

文章编号: 1001-0920(2001)06-0943-04

抑制柔性机械臂残留振荡的时滞滤波器设计

梁春燕, 李旻智, 谢剑英

(上海交通大学 自动化研究所, 上海 200030)

摘 要: 将时滞滤波器技术应用于柔性机械臂残留振荡的控制, 获得了较好的控制效果。根据柔性机械臂简化的二阶系统模型进行时滞滤波器的设计, 指出时滞滤波器实质上是一种零极点对消技术。实验结果验证了时滞滤波器抑制柔性臂残留振荡的有效性。

关键词: 时滞滤波器(TDF); 残留振荡; 柔性机械臂

中图分类号: TP 271

文献标识码: A

Time Delay Filter Design to Eliminate Residual Vibration of Flexible Beam

L I A N G Chun-yan, L I M in-zhi, X I E J ian-ying

(Institute of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: Time delay filter technique is applied to reduce endpoint residual vibration of flexible beam. It is designed based on the simplified second order system model. It indicates that the time delay filter is equal to adding zeros at the place of system poles. Experiment results verify that residual vibration of flexible beam can be eliminated effectively by time delay filter.

Key words: time delay filter; residual vibration; flexible beam

1 引 言

近些年, 机器人已广泛应用于诸多工业领域, 如柔性制造系统、空间技术中航天器的回收与释放等。由于机器人从一个运动状态到另一个运动状态的转换过程中, 会产生残留振荡, 因而大大降低了机器人的定位精度和抓取精度, 影响工作效率。文献[1]指出, 一空间站第一阶段的装配约需遥控机器人工作 47 小时, 其中等待消除残留振荡的时间约占总时间的 20% ~ 30%, 目前, 如何迅速地消除柔性机器人残留振荡仍是急待解决的难题之一。常用的解决办法有: 加大系统阻尼、提高刚度、建立复杂的模型并

设计好的控制器等。前两种方法往往要求增加对象的质量而受到限制, 后一种方法则相对复杂且应用较少。因此, 探索其它有效方法来消除残留振荡具有重要的理论价值和实用价值。

1958 年, Tallman 和 Smith 提出一种称为 posicast 的方法^[2], 利用时滞环节将阶跃输入分成几个片段实施控制, 并使各个片段引起的动态响应分量之和为零, 从而消除残留振荡, 但由于该方法的鲁棒性较差, 没有得到广泛应用。后来, Singer 和 Seering 改进了这种方法的鲁棒性^[3], 将其称为时滞滤波器(TDF)^[4], 这是一种前馈型的开环控制方法,

收稿日期: 2000-06-02; 修回日期: 2000-07-24

作者简介: 梁春燕(1974—), 女, 山东济宁人, 博士生, 从事时滞控制、工业过程控制和计算机网络工程研究; 谢剑英(1940—), 男, 福建龙岩人, 教授, 博士生导师, 从事计算机过程控制、网络与信息系统的研究。

在抑制高精度定位系统的残留振荡方面引起了广泛重视, 并已成功地应用于坐标测量机、桥式起重机及空间挠性机构等定位控制系统中。

由于前馈控制结构简单, 不需要过多的检测设备作为反馈元件, 并可避免由于反馈控制引起的振荡, 因此在柔性机械臂运动规律已知的情况下, 不失为一种抑制柔性机械臂残留振荡的有效途径。本文基于柔性机械臂的二阶模型进行了时滞滤波器的设计和实验研究。

2 时滞滤波器技术

2.1 基本设计方法

时滞滤波器(TDF)技术是时滞控制的一个主要分支。它包含一系列不同幅值和时滞时间的脉冲序列, 将期望的系统输入与脉冲序列进行卷积, 得到一个整形的输入来驱动系统。时滞滤波器的基本结构为

$$F(s) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-st_i}$$

其中, A_i 和 t_i 是脉冲序列的幅值和对应的时滞, n 是所包含的脉冲个数。

考虑柔性机械臂的开环控制系统, 由柔性机械臂的振动位移与驱动力矩 τ 的传递函数, 得到截取第一阶弹性振动模态后的传递函数为

$$\frac{V_L(s)}{\tau(s)} = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2}, \quad 0 < \xi < 1 \quad (1)$$

其中, ω 和 ξ 是机械臂的频率和阻尼, 均与柔性臂物理特性有关。

采用时滞滤波器前馈控制, 系统的残留振荡可以描述为 ω 和 ξ 的函数, 即

$$V(\omega, \xi) = e^{-\xi\omega_n} \sqrt{(C(\omega, \xi))^2 + (S(\omega, \xi))^2} \quad (2)$$

其中

$$C(\omega, \xi) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \cos\left(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i\right) \quad (3)$$

$$S(\omega, \xi) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \sin\left(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i\right) \quad (4)$$

式(2)提供了一种设计TDF的方法, 在系统的模型频率和阻尼处残留振荡的幅值为0, 这样, 所有的正弦之和与所有的余弦之和也必须分别为0, 即

$$\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \cos\left(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i\right) = 0 \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \sin\left(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i\right) = 0 \quad (6)$$

为使滤波后与未滤波的输入最终得到的输出

值相同, 脉冲幅值之和必须满足如下增益约束条件

$$\sum_{i=1}^n A_i = 1 \quad (7)$$

同时要求脉冲的幅值均为正值, 即

$$A_i \geq 0 \quad (8)$$

当 $n = 2$, 滤波器含有两个脉冲时, 其结构为 $F(s) = A_1 + A_2 e^{-st_2}$, 解上面的方程可以得到

$$K = e^{-\frac{\xi\omega t_2}{\sqrt{1-\xi^2}}}, \quad \Delta T = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}}$$

$$A_1 = \frac{1}{1+K}, \quad A_2 = \frac{K}{1+K}$$

$$t_1 = 0, \quad t_2 = \Delta T$$

所求出的两脉冲序列即为零振荡(ZV)时滞滤波器。可以看出, 时滞时间 t_2 决定于柔性臂的固有频率和阻尼, 若系统的阻尼和固有频率不能精确知道, 则时滞时间 t_2 就不能完全定下来, 控制力矩便不能加在柔性臂运动的恰当位置上, 因此会加剧柔性机械臂的振荡。

时滞滤波器一般是以前馈控制方式实施控制的, 其鲁棒性较差, 无法抑制不可测干扰对系统性能的影响。为了提高其鲁棒性, 可以利用式(3)和式(4)及其微分方程, 求出鲁棒性更好的滤波序列。例如: 1) 零振荡和微分(ZVD)系列时滞滤波器^[3]: 它满足ZV约束及式(3)和式(4)对 ξ 和 ω 的多次微分在模型频率处为零; 2) 极不灵敏(EI)时滞滤波器^[3]: 残留振荡在模型频率处等于一个比较小的非零值, 而在比模型频率稍微高和低的频率处残留振荡为零, 在模型频率处残留振荡的微分仍为零。

时滞滤波器的鲁棒性可以用灵敏度曲线表示, 即式(2)所描述的残留振荡与系统自然频率的关系。图1给出了ZV, ZVD及EI型时滞滤波器的灵敏度曲线(横坐标为频率比, 即系统频率与模型频率的比)。可以看出, ZV对模型误差比较敏感, ZVD对模

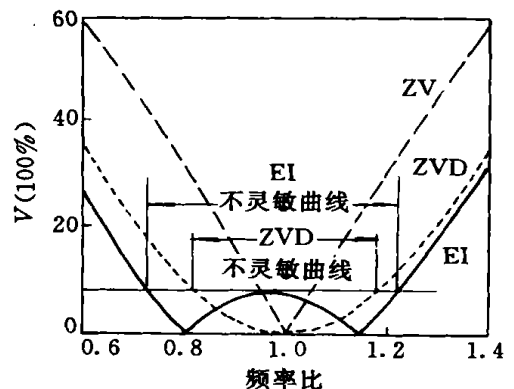


图1 不同类型TDF的灵敏度曲线

型误差有较大的不灵敏性, 但 ZVD 不灵敏性的提高导致其时间长度增加, 系统响应变慢。EI 时滞滤波器与 ZVD 有相同的时间长度, 但前者具有更大的不灵敏性。

2.2 时滞滤波器的零点分布

对于给定的 ZV 型时滞滤波器的方程 $F(s) = K_p + K_d e^{-sd}$, 其零点为

$$s = \sigma + j\omega = -\frac{1}{d} \ln \frac{K_p}{K_d} \pm j \frac{2k+1}{d} \pi$$

$$k = 0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

显然, TDF 具有无穷多个零点, 且全部分布于平行于虚轴的一条直线上, 如图 2 所示。为方便起见, 称离实轴最近的一对共轭零点为主零点。可以发现, TDF 是在没有极点的情况下提供了无穷多个零点, 这是其它类型的滤波器所无法比拟的。

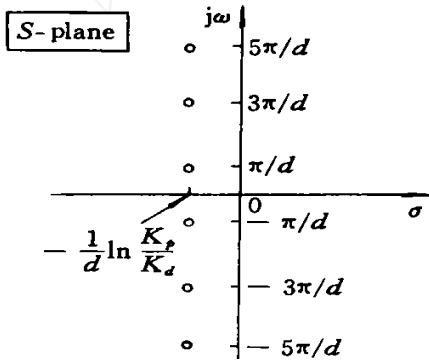


图 2 基本时滞滤波器的零点分布

ZVD 型时滞滤波器的主零点分布相当于在振动模态上配置多重零点。EI 型极不灵敏时滞滤波器只要求在对象建模频率附近具有足够小的灵敏度, 而不强求 TDF 的零点正好对消对象的极点, 主零点分布相当于在系统的极点附近分别配置零点。

3 实验研究

实验中柔性臂的材料选为铝合金, 长 71.8cm, 宽 0.1cm, 高 2.075cm; 柔性臂的固有频率为 4.9919 rad/s, 固定在电机轴上后, 频率一般为原来的 0.7 左右, 即约 3.4943 rad/s, 同时测得其阻尼为 0.056。下面研究在不同类型时滞滤波器的控制下, 柔性臂末端的振荡情况。

给定直流电机控制电压为 4V, 给定转角为 160°; 当不采用时滞滤波器时, 经过 2.5s 后到达期望位置, 柔性臂末端振荡的最大幅值是 0.1m。根据上面的方法设计 ZV 型时滞滤波器

$$F(s) = 0.5439 + 0.4561e^{-0.6s}$$

采用 ZV 型滤波器后, 振荡的最大幅值为 0.0691m, 是未加时滞滤波器振荡响应的 69.1%。振荡响应曲线如图 3 所示。由图可见, 该 ZV 滤波器的控制效果并不是很好, 这是因为对柔性机械臂的建模存在一定的误差, 而 ZV 型滤波器对建模误差的鲁棒性比较差, 所以仍存在一定的残留振荡, 但比没有经过滤波后的系统振荡幅值明显减小。

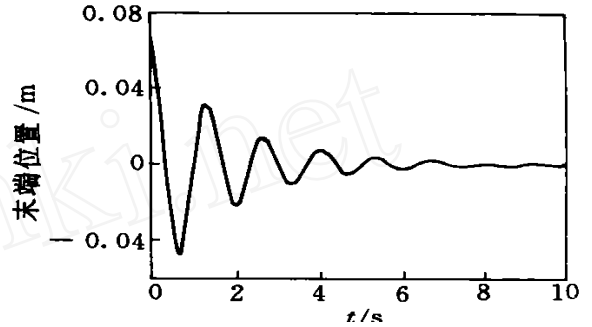


图 3 ZV 型滤波器的柔性臂振荡曲线

时滞滤波器的时滞时间的选择是非常重要的, 它与系统的模型频率和阻尼有密切关系。假设时滞时间选择为 0.6s, 滤波器方程为

$$F(s) = 0.5439 + 0.4561e^{-0.6s}$$

最大振荡幅值为 0.106m。此时振荡不但没有衰减, 反而加剧了。

设计鲁棒 ZVD 型时滞滤波器

$$F(s) = 0.2959 + 0.4961e^{-0.9s} + 0.2080e^{-1.8s}$$

最大振幅为 0.0075m, 显然其控制效果比 ZV 型好。这说明 ZVD 型时滞滤波器对系统的建模误差有很好的鲁棒性。同时考察 EI 型时滞滤波器, 柔性臂振荡的最大振幅为 0.0155m, 振荡响应曲线如图 4 所示。EI 型时滞滤波器在最初时刻没有完全消除振荡, 这是因为在设计时, 令系统的残留振荡小于或等于一个非零值, 一般是原系统残留振荡的 5%, 所以从实验结果可以看出, 系统振荡在一段时间后趋于零, 最大振幅是 ZV 型滤波器的 22.43%, 比 ZV 型滤波器较为优越。

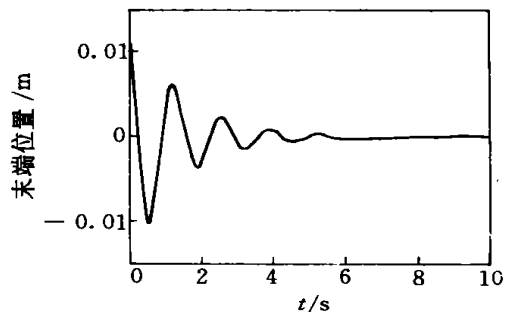


图 4 EI 型时滞滤波器的柔性振荡曲线

以上的实验结果证明了时滞滤波器抑制柔性机械臂残留振荡的有效性。对于 ZV 型滤波器,只有在系统模型精确已知时,才能得到准确的滤波器参数,以完全消除残留振荡。但实际中很难做到这一点,所以需要设计鲁棒性好的滤波器。ZVD 和 EI 型滤波器比 ZV 型滤波器的鲁棒性好,因此对柔性机械臂的控制效果比 ZV 滤波器好,但包含 3 个脉冲,时滞时间比 ZV 长,这说明滤波器鲁棒性的提高是以牺牲系统响应的快速性为代价的。

4 结 语

本文简要概述了时滞滤波器(TDF)的基本设计方法和类型,指出 TDF 实质上是一种零极点对消技术,并通过实验手段验证了 TDF 是一种抑制柔性臂残留振荡的有效途径。由于实际中模型参数不能精确得到,对模型误差鲁棒性好的 EI 和 ZVD 时滞滤波器对柔性臂的控制效果明显优于 ZV 型时滞滤波器,但时滞时间将有所增加,且响应速度变慢。进

一步研究鲁棒性好且时滞时间短的滤波器将是今后的研究内容。

参考文献:

- [1] Alberts T E. Dynamic analysis to evaluate viscoelastic passive damping augmentation for the space shuttle remote manipulator system [J]. *ASME J of Dynamic System, Measurement and Control*, 1992, 114 (2): 468-475
- [2] Tallman G H, Smith O J. Analog study of dead-beat posicast control [J]. *IEEE Transactions of Automatic Control*, 1958, (3): 14-21.
- [3] Singer N C, Seering W P. Preshaping command inputs to reduce system vibration [J]. *ASME J of Dynamic System, Measurement and Control*, 1990, 112 (1): 76-82
- [4] 钟庆昌. 时滞控制及其应用研究[D]. 上海: 上海交通大学, 1999.

(上接第 921 页)

给定跟踪参考信号 $y_r = \sin t$, 应用模糊直接鲁棒自适应控制方法控制系统(33), 并取得 H_∞ 跟踪性能。选取模糊隶属函数如文献[2]。

取向量, 设计高增益观测器 $\hat{e}_1 = q_1, \hat{e}_2 = q_2/\epsilon$ 。取有关参数: $k = [k_1, k_2]^T = [2, 1]^T, \epsilon = 0.01, \eta = 0.1, M = 15, \delta = 0.5, S = 150, S_1 = 50$ 。初始条件为: $\hat{\theta}(0) = 0, x_1(0) = x_2(0) = 0.2, q_1(0) = 0.1, q_2(0) = 0.2$ 。给定正定矩阵 $Q = \text{dian}[10, 10], \rho = 0.5, \lambda = 0.004$, 解 Riccati 方程(8) 得正定矩阵。仿真结果如图 1 所示。

5 结 论

鉴于目前模糊自适应控制方法存在的问题, 按照文献[1]关于直接和间接模糊自适应控制的定义, 本文给出一种模糊直接鲁棒自适应输出反馈控制方法, 其特点是: 1) 模糊控制不需是可测的条件; 2) 模糊控制不但具有鲁棒性, 而且可将模糊逼近误差对

跟踪误差的影响限制到事先给定的水平。

参考文献:

- [1] Wang Lixin. Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems [J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 1993, 1 (1): 146-155
- [2] B S Chen, C H Lee, Y C Chang. Tracking design of uncertain nonlinear SISO system: A daptive fuzzy control approach [J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 1996, 4(1): 32-43
- [3] Tong Shaocheng, Wang Tao, Tang Jiantao. Fuzzy adaptive output tracking control of nonlinear systems [J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2000, 111(2): 169-182
- [4] Tong Shaocheng, Chai Tianyou. Fuzzy direct adaptive control for a class of nonlinear systems [J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1999, 103(2): 379-387.
- [5] H K Khalil. Adaptive output feedback control of nonlinear systems represented by input-output models [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1996, 41(2): 177-188