

动力系统二项式控制模型^{*}

刘天云^{1,2†}

(1. 清华大学 水利水电工程系, 北京 100084)

(2. 清华大学 水圈科学与水利工程全国重点实验室, 北京 100084)

摘要 本文针对动力系统提出了直接时域整形的一种面向控制的二项式模型, 即由标称模型与整形偏差模型构成。根据动力系统动力学特点、控制性能要求, 建立二项式标称模型; 动力系统实际性能与标称模型的偏差量, 即未建模动态量、内整形量、外扰动量等形成整形偏差模型。二项式控制模型有前馈、反馈、整形量三项输入, 相应控制器有两个自由度, 前馈实现动力系统控制性能要求, 反馈则主动平衡整形偏差量。数值仿真结果表明, 本文的二项式控制模型对含纯积分环节、线性与非线性等动力系统都能准确达到控制性能的要求。

关键词 二项式模型, 环路整形, 动力系统, 二自由度控制器

中图分类号: TP273.1

文献标志码: A

Binomial Control Modeling of Dynamic Systems^{*}

Liu Tianyun^{1,2†}

(1. Department of Hydraulic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

(2. State Key Laboratory of Hydrosience and Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract This paper presents a new binomial control modeling for loop shaping dynamic systems in time domain directly, which consists of a nominal model and a loop shaping deviation. The nominal model is based on the combination of the system's dynamics and control performance requirements, rather than only on the dynamic mechanism. The loop shaping deviation represents the action differences between the real system and the nominal model, including unmodeled dynamics, internal loop shaping, and external disturbances. The feedforward, feedback, and the loop shaping deviation are introduced into the binomial model, resulting in a two-degree-of-freedom controller architecture. The performance requirements are governed by the feedforward, while loop shaping deviation is actively balanced by the feedback. Some simulations show that satisfactory performance can be obtained using this new loop shaping method for integrating processes, non-minimum-phase systems.

Key words binomial model, loop shaping, dynamic system, two-degrees-of-freedom controller

引言

对动力系统进行科学建模, 通常有理论建模与

辨识建模两种^[1]。理论建模通过物理或化学原理建立被控对象的动力学方程, 再通过一系列实验来标定动力系统参数。辨识建模须事先给定模型集合,

2024-11-15 收到第 1 稿, 2024-12-09 收到修改稿。

* 国家自然科学基金资助项目(52378350), National Nature Science Foundation of China (52378350)。

† 通信作者 E-mail: liuty@tsinghua.edu.cn

通过在线或离线测量被控对象的输入和输出,使用辨识方法找到一个标称数学模型来逼近真实系统.

面向控制系统建模^[2,3],经典控制理论把对象开环传递特性用回路反馈整形为期望的闭环传递特性,实现控制目的理论与设计方法.现代线性控制理论用状态反馈实现极点配置,用整形开环全局动态特性来实现控制目的的过程,于是确立了通过整形动态特性来实现控制目的的现代控制理论研究方法.整形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^[4-6].对于实际控制工程问题,由于很难给出其“内部机理的描述”,因而基于单一标称模型的控制理论给出的控制策略,在实际中很难得到有效应用^[7-9].因此,鲁棒控制基于标称模型,再辅以表示实际系统与标称模型的偏差模型^[3].鲁棒控制仅估计偏差范围,而不是估计实际偏差,因此总是给出相对保守的控制结果^[4].

目前,在实际中获得应用最多的是无模型的PID控制^[10].PID由被控系统输出误差的比例、积分和微分决定控制量.如果进行适当的组合,可以分解为两部分,一部分可以很好地消除不确定性、非线性等动态的影响,而另一部分具有对线性二阶系统进行极点配置的功能^[11].如利用预期动态方程,PID不再局限于比例系数、积分系数和微分系数,而与物理系统动态性能有关,例如预期的调节时间、预期的系统带宽等直接相关的参数^[10].特别地,自抗扰控制器^[12]也不依赖于被控制对象数学模型,只用唯象的积分链模型,把作用于被控对象的所有不确定因素的作用都归结为“未知扰动”,用被控对象的输入和输出数据对它进行估计并给予补偿.这里不需要直接测量外扰作用,也不需要事先知道扰动作用规律,仅需要扩张状态观测器进行估计^[13,14].但是无模型控制的稳定性等分析很难且无法保证结果的准确性^[15-17],对于不能在线反复调试的对象难以应用.

本文提出一种面向机器人等动力系统控制的时域整形方法,即采用二项式标称模型与整形偏差模型构成的二项式控制模型.标称模型忽略了动力系统的一些次要因素,仅考虑动力学特性、环境干扰、控制性能要求等特征因素.作为未建模动态、内外不确定影响的补充,将动力系统实际特性与标称模型之间偏差统统归于整形偏差模型.这样,动力系统的二项式控制模型的两部分一起反映实际动

力系统情况,并不会丢失任何信息.相应控制器具有前馈输入与反馈输入两个自由度,一是实现期望的控制性能,二是提供主动平衡整形偏差的控制量.最后,多个数值仿真算例说明本文提出的二项式控制模型对线性、非线性、不稳定或欠驱动的动力系统都能直接时域整形,达到控制要求性能.

1 动力系统二项式标称模型

基本的一阶、二阶惯性系统由特征值决定系统特性.若采用临界阻尼,则特征值是表征动力系统唯一参量,可建立动力系统的二项式标称模型.高阶动力系统也有类似特性.

1.1 一阶惯性环节

弹簧—阻尼系统具有弹簧储能元件和阻尼器耗能元件.根据牛顿力学定律,运动平衡方程为

$$c \frac{dx}{dt} + kx = kr \quad (1)$$

其中, r 为输入位移, x 为输出位移, k 为弹簧系数, c 为阻尼系数.

特征方程为

$$cs + k = 0 \quad (2)$$

令 $\omega_c = k/c$ 为特征值,则运动平衡方程可表示为

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c\right)x = \omega_c r \quad (3)$$

式中, $d/dt + \omega_c$ 为微分二项式,分别代表耗能与储能机制,模型参数为特征值 ω_c ,期望输入 $\omega_c r$,稳态输出 $x = r$.

由于平衡方程(3)含有微分二项式,称为一阶二项式标称模型.

一阶二项式模型的阶跃响应没有静差(稳态误差).为了获得特征参数,可通过原点做阶跃响应切线,初始斜率即为特征值 ω_c .

1.2 二阶惯性环节

单自由质量—阻尼—弹簧系统具有两个储能元件(质量与弹簧),以及一个耗能元件(阻尼器).如两储能元件之间存在能量交换,则会引起系统振荡.

根据牛顿第二定律,运动平衡方程为

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = f \quad (4)$$

式中, f 为输入, x 为输出, m 、 c 、 k 分别为质量、阻尼系数与弹性系数.

特征方程为

$$ms^2 + cs + k = 0 \quad (5)$$

引入无阻尼频率 $\omega_c = \sqrt{k/m}$, ξ 为阻尼比, 两个特征根分别为

$$s_{1,2} = -\xi\omega_c \pm j\omega_c \sqrt{1-\xi^2} \quad (6)$$

当 $\xi=1$ 时, 质量、弹簧二储能元件之间不发生能量转换, 无振荡, 称为临界阻尼系统(即过犹不及、最快速度返回平衡位置)

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\omega_c \frac{dx}{dt} + \omega_c^2 x = \frac{f}{m} \quad (7)$$

利用微分二项式, 式(7)改写为二项式模型

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c\right)^2 x = \omega_c^2 r \quad (8)$$

式中, $r = f/k$ 为期望响应, $\omega_c^2 r$ 为特征输入。

1.3 高阶惯性环节

与一阶、二阶惯性环节一样, 高阶惯性系统也具有类似的高阶二项式模型

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c\right)^n x = \omega_c^n r, (n \geq 1) \quad (9)$$

式中, ω_c 为系统特征值, r 为期望响应输出, 特征输入为 $\omega_c^n r$ 。

阶跃响应函数为

$$x(t) = 1 - e^{-\omega_c t} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(\omega_c t)^k}{k!} \quad (10)$$

当 $n=1, 2, 3, \dots, 6$, 动力系统的非周期的阶跃函数曲线如图 1 所示, 所有阶跃函数都是非振荡的、单调变化过程, 即没有超调量, 也没有静态误差。

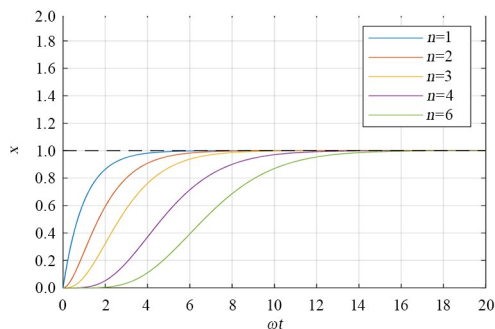


图 1 通用二项式标称模型阶跃响应

Fig. 1 Step responses of general binomial model

1.4 二项式标称模型的性质

1.4.1 仅有两个特征量

特征值 ω_c 与阶次 n 由一阶、二阶特征模型的阶跃响应可知, 特征值 ω_c 决定暂态过程的快慢程

度。 ω_c 增大, 暂态过程缩短; 反之, 暂态过程加长。而阶次 n 则效果相反。

1.4.2 内禀反馈

二项式标称模型是稳定的、内在的反馈系统, 且特征方程具有唯一(重)特征根。

1.4.3 特征输入与无静差

系统输出开始并不与输入同步按比例变化, 直到过渡过程结束, 输出才能与输入保持比例。由于采用临界阻尼系数, 特征模型在有输入时不存在振荡, 也就不存在超调。当处于稳态平衡时有等式

$$\omega_c^n x = \omega_c^n r$$

即系统没有静差, 表示外作用力与内作用力平衡。

1.4.4 特征微分算子

由一阶、二阶系统可知, 特征微分算子对应系统耗能与储能(动能与势能)。

由此可见, 二项式标称模型从动力学机理方面考虑了控制性能要求, 阶次越高模型延迟越明显。

2 线性系统时域整形: 二项式控制模型

对实际动力系统建模需要简化, 忽略一些次要因素, 形成标称模型。但标称模型常常需要额外的不确定模型或误差模型作为补充, 二者一起方能反映实际被控系统情况。因此, 实际动力系统要达到控制要求性能, 需要反馈控制整形, 如图 2 所示, 其中 r 为前馈输入, bu 为反馈输入, y 为输出, Δ 为整形偏差, d 为扰动。

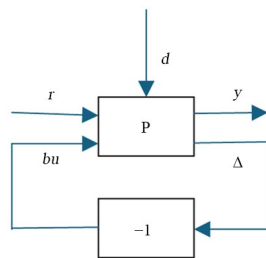


图 2 二项式控制模型方框图

Fig. 2 Block diagram of binomial control model

2.1 一阶二项式控制模型

已知带扰动的一阶惯性系统

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_0\right)x = f + d \quad (11)$$

如控制要求特征值为 ω_c , 期望稳态响应为 r , 则上式(11)整形为如下二项式控制模型

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c\right)x = \omega_c r + bu + \Delta \quad (12)$$

式中, $\omega_c r$ 为前馈主动输入量, bu 为反馈控制量, Δ 为整形偏差量, 表示为

$$\Delta = (\omega_c - \omega_0)x + f + d \quad (13)$$

反馈控制作用量需要主动平衡整形偏差量。

2.2 二阶二项式控制模型

已知带扰动的二阶惯性系统

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\omega_0 \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = f + d \quad (14)$$

如控制要求特征值为 ω_c , 稳态响应为 r , 则整形为二项式控制模型

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c\right)^2 x = \omega_c^2 r + bu + \Delta \quad (15)$$

式中, $\omega_c^2 r$ 为前馈输入量, bu 为反馈控制量, Δ 为整形偏差量, 即

$$\Delta = 2(\omega_c - \omega_0) \frac{dx}{dt} + (\omega_c^2 - \omega_0^2)x + f + d \quad (16)$$

需要反馈控制量主动平衡。

2.3 高阶二项式控制模型

在经典控制理论中, 控制系统时域模型表示为单输入—单输出的高阶微分方程

$$x^{(n)} + a_1 x^{(n-1)} + \dots + a_{n-1} \dot{x} + a_n x = b_0 u^{(m)} + b_1 u^{(m-1)} + \dots + b_{m-1} \dot{u} + b_m u + d \quad (17)$$

式中, d 为干扰项。

如控制要求特征值为 ω_c , 稳态响应为 r , 则对应二项式控制模型为

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c\right)^n x = \omega_c^n r + bu + \Delta \quad (18)$$

式中, $\omega_c^n r$ 为前馈输入值, bu 为反馈控制量, Δ 为系统整形偏差量, 具体为

$$\Delta = \sum_{k=1}^n (C_n^k \omega_c^k - a_k) x^{(n-k)} + \sum_{k=0}^m b_k u^{(m-k)} + d \quad (19)$$

其中 C_n^k 为二项式展开系数。

二项式控制模型输入具有三项, 其中第一项为特征输入, 由控制性能要求决定, 需由控制器产生控制作用; 第二项为反馈控制输入, 也需由控制器产生控制作用; 第三项为系统整形偏差量。控制器设计应减小非平衡作用量对动力系统的超调、稳态误差等影响, 是重要的控制性能要求。

2.4 降阶二项式控制模型

如采用低阶二项式控制模型来整形动力系统方程(17), 则得二阶常微分方程形式的控制模型

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\omega_c \frac{dx}{dt} + \omega_c^2 x = \omega_c^2 r + bu + \Delta \quad (20)$$

其中整形偏差为

$$\Delta = -x^{(n)} - \dots - (a_{n-1} - 2\omega_c) \dot{x} - (a_n - \omega_c^2)x + \sum_{k=0}^m b_k u^{(m-k)} + d \quad (21)$$

由此可见, 二项式控制模型集不论阶次高低, 输入都有三部分: 第一部分为控制性能项, 可认为前馈输入; 第二部分为反馈输入; 第三部分为可能存在的整形偏差。

3 非线性系统时域整形: 二项式控制模型

像机器人等动力系统通常多为非线性动力系统, 需要分两步整形为二项式控制模型, 即第一步进行线性化, 第二步系统整形。

首先, 考虑二阶单输入—单输出非线性动力系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1[t, x_1, x_2, d(t)] \\ \dot{x}_2 = f_2[t, x_1, x_2, d(t)] + b(t, x_1, x_2)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (22)$$

令

$$z_1 = y, z_2 = f_1[t, x_1, x_2, d(t)] \quad (23)$$

则

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = \frac{\partial f_1}{\partial t} + \frac{\partial f_1}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} (f_2 + bu) + \frac{\partial f_1}{\partial d} \dot{d} \end{cases} \quad (24)$$

为关于 z_1, z_2 的线性常微分方程组, 且是积分器串的标准线性动力系统。

进一步, 将系统(24)整形为如下二项式控制模型

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c\right)^2 z = \omega_c^2 r + bu + \Delta \quad (25)$$

式中, 整形偏差量为

$$\Delta = 2\omega_c \dot{z} + \frac{\partial f_1}{\partial t} + \frac{\partial f_1}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} f_2 + \frac{\partial f_1}{\partial d} \dot{d}$$

现在, 考虑一般高阶的单输入—单输出仿射非线性动力系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (26)$$

式中, $x \in R^n$, f, g 是光滑的向量场。

设存在 x_0 的邻域 U_0 , 对 $x \in U_0$, 若存在 Lie 导数^[18]

$$\begin{cases} L_g L_f^k h(x) = 0 & (k=0, 1, 2, \dots, l-2) \\ L_g L_f^{l-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \quad (27)$$

则称上述系统在 x_0 处具有相对阶 l , 体现了系统的输入与输出的相关程度, 即对系统输出求导直到 l 阶时才出现控制输入 u 。

设系统在 x_0 处具有相对阶 $l \leq n$, 令

$$\begin{cases} \phi_1(x) = h(x) \\ \phi_2(x) = L_f h(x) \\ \dots \\ \phi_r(x) = L_f^{l-1} h(x) \end{cases} \quad (28)$$

若 $l < n$, 则能找 $n-l$ 个函数 $\phi_{l+1}(x), \dots, \phi_n(x)$, 使得映射变换在 x_0 处 Jacobi 矩阵非奇异, 并可选择

$$L_g \phi_i(x) = 0, \quad \forall l+1 \leq i \leq n \quad (29)$$

使得 $\phi_i(x)$, $(1 \leq i \leq n)$ 可以作为一个局部坐标变换。

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{\partial \phi_1}{\partial x} \frac{dx}{dt} = L_f h(x) = z_2 \\ \dot{z}_2 = \frac{\partial \phi_2}{\partial x} \frac{dx}{dt} = L_f^2 h(x) = z_3 \\ \dots \\ \dot{z}_{l-1} = \frac{\partial \phi_{l-1}}{\partial x} \frac{dx}{dt} = L_f^{l-1} h(x) = z_l \\ \dot{z}_l = \frac{\partial \phi_l}{\partial x} \frac{dx}{dt} = L_f^l h(x) + L_g L_f^{l-1} h(x) u \end{cases} \quad (30)$$

这是 u 可控子系统。

对 $\forall l+1 \leq i \leq n$, 有 $L_g \phi_i(x) = 0$, 且

$$\begin{aligned} \dot{z}_{l+k} &= \frac{\partial \phi_{l+k}}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial \lambda_k}{\partial x} \frac{dx}{dt} \\ &= L_f \lambda_k + L_g \lambda_k u = L_f \lambda_k \end{aligned} \quad (31a)$$

简记为

$$\dot{z}_{l+k} = q_{l+k}, \quad (1 \leq k \leq n-l) \quad (31b)$$

这是 u 非控制子系统。

这样, 原非线性系统(26)整形为二项式控制模型通式

$$\left(\frac{d}{dt} + \omega_c \right)^l x = \omega_c^l r + bu + \Delta \quad (32)$$

式中, 整形偏差为

$$\Delta = \sum_{k=1}^{l-1} C_r^{n-k} \omega_c^k x^{l-k} + L_f^l h(x) \quad (33)$$

特别地, 线性化系统仅为 l 阶动力系统, 其他 $n-l$ 个状态可根据式(31)解确定。另外, 微分流形法要求系统方程已知, 不适合不确定等系统。

4 算例

本节仅针对单输入—单输出的动态系统控制性能要求, 无论线性、非线性、时变系统都可进行时域整形, 用二项式控制模型进行反馈控制。

例 1: 一阶动力系统时域整形

假设如下—阶惯性系统

$$\frac{dx}{dt} + x = 1 (t \geq 0) \quad (34)$$

系统特征参数为 $\omega_0 = 1.0$, 阶跃响应 x_0 如图 3 的上图所示。如希望系统响应加快, 须将特征参数调整为 $\omega_c = 2.5$, 即整形为二项式控制方程

$$\left(\frac{d}{dt} + 2.5 \right) x = 2.5 + bu + \Delta \quad (35)$$

其中阶跃响应 x 如图 3 的中图所示, 相应的反馈控制量 bu 如图 3 的下图所示。

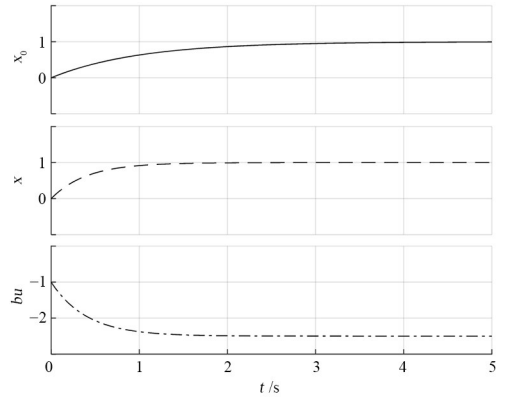


图 3 一阶动力系统时域整形控制过程

Fig. 3 Loop shaping for first order dynamic system within time domain

由图 3 可见, 整形后系统阶跃响应在时间 $t = 1$ s 就已稳定, 且没有超调; 反馈控制量 bu 也同时趋于稳定值, 恰与前馈输入平衡, 整形系统处于稳态。

例 2: 二阶动力系统时域整形

假设二阶动力系统为欠阻尼系统, 阻尼系数 $\xi = 0.1$, 无阻尼特征值 $\omega_0 = 1.0$ 。单位阶跃响应函数 x_0 如图 4 的上图所示, 是一振荡衰减过程。

现在期望将系统整形为无振荡输出, 但不改变原系统特征值, 即

$$\left(\frac{d}{dt} + 1 \right)^2 x = r + bu + \Delta \quad (36)$$

其中 $r = 1$ 阶跃响应 x_0 如图 4 的中图所示, 而反馈

控制量 bu 如图 4 的下图所示.

由图 4 可见,整形效果明显,输出不存在振荡过程,且与反馈控制 bu 在约 $t=1\text{ s}$ 同时进入稳态,整形系统不再有任何控制作用.

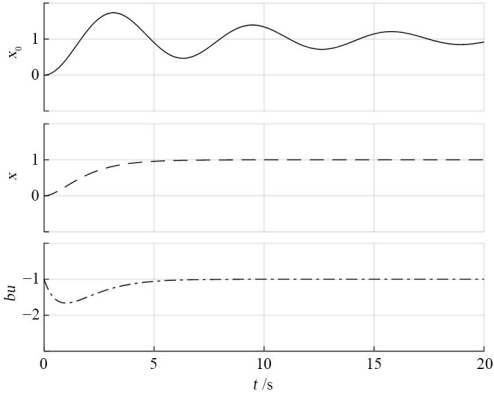


图 4 二阶动力系统整形控制过程
Fig. 4 Loop shaping for second dynamic system within time domain

例 3: 非稳定动力系统时域整形

已知一积分器链受符号函数激励,即

$$\ddot{x} = a \operatorname{sign}[\sin(t)] \quad (37)$$

其中 $a=2.0$,特征值为 0,不稳定.系统右端激励输入 d 为图 5 的上图所示.

如期望系统稳态输出值 $r=1$,且特征参量 $\omega_c=1.0$,则原动力系统整形为如下二项式控制模型

$$\left(\frac{d}{dt} + 1\right)^2 y = r + bu + \Delta \quad (38)$$

单位阶跃响应 x 如图 5 的中图所示,而反馈控制量 bu 如图 5 的下图所示.

由图 5 可见,二项式控制模型具有抗干扰的能力,输出响应符合控制性能要求,没有超调,整形效果明显.特别地,前馈输入和反馈控制量 bu 在系统进入稳态后将与扰动输入构成一对平衡作用,整形后系统处于无输入的稳定状态.

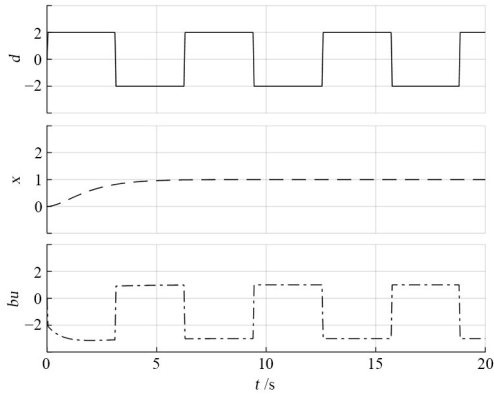


图 5 非稳定动力系统整形过程
Fig. 5 Loop shaping for unstable dynamic system

例 4: 非线性动力系统时域整形

已知一非线性系统受符号函数激励,即

$$\ddot{x} = \dot{x}^2 + x^5 + a \operatorname{sign}[\sin(t)] \quad (39)$$

其中 $a=1.0$,为不稳定系统.

如期望系统稳态输出值 $r=1$,且特征参量 $\omega_c=1.0$,则原动力系统整形为如下二项式控制模型

$$\left(\frac{d}{dt} + 1\right)^2 y = r + bu + \Delta \quad (40)$$

单位阶跃响应 x 以及速度 dx/dt 如图 6 的上图、中图所示,而反馈控制量 bu 如图 6 的下图所示.

由图 6 可见,不稳定的非线性系统并不比线性动力系统困难,仅反馈控制量、过渡过程不同,但整形效果一样.

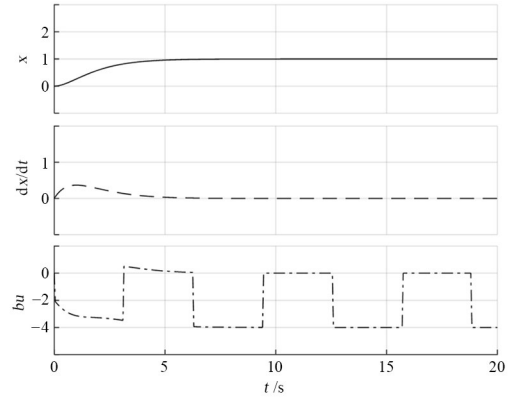


图 6 非线性动力系统整形过程
Fig. 6 Loop shaping for nonlinear dynamic system

例 5: 车一摆非线性欠驱动系统时域整形

已知车一摆系统受控制力 f 的动力方程^[3]为

$$\begin{pmatrix} (M+m) & -ml\cos\theta \\ -ml\cos\theta & J+ml^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \ddot{p} \\ \ddot{\theta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f \\ 0 \end{pmatrix} \quad (41)$$

式中, $h_1 = c\dot{p} + ml\sin\theta\dot{\theta}^2$, $h_2 = \gamma\dot{\theta} - mgl\sin\theta$. 变量 p 为车移动位移, θ 为摆相对于竖向偏角,系统为欠驱动、不稳定的单输入多输出系统.

设 $\mathbf{x} = (p, \theta)^T$,则原动力系统整形为如下二项式控制模型

$$\ddot{\mathbf{x}} + 2\mathbf{A}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{A}^2\mathbf{x} = \mathbf{A}^2\mathbf{r} + \mathbf{b}u + \Delta \quad (42)$$

式中, $\mathbf{A} = \operatorname{diag}(\omega_{c1}, \omega_{c2})$, $\mathbf{r} = (p_r, \theta_r)^T$, $\mathbf{b}u$ 、 Δ 分别为反馈控制量和整形偏差量.

欠驱动反馈控制量由如下最小二乘解确定

$$u = -\mathbf{b}^T\Delta/\mathbf{b}^T\mathbf{b} \quad (39)$$

取模型参数分别为 $M=10\text{ kg}$, $m=80\text{ kg}$, $c=0.1\text{ N}\cdot\text{s/m}$, $g=9.8\text{ m/s}^2$, $J=100\text{ kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}^2$, $l=1\text{ m}$, $\gamma=0.01\text{ ms}$;两个特征参数分别为 $\omega_{c1}=$

$2, \omega_{c2}=5$, 期望输出 $\mathbf{r}=(1, 0)^T$. 如果位移与偏角的初始条件为 $\mathbf{x}_0=(0, 0.2)^T$, 则车一摆系统状态响应如图 7 的上图、中图所示, 而反馈控制量如图 7 的下图所示.

由图 7 可见, 不稳定的车一摆欠驱动系统阶跃响应平稳、无过冲, 反馈控制量类似.

以上五个算例都是动力系统模型已知情况, 如果动力系统模型未知, 也可整形为二项式控制模型, 但需要额外估计整形偏差 Δ .

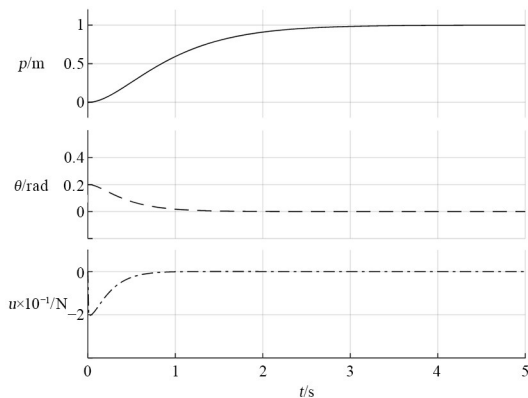


图 7 车一摆动力系统整形过程

Fig. 7 Loop shaping for cart-pendulum dynamic system

5 讨论

反馈控制的目的在于消除系统的结构或扰动的不确定性. 如果系统内部特性已知, 且可应用数学模型描述, 那么理论模型分析可以给出更多的系统信息. 但即使是简单的系统, 理论分析也可能十分复杂, 况且在多数情况下, 模型的参数并不精确, 而且系统内部发生的所有行为特性事先并不知道. 目前虽已有多种控制方案, 但效果并不理想, 简单对比如下:

(1) 鲁棒控制. 具有标称模型与不确定性界组合的特征, 但得到的控制器固定. 考虑偏差集中使系统的性能最差的情况, 即使系统对其他任何不利的情况都适用, 也不一定有最优效果.

(2) 自适应控制. 参考模型自适应控制不需要辨识, 实时修正控制器. 输出误差控制比输入误差控制困难, 缺少因果关系. 自校正自适应控制利用标称模型或特征模型, 为待定系数的差分方程, 需要事先确定被控对象结构, 实时辨识模型参数、不确定性干扰等. 由于不确定的内外干扰, 以及无法用固定参数表示的未建模动态, 参数估计误差往往不收敛, 甚至发散. 状态相关的参数辨识十分困难.

(3) 自抗扰控制. 该方法以积分器链模型为标称模型, 不依赖被控对象模型, 但需调试一个时间尺度; 由于该方法没有体现控制性能要求, 且需要一个指定输入量的过渡过程及其微分信号; 该方法稳定分析困难.

(4) 二项式控制. 结合被控对象动力学特征、环境干扰特征和控制性能要求, 建立一体化的标称模型与整形偏差模型. 控制器有两个自由度, 实质上为整形系统的阶跃响应函数.

6 结论

针对机器人动力系统时域整形, 本文提出了一种新的二项式控制模型, 主要结论如下:

(1) 标称模型辅以整形偏差模型能准确反映被控对象的真实动力特性与环境影响, 不像高阶截断模型丢失未建模等动态信息.

(2) 整形控制器具有两个自由度, 既能达到控制要求的性能, 又能主动平衡整形偏差量.

(3) 时域整形实质上改变了动力系统的单位阶跃函数, 不存在快速性与超调间矛盾.

(4) 特征参数与实时估计整形偏差使得新模型实际上为一个模型集合, 适应范围广.

为了进一步认识动力系统二项式控制模型的特性, 还需要研究模型未知、不确定因素影响的快速估计问题, 以及实验验证.

参考文献

- [1] 伊泽曼, 明奇霍夫. 动态系统辨识: 导论与应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
ISERMANN R, MUNCHHOF M. Identification of dynamic systems: an introduction with applications [M]. Beijing: China Machine Press, 2016. (in Chinese)
- [2] 吴宏鑫, 胡军. 特征建模理论、方法和应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2019.
WU H X, HU J. Theory, methods and applications of characteristic modeling [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2019. (in Chinese)
- [3] ASTROM K J, MURRAY R M. Feedback systems: An introduction for scientists and engineers [M]. 2th ed. Princeton, New Jersey, USA: Princeton University Press, 2021.
- [4] 中国科学院. 控制理论若干瓶颈问题 [M]. 北京:

- 科学出版社, 2022.
- Chinese Academy of Science. Some bottleneck problems in control theory [M]. Beijing: Science Press, 2022. (in Chinese)
- [5] Spong M W, Hutchinson S, Vidyasagar M. Robot modeling and control: 2th ed [M]. Hoboken, New Jersey, USA: Wiley, 2020.
- [6] 闵熔祺, 张舒. 多移动机械臂系统动力学建模以及稳定性分析[J]. 动力学与控制学报, 2023, 21(12): 107—113.
- MIN R Q, ZHANG S. Dynamics modelling and stability analysis of a multi-mobile robotic manipulator system [J]. Journal of Dynamics and Control, 2023, 21(12): 107—113. (in Chinese)
- [7] 柴天佑. 自动化科学与技术发展方向[J], 自动化学报, 2018, 44(11): 1921—1930.
- CHAI T Y. Development directions of automation science and technology [J]. ACTA Automatica Sinica, 2018, 44(11): 1921—1930. (in Chinese)
- [8] 段广仁. 高阶系统方法: I 全驱系统与参数化设计[J]. 自动化学报, 2020, 46(7): 1333—1345.
- DUAN G R. High-order system approaches: I. fully-actuated systems and parametric designs [J]. Acta Automatica Sinica, 2020, 46(7): 1333—1345. (in Chinese)
- [9] SAMAD T, BAUER M, BORTOFF S, et al. Industry engagement with control research: perspective and messages [J]. Annual Reviews in Control, 2020, 49: 1—14.
- [10] 李东海, 史耕金, 王维杰, 等. 预期动态的 PID 控制 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2024.
- LI D H, SHI G J, WANG W J, et al. Desired dynamic equation proportional integral derivative (DDE-PID) [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2024. (in Chinese)
- [11] 郭雷. 不确定性动态系统的估计、控制与博弈[J]. 中国科学: 信息科学, 2020, 50(9): 1327—1344.
- GUO L. Estimation, control, and games of dynamical systems with uncertainty [J]. Scientia Sinica (Informationis), 2020, 50(9): 1327—1344. (in Chinese)
- [12] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- HAN J Q. Active disturbance rejection control technique [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [13] FLIESS M, JOIN C. Model-free control [J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228—2252.
- [14] SHE J H, MIYAMOTO K, HAN Q L, et al. Generalized-extended-state-observer and equivalent-input-disturbance methods for active disturbance rejection: deep observation and comparison [J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2023, 10(4): 957—968.
- [15] JIN H Y, GAO Z Q. On the notions of normality, locality, and operational stability in ADRC [J]. Control Theory and Technology, 2023, 21(1): 97—109.
- [16] 黄一. 关于自抗扰控制的稳定性分析[J]. 控制理论与应用, 2024, 41(8): 1501—1505.
- HUANG Y. Stability analysis of active disturbance rejection control [J]. Control Theory & Applications, 2024, 41(8): 1501—1505. (in Chinese)
- [17] 万成麒, 冯洋, 赵春发, 等. 含时滞电磁悬浮系统的 Smith 预估线性自抗扰控制研究[J]. 动力学与控制学报, 2024, 22(11): 47—57.
- WAN C Q, FENG Y, ZHAO C F, et al. Study on Smith predictive linear active disturbance rejection control of the electromagnetic levitation system with time delays [J]. Journal of Dynamics and Control, 2024, 22(11): 47—57. (in Chinese)
- [18] KHALIL H K. Nonlinear systems [M]. 3th ed. London: Pearson Education, Inc., 2002.