

自抗扰控制技术

韩京清

(北京前沿科学研究所, 北京 100029)

摘 要: 本文提出了解决控制问题的新思路: “解决控制问题是在系统运行过程中施加控制力来达到控制目的的过程的控制”的思想; 介绍了如何从“发扬经典 PID 技术的精髓, 吸取现代控制理论成果, 开发利用非线性特性, 通过计算机平台上的仿真研究”中产生自抗扰控制技术的全过程; 并介绍组成自抗扰控制技术主要子技术: 跟踪微分器、扩张状态观测器、非线性反馈效应和几个有用的非线性函数。

关键词: 自抗扰控制, 跟踪微分器, 扩张状态观测器, 非线性控制, 鲁棒性

Auto Disturbances Rejection Control Technique

Abstract: It is imperative to understand that a control problem is solved, or a design objective is met, by imposing control action on a dynamic process, while it operates. In this sense, the problem is about the control of a process. To this end, the paper puts forward a new paradigm: Active Disturbance Rejection Control (ADRC). Discovered and developed on a computer simulation platform, ADRC is the embodiment of the quintessence of the dominating PID technology, the fruits of decades of progress in modern control, and the deliberate cultivation of nonlinear control mechanisms. Technology wise, ADRC consists of the Tracking Differentiator, the Extended State Observer, the Nonlinear Feedback Mechanisms and some nonlinear functions, all of which have been extensively used in engineering applications.

本文简单介绍了自抗扰控制技术和它是如何从经典 PID 控制技术演变出新型实用控制技术的基本想法和关键技术。自抗扰控制器 (Auto/Active Disturbances Rejection Controller, ADRC) 技术, 是发扬 PID 控制技术的精髓并吸取现代控制理论成就, 运用计算机仿真试验结果的归纳和综合中探索出来的, 是不依赖于被控对象精确模型的、能够替代 PID 控制技术的、新型实用数字控制技术。

一、控制理论与控制工程的脱节现象

在经典控制理论时期, 发展了把对象在运行点附近的局部动态特性——开环传递特性改造成期望的闭环传递特性 (当然也是运行点附近的局部动态特性) 来实现控制目

的的理论和设计方法。

以状态变量描述为基础的现代控制系统理论是把上述局部传递特性的改造过程转化为用状态反馈实现极点配置等来改善全空间 (或全局) 动态特性的问题。这样, 便形成了以全局动态特性的改造来实现控制目的的理论框架。既然立足于全局动态特性的改造, 就得借用整个经典的和现代的动力学系统理论工具, 于是, 矩阵理论、微分几何理论都涌入了控制理论界, 发展构筑了丰富多彩的“现代控制理论大厦”。

在这里, 采用的主要手段是“状态反馈”, 要解决的关键问题是被改造了的闭环动态特性的稳定性问题, 闭环动态稳定了才能实现控制目的, 我们把这种利用全局动态特性的改造来实现控制目的的方法称之为“全局控

作者简介:

韩京清, 莫斯科大学数学力学系研究生, 曾任中科院数学与系统科学研究院研究员, 现为北京前沿科学研究所研究员。研究领域为控制理论及其应用, 是自抗扰控制技术的创始人, 正在从事自抗扰控制技术及其应用方面的研究。

制”方法。

实现控制目的的这种全局控制方法的框图表示如下
(以二阶被控对象为例):

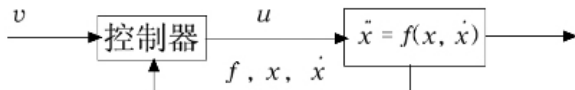


图 1

这里的控制器需要利用决定开环动态特性的函数 $f(x, \dot{x})$ 和状态变量 x, \dot{x} 及控制目标 $\psi(t)$ 。

但是, 这种全局控制方法需要知道关于开环动态特性 $f(x, \dot{x})$ 的先验知识和状态变量 x, \dot{x} 的信息, 这在许多工程实际中是很不现实的, 因为工程实际提供不了有关开环动态特性的多少先验知识, 因此这种全局控制方法是很难在实际中得到应用。

实际上, 实现控制目的不一定需要事先知道开环动态特性。例如, 对于二阶对象

$$\begin{cases} \ddot{x} = f(x, \dot{x}) + u \\ y = x \end{cases} \quad (1)$$

来说, 要实现控制目的不一定需要知道函数 $f(x, \dot{x})$ 和状态变量 x, \dot{x} 。

实现控制目的主要是在控制过程中施加控制力把目标 $\psi(t)$ 与对象输出 $y(t)$ 之间的误差 $e = \psi - y$ 衰减下去。为此, 只需知道开环动态在控制过程中的具体表现量

$$a(t) = f(x(t), \dot{x}(t)) \quad (2)$$

就够了, 但是, 根据式 (1), 这个表现量可以表示为

$$a(t) = \ddot{x}(t) - u(t) \quad (3)$$

这说明, 表现量 $a(t)$ 是根据对象的输入 $u(t)$ 和输出 $y(t) = x(t)$ 可以提炼出来的。

于是对控制量 $u(t)$ 补偿过程中的表现量 $a(t)$, 取成

$$u(t) = -a(t) + u_0 \quad (4)$$

那么这个控制过程的微分方程就变成完全线性的对象

$$\ddot{y}(t) = u_0(t) \quad (5)$$

然后把控制量 u_0 再取成误差 e 及其微分的反馈, 比如也可以采用效率更高的其他反馈形式)

$$u_0(t) = -a_1 e - a_2 \dot{e} + \ddot{\psi}(t), \quad a_1 > 0, a_2 > 0 \quad (6)$$

那么闭环过程方程最后变成

$$\ddot{e}(t) + a_1 \dot{e} + a_2 e = 0, \quad a_1 > 0, a_2 > 0 \quad (7)$$

显然这个微分方程是稳定的, 从而有 $e(t) \Rightarrow 0$, 于是达到了控制的目的 $y(t) \Rightarrow \psi(t)$ 。

这个过程并不着眼于全局动态特性的改造, 而着眼于过程中的输入-输出量和控制目标的信号处理和控制在目标与对象输出之间误差的“误差反馈”, 因此我们把这样的控制过程称作“过程的控制”。实现这种过程控制的框图如下:



图 2

这种控制器需要的只是对象的输入 u 、输出 y 和控制目标值 ψ , 不需要开环动态的任何先验知识, 因此这种控制方案是在工程实际中容易得到实现, 是研发实用控制器的可行思路。

用控制形式 (4) 来把原对象方程化成系统 (5) 的过程称作“动态补偿线性化”过程。这是与目前非线性控制理论中盛行的“状态反馈线性化”过程完全不同的线性化过程。

实际上, 如果我们把实现控制过程看做是一个过程的控制, 而不把它当作全局动态特性改造的全局的控制问题, 那么关键的问题是能否用输入-输出信号提炼出过程中的表现量 $a(t)$, 并如何提炼出 $a(t)$ 的问题。

用过程控制的观点来看, 被控对象的线性非线性、时变时不变、确定性不确定性特性已不应该成为区分对象复杂度和控制易难的尺度和分类被控对象特点的分类方式。

二、PID 控制的优缺点

不用被控对象的精确模型, 只用控制目标与对象实际行为之间误差来产生消除此误差的控制策略的过程控制思想, 是 PID 留给人类的宝贵思想遗产, 是 PID 控制技术的精髓。由于 PID 控制技术是立足于误差来减少误差的过程控制原理, 它才能在控制工程实践得到广泛有效地应用。

但是, 由于 PID 控制技术产生的时期, 受当时科技水平的局限, 它不可能采用先进数字信号处理技术来提高控制器性能, 因此 PID 控制技术就带着许多“不尽人意的缺陷”步入控制工程界, 出色地完成了大部分控制任务, 从而占据了控制工程界的神圣统治地位。

随着科技进步和控制品质要求的提高, 经典 PID 控制

技术“不尽人意的缺陷”也慢慢显露出来,这就需要开发出性能比 PID 控制器更优良的控制器的来为新的高、精、尖科技领域服务。

经典 PID 控制技术究竟有什么缺陷?概括起来就是信号处理太简单,未能充分发挥其优点。

PID 的基本结构如下:

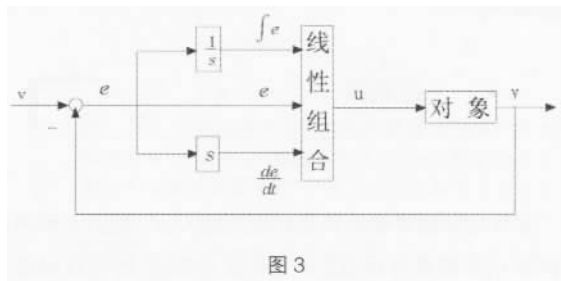


图 3

从这个框图可以概括出 PID 控制技术的如下四个方面的缺陷:

(1) 直接以 $e=v-y$ 的方式产生原始误差不太合理。这里控制目标 v 是在过程中可以“跳变”,但是对象输出 y 的变化都有惯性,不可能跳变,要求让缓变的变量 y 来跟踪能够跳变的变量 v ,本身就不合理。

(2) 产生误差信号 e 的微分信号 $\frac{de}{dt}$ 没有太好的办法。控制界有一个紧箍咒——微分器物理不可实现,只能近似实现:常用的近似微分器的传递函数为 $y = \frac{s}{s+1}v$ 。这个传递函数可展成 $y = \frac{1}{s+1}(1 - \frac{1}{s+1})v$,是近似微分公式 $y = \frac{v(t)-v(t-1)}{1}$ 的实现。但是当输入信号 $v(t)$ 被噪声 $n(t)$ 污染时,输出 y 中的近似微分 $\frac{v(t)-v(t-1)}{1}$ 信号就被放大的噪声分量 $\frac{n(t)}{1}$ 所淹没,无法利用。因此 PID 控制器除特殊情形之外,实际上都是 PI 控制器。

(3) 线性组合不一定是最好的组合方式。PID 控制器给出的控制量 u 是误差的现在—— $e(t)$ 、误差的过去—— $\int_0^t e(\tau) d\tau$ 、误差的将来—— $\frac{de(t)}{dt}$ 三者的加权和,是这三者的线性组合。大量工程实践表明,三者的线性组合不一定是最好的组合方式,为了避免线性组合方式的缺陷就产生了花样繁多的“变增益 PID 控制器”。能否在非线性的领域找到更合适的组合方式是值得探索的。

(4) 误差信号 e 的积分—— $\int_0^t e(\tau) d\tau$ 反馈的引入

有很多副作用。大量工程实践表明,误差积分反馈的引入,使闭环变得迟钝,容易产生振荡,积分饱和和引起的控制量饱和等。有没有办法抛开积分反馈的副作用?

显然,上述四个方面的缺陷都是和信号处理问题相关。发扬 PID 控制技术的精髓——误差来减少误差的过程控制思想吸收现代数字信号处理技术并开发特殊非线性效应来探讨克服上述 PID 控制技术的四个方面缺陷的过程催生了新型实用数字控制技术——自抗扰控制技术。

三、克服改善 PID 控制技术缺陷办法

对上述 PID 控制技术的缺陷,我们提出如下相应的解决办法:

(1) 安排过渡过程。根据控制目标和对象承受能力先安排合适的过渡过程。安排过渡过程的手法在控制工程实践中已被采用。如,升温过程中的“升温曲线”,热处理过程中的“温度曲线”等。但是,大多情形并不利用这些温度曲线的微分信号。

我们提倡的“安排过渡过程”,是同时要给出过渡过程微分信号的,用框图表示如下:

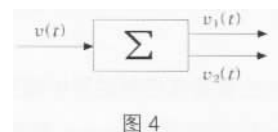


图 4

这里 $v(t)$ 是控制目标, $v_1(t)$ 是对 $v(t)$ 安排的过渡过程, $v_2(t)$ 是过渡过程 $v_1(t)$ 的微分信号。在这个框图中的 $v_1(t)$ 可以是一个动态过程,也可以是一个函数发生器,是根据控制目标 $v(t)$ 和对象的能力安排的。

(2) 微分信号的提取。利用微分近似公式 $y = \frac{v(t)-v(t-1)}{1}$ 来实现微分,噪声放大效应很严重,以至无法利用。但是如果用微分近似公式

$y = \frac{v(t-1)-v(t-2)}{2-1}$, 就可用传递函数

$$y = \frac{1}{2-1} \left(\frac{1}{1s+1} - \frac{1}{2s+1} \right) v \quad (8)$$

来实现近似微分,是两个惯性环节输出之差来实现微分功能,这样能够降低噪声放大效应,是二阶动态环节来实现微分功能的。

这些微分功能的实现都是靠“尽可能快”的跟踪输入信号方式实现的,能否把“尽可能快”改变成“最快”跟踪输入

信号的方法来提炼微分信号呢?这就产生了如下“非线性跟踪微分器”。

实际上,二阶积分器串联型系统的最速反馈闭环系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r \operatorname{sign}(x_1 + \frac{x_2 |x_2|}{2r}) \end{cases} \quad (9)$$

对此系统按如下方式送入输入信号 $v(t)$:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r \operatorname{sign}(x_1 - v(t) + \frac{x_2 |x_2|}{2r}) \end{cases} \quad (10)$$

那么,变量 $x_1(t)$ 将在加速度 r 的限制下“最快地”跟踪输入信号 $v(t)$, $x_2(t)$ 是 $x_1(t)$ 的微分可以当作 $v(t)$ 的微分。由于函数 $-r \operatorname{sign}(x_1 - v(t) + \frac{x_2 |x_2|}{2r})$ 的 Bang-Bang 特性,当系统进入稳态时有颤振现象,为了避免这种颤振现象,适应数值计算的需求,我们对离散系统

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) - ru(k), |u(k)| \leq r \end{cases} \quad (11)$$

推导出最速综合函数 $fhan(x_1, x_2, r, h)$, 其具体表达式如下:

$$\begin{aligned} d &= rh^2, a_0 = hx_2 \\ y &= x_1 + a_0 \\ a_1 &= \sqrt{d(d+8|y|)} \\ a_2 &= a_0 + \operatorname{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ s_y &= (\operatorname{sign}(y+d) - \operatorname{sign}(y-d))/2 \\ a &= (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ s_a &= (\operatorname{sign}(a+d) - \operatorname{sign}(a-d))/2 \\ fhan &= -r(a/d - \operatorname{sign}(a))s_a - r \operatorname{sign}(a) \end{aligned} \quad (12)$$

利用这个函数建立的离散最速反馈系统为

$$\begin{cases} fh = fhan(x_1(k) - v(k), x_2(k), r, h) \\ x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + fh \end{cases} \quad (13)$$

对这个系统输入常值 $v=1$, $r=1$ 时的仿真结果为

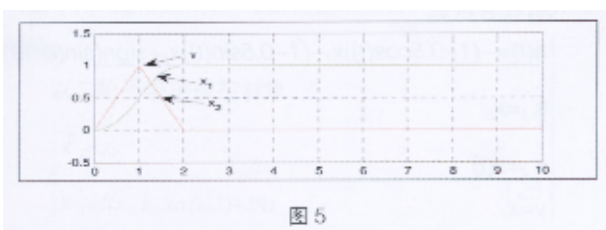


图 5

这里, x_1 快速无超调地跟上输入信号 $v=1$, 而 x_2 是跟踪过

程的微分信号。

我们把系统 (13) 叫做输入信号 v 的“跟踪微分器”(Tracking Differentiator, TD), 其框图与图 4 相仿

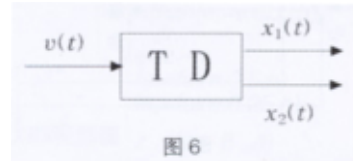


图 6

对这个 TD 输入时变信号 $v=\sin(t)$, 取参数 $r=50$ 时的仿真结果为

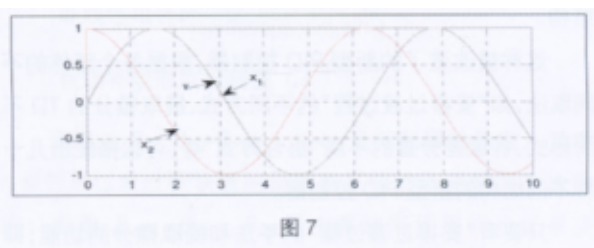


图 7

跟踪和微分效果都是很好的。

(3) 非线性组合的应用。有了“安排过渡过程”和“跟踪微分器”手段,我们可以产生过渡过程的误差信号(利用前面“安排过渡过程”部件生成的信号 v_1, v_2) $e_1 = v_1 - x_1$ 和误差微分信号 $e_2 = v_2 - x_2$, 从而生成误差积分信号 $e_0 = \int_0^t e_1(\tau) d\tau$, 并可以实现 PID 控制:

$$u = k_0 e_0 + k_1 e_1 + k_2 e_2 \quad (14)$$

然而这种线性组合不一定最好。大量仿真研究表明,采用 e_0, e_1, e_2 的适当非线性组合效果更好,我们通常采用的非线性组合有如下两种形式:

$$u = k_0 \operatorname{fal}(e_0, a_0, h_0) + k_1 \operatorname{fal}(e_1, a_1, h_1) + k_2 \operatorname{fal}(e_2, a_2, h_2) \quad (15)$$

$$u = k_0 e_0 + fhan(e_1, c^*, e_2, r, h_0) \quad (16)$$

其中,

$$\operatorname{fal}(x, a, h) = \begin{cases} \frac{x}{(1-a)^{1/a}}, & |x| \leq h \\ \operatorname{sign}(x)|x|^a, & |x| > h \end{cases} \quad (17)$$

而函数 $fhan(x_1, x_2, r, h_0)$ 的表达式已在式 (12) 给出, 不过在误差反馈时多了两个参数 c ——“阻尼因子”和不同于步长 h 的“精度因子”(TD 用于信号滤波时称 h_0 为滤波因子)。

应用“非线性组合”式 (15) 时, 一般取参数 a_i 为如下范围为好:

$$a_0 < 0 < a_1 < 1 < a_2 \quad (18)$$

安排了过渡过程并运用 TD 来提取微分信号, 就可以

改造经典 PID 控制结构如下:

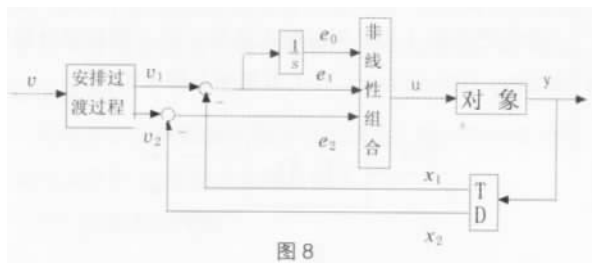


图 8

实际上, 如果被控对象的变化不是很激烈, “安排过渡过程”和 TD 是可以合并在一起用的, 这样可以简化控制器结构。

这种被改造了的新型 PID 控制器, 根据各个部件的不同取法, 如“安排过渡过程”的不同方式、提取微分的 TD 不同形式、各误差分量的不同“组合方式”等, 可以搭配出几十种不同结构的新型 PID 控制器。

只要有“安排过渡过程”的手法和提取微分的功能, 即使取了式 (14) 形式的线性组合, 也大为改善经典 PID 控制器的性能。

特别像式 (15) (16) 形式的非线性组合包含许多智能性功能, 如“小误差大增益, 大误差小增益”等工程实践中总结出来的经验功能, 这些用非线性组合是很容易实现的。可以说非线性包含智能不为过分。因此, 不是被动地对待非线性, 而是主动的去开发利用特殊非线性是很有实际意义的事情。

(4) 扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO) 与扰动估计补偿。前面已经提到了过程进程中的表现量 $a(t)=f(x_1(t), x_2(t), t)$ 的估计问题, 如果对二阶被控对象

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, (t), t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (19)$$

其中, (t) 是外扰作用, 过程进程中的表现量

$$a(t)=f(x_1(t), x_2(t), (t), t) \quad (20)$$

当作未知的被扩张的状态变量

$$x_3(t)=a(t) \quad (21)$$

那么上述系统 (19) 变成线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = o(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (22)$$

当然, 在此我们也不知道 $o(t)$ 是什么, 但是这个系统已经变成线性系统了, 对此系统我们建立状态观测器

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - o_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 - o_2 e + bu \\ \dot{z}_3 = -o_3 e \end{cases} \quad (23)$$

如果函数 $f(x_1, x_2, (t), t)$ 在系统输入 $u(t)$ 的作用之下, 过程进程中其变化不甚激烈, 那么适当选取参数 o_1, o_2, o_3 , 这个状态观测器的各状态变量 $z_i(t)$ 一般很好的跟踪原系统 (22) 的各状态变量 $x_i(t)$ 。尽管我们在观测器方程 (23) 中没有用到未知函数 $o(t)$, 但是在系统运行过程中它是实实在在地起作用的, 为了消除其影响, 采用非线性效应, 把观测器方程 (23) 改造成

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - o_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 - o_2 \text{fal}(e, \frac{1}{2}, h) + bu \\ \dot{z}_3 = -o_3 \text{fal}(e, \frac{1}{4}, h) \end{cases} \quad (24)$$

大量计算机仿真实验表明, 这样改造以后的扩张观测器的状态变量 $z_i(t)$ 对系统 (22) 的状态变量 $x_i(t)$ 的跟踪效果一般很好, 适应范围也很大。我们把状态观测器 (23) (24) 称作系统 (19) 的“扩张状态观测器”。

在这里, 有意思的是被扩张的状态变量

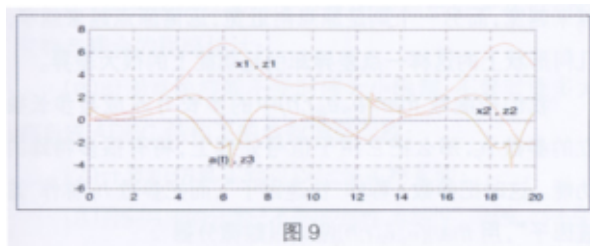
$x_3(t)=a(t)=f(x_1(t), x_2(t), (t), t)$ 的观测。这就是前面所述的过程中的表现量 $a(t)=f(x_1(t), x_2(t), (t), t)$ 。它是作用于积分器串联型系统的各种扰动作用 (包括建模、未建模动态和外扰) 的总和作用, 称它为“总和扰动”。有了这个总和扰动的估计, 整个控制问题, 就像前面过程的控制问题的论述那样, 变成了简单的误差反馈问题了, 如果 $a(t) \text{ const}$, 那么对它的估计和补偿完全可以替代误差积分反馈- $k_0 e_0$ 的作用, 因此可以避免误差积分反馈的副作用。

例, 设有系统

$$\begin{cases} \dot{a}(t) = -(1+0.5\cos(t))x_1 - (1-0.5\sin(t))x_2 + \text{sign}(\sin(0.5t)) \\ \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a(t) \\ y = x_1 \end{cases}$$

这是有方波扰动的稳定对象。运用扩张状态观测器 (24) 用

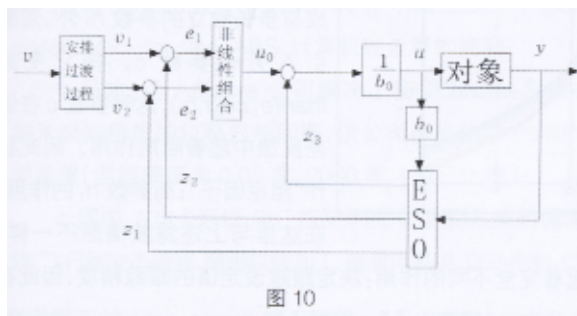
对象输出 y 来跟踪对象状态和总扰动 $a(t)$ 的仿真效果如下:



状态变量 x_1, x_2 的估计 z_1, z_2 差异几乎看不到, 尽管总扰动 $a(t)$ 含有方波分量, 观测器变量 z_3 对总扰动 $a(t)$ 的估计, 只在 $a(t)$ 跳变的时刻有明显的误差, 其他时刻几乎完全跟上。

四、自抗扰控制器基本结构

用安排过渡过程、扩张状态观测器、非线性组合部件就可以装配出具有奇特功能的新型控制器——自抗扰控制器 (Auto/Active Disturbances Rejection Controller, ADRC), 其框图如下:



自抗扰控制器主要由安排过渡过程、扩张状态观测器、非线性组合、扰动补偿等四个部件组合而成。在这里, 扰动估计与补偿能力是很关键的一步, 自抗扰的意义也就在于这个功能上。因此, 凡是具有这种自动估计补偿扰动能力的控制器都可以称作“自抗扰控制器”。

除了固定的扰动补偿方式之外, 其他三个部件的选取方法可以有很多不同形式, 因此在这个统一结构框架之下, 根据不同对象的需求, 可以构造出上百种不同的自抗扰控制器。

以二阶不确定被控对象

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, (t), t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (25)$$

为例, 其中, $f(x_1, x_2, (t), t)$ 完全未知, 典型的二阶自抗扰控制

器算法如下:

$$\begin{cases} \text{安排过渡过程} \begin{cases} v_1 = v_2 \\ v_2 = f_{han}(v_1, v_1, v_2, r_0, h) \end{cases} \\ \text{扩张状态观测器} \begin{cases} e = z_1 - y \\ fe = fa(e, 0.5, h) \\ fe_2 = fa(e, 0.25, h) \\ \begin{cases} \dot{z}_1 = (z_2 - \alpha_1 e) \\ \dot{z}_2 = (z_3 - \alpha_2 fe + b_0 u) \\ \dot{z}_3 = (-\alpha_3 fe) \end{cases} \end{cases} \quad (26) \\ \text{非线性组合} \begin{cases} e_1 = v_1 - z_1, \quad e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = f_{han}(e_1, e_2, r, h_1) \end{cases} \\ \text{扰动补偿形成控制量 } u = \frac{(u_0 - z_3)}{b_0} \end{cases}$$

这里 $r_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, r, c, h_1, b_0$ 是控制器的参数, 其中 r_0 是根据过渡过程快慢的需要和系统的承受能力来决定的; 参数 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 是由系统所用采样步长来决定的 (不管什么样的对象, 采样步长一样, 都可以用相同的 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$)。这样, 系统中真正需要调整的参数为控制量增益 r 、阻尼系数 c 、精度因子 h_1 和补偿因子 b_0 四个了。在一般情况下, 控制量增益 r 是到大一定程度就可以, 再大也几乎没有影响。因此只需三个参数 c, h_1, b_0 需要进行调整, 这与 PID 的三个增益差不多: $1/h_1$ 相当于 PID 的比例增益; 阻尼因子 c 相当于 PID 的微分增益; 补偿因子 b_0 有点像 PID 的积分增益, 但也不很像。这里的三个参数与 PID 的三个参数有很多相似之处, 但也有很大的差别。所谓的“盆地效应”: 把保证闭环性能的 PID 参数的依赖关系比作“漏斗效应”的话, 闭环性能对自抗扰控制器参数的依赖关系可以比作盆地效应, 即保证闭环性能的自抗扰控制器参数的适应范围很大, 同时在很大范围内的参数变化对自抗扰控制器的性能影响不大。因此调自抗扰控制器参数比调 PID 参数更容易。但需要注意的是应尽可能调到“盆地”的中间位置, 这样控制器参数的摄动不会影响闭环的性能。

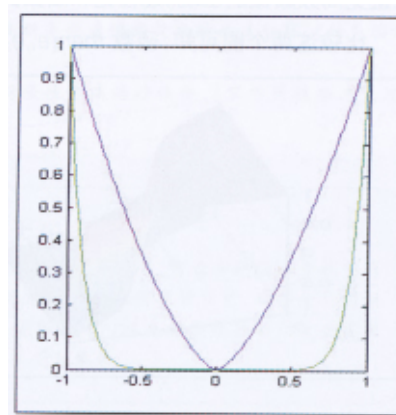


图 11

五、函数 $\text{fhan}(x_1, x_2, r, h)$

上世纪 50 年代, 对二阶对象

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

确定出最速开关综合函数 $u = r \operatorname{sign}(x_1 + |x_2|/2r)$ 之后, 由于它所具有的优良特性, 控制工程界曾希望把它用于反馈系统设计中(上世纪 60 年代末 Apollo 登月飞船控制中用过三阶开关曲面), 但没能找到克服 Bang-Bang 特性带来的高频颤振现象的合适办法, 一直没能在控制工程中得到推广应用。

为了适应数字控制器的需要, 我们在 1999 年对离散系统 (11) 找出了到达原点的最速控制综合函数 $\text{fhan}(e_1, e_2, r, h)$, 其具体表达式已在式 (12) 给出, 在这个函数中取参数 $r=1, h=0.3$ 时的函数图像与等高线如下:

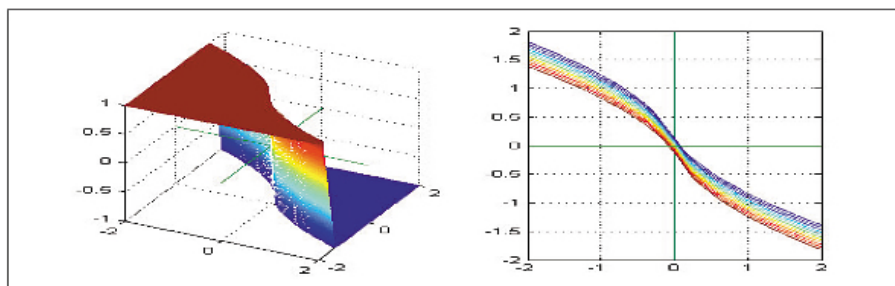


图 12

能否对连续系统的最速综合函数 $u = r \operatorname{sign}(x_1 + \frac{|x_2|}{2r})$

加入取 $\pm r$ 之间值的线性段, 使线性饱和函数

$u = r \operatorname{sat}(x_1 + \frac{|x_2|}{2r})$ 成为离散系统最速控制综合函数的

近似呢? 大量数字仿真研究表明, 这种线性饱和函数也不能避免高频颤振的出现。线性饱和函数的图像和等高线为:

比较这两个图可知, 函数 $\text{fhan}(e_1, e_2, r, h)$ 和线性饱和函

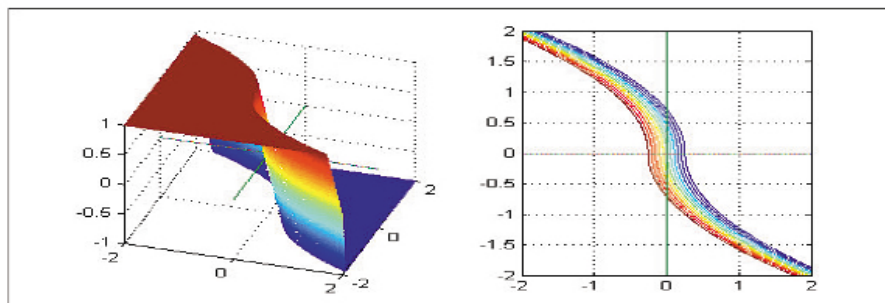


图 13

数的曲面图形形状差不多, 但是取线性段的(等高线)区域

的几何形状有很大差异。一个是原点附近窄, 远离原点变得越来越宽, 而另一个则是原点附近宽, 远离原点越来越窄, 几何形状上的这样一点差异却引起功能上的很大差异。

我们把函数 $\text{fhan}(e_1, e_2, r, h)$ 中的步长 h 改成与步长独立的参数 h_0 , 那么把它用于信号处理上, 将有很多特殊的功能。这时把参数 r 称作“快速因子”, 而把参数 h_0 称作“滤波因子”, 用 $\text{fhan}(v_1, v_2, r, h_0)$ 做成跟踪微分器

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = \text{fhan}(v_1, v_2, r, h_0) \\ v_1 = v_1 + h v_2 \\ v_2 = v_2 + h \dot{v}_1 \end{cases}$$

那么, 对它输入信号 $v(t)$ 时(见仿真图 7), $v_1(t)$ 跟踪输入信号 $v(t)$, $v_2(t)$ 是 $v_1(t)$ 的微分信号, 当作输入信号 $v_1(t)$ 的微分近似。这时参数 r 越大, $v_1(t)$ 跟踪输入信号 $v(t)$ 越快, 因此称它为“快速因子”; 当输入信号被噪声污染, 适当扩大参数 h_0 , 取得很好的滤波效果, 因此称它为“滤波因子”。

如果想把函数 $\text{fhan}(e_1, e_2, r, h)$

用于误差反馈, 除了把步长 h 改成与步长独立的参数 h_1 外, 还要引入另一参数 c , 把它变成 $\text{fhan}(e_1, c e_2, r, h_1)$ 。这时参数 c 在误差反馈中起着阻尼作用, 因此称作“阻尼因子”, 而参数 h_1 的作用, 在这里与上述滤波情形不一样, 起着

完全不同的作用: 决定跟踪设定值的跟踪精度, 因此在此称它为“精度因子”。根据函数 $\text{fhan}(e_1, e_2, r, h)$ 的不同用途, 参数 h_0 和 h_1 的工程意义和名称也各不相同。

这个函数在控制领域中的应用是很广泛且有效的, 因此此公式的确立不能不说是控制工程界的一大贡献。

六、打破和超越了许多传统观念

(1) “微分器噪声放大效应严重, 不利实用”的观念已过时了, 跟踪微分器的应用效果很好;

(2) 统一处理“调节问题”和“随动问题”;

(3) 打破线性、非线性、确定性、不确定性的界限, 统一处理这些对象的控制问题;

(4) 抑制扰动用不着直接测量扰动(绝对不变性原理)或预先知道扰动模型(内

模原理)；

(5) 实现解耦控制用不着考虑动态耦合部分，只需要有静态耦合的粗略估计；

(6) 时滞系统控制不受时滞大小限制，不管时滞多大，都变成 ADRC 结构下的参数调整问题；

(7) 计算机仿真实验可以代替实物实验；

(8) 控制系统的分类已不是按“线性、非线性”、“时变、时不变”、“确定性、不确定性”、“单、多变量”来分类，而是按系统的“时间尺度”来分类，即具有相同的时间尺度的被控对象，是可以同样的控制器进行控制的。时间尺度是时间常数概念对一般系统的推广。在数字控制系统中，时间尺度决定着所用采样步长，采样步长 h 确定了，自抗扰控制器的参数，除补偿因子 b_0 之外，都可以用采样步长 h 的函数形式表示出来。因此当对象的时间尺度确定之后，自抗扰控制器中需要调整的就是一个参数 b_0 了。

七、国内外已得到大量实际应用

a. 美国：NASA 空间飞行器太阳能发电稳压控制；飞机喷气发动机控制（设计参数从 100 多个减至 5、6 个）；emulator、Web-tension、ABS、计算机硬盘等的控制；

b. 日本：为 Ampere 公司解决了商用 Micro-Slide 的纳米级别精度的位移控制问题，该公司产品化了 Peltier 温控装置（温控精度为 0.05 度，2006 年 4 月已上市）；

c. 国内：在电力系统、电厂控制系统、化工系统、电机调速系统、飞行器姿态控制、精密机械加工、磁悬浮系统、运动控制、信号

处理、天文机械、军工系统等方面正在开展大量应用研究。

我们相信不久的将来在控制工程中 PID 控制技术的统治地位将被自抗扰控制技术所替代，控制工程将迎来自抗扰控制器的新时代。

参考文献

- [1] 韩京清，控制理论——模型论还是控制论，《系统科学与数学》，1989, 9(4)。
- [2] 韩京清，王伟，非线性跟踪——微分器，《系统科学与数学》，1994, 14(2): 177-183。
- [3] 韩京清，非线性 PID 控制器，《自动化学报》，1994, 20(4): 487-490。
- [4] 韩京清，一类不确定对象的“扩张状态观测器”，《控制与决策》，1995, 10(1): 85-88。
- [5] 韩京清，利用非线性特性改进 PID 控制律，《信息与控制》，1995, 24(6): 356-363。
- [6] 韩京清，自抗扰控制器及其应用，《控制与决策》，1998, 13(1): 19-23。
- [7] 韩京清，控制系统的鲁棒性与 Gödel 不完备性定理，《控制理论与应用》，1999, 16(增): 150-155。
- [8] 韩京清，从 PID 技术到“自抗扰控制”技术，《控制工程》，2002, 9(3)。
- [9] 韩京清，“最速反馈控制的不变性”，《系统科学与数学》，2005, 25(4): 498-506。

推荐人：毕大川

毕大川，教授，高级研究员，曾在中科院从事控制理论论研究，现任北京前沿科学研究所所长、北京金科技创新仪器有限公司董事长。1978 年曾获全国科学大会重大科技成果奖。本刊编委。

(上接第 91 页)

4. 经络生物电学说是中医哲学理论向物质理论发展的革命性突破。在经络生物电学说的基础上，本研究大胆提出了中医理论与生物电的关系，提出了统一医学观点。

5. 如果中医理论能够发展到统一的物质理论，中医和西医就能够发展统一为一个医学体系。

6. 中医将发展成为生物电医学，同时，生物电医学也将推动分子医学、细胞医学和器官医学的发展，因此，中医再次成为世界主流医学是有可能的。

致 谢

非常感谢兰州大学公共卫生学院牛静平教授对资料查询与数据统计分析的协助。

参考文献

- [1] 赵继军，疼痛研究的发展史与未来趋势，《上海医科大学学报》，2000, (1)5-7。
- [2] 主编：李忠仁，《实验针灸学》，中国中医药出版社，2003, pp.256-260。
- [3] 宋玉华等，平衡针灸快速镇痛效果的临床观察，《针灸临床杂志》，2005, (21)11。
- [4] 魏训科，1091 例慢性疼痛治疗体会，《实用医技杂志》，2006, (6)1916-1918。

推荐人：毕大川

毕大川，教授，高级研究员，曾在中科院从事控制理论论研究，现任北京前沿科学研究所所长、北京金科技创新仪器有限公司董事长。1978 年曾获全国科学大会重大科技成果奖。本刊编委。