

伺服系统低速特性的自适应控制

马文超

(四川大学电子信息学院, 成都 610064)

摘要:低速特性是伺服系统的一个重要指标,而其影响因素很多,摩擦力矩则是其中的一个主要因素。为消除这种不利影响,建立了考虑摩擦因素的伺服控制系统模型;在此基础上,设计了库伦摩擦自适应控制器,并进行了仿真分析,同时与传统 PID 控制做了比较。结果表明,模型参考自适应控制大大提高了伺服系统的低速精度,为消除其他非线性因素给伺服系统造成的不利影响提供了理论和试验依据。

关键词:伺服系统;摩擦;低速;自适应控制器

中图分类号:TP273

文献标识码:A

近些年来,智能化、高精度的伺服系统伴随着电子信息的崛起被广泛应用到航空航天等军事领域和一些民用领域,如高精度转台伺服控制系统、液压伺服系统等。伺服系统的速度精度和速度平稳性是伺服系统设计的重要指标,对一些高精度伺服系统而言,则要求其具有稳定的最低速度和比较高的低速稳定精度。但受到加工工艺水平等因素的限制^[1],摩擦干扰力矩、电机波动力矩、传感器性能和环境噪声成为提高伺服系统低速性能必须要解决的问题,而摩擦干扰力矩是影响低速性能的主要因素,极容易造成“低速不平稳现象”即“低速抖动”现象。因此,低速抖动问题成为伺服系统研究的主要课题之一^[2-3],近些年很多学者做了这方面的研究,主要集中在摩擦模型的建立和控制器的设计上。传统 PID 控制是基于线性系统的控制器,在一定程度上可以抑制摩擦干扰,但控制效果不够优越,不能从根本上解决摩擦干扰问题。本文在对库伦摩擦模型分析的基础上,建立伺服系统模型^[4],设计了自适应控制器^[5],运用 Matlab\Simulink 软件进行仿真,仿真结果表明,自适应控制器能较好的抑制摩擦干扰,提高伺服系统的低速性能。

1 伺服系统模型的建立

该系统采用直流力矩电机作为执行元件,根据其工作原理,可以写出其电压平衡方程和力矩平衡方程的 S 域形式^[6]:

$$U_a(s) = R_a I(s) + L_a s I_a(s) + E_a(s) \quad (1)$$

$$E_a(s) = C_e \Omega(s) \quad (2)$$

$$M_m(s) = Js\Omega(s) + M_f(s) \quad (3)$$

$$M_m(s) = C_m I_a(s) \quad (4)$$

由式(1)、式(2)、式(3)、式(4),可以画出直流电机传递函数方框图,如图 1 所示。

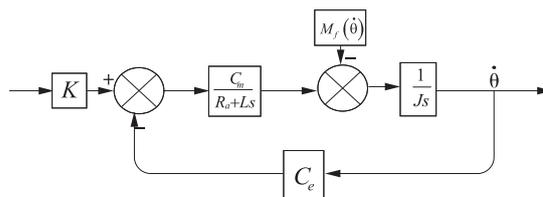


图 1 直流力矩电机传递函数框图

其中, K 是功率放大器的传递函数。对于一个直流力矩电机而言,一般电枢电感 L 很小,可以忽略不计^[4],并令

$$b_k = \frac{C_m C_e}{R_a J} f_k = \frac{C_m}{R_a J}$$

则将上述框图可以简化为图 2 的形式。

图 2 中 $M_f(\bar{\theta})$ 是库伦摩擦模型,其数学表达式为: $M_f(\bar{\theta}) = M_c \text{sgn}(\bar{\theta})$, 式中 M_c 是库伦摩擦力矩的幅值。

2 控制器的设计

2.1 传统的 PID 控制器的设计

在 Simulink 环境中,搭建伺服系统的闭环框图,如图 3 所示。PID 控制器采用 Simulink Extras 工具箱中的

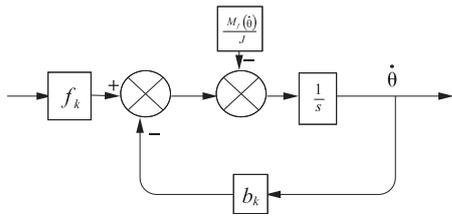


图2 简化的直流力矩电机框图

PID Control 模块, 打开其参数设置面板, 可以对比例、积分和微分三个参数进行设置。

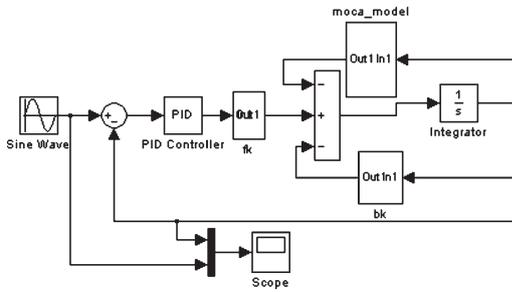


图3 PID 控制器设计框图

2.2 模型参考自适应控制器的设计

模型参考自适应控制系统结构图, 如图4所示。

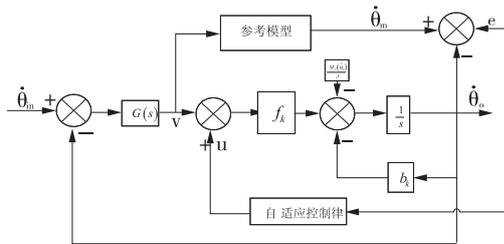


图4 模型参考自适应控制系统结构框图

自适应控制器设计原理:

$$\ddot{\theta}_0 + af \cdot \dot{\theta}_0 = k(u + v) - \frac{M_f(\dot{\theta}_0)}{J} \quad (5)$$

$$M_f(\dot{\theta}_0) = M_c \text{sgn}(\dot{\theta}_0) \quad (6)$$

选择如下的参考模型:

$$\ddot{\theta}_m + a_m \cdot \dot{\theta}_m = k_m v \quad (7)$$

$$e = \dot{\theta}_m - \dot{\theta}_0 \Rightarrow \dot{e} = \ddot{\theta}_m - \ddot{\theta}_0 \quad (8)$$

把(1)式、(2)式、(3)式代入(4)式得:

$$\dot{e} + a_m \cdot e = (af - a_m)\dot{\theta}_0 + (k_m - k)v + \frac{M_f(\dot{\theta}_0)}{J} - ku \quad (9)$$

选择控制量 \$u\$:

$$u = k_1 \dot{\theta}_0 + k_2 v + k_3 \text{sgn}(\dot{\theta}_0) \quad (10)$$

把(2)式、(6)式代入(5)式, 得:

$$\dot{e} + a_m \cdot e = (af - a_m - kk_1)\dot{\theta}_0 + (k_m - k - kk_2)v +$$

$$\left(\frac{M_c}{J} - kk_3\right) \text{sgn}(\dot{\theta}_0) \quad (11)$$

定义行向量:

$$\chi = [\chi_1 \chi_2 \chi_3] = [af - a_m - kk_1, k_m - k - kk_2, \frac{M_c}{J} - kk_3]$$

及

$$\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3] = [\dot{\theta}_0, v, \text{sgn}(\dot{\theta}_0)]$$

则(7)式简化为:

$$\dot{e} + a_m \cdot e = \chi \cdot \varepsilon^T \quad (12)$$

根据李雅普诺夫理论, 定义李雅普诺夫函数:

$$L(t) = e^2 + \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\eta_i} (\chi_i + \mu_i e \varepsilon_i)^2$$

其中 \$\eta_i, \mu_i\$ (\$i=1, 2, 3\$) 为任意正整数, 对 \$L(t)\$ 求导, 得:

$$\begin{aligned} \dot{L}(t) = & -2a_m \cdot e^2 + 2 \sum_{i=1}^3 \chi_i e \varepsilon_i + \\ & 2 \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\eta_i} (\chi_i + \mu_i e \varepsilon_i) \left[\dot{\chi}_i + \mu_i \frac{d}{dt}(e \varepsilon_i) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

视 \$af, k_m, k, a_m, M_c, J\$ 为常量, 则:

$$\dot{\chi}_i = -k\dot{k}_i \quad (i=1, 2, 3) \quad (14)$$

令

$$\dot{\chi}_i = -\eta_i \cdot e \cdot \varepsilon_i - \mu_i \frac{d}{dt}(e \varepsilon_i)^2 \quad (15)$$

把(11)式代入(9)式得:

$$\dot{L}(t) = -2a_m \cdot e^2 - 2 \sum_{i=1}^3 \mu_i (e \varepsilon_i)^2 \quad (16)$$

因为 \$a_m, \mu_i\$ 都是大于零的, 所以(12)式是负定的。即 \$\forall e\$, 有 \$\dot{L} \le 0\$, 因而 \$e\$ 是渐近稳定的, 即 \$\lim_{t \to \infty} e = 0\$

由(10)式和(11)式得:

$$k\dot{k}_i = \eta_i \cdot e \cdot \varepsilon_i + \mu_i \frac{d}{dt}(e \varepsilon_i)^2 \quad (i=1, 2, 3) \quad (17)$$

由式(13)得:

$$k_1 = A_1 \int_0^t e \dot{\theta}_0 dt + B_1 e \dot{\theta}_0 \quad (18)$$

$$k_2 = A_2 \int_0^t e v dt + B_2 e v \quad (19)$$

$$k_3 = A_3 \int_0^t e \text{sgn}(\dot{\theta}_0) dt + B_3 e \text{sgn}(\dot{\theta}_0) \quad (20)$$

其中 \$A_i = \eta_i/k, B_i = \mu_i/k\$ (\$i=1, 2, 3\$), 式(5)~(20)中用到的 \$a_f\$ 即 \$b_k, k\$ 即 \$f_k\$。

在线调整 \$k_1, k_2\$ 和 \$k_3\$ 三个参数, 就可以使得系统输出逼近输入。在 Simulink 中搭建基于模型参考自适应控制器的系统框图, 如图5所示。

3 仿真对比

仿真中, \$M_c = 0.03 N \cdot m, J = 0.6 kg \cdot m^2, K_p = 20, K_d = 3, k_m = 6, a_m = 1.25\$。考虑到参数受环境因素的影响,

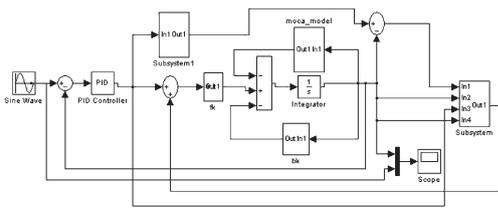


图 5 参考模型自适应控制器设计框图

取 $bk = 1.5 + 0.5\sin(0.001t)$, $fk = 0.5 + 0.05\sin(0.001t)$ 。
 采用 *ode45* 求解器, 固定步长 $0.0001s$, 输入的正弦信号
 为 $0.01\sin(2\pi t)$, 仿真时间设置为 $2s$ 。

采用 PID 控制器的仿真结果, 如图 6 所示。

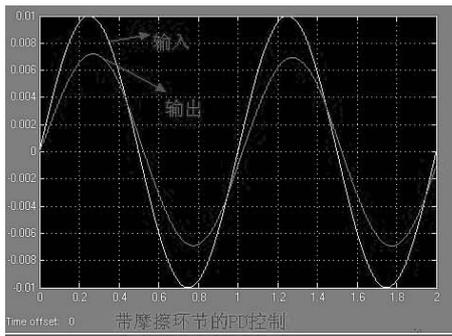


图 6 PID 控制器仿真结果输入输出曲线

采用模型参考自适应控制器, 仿真结果如图 7 所示。

4 仿真结果分析

从图 5 和图 6 的仿真结果可以看出, 由于考虑了摩

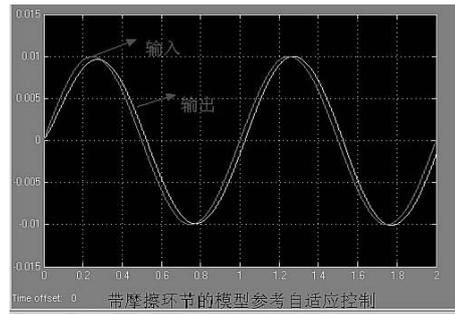


图 7 采用模型参考自适应控制器的输入输出曲线

擦非线性, 模型参考自适应控制器的控制效果要明显优于传统的线性 PID 控制器, 克服了低速时摩擦对伺服系统的影响, 大大提高了系统的精度。

参考文献:

- [1] 陈娟. 自适应低速摩擦补偿[J]. 量子电子学报, 2001, 18:89-91.
- [2] 刘洪玉. 转台伺服系统低速性能分析与摩擦补偿研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006.
- [3] 戚嘉兴. 转台低速性能分析与研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- [4] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2008.
- [5] 顾幸生. 现代控制理论[M]. 上海: 华东理工大学出版社, 2008.
- [6] 陈娟. 伺服系统低速特性与抖动补偿研究[D]. 长春: 中国科学院, 2001.

Low Speed Adaptive Controller for Servo System

MA Wen-chao

(College of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China)

Abstract: The low speed characteristic is an important index for a servo system. It is affected by many factors in which friction torque is the main factor. In order to eliminate such bad effect, a model is set for the servo system, which has considered the friction characteristic. Based on this, the Kunlun friction adaptive controller is designed, and simulation analysis is carried on. Compared with the traditional PID controller, the Kunlun friction adaptive controller greatly improves the low speed precision of the servo system, and provides a theoretical and experimental basis for eliminating the disadvantageous influences exerted on the servo system by the other nonlinear factors.

Key words: servo system; friction; low speed; adaptive Controller