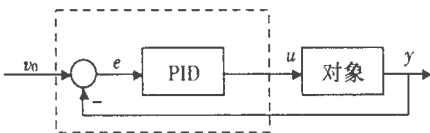


图 1 传统 PID 的结构

$$u = k_0 \int_0^t e d\tau + k_1 e + k_2 \frac{de}{dt}$$

工业过程控制的 PID 控制原理是基于误差来生成消除误差的控制策略: 用误差的过去、现在

和变化趋势的加权和控制策略。PID 在实际中大量应用, 但不易满足高性能要求, 于是想靠对象模型来寻求更好的控制方法, 但靠模型的路子恰恰把 PID 的最大优点丢掉了。

PID 的优点: 靠控制目标与实际行为之间的误差来确定消除此误差的控制策略。

PID 的缺点: ①误差的取法; ②由误差 e 提取 de/dt 的办法; ③“加权和”策略不一定最好; ④积分反馈有许多副作用。

我们的思路是探讨更好的控制策略, 这种策略的宗旨是保留 PID 的优点, 克服其缺点。我们的工具是利用特殊非线性效应来开发具有特殊功能的环节, 并以此来组合出高品质控制器。

克服 PID“缺点”的具体办法是: ①安排合适的“过渡过程”; ②合理提取“微分”-“跟踪微分器”(Tracking Differentiator, TD); ③探讨合适的组合方法-“非线性组合”(NF); ④探讨“扰动估计”办法-“扩张状态观测器”(Extended State Observer, ESO)。

下面, 我们以二阶对象控制为例来讨论保留 PID 的优点, 克服其缺点的办法。

3 合理提取微分的方法-“跟踪微分器”(TD)

1) 经典微分器的形式为:

$$y = w(s)v = \frac{s}{\tau s + 1}v = \frac{1}{\tau} \left(1 - \frac{1}{\tau s + 1} \right) v,$$

$$y(t) \approx \frac{1}{\tau} (v(t) - v(t - \tau)) \approx \dot{v}(t)$$

收稿日期: 2002-04-08

作者简介: 韩京清(1937—), 男(朝鲜族), 吉林长白人, 研究员, 大学本科, 主要从事控制理论与应用等方面的教学与科研工作。

式中, $v(t)$, $y(t)$ 分别是系统的输入、输出信号, $w(s)$ 是系统的传递函数。当对信号 $v(t)$ 叠加随机噪声 $n(t)$ 时

$$y(t) \approx \frac{1}{\tau}(v(t) - v(t - \tau)) + \frac{n(t)}{\tau} \approx v(t) + \frac{1}{\tau}n(t)$$

τ 越小时, 系统输出的“噪声放大”就越严重。

若用近似微分公式

$$\dot{v}(t) \approx \frac{v(t - \tau_2) - v(t - \tau_1)}{\tau_2 - \tau_1}, 0 < \tau_1 < \tau_2,$$

$$\text{则有 } y = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \left(\frac{1}{\tau_1 s + 1} - \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right) v = \frac{s}{\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2)s + 1} v$$

可以降低“噪声放大”的效应。

这里, “微分”信号是用“尽快地跟踪输入信号”的办法得到的。那么能否用“最快地跟踪”的办法得到微分信号呢?

2) 跟踪—微分器的一般理论^[2]

设二阶系统为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u, |u| \leq r \end{cases}$$

上式的“快速最优控制”综合系统为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r \operatorname{sgn}(x_1 + x_2 |x_2| / (2r)) \end{cases}$$

把 $x_1(t)$ 改为 $x_1(t) - v(t)$, 得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r \operatorname{sgn}(x_1 - v(t) + x_2 |x_2| / (2r)) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $x_1(t)$ 是在限制 $|\dot{x}_1| \leq r$ 下, 最快地跟踪输入信号 $v(t)$ 。 $x_1(t)$ 充分接近 $v(t)$ 时, 有 $x_2(t) = \dot{x}_1(t)$ 可做 $v(t)$ 的近似微分。

定理 设二阶系统为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) \end{cases} \quad (2)$$

若二阶系统式(2)稳定, 那么对 \forall 有界可测 $v(t)$, $t \in [0, +\infty)$, $\forall T > 0$, 有系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = r^2 f(x_1 - v(t), x_2/r) \end{cases} \quad (3)$$

且系统式(3)的解 $x_1(r, t)$ 满足

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \int_0^T |x_1(r, t) - v(t)| dt = 0$$

式中, $x_1(r, t)$ 跟踪 $v(t)$, $x_2(r, t)$ 收敛于“广义函数” $\dot{v}(t)$ 的“广义导数”。

系统式(3)称做系统式(2)派生的“跟踪微分器”。

系统式(1)称做“快速跟踪微分器”。

3) “快速跟踪微分器”的离散形式

用跟踪微分器式(1)来进行数值计算, 进入“稳态”时易产生“高频颤振”, 把 $\operatorname{sgn}(x)$ 改成 $\operatorname{sat}(x, d)$ 也不能使之避免。为此, 我们给出“跟踪微分器”的离散形式。

设离散系统为:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + hu, |u| \leq r \end{cases}$$

直接对上式求“快速控制最优综合函数”, 得

$$u = fst(x_1, x_2, r, h);$$

$$d = rh; d_0 = dh;$$

$$y = x_1 + hx_2; a_0 = (d^2 + 8r|y|)^{\frac{1}{2}};$$

$$a = \begin{cases} x_2 + (a_0 - d)/2, & |y| > d_0 \\ x_2 + y/h, & |y| \leq d_0 \end{cases}$$

$$fst = \begin{cases} ra/d, & |a| \leq d \\ r \operatorname{sgn}(a), & |a| > d \end{cases}$$

式中, h 为积分步长。

有离散系统为:

$$\begin{cases} x_1(t+h) = x_1(t) + hx_2(t) \\ x_2(t+h) = x_2(t) + hfst(x_1(t) - v(t), x_2(t), r, h) \end{cases} \quad (4)$$

系统式(4)是很好的数值微分器, 称做“快速离散跟踪微分器”^[3]。把函数 $fst(\cdot)$ 中的变量 h 取成与步长 h 相互独立的新变量 h_0 , 得

$$\begin{cases} x_1(t+h) = x_1(t) + hx_2(t) \\ x_2(t+h) = x_2(t) + hfst(x_1(t) - v(t), x_2(t), r, h_0) \end{cases} \quad (5)$$

系统式(5)有两个可调参数 r, h_0 。 r 决定跟踪速度, 称做“速度因子”; h_0 起对噪声的滤波作用, 称做“滤波因子”。

注1: 函数 $fst(x_1, x_2, r, h_0)$ 在控制和信号处理中的作用非常广泛。

4 安排过渡过程

在一般的控制系统中, 误差直接取成:

$$e = v - y$$

式中, v 为设定值; y 为系统输出。

误差的这种取法使初始误差很大, 易引起“超

调”，很不合理。根据对象承受的能力，我们先安排合理的过渡过程 $v_1(t)$ ，然后误差取成 $e=v_1(t)-y$ ，这是解决PID的“快速性”和“超调”之间矛盾的有效办法，也是提高调节器“鲁棒性”的一种办法^[4]。

跟踪微分器的阶跃响应为：

$$\begin{cases} v_1(t+h)=v_1(t)+hv_2(t) \\ v_2(t+h)=v_2(t)+hfst(v_1(t)-v_0(t),v_2(t),r,h_0) \end{cases}$$

对系统输入 $v_0=1$ 的阶跃信号。 $v_1(t)$ 表示安排的过渡过程，无超调； $v_2(t)$ 表示其微分信号。阶跃响应曲线如图2所示。

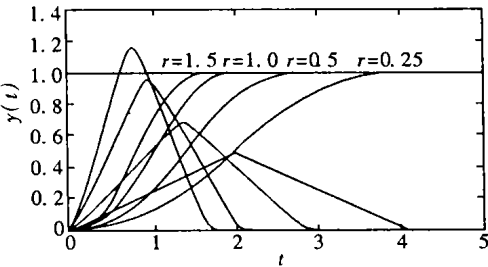


图2 阶跃响应曲线图

安排过渡过程的原则 选加速度形状，先正，后负，正部分面积与负部分面积相等；积分两次，得单调上升、无条件超调的过渡过程，如图3所示。

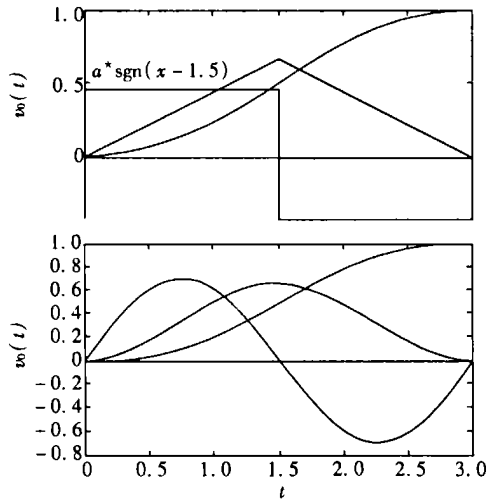


图3 安排过渡过程曲线图

5 非光滑(非线性)反馈效应

考察一阶误差系统

$$\dot{\epsilon} = w + u$$

对上式实施误差的线性反馈 $u=-k\epsilon, k>0$ ，则

$$\dot{\epsilon} = -k\epsilon + w, 1/2(d\epsilon^2/dt) + k\epsilon^2 = \epsilon w$$

如果存在一常数 $w_0>0$ ，满足 $|w|<w_0, 1/2(d\epsilon^2/dt)<-k|\epsilon|(|\epsilon|-w_0/k)$ ；则当 $|\epsilon|>w_0/k$ 时，有 $d\epsilon^2/dt<0$ ，即“稳态误差”或“静差”小于 w_0/k 。即在线性反馈之下，稳态误差与反馈增益 k 成反比。

“非光滑(非线性)反馈”^[5 6]：

$$u = -k|\epsilon|^\alpha \text{sgn}(\epsilon), \alpha > 0$$

$$\dot{\epsilon} = -k|\epsilon|^\alpha \text{sgn}(\epsilon) + w$$

$$1/2(d\epsilon^2/dt) < -k|\epsilon|(|\epsilon| - w_0/k),$$

当 $|\epsilon|>w_0/k$ 时，有 $d\epsilon^2/dt<0$ ，因此系统的“静差”最终要小于 $(w_0/k)^{1/\alpha}$ 。取 $w_0=1, k=10, \alpha=2; 1; 0.5; 0.25$ ，则稳态误差 $(w_0/k)^{1/\alpha}$ 分别是： $0.1^{1/2}=0.316; 0.1^1=0.1; 0.1^2=0.01; 0.1^4=0.0001$ 。 α 减小，就以数量级的方式减小稳态误差。

若取 $\alpha=0$ ， $(w_0/k)^{1/\alpha}=0$ ，则反馈形式 $u=-k\text{sgn}(\epsilon)$ 为变结构控制。

线性反馈：增益反比的方式抑制扰动；

非光滑反馈：数量级的方式抑制扰动。

当 $\alpha=0$ 时，反馈为变结构形式，完全抑制了扰动。变结构控制对模型和扰动独立的机理就在于此。取 $w_0=1, k=1.5, \alpha=2; 1; 1/2; 1/3; 1/5$ ，则静差图如图4所示。

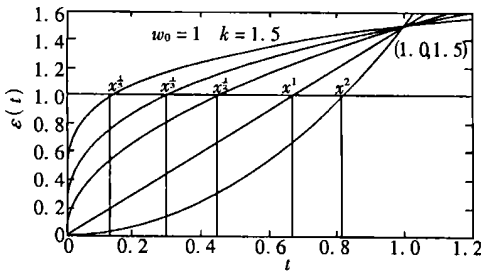


图4 不同反馈的系统静差图

误差衰减的动态特性：

设误差方程为：

$$\dot{\epsilon} = -k|\epsilon|^\alpha \text{sgn}(\epsilon), \epsilon_0 = \epsilon(0)$$

上式的通解为：

$$\epsilon(t) = \begin{cases} \frac{\text{sgn}(\epsilon_0)}{\left[\frac{1}{|\epsilon_0|^{\alpha-1}} + (\alpha-1)kt \right]^{\frac{1}{\alpha-1}}}, & \alpha > 1 \\ \epsilon_0 \exp(-kt), & \alpha = 1 \\ \frac{\text{sgn}(\epsilon_0)}{\left[\frac{1}{|\epsilon_0|^{1-\alpha}} - (1-\alpha)kt \right]^{\frac{1}{1-\alpha}}}, & \alpha < 1 \end{cases}$$

式中, $t \leq |\epsilon_0|^{1-\alpha}/k(1-\alpha)$ 。当 $\alpha > 1$ 时, $\epsilon(t)$ 以 $1/(kt)^{1/(\alpha-1)}$ 的速度衰减; 当 $\alpha = 1$ 时, $\epsilon(t)$ 以 $\exp(-kt)$ 的速度“指数衰减”; 当 $\alpha < 1$ 时, 在 $T = |\epsilon_0|^{1-\alpha}/k(1-\alpha)$ 时刻, $\epsilon = 0$, 即“有限时间衰减”到 0。

这里 $\alpha \geq 1$ 时是“光滑反馈”; $\alpha < 1$ 时是“非光滑反馈”; $\alpha = 0$ 时是“变结构控制”。

注 2: “非光滑反馈”的效率比“光滑反馈”好。“光滑反馈”里, “指数衰减率”最好; “非光滑”反馈里, “指数衰减率”最不好。

6 非线性 PID

利用跟踪微分器 (TD), 把经典 PID 改造成“非线性 PID”, 其结构如图 5 所示。

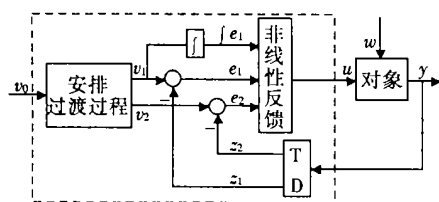


图 5 非线性 PID 结构图

这里 TD 给出跟踪输出 y 的量 z_1 及其微分 z_2 ; 误差、积分、微分是由安排的过渡过程和 TD 的输出 z_1, z_2 来产生的。

$$e_1 = v_1 - z_1, e_0 = \int_0^t e_1, e_2 = v_2 - z_2 = e_1$$

把原先的“加权和”改成“非线性组合”而得“非线性 PID”。一种可用的“非线性组合”形式为:

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \\ e/\delta^{1-\alpha}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad \delta > 0$$

当 $\alpha < 1$ 时, fal 函数具有: 小误差, 大增益; 大误差, 小增益的特性。

“非线性 PID”的控制律为^[7]:

$$u = \beta_0 fal(e_0, \alpha_0, \delta) + \beta_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta) + \beta_2 fal(e_2, \alpha_2, \delta)$$

式中, $\alpha_0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2$, 甚至可取 $\alpha_0 < 0, 0 < \alpha_1 \leq 1, \alpha_2 \geq 1$ 。也可采用其他合适的“非线性组合”。

7 扩张状态观测器 (ESO)

对于系统方程

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

系统 $\dot{z} = Az - L(Cz - y) + Bu$

称为经典状态观测器。这两个系统的误差方程为:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon} = z - x \\ \dot{\epsilon} = (A - LC)\epsilon \end{cases}$$

矩阵 $A - LC$ 稳定时, $z(t)$ 渐近地估计状态变量 $x(t)$ 。如果 L 是依噪声特性按最小方差律确定的, 则这个状态观测器就是卡尔曼滤波器。

考虑系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

若 $f(x_1, x_2, t)$ 为已知, 则其观测器可设计为:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}\epsilon_1 \\ \dot{z}_2 = f(z_1, z_2, t) - \beta_{02}\epsilon_1 + bu \end{cases}$$

问题: 很多情况下 $f(x_1, x_2, t)$ 未知, 因此不能应用 $f(x_1, x_2, t)$, 那么如何构造状态观测器呢?

当 $f(x_1, x_2, t)$ 未知时, 把 $f(x_1, x_2, t)$ 当作扰动, 用“非光滑反馈”效应抑制其作用。

令 $\dot{x}_3 = f(x_1, x_2, t)$, $\dot{x}_3 = g(x_1, x_2, t)$, 则 $g(x_1, x_2, t)$ 也是未知函数, 于是有

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = g(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \\ \epsilon_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}\epsilon_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}fal(\epsilon_1, \alpha_1, \delta) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}fal(\epsilon_1, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\alpha_2 < \alpha_1$, 可取 $\alpha_1 = 0.5 = 1/2, \alpha_2 = 0.25 = 1/4$ 。

$$|g(x_1, x_2, t)| < w_0 \Rightarrow$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_1(t) - x_1(t)| < \left[\frac{w_0}{\beta_{03}} \right]^{1/\alpha_2},$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_2(t) - x_2(t)| < \beta_{01} \left[\frac{w_0}{\beta_{03}} \right]^{1/\alpha_2},$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_3(t) - f(x_1(t), x_2(t), t)| < \beta_{02} \left[\frac{w_0}{\beta_{03}} \right]^{1/\alpha_2}$$

被扩张的状态 $z_3(t)$ 对“未知扰动”的“实时作用量” $a(t) = f(x_1(t), x_2(t), t)$ 作出很好的估计。

系统式(7)叫做系统式(6)的“扩张状态观测器”^[8]。

若 $f(x_1, x_2, t) = f_0(x_1, x_2) + f_1(x_1, x_2, t)$, $f_0(x_1, x_2)$ 已知, 取 $x_3 = f_1(x_1, x_2, t)$, 则有

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \epsilon_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02} fal(\epsilon_1, \alpha_1, \delta) + f_0(z_1, z_2) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03} fal(\epsilon_1, \alpha_2, \delta) \end{cases}$$

式中, $f(\cdot)$ 是系统的“内扰”和“外扰”的总和, 即系统的“总扰动”。

ESO 的 $z_3(t)$ 估计的是“总扰动”中未知部分的“实时作用量” $a_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), t)$ 。

当控制量 $u = u_0 - (z_3(t) + f_0(x_1(t), x_2(t))) / b$ 时, 对象近似地变为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = bu_0 \\ y = x_1 \end{cases}$$

系统被“线性化”成“积分器串联型”。这是不确定系统的“实时动态线性化”。

“系统设计”问题变成对“积分器串联型系统”的设计问题。

8 自抗扰控制器 (Active Disturbances Rejection Controller, ADRC)

利用 TD 和 ESO, 给出如下 ADRC 控制器方案, 如图 6 所示。

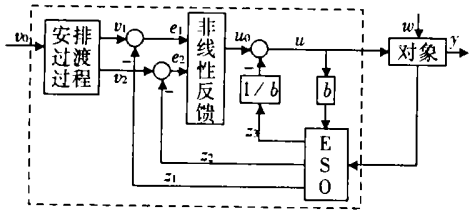


图 6 ADRC 结构框图

当对象有已知部分 $f_0(\cdot)$ 时, ADRC 结构如图 7 所示。

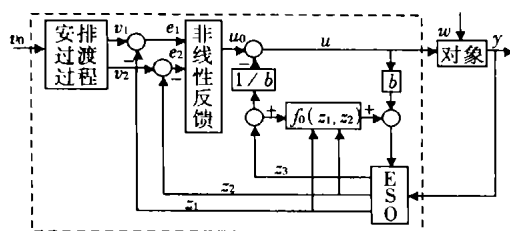


图 7 对象有已知部分时的 ADRC 结构框图

这里不再需要“误差积分”反馈。“自抗扰”意义在于“补偿”项 $-z_3(t)/b$, 系统的“未建模动

态”和“未知外扰”作用一并给予估计和补偿^[9]。

“自抗扰控制器”算法:

被控对象: $\dot{x} = f(x, \dot{x}, w, t) + bu, y = x$

1) 安排过渡过程

v_0 为设定值。

$$\begin{cases} v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + hfst(v_1(k) - v_0, v_2(k), r, h_0) \end{cases}$$

或其他合适办法。

2) 估计状态和总扰动 (ESO 方程)

$$\begin{cases} \epsilon_1 = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_{01} \epsilon_1) \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h(z_3(k) - \beta_{02} fal(\epsilon_1, \alpha_1, \delta) + bu(k)) \\ z_3(k+1) = z_3(k) - hfst(\epsilon_1, \alpha_2, \delta) \end{cases}$$

3) 控制量的形成

$$\begin{aligned} e_1 &= v_1(k) - z_1(k), \\ e_2 &= v_2(k) - z_2(k), \\ u_0 &= \beta_{01} fal(e_1, \alpha_1, \delta) + \beta_{02} fal(e_1, \alpha_2, \delta), \\ u(k) &= u_0 - z_3(k) / b, \end{aligned}$$

式中,

$$fal(\epsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\epsilon|^\alpha \text{sgn}(\epsilon), & |\epsilon| > \hat{\delta} \\ \epsilon / \delta^{1-\alpha}, & |\epsilon| \leq \hat{\delta} \end{cases} \quad \delta > 0$$

这个控制器的算法只需对象的输入输出数据 $u(k)$ 和 $y(k)$ 。

被控对象的函数 $f(x_1, x_2, t)$ 有已知部分 $f_0(x_1, x_2)$, 控制器算法中的 $u(k)$ 和 ESO 改为:

$$u(k) = u_0 - (z_3(k) + f_0(z_1(k), z_2(k))) / b$$

$$\begin{cases} z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_{01} \epsilon_1) \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h(z_3(k) - \beta_{02} fal(\epsilon_1, \alpha_1, \delta) \times f_0(z_1(k), z_2(k)) + bu(k)) \\ z_3(k+1) = z_3(k) - hfst(\epsilon_1, \alpha_2, \delta) \end{cases}$$

9 “控制问题”的描述

从自抗扰控制器的作用机理看, 我们从另外一个角度描述控制问题。

从控制的目的来看, 对于下面两个系统

$\dot{x} = f(x, \dot{x}, w, t) + bu, y = x$ 和 $\dot{x} = f(t) + bu, f(t) = f(x(t), \dot{x}(t), w(t), t), y = x$ 它们的控制问题没有什么区别。

① 被控对象 以一定范围变化的 $f(t)$ 和输入量 u 所驱动动态系统为:

$$\dot{x} = f(t) + bu, y(t) = x(t)$$

记 $F = \{f(t) \mid |f(t)| \leq F_0\}$, F 为动态系统的集合。

② 控制目标 输入 $v_0(t)$, $|v_0(t)| \leq V_0$ 所激励的一动态过程 $\dot{v} = v_0(t)$ 的输出 $v(t)$ 所成的集合 V 。

③ 控制器 以 $v(t)$ 、 $y(t)$ 、 $u(t)$ 为输入、输出、控制量, 且含有可调参数 p 的动态系统, 用 $C(p)$ 表示。

④ 控制问题 用 $\{F, V\}$ 表示如下“控制问题”: 设计一控制器 $C(p)$, 对 $\forall f(t) \in F$ 和 $\forall v(t) \in V$, 控制器 $C(p)$ 所产生的控制量 $u(t)$, 都能使输出 $y(t)$ 跟踪目标 $v(t)$ 。

控制系统 $\dot{x} = f(t) + bu$ 的输出 $y(t) = x(t)$ 要跟踪信号 $v(t)$, $v(t)$ 是由信号发生器 $\dot{v} = v_0(t)$, $|v_0(t)| \leq V_0$ 产生的。

记 $M = F_0 + |b| V_0$, $\rho = M^{-\frac{1}{2}}$, 则称 ρ 为控制系统的“时间尺度”。“时间尺度”的直观意义为: 0.1 s 采样才能控制的问题的时间尺度比 1 s 采样才能控制的问题的时间尺度小, 是表明系统动作快慢的尺度。

ADRC 需要的只是 ρ 与 b 的粗略估计, 不需要 $f(x_1, x_2, t)$ 的具体形式。有了 ρ 与 b 的粗略估计, 控制器的参数也被确定了。

10 结 语

本文从传统的 PID 原理及其结构进行分析, 揭示了传统 PID 的优缺点, 并本着继承其优点, 克服其缺点的原则, 逐步阐述了自抗扰控制技术的基本思想。这项新的控制技术的核心是把系统的未建模动态和未知外扰作用都归结为对系统的“总扰动”而进行估计并给予补偿。采用的方法是充分运用特殊的“非线性”效应。

这种方法具有如下诸多优点: 安排过渡过程解决了“快速性和超调之间的矛盾”; 不用 I 反馈也能实现“无静差”, 避免了积分反馈的副作用; 统

一处理确定系统和不确定系统的控制问题; 不存在“鲁棒性”问题, 只有控制器的“鲁棒性”、“适应范围”; 抑制外扰, 不一定要知道其模型或要直接测量; 同一个 ADRC 控制“时间尺度”相当的一类对象; 线性、非线性对象一视同仁, 不用区分; 实现控制, 不一定要进行“辨识”; 解耦控制, 只需考虑“静态耦合”, 不用考虑“动态耦合”; ADRC 容易控制时滞系统等。

在 ADRC 技术中, “系统分类”不再是传统的线性、非线性、时变、时不变, 而是按系统的“时间尺度”来进行分类的。

参考文献:

- [1] G. J. Silva, A. Datta, S. P. Bhattacharyya. New Results on the Synthesis of PID Controllers[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(2): 241—252.
- [2] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 4(2): 177—183.
- [3] 韩京清, 袁露林. 跟踪微分器的离散形式[J]. 系统科学与数学, 1999, 19(3): 268—273.
- [4] 黄焕炮, 万辉, 韩京清. 安排过渡过程是提高闭环系统“鲁棒性、适应性和稳定性”的一种有效方法[J]. 控制理论和应用, 2001, 18(增): 89—94.
- [5] 韩京清. 反馈系统中的线性和非线性[J]. 控制与决策, 1988, 3(2): 27—32.
- [6] 韩京清. 控制系统的非光滑综合[C]. 中国控制会议论文集. 香港: 香港城市大学, 2000.
- [7] 韩京清. 非线性 PID 控制器[J]. 自动化学报, 1994, 20(4): 487—490.
- [8] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85—88.
- [9] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19—23.
- [10] 韩京清. 线性系统的结构与反馈系统计算[C]. 全国控制理论及其应用会议论文集. 北京: 科学出版社, 1981.
- [11] 韩京清. 控制理论—模型论还是控制论[J]. 系统科学与数学, 1989, 9(4): 328—335.
- [12] 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.
- [13] 韩京清, 张文革. 大时滞系统的自抗扰控制[J]. 控制与决策, 1999, 14(4): 354—358.

From PID Technique to Active Disturbances Rejection Control Technique

HAN Jing-qing

(Institute of Systems Science, AMSS, CAS, Beijing 100080, China)

Abstract In this paper, advantages and disadvantages of classical PID are investigated from its basic principles. A new type controller—Active Disturbances Rejection Controller (ADRC) with excellent characters is constructed via some links with especial functions such as Tracking Differentiator (TD), Extended States Observer (ESO) and Nonlinear PID (NPID), which are based on the nonlinear control mechanisms. Furthermore, the new active disturbances rejection control technique is formed. The new controller possesses the following characteristics: the algorithm is simple; the adjustment of the parameters is easier.

Key words PID; nonlinear feedback; active disturbances rejection control