

基于摩擦模型的伺服系统模糊控制技术研究

王楚杏, 史守峡

(北京遥感设备研究所, 北京 100854)

摘要: 针对非线性摩擦对伺服系统性能的影响, 常规 PID 控制法不能兼顾快速性和稳定性的需求, 并且正弦跟踪存在“平顶”现象, 基于 Stribeck 摩擦模型, 采用了模糊控制补偿策略, 通过 matlab/Simulink 仿真, 仿真结果表明, 与常规 PID 控制相比, 模糊控制具有较强的鲁棒性和抗干扰性能, 能够很好地解决阶跃跟踪带来超调量大和正弦跟踪带来的跟踪误差等问题, 对伺服系统工程具有实际应用价值。

关键词: 模糊控制; Stribeck 摩擦模型; 伺服系统

Study on Servo System with Fuzzy Control Based on Friction Model

WANG Chuxing, SHI Shouxia

(Beijing Institute of Remote Sensing Equipment, Beijing 100854, China)

Abstract: Aiming at the influence of nonlinear friction on the performance of servo system, traditional PID control method is difficult to take into account the requirements of rapidity and stability at the same time, and the servo system has the phenomenon of flat top in sinusoidal tracking. A fuzzy control compensation method based on Stribeck friction is proposed. Through Matlab/Simulink simulation, the results show that, compared with traditional PID method, the fuzzy control has strong robustness and anti-interference characteristics, and can solve the excessive overshoot caused by step signal and tracking error by sine signal. It has practical application value in servo system engineering application.

Keywords: fuzzy control; Stribeck friction model; servo system

0 引言

伺服系统在航空航天、船舶及武器系统得到了广泛的应用, 其主要功能是实现对输入信号的快速响应与准确跟踪, 在实际的伺服系统中, 由于传动系统存在非线性因素, 所以对伺服系统的性能有一定影响, 特别是在高精度、超低速伺服系统中, 由于非线性摩擦环节的存在, 系统主要表现为低速时出现“跳动”或“爬行”现象^[7], 稳态时出现较大的静差或出现极限环振荡现象, 因此建立较准确的摩擦模型并选用合适的摩擦补偿方法是提高伺服系统性能的重要环节。

为了实现此目标, 常规的控制方法是经典 PID 控制^[1], 其具有简单、稳定性好、可靠性高的优点, 在工程上得到广泛的应用, 但此控制方法中的参数是事先写入程序不再变化的, 所以具有一定的局限性, 对高精度的伺服系统控制效果较差。而模糊控制是不基于摩擦模型的控制方法, 不需要受控对象有精确的数学模型, 对于参数变化有较强的鲁棒性, 适合具有高精度定位要求的伺服系统。本文基于实际模型的测量结果, 建立伺服系统的摩擦模型, 并通过 Matlab/Simulink 仿真实验, 得出与经典 PID 控制对比, 模糊控制方法在超调量、调节时间等指标上表现出优越性的结论。

本文伺服系统以某武器系统制导设备导引头伺服系统为例。

1 伺服系统的设计与仿真

1.1 伺服系统模型的设计

某导引头伺服控制系统包括位置跟踪回路和陀螺稳定回路。

1) 位置跟踪回路主要完成导引头目标的位置预定和搜索。可以使导引头回波天线在角度上自动跟踪目标, 使导引头能连续地接收到目标的回波信号。

2) 稳定回路实现目标在惯性空间的稳定与目标的跟踪。回波天线接收到目标信号后传递给接收机检测出跟踪角度误差信号, 导引头就根据这个误差信号去控制天线旋转, 达到使误差减小的目的, 保证天线的指向保持正确, 实现对目标位置的跟踪。

两个回路的工作过程为: 角度预定回路工作来完成导弹在飞离发射装置之前, 对目标指示角度信息的装订, 使视线对准目标。当导引头截获目标后, 陀螺稳定回路开始工作。

高性能的伺服控制系统主要由经典电流环、速度环及位置环组成^[5], 反馈传感器采用旋转变压器构成角位置回路, 稳定回路反馈传感器由陀螺仪组成, 速度内回路和电

收稿日期: 2023-01-11; 修回日期: 2023-02-09。

作者简介: 王楚杏(1997-), 女, 陕西宝鸡人, 硕士研究生在读, 主要从事导航、制导技术及测试技术方向的研究。

引用格式: 王楚杏, 史守峡. 基于摩擦模型的伺服系统模糊控制技术研究[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(3): 162-170, 222.

流环是陀螺回路与位置回路共用部分^[5]。导引头伺服分系统工作原理框图如图1所示。

1) 速度回路在系统中的主要作用是加大速度阻尼系数, 减小伺服系统过渡过程的超调量, 增加系统的相角裕量, 提高伺服系统的低速平稳性能, 提高回路的动态性能。其中电流闭环传递函数通常可以近似为比例环节。

2) 位置回路主要通过旋转变压器形成闭环控制。一般需要设计位置回路的校正环节来满足系统快速性、超调量等性能指标。位置环是以速度回路为内环的角度预定回路, 所以速度内环的设计及校正至关重要。

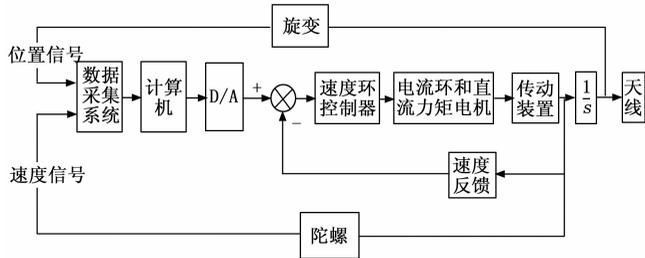


图1 导引头伺服控制系统原理图

1.2 伺服系统模型的仿真

1) 速度环仿真模型的系统参数如下: $G_1(s)$ 为速度环的校正环节, 电流环可近似为比例环节 $\beta=0.5 \text{ A/V}$, $C_m=0.1 \text{ kg} \cdot \text{cm/A}$, $J=0.01 \text{ kg} \cdot \text{cm} \cdot \text{s}^2$, $K_1=0.22 \text{ V} \cdot \text{s/rad}$, $i_1=1$ 。

本系统采用滞后校正^[12]。相位滞后校正主要利用负幅值段, 使被校正系统高频段衰减, 幅值穿越频率左移, 从而获得充分的相位裕量, 其相位滞后部分要远离预计的新的幅值穿越频率, 以达到提高系统的开环增益, 减小稳态误差, 以达到提升相角裕度的目的。同时串联一个比例环节, 以满足系统截止频率的要求。

经设计后速度校正环节为 $G_1(s) = 200 \times \frac{1/10s+1}{1/2s+1}$ 。速度环的 Matlab 仿真模型如图2所示, 系统开环频率特性如图3所示, 由数据读出开环截止频率 $\omega_c=7.17 \text{ Hz}$, 相角裕度 $\gamma=80^\circ$, 此设计可以满足系统要求。

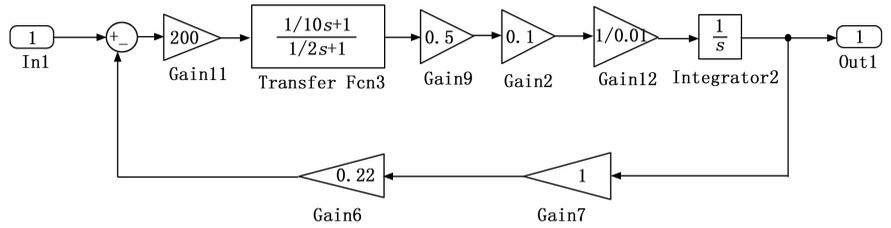


图2 速度环仿真模型图

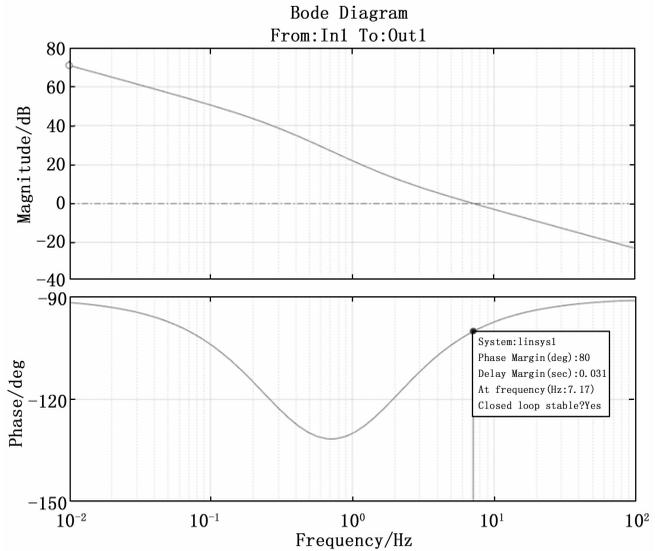


图3 速度环开环频率特性图

2) 位置环的校正环节经设计后为 $G_2(s) = 2 \times \frac{1/4s+1}{1/2s+1}$,

位置环仿真模型如图4所示。

当系统输入阶跃信号引导时, 位置回路响应曲线如图5(a)所示, 由于系统非线性因素的存在, 所以系统响应存在一定地振荡现象。在正弦信号引导时, 位置回路响应曲线如图5(b)所示, 可以看出此系统能比较好地跟踪正弦输入信号。

2 非线性摩擦

摩擦是一种普遍存在的自然现象, 具有复杂性、非线性性和不确定性等特点^[6]。通过大量的摩擦研究表明, 人类对摩擦过程的准确描述尚未实现。所以关于摩擦模型的研究已经持续了很长时间, 从最简单的Leonard模型到现在复

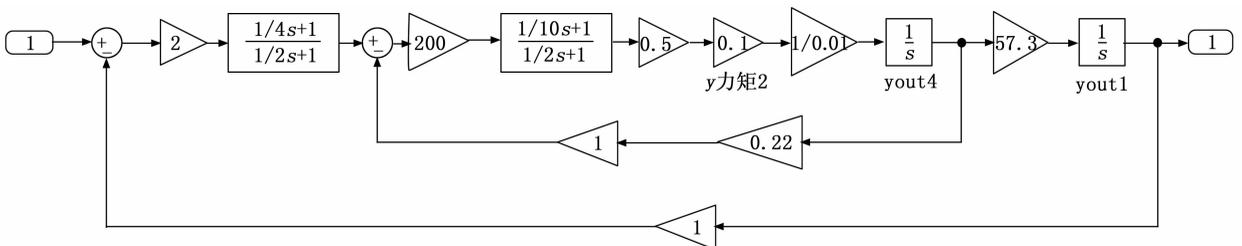


图4 位置环仿真模型图

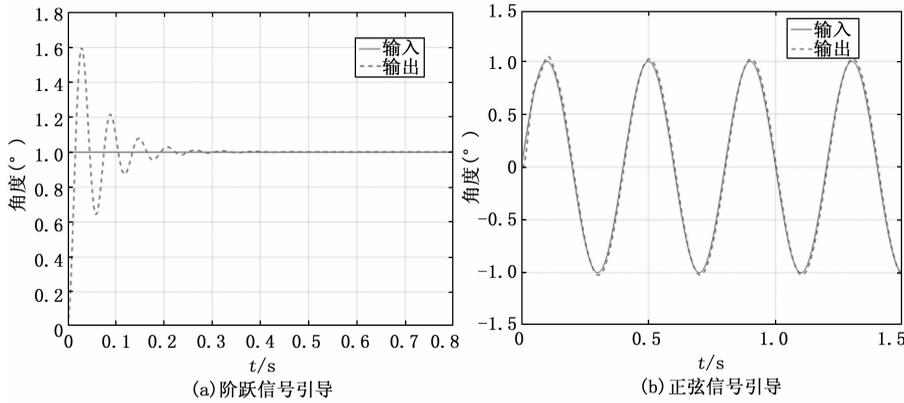


图 5 位置回路输入信号响应曲线

杂的多参数摩擦模型，众多研究者在这个领域做了很多工作^[8]。目前工程中经常采用的模型如图 6 所示。

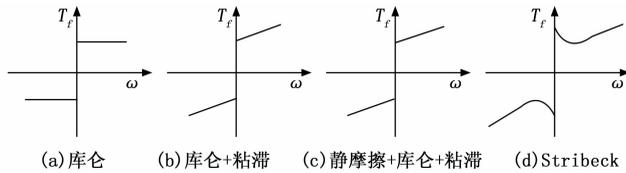


图 6 常见的摩擦模型示意图

可以看出，不同的摩擦模型都是在库仑模型的基础上发展而来的，下文将具体介绍工程中使用较多的 Stribeck 模型。

2.1 Stribeck 摩擦模型

在任一机械传动系统中，由于制造工艺的限制，每一对进行相对运动的物体接触表面都有摩擦存在^[10]。有关摩擦的研究表明，摩擦系数与众多因素有关，如接触表面特性、粗糙度、温度、滑动速度、接触时间等，且摩擦系数不能用常数简单表述。对于具体的反馈系统来说，其输出轴上的摩擦力矩是由系统整个机械传动各部分的摩擦作用的综合结果。摩擦力矩是影响转台低速运行跟踪性能的重要因素，会造成低速爬行和过‘0’不平滑等现象，当正弦信号引导时还会出现“平顶”现象，所以非线性摩擦的消除对于提升系统性能来说至关重要。

人们结合大量实际经验总结出改进方法，大致可概括为以下三类：

- 1) 改变机械伺服系统的结构，尽量减少传动环节，从而减少摩擦；
- 2) 选择合适的润滑剂，从物理方面减小移动接触面的摩擦力；
- 3) 采取适当的控制策略对摩擦环节进行补偿。

本文重点研究第三类方法，即如何通过选用合适的控制补偿策略，对摩擦进行补偿，提升伺服系统的性能。

通过对两物体的接触面的变化过程进行研究分析，研究者发现接触面从相对静止到相对运动经历四个阶段^[4]，在不同的阶段中，接触面之间的相对运动速度是不同的，所以多数系统的摩擦负载力矩具有图 7 所示的 Stribeck 摩擦模

型。模型具体分析如下：

1) 第一阶段：弹性形变阶段。此阶段虽然对接触面施加了外力，但因为摩擦力的存在，接触面之间只有微小的弹性形变，没有相对滑动，此时摩擦力的大小与施加的外力大小相同，方向相反。并且此阶段与速度无关，体现出的是结构的静摩擦特性。

2) 第二阶段：边界润滑阶段。当施加的外力达到临界值后，外力大于摩擦力，接触面间由直接接触，逐渐地，在接触表面之间形成一层液体油膜，直到接触表面完全分离。

3) 第三阶段：部分液体润滑阶段。是第二到第四阶段的过渡过程，在该阶段时物体间相对速度通常比较小。

4) 第四阶段：完全润滑阶段。在此阶段中，随着速度的增加摩擦力开始减小，对应曲线中斜率小于 0 的部分。当完全润滑阶段开始后，随着速度的增加，与速度成正比的粘滞摩擦力渐渐占据主导作用。^[11]

这四个阶段也可以简单描述为摩擦力与转速之间的对应关系，即静摩擦力矩最大，随着输出速度的增加，摩擦力矩减小，当速度继续增加时，摩擦力矩略有增加或保持不变，并且摩擦力矩与输出速度线性相关。

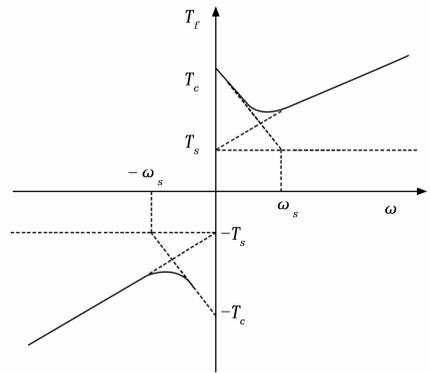


图 7 Stribeck 模型图

Stribeck 摩擦模型的表达式为：

$$T_f(\omega) = T_c \operatorname{sgn}(\omega) + (T_s - T_c)(1 - e^{-\omega/\omega_s}) \operatorname{sgn}(\omega) + B\omega \quad (1)$$

其中： ω_s 为相对速度值； T_f 为摩擦力矩； T_s 为最大静摩擦力矩，与 2 个接触面的材料有关系； T_c 为库仑摩擦力矩，与转台的负载质量有关系； δ 为粘滞摩擦系数，与 2 个接触面的润滑条件有关系； ω_s 为临界速度值。

最大静摩擦力矩 T_s 、库仑摩擦力矩 T_c 和粘滞摩擦系数 δ 组成了基本的摩擦模型，不同的摩擦模型往往是在其中一项或几项的基础上建立起来的，比如在摩擦的基本特性上增加了 Stribeck 效应就有了 Stribeck 模型。

2.2 摩擦模型的建立

为了研究摩擦因素对伺服系统的影响, 首先建立 Stribeck 摩擦模型, 其中摩擦力矩可以通过转台力矩平衡原理来测量^[13]。直流电机驱动系统如图 8 所示。

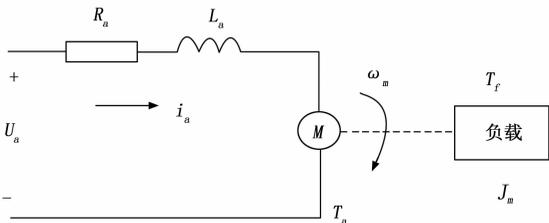


图 8 直流电机驱动系统图

电枢电流的数据, 绘制曲线如图 9 所示。

图中具体数据如表 1 所示。

表 1 转台测量数据表

	时间 (t/s)	角速度/ (°/s)	电流 /A	时间 (t/s)	角速度/ (°/s)	电流 /A
正向 转动	4.92	50.001	0.42	2.96	79.99	0.45
	11.06	0.002	-0.04	12.34	-0.064	-0.04
负向 转动	4.54	-50.009	-0.48	2.54	-79.98	-0.48
	10.78	-0.01	-0.04	12.18	-0.028	-0.037

2.2.1 静摩擦力矩计算:

直流量矩电机的转矩系数为: $C_m = 7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A}$ 。

1) 当电机以匀速 $\omega_m = 50^\circ/\text{s}$ 转动时, 由图 9 (a) (b) 电流数据计算得到正向电枢电流的平均值为 0.4 A; 负向电枢电流的平均值为 -0.43 A。

正向静摩擦力矩为:

$$T_1 = C_m I_a = 0.4 \text{ A} \times 7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} = 2.93 \text{ N} \cdot \text{m}$$

负向静摩擦力矩为:

$$T_2 = -0.43 \text{ A} \times 7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} = -3.15 \text{ N} \cdot \text{m}$$

2) 当电机以匀速 $\omega_m = 80^\circ/\text{s}$ 转动时, 由图 9 (c) (d) 电流数据计算得到正向电枢电流的平均值为 0.41 A; 负向电枢电流的平均值为 -0.44 A。

正向静摩擦力矩为:

$$T_1 = C_m I_a = 0.41 \text{ A} \times 7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} = 3.01 \text{ N} \cdot \text{m}$$

力矩平衡原理如下所示:

$$T_a - T_f = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2)$$

式中, T_a 为电机驱动力矩, T_f 为摩擦力矩, J 为转动惯量, $\frac{d\omega_m}{dt}$ 为角加速度, ω_m 为角速度。

直流电机在两端电压 u_a 的驱动下, 施加电流 i_a 在电机上产生驱动力矩 T_a , 若驱动力矩 T_a 大于摩擦力矩 T_f 时, 会产生角速度 ω_m 与角加速度 $\frac{d\omega_m}{dt}$, 伺服平台开始转动; 当 $\frac{d\omega_m}{dt} = 0$, 驱动力矩等于摩擦力矩时, 速度 ω_m 变为常数。

所以电机的运动可以分成两个阶段:

第 1 阶段为速度启动阶段, 速度为

变化值, 此时 $\frac{d\omega_m}{dt} \neq 0$, 有计算公式:

$$T_f = T_a - J \frac{d\omega_m}{dt} = C_m I_a - J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3)$$

第 2 阶段为速度稳态阶段, 速度为

常数值, 此时 $\frac{d\omega_m}{dt} = 0$, 只要测量到电机驱动力矩便可获得摩擦力矩, 计算公式如下:

$$T_f = T_a = C_m I_a \quad (4)$$

其中: C_m 为转矩系数, I_a 为电枢电流, J 为总负载转动惯量。

所以只要获得电机电枢电流及转动惯量, 计算出加速度便可以计算出静摩擦力矩和动摩擦力矩。

在实际转台上利用以上原理对数据进行测量并计算。具体操作如下: 首先使电机加速转动, 达到一定的角速度并保持一段时间后, 断开电枢回路, 使伺服系统在摩擦力的作用下停止转动^[13]。选取角速度分别为 $\omega_m = 50^\circ/\text{s}$ 和 $\omega_m = 80^\circ/\text{s}$ 时, 测量减速过程中电机角速度和和

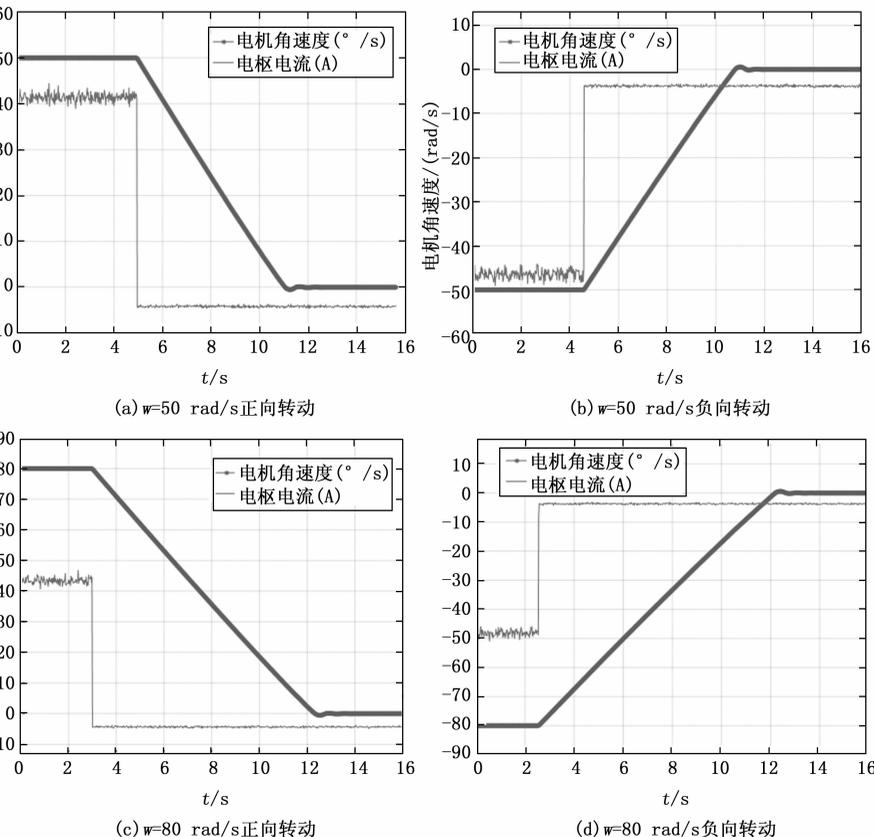


图 9 电机减速曲线图

负向静摩擦力矩为:

$$T_2 = C_M I_a = -0.44 \text{ A} \times 7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} = -3.23 \text{ N} \cdot \text{m}$$

从计算结果可以看出, 匀速转动时的速度对静摩擦力矩影响很小, 并且正负向的电枢电流是不同的, 表明静摩擦力矩具有不对称性, 这个特点也体现在后文建立的摩擦模型中。

2.2.2 动摩擦力矩计算

由图 9 曲线可以得到摩擦模型的动态特性, 可以看出, 天线的减速过程基本上是在做匀减速运动, 起作用的力矩主要是摩擦力矩, 因此可以得到摩擦力矩在动摩擦阶段基本不变的结论^[14]。

系统参数:

反馈放大系数为 $k=1$;

外框总负载转动惯量 $J=1.5 \times 10^4 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

1) 当电机在速度 $\omega_m = 50^\circ/\text{s}$ 时断开电枢回路, 计算结果如下。

正向动摩擦力矩为:

$$t_1 = 11.04 \text{ s} - 4.92 \text{ s} = 6.12 \text{ s}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\Delta\omega}{t_1} = \frac{0.002^\circ/\text{s} - 50.001^\circ/\text{s}}{6.12 \text{ s}} = -8.17^\circ/\text{s}^2 = -0.14 \text{ rad/s}^2$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = 15 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \times (-0.14 \text{ rad/s}^2) = -2.1 \text{ N} \cdot \text{m}$$

$$T_f = C_M I_a - J \frac{d\omega_m}{dt} =$$

$$-0.04 \text{ A} \times 7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} - (-2.1 \text{ N} \cdot \text{m}) = 1.8 \text{ N} \cdot \text{m}$$

负向动摩擦力矩为:

$$t_1 = 10.78 \text{ s} - 4.54 \text{ s} = 6.24 \text{ s}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\Delta\omega}{t_1} = \frac{-0.01^\circ/\text{s} - (-50.001^\circ/\text{s})}{6.24 \text{ s}} = 8.01^\circ/\text{s}^2 = 0.14 \text{ rad/s}^2$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = 15 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \times 0.14 \text{ rad/s}^2 = 2.1 \text{ N} \cdot \text{m}$$

$$T_f = C_M I_a - J \frac{d\omega_m}{dt} =$$

$$-0.04 \text{ A} \times 7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} - 2.1 \text{ N} \cdot \text{m} = -2.39 \text{ N} \cdot \text{m}$$

2) 当电机在速度 $\omega_m = 80^\circ/\text{s}$ 时断开电枢回路, 计算结果如下。

正向动摩擦力矩为:

$$t_1 = 12.34 \text{ s} - 2.96 \text{ s} = 9.38 \text{ s}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\Delta\omega}{t_1} = \frac{0.056^\circ/\text{s} - 79.99^\circ/\text{s}}{9.38 \text{ s}} = -8.52^\circ/\text{s}^2 = -0.15 \text{ rad/s}^2$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = 15 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \times (-0.15 \text{ rad/s}^2) = -2.25 \text{ N} \cdot \text{m}$$

$$T_f = C_M I_a - J \frac{d\omega_m}{dt} = -0.04 \text{ A} \times$$

$$7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} - (-2.25 \text{ N} \cdot \text{m}) = 1.95 \text{ N} \cdot \text{m}$$

负向动摩擦力矩为:

$$t_1 = 12.18 \text{ s} - 2.54 \text{ s} = 9.64 \text{ s}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\Delta\omega}{t_1} = \frac{0.097^\circ/\text{s} - (-79.98^\circ/\text{s})}{9.64 \text{ s}} = 8.31^\circ/\text{s}^2 = 0.14 \text{ rad/s}^2$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = 15 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \times 0.14 \text{ rad/s}^2 = 2.1 \text{ N} \cdot \text{m}$$

$$T_f = C_M I_a - J \frac{d\omega_m}{dt} = -0.036 \text{ A} \times$$

$$7.33 \text{ N} \cdot \text{m/A} - 2.1 \text{ N} \cdot \text{m} = -2.36 \text{ N} \cdot \text{m}$$

通过上述计算可以看出, 正负动摩擦力矩与电机转动角速度的大小无关, 与电机本身的制造工艺相关较大。取两个速度转动时计算的力矩平均值, 可以得到本文导引头伺服结构的摩擦模型, 如图 10 所示。

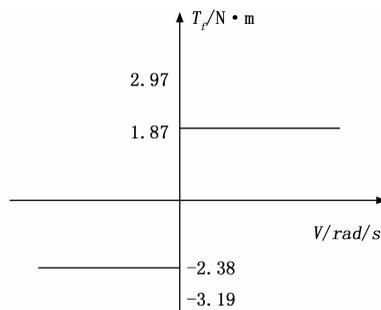


图 10 摩擦力数学模型

与图 10 的标准 Stribeck 模型相比, 本文使用的摩擦模型近似为静摩擦+库仑摩擦+粘滞摩擦的组合。表达式为:

$$T_f(\omega) = T_c \text{sgn}(\omega) + B\omega$$

下文以此模型为基础, 分析非线性摩擦对系统性能产生的影响。

2.3 摩擦对伺服系统的影响

本文基于图 10 的摩擦模型, 在位置回路加入摩擦模型后对伺服系统进行 Matlab/Simulink 仿真。仿真模型如图 11 所示, 仿真结果如图 12 所示。

阶跃信号引导时, 对比图 5 (a), 由于摩擦力矩的存在, 对于系统的振荡起到一定的缓解效果, 但系统的超调量还是比较高。正弦信号引导时, 对比图 5 (b), 由于摩擦力矩的存在, 信号跟踪出现“平顶”现象^[15], 影响了系统的跟踪精度。

实际工程应用中, 高性能的伺服系统要求尽可能无超调, 而且对于输入信号要能很好地复现。下文主要研究通过摩擦补偿策略如何提升含摩擦的伺服系统性能。

3 摩擦控制方法

3.1 摩擦补偿研究

摩擦补偿的方法主要有: 基于摩擦模型的补偿、非基于摩擦模型的补偿、基于智能控制的摩擦补偿和基于复合控制的摩擦补偿。

3.1.1 基于摩擦模型的补偿方法

基于摩擦模型的补偿方法的本质是前馈补偿, 即针对

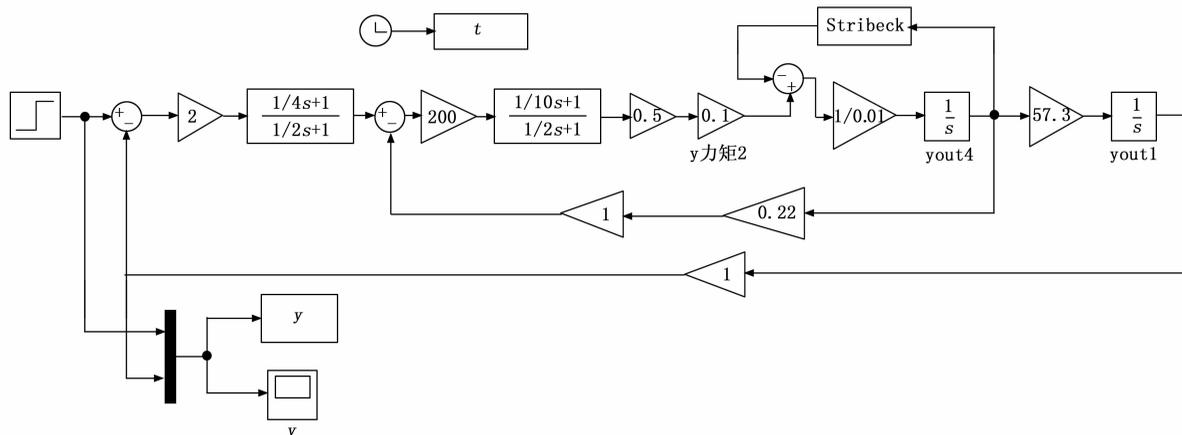
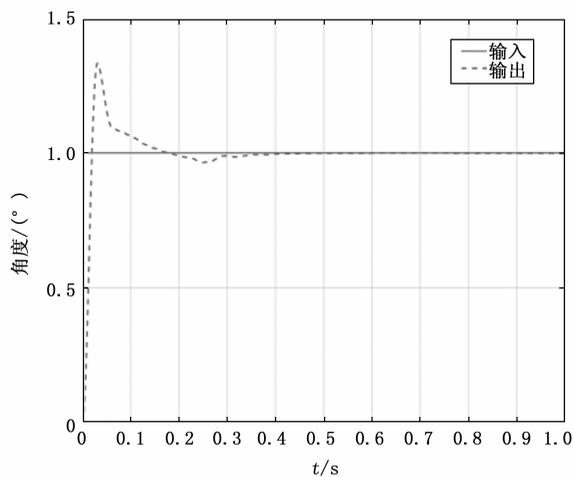
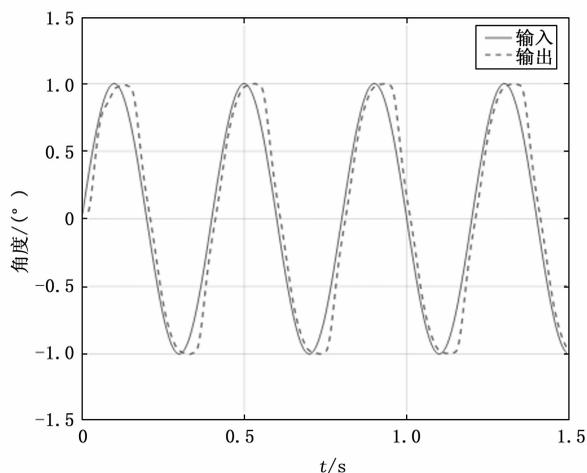


图 11 含摩擦环节的位置回路仿真



(a) 阶跃信号引导



(b) 正弦信号引导

图 12 含摩擦环节的位置回路响应曲线

实际伺服系统中存在的非线性摩擦建立合适的摩擦模型, 或选择合适的摩擦模式, 基于该模型来估计摩擦力矩的值, 然后将摩擦力矩的估计值与系统自身的控制力矩相加, 从而消除摩擦连杆对系统的影响。基于摩擦模型的补偿可分为两类: 固定模型补偿和自适应补偿。对于固定摩擦补偿,

摩擦模型的具体参数应通过参数识别获得, 并在控制过程中保持不变。对于自适应补偿, 摩擦参数通过线性迭代获得, 并且在控制过程中是可变的。目前常用的基于摩擦模型的补偿方法有: 单纯基于库仑摩擦模型的补偿方法、基于库仑摩擦和静摩擦模型的补偿方法、基于 Karnop 摩擦模型的补偿方法、基于指数摩擦模型的补偿方法、基于 LuGre 摩擦模型的补偿方法等。

3.1.2 不依赖于摩擦模型的补偿方法

因为模型参数获得比较困难, 所以常用的补偿方法就是不基于摩擦模型的补偿方法, 方法有很多种。其实质是将系统摩擦视为一种外界扰动, 通过改变系统的控制结构或控制参数来提高系统抑制扰动的能力, 从而抑制非线性摩擦。主要方法有: 传统 PID 控制方法、脉冲控制方法、信号抖动法、转矩反馈法、基于扰动观测器的控制方法、变结构摩擦补偿法等。

3.1.3 基于智能控制策略的补偿方法

智能控制理论在 20 世纪 90 年代有了很大的发展。与传统控制方法相比, 智能控制策略不需要被控对象的数学模型, 因此对模型建立的精度要求不高。在智能控制策略的基础上, 主要通过研究模糊控制、神经网络控制、重复控制等方法来解决摩擦对系统的影响。此类补偿策略虽然对摩擦模型的要求不高, 但是在具体实施过程中也存在一些问题, 比如模糊规则难以确定、神经网络算法实时性较差、控制效果未到达预期等。

综合考虑各种补偿策略的优劣以及可实施性后, 本文选取传统 PID 法和基于智能策略的模糊控制法分别对伺服系统中存在非线性摩擦进行补偿, 并通过实例 Matlab/Simulink 仿真对比两种不同方法的优劣。

3.2 模糊控制基本原理

模糊控制^[17]就是把人类对控制对象积累的控制经验集合化后, 转换为清晰直观可数学实现的控制器, 从而在计算机上实现对被控对象的控制。模糊控制策略的系统原理框图如图 13 所示。

虚线框中的 4 个部分组成了模糊控制器, 其是模糊控

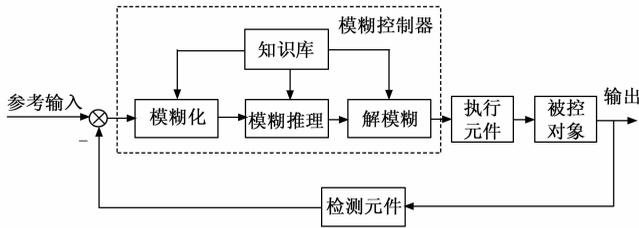


图 13 模糊控制系统原理框图

制系统的核心所在，一般包括模糊化、知识库、模糊推理、解模糊四个部分。模糊控制的基本思想是用计算机或其它装置模拟人对系统的控制过程。在人的控制过程中，控制策略是用自然语言来描述的，因此具有模糊性。将输入的信号经过模糊化后变成模糊量，利用知识库进行模糊推理，再经过解模糊形成清晰的控制量，然后通过执行元件控制被控对象。这就是模糊控制器工作的基本原理。

3.3 模糊控制器的设计

模糊控制器的设计概括为以下几个步骤：

- 1) 确定模糊控制器的结构；
- 2) 选择并确定模糊控制规则；
- 3) 解模糊化。

3.3.1 模糊控制系统器的结构

选择和确定模糊控制器的结构，包括确定系统输入输出、模糊语言变量、隶属度函数。

1) 模糊控制器 (Fuzzy Control) 一般以向量 x 为输入变量，其分量 (如 e 、 ec) 的个数称为模糊控制器的维数。本研究采用二维控制器，输入量为速度偏差 e 和速度偏差变化率 ec ，输出量为控制量 u 。

2) 常用的模糊语言变量有 $\{NVB, NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB, PVB\}$ ，依次代表负很大、负大、负中、负小、零、正小、正中、正大、正很大。输入输出变量的描述准确与否与模糊语言变量的数量有关，变量个数越多，描述越准确，控制器的补偿效果就越好，但是不能一味地追求数量多，因为过多的变量数会增加控制规则的复杂度。所以要选取合适的模糊语言变量数，以达到准确而简单的效果。

本文输入 e 、 ec 的模糊集合为 $\{NB, NS, Z, PS, PB\}$ ，输出 u 的模糊集合 $\{NVB, NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB, PVB\}$ 。

3) 隶属度函数应该是能够准确、客观、科学地反映出模糊概念或者是事物的渐变性、稳定性和连续性。本文隶属度函数形状均采用三角形。

4) 论域：

本文所用的模糊控制器中误差 e 的论域选择为 $[-10, +10]$ ，误差变化 ec 论域为 $[-15, +15]$ ，控制输出 u 的论域需要依据系统实际运行的动态范围选择和确定为 $[-10, +10]$ 。

3.3.2 模糊控制规则

模糊控制的核心是模糊规则和模糊逻辑推理。模糊规

则反映了人们在大量实际操作中累计的经验，又被称为模糊控制算法。建立合适的模糊规则是模糊控制器设计的核心工作，确定模糊控制规则的原则是使控制器的输出能够使系统输出响应的动态和静态性能达到最佳。控制规则的多少视输入及输出量数目及所需的控制精度而决定。

模糊控制规则一般用若干条“IF... is... AND... is... THEN...is...”这样的模糊语句表示，可以体现出输入量与输出量之间的变化关系。为了易于查算，一般采用表格的形式呈现。

本文建立了 25 条控制规则，得到输入输出变量的控制规则表如表 2 所示。

表 2 模糊控制规则表

E	EC				
	Z	NB	NS	PS	PB
NB	NM	NVB	NB	NS	Z
NS	NS	NB	NM	Z	PS
Z	Z	NM	NS	PS	PVM
PS	PS	NS	Z	PM	PB
PB	PM	Z	PS	PB	PVB

为了直观清晰，本文所使用的控制规则所对应形成的控制曲面图，如图 14 所示。

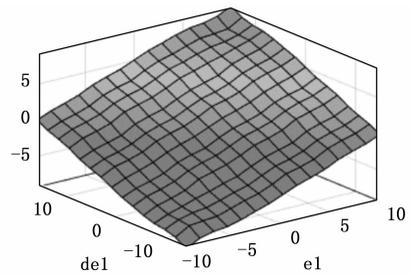


图 14 模糊控制规则曲面图

3.3.3 解模糊化

经过模糊控制器处理后的结果是模糊量，是计算机语言的体现，不能被实际控制对象所识别，因此必须对模糊推理的结果进行处理。这一过程就是解模糊化，又被称为清晰化，就是实现将计算机模糊语言转变为精确的数值的过程，也就是根据输出模糊子集的隶属度计算出确定的数值，从而实现了对控制对象的控制。

常见的清晰化方法有以下几种分：最大隶属度法、重心 (加权平均) 法和取中位数法。通过大量的研究表明，加权平均法具有更佳的性能。所以本文采用控制效果较好的加权平均法，又称重心法。控制量的清晰值由下式决定：

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu(z_i) z_i}{\sum_{i=1}^n \mu(z_i)} \quad (5)$$

由上式求出模糊控制量的清晰值之后，再乘以控制量的比例因子即得到施加给被控对象的控制作用。本文所用的比例因子 $k_e=5$ ， $k_{ec}=0.05$ ， $k_u=0$ 。

4 系统仿真实验

在 Matlab/Simulink 环境下, 对图 4 伺服系统采用常规 PID 和模糊控制两种方法进行仿真^[21-22], 常规 PID 控制仿真模型如图 4 所示, 模糊控制仿真模型如图 15 所示, 模糊控制器位于位置回路中。

单位阶跃信号引导时, 对比不同参数摩擦模型的控制效果, 仿真结果如图 16 所示。当输入幅度为, 频率为的正弦信号时, 仿真结果如图 17 所示。

由仿真可以看出, 在含有摩擦因素影响的伺服系统中,

输入阶跃信号时, 系统超调量较大, 响应时间较长, 而模糊控制的输出明显优于常规 PID 控制, 能将系统超调量控制在内, 并且响应时间不超过, 表明该方法有很好的控制效果。当输入正弦信号时, 常规 PID 控制的输出波形变形严重, 且存在“平顶”现象, 而模糊控制能较好地跟踪输入信号, 说明此控制方法能补偿非线性摩擦对系统性能的影响。

考虑到伺服系统在可控范围内变化的情况, 当速度回路增益分别为 180、190、200 时, 对比 PID 控制和模糊控制的补偿效果, 仿真结果如图 18 所示。

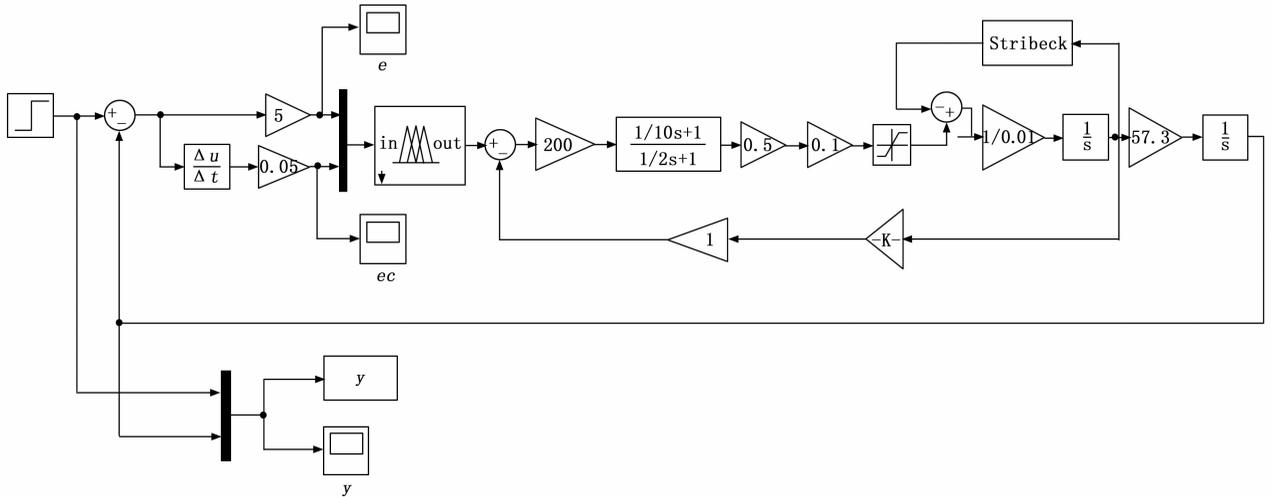


图 15 位置回路模糊控制仿真模型

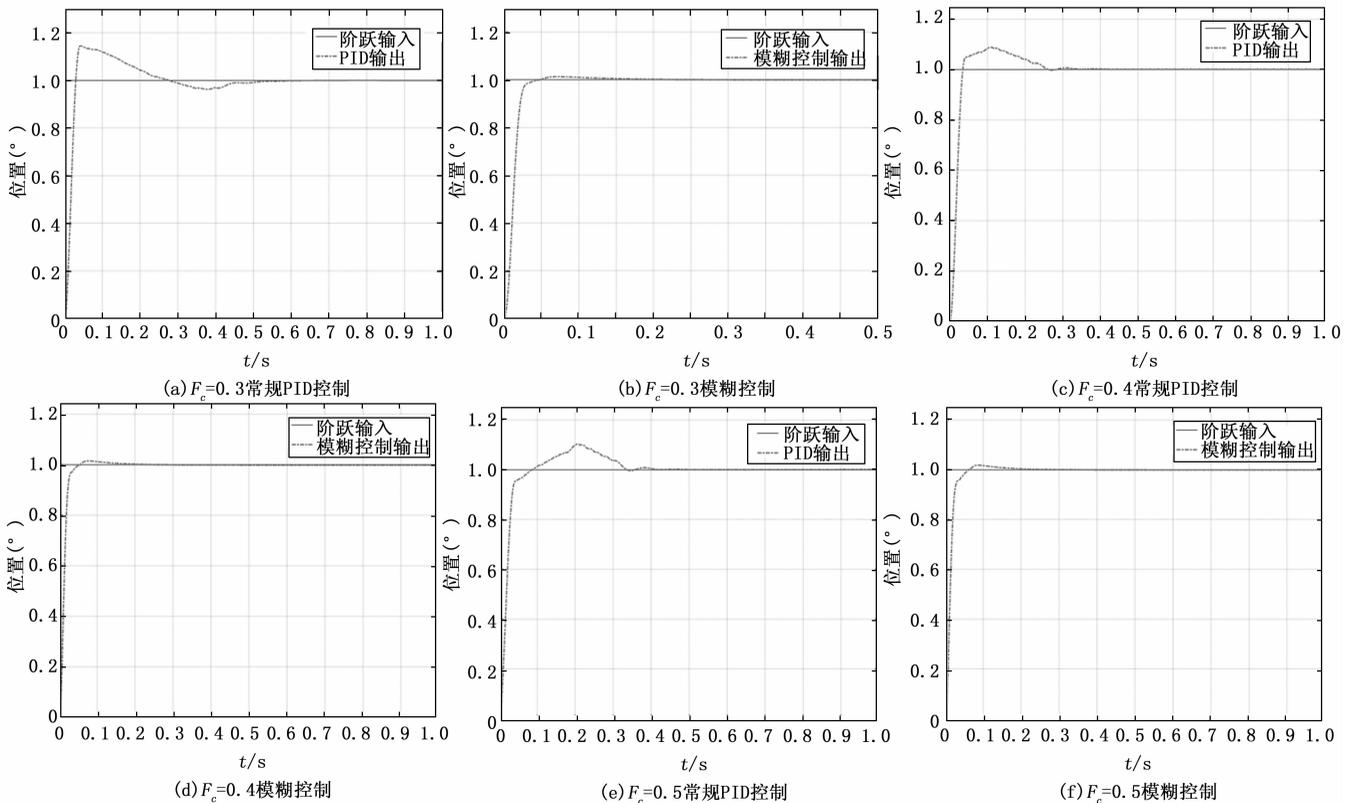


图 16 含摩擦时位置回路阶跃响应曲线

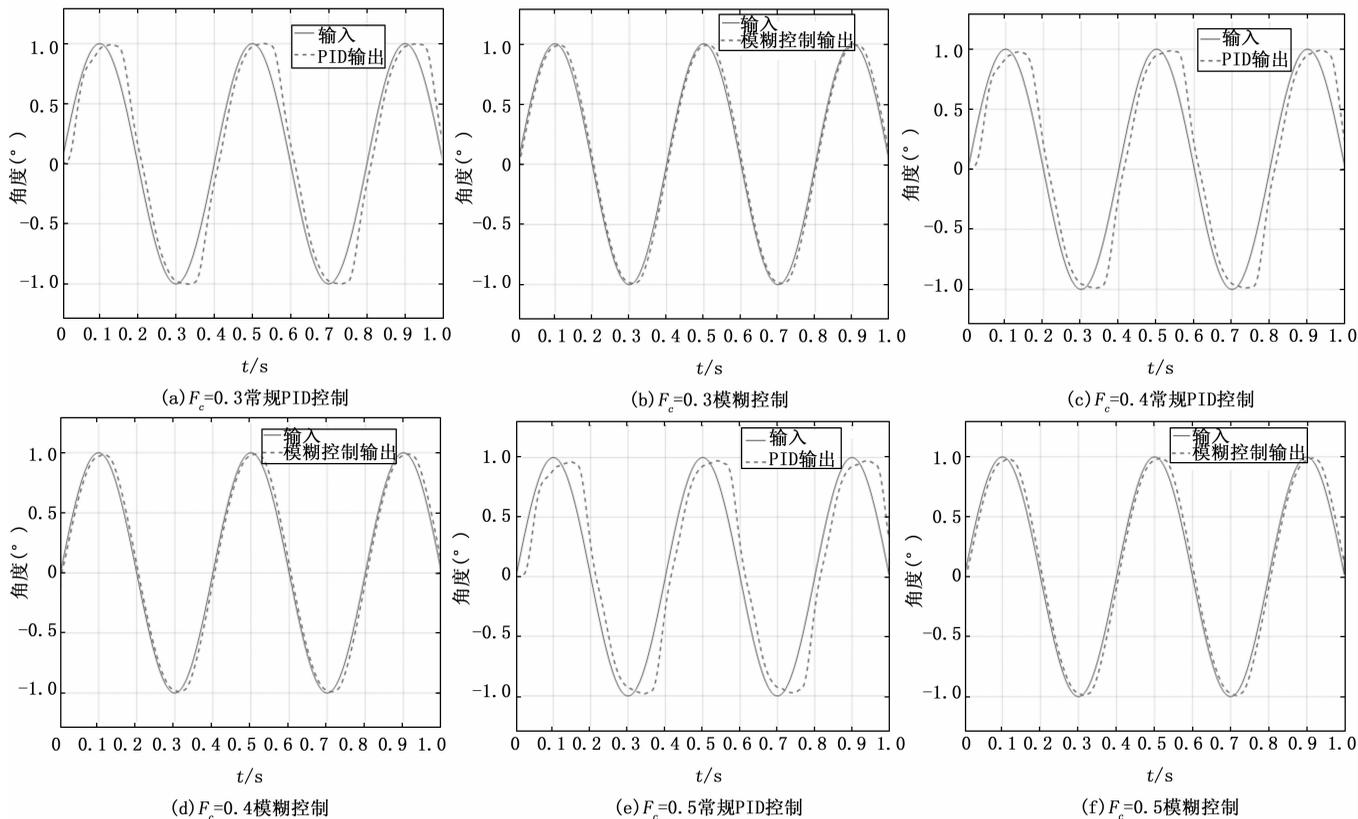


图 17 含摩擦时位置回路正弦响应曲线

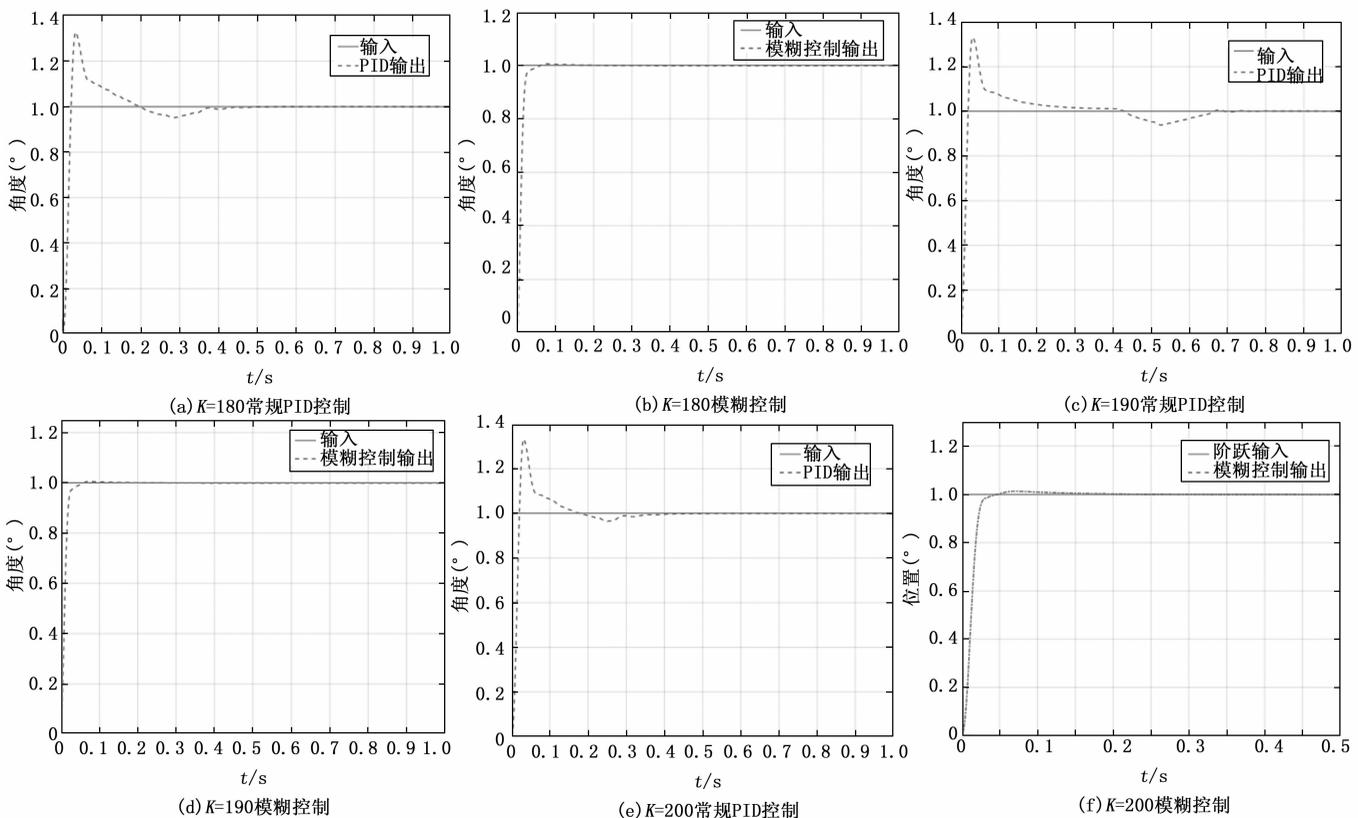


图 18 位置回路增益不同时阶跃响应曲线

(下转第 222 页)