

## 基于速度估计的成像器稳定装置摩擦补偿

张羽飞, 张建立, 冯汝鹏

(哈尔滨工业大学 惯导中心, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:**针对成像器稳定装置中由于摩擦力矩造成的跟踪误差这一问题, 采用自适应滑模控制的方法对摩擦力矩进行有效补偿, 并且提出了基于改进欧拉近似法从位置测量信号中获取速度信号的方法。通过在成像器稳定装置控制系统中的实际应用, 表明提出的方法有效地减小了成像器稳定装置的跟踪误差, 算法简单、易于实现。

**关键词:** 成像器稳定装置; 摩擦补偿; 速度估计

**中图分类号:** V249.32 **文献标识码:** A **文章编号:** 1007-2276(2004)01-0083-05

## Friction compensation of camera stabilizing device based on velocity estimation

ZHANG Yu-fei, ZHANG Jian-li, FENG Ru-peng

(Center of Inertia Navigation Testing Equipment, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** Considering the tracking error caused by friction in camera stabilizing device, a control method of adaptive slide mode is adopted to compensate the friction torque. Furthermore, an improved Euler method of estimating velocity from position signal is studied in this paper. The application of the two methods in the control system of camera stabilizing device shows that the tracking error caused by friction is weakened effectively, and the methods are also easy to realize.

**Keywords:** Camera stabilizing device; Friction compensation; Velocity estimation

### 0 引言

任何具有相对运动的机械系统都不可避免地存在摩擦力或摩擦力矩。在伺服系统中, 摩擦对系统的性能有着严重的影响, 这主要体现在加大系统的跟踪误差、降低重复精度, 造成系统低速运行时出现跳动或爬行现象, 不能平稳跟踪。

成像器稳定装置是景象匹配制导的关键部件, 必须有足够高的静态和动态跟踪精度。其精度的提高主要受以摩擦为主的干扰力矩的限制, 摩擦力矩的减小受到工艺水平、安装空间等诸多因素的限制。因此, 在已有的机械系统摩擦力矩干扰基础上利用控制方法对其进行补偿, 从而提高成像器稳定装置的精度, 无论从经济角度、实用角度和理论上都有非常重要的意义。

收稿日期: 2003-05-07; 修订日期: 2003-07-18

作者简介: 张羽飞(1973-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 工学博士, 研究领域为鲁棒控制系统, 计算机控制系统设计。

## 1 成像器稳定装置及其数学模型

成像器稳定装置伺服系统应采用计算机控制,电机做成空心结构,电机本体作为与弹体的安装平台,转子作为负载的旋转框架,同时位置传感器集成在电机本体内,以求尽量减小结构,满足弹上结构尺寸要求。

如果不考虑摩擦,忽略成像器稳定装置无刷直流电机电枢电感,则成像器稳定装置位置控制系统的数学模型为<sup>[1]</sup>:

$$J\theta = -\frac{K_t K_c}{R}\dot{\theta} + \frac{K_t}{R}u(t) - \bar{M} \quad (1)$$

式中  $\theta$  为转角; $\dot{\theta}$  为角速度; $\ddot{\theta}$  为角加速度; $K_t$  为转矩系数; $K_c$  为电机反电势系数; $R$  为电枢绕组的等效电阻; $J$  为系统转动惯量; $\bar{M}$  为系统中的扰动力矩,在此只考虑摩擦力矩,即  $\bar{M} = \bar{M}_{\text{fric}}$  的情况。

## 2 速度信号的获取

进行摩擦补偿,获取精确的速度信号最重要。一般测速装置采用直流测速机或是无刷测速机,但二者的分辨率低、测试精度差,尤其在低速时实际信号几乎完全被噪声信号淹没,另外由于安装空间的限制,所以在本系统中采用上述测速元件不能满足速度信号的要求。

在参考文献[2]中讨论了高精度位置伺服系统采用位置信号的差分作为速度信号的可行性,并且通过实际软硬件实现证实了采用该方法获取的速度信号满足系统对速度信号的精度要求。文中也以此方法为基础,通过位置信号获取速度信号,并对其精度进行分析。

通过位置信号获得速度信号最简单的方法是欧拉近似法(差分法),也就是以相邻两次采样的位置信号之差与采样周期的比值作为速度信号。这种方法计算简单并且当位置测量信号精度较高时能够获取质量较好的速度信号。但是由于量测误差的存在,尤其是采样周期较小、速度较低的情况下,使用该方法获得的速度信号误差较大,甚至不能满足系统要求。针对这一问题,很多研究者进行了有益的探索,包括

基于观测器的速度估计<sup>[3]</sup>,将位置测量误差看成是高斯白噪声的卡尔曼滤波法以及一些非线性观测器的方法,以改善通过位置信号所获得的速度信号质量<sup>[4-6]</sup>,并且针对各自不同的实际系统都取得了很好的效果。也有研究者对基本欧拉近似法进行了改进,针对特定问题增加采样步数来获得满意的速度信号。

设位置测量元件的分辨率为  $R$ , 采样周期为  $T$ , 记位置信号在  $kT$  时刻的采样值为  $\theta(k)$ , 该时刻的真实值为  $q(kT)$ , 则由采样带来的误差为  $|\theta(k) - q(kT)| < R$ , 在  $jT$  ( $j=1, 2, \dots$  且  $j < k$ ) 时间段内有:

$$\left| \frac{\theta(k) - \theta(k-j)}{jT} - \frac{q(kT) - q((k-j)T)}{jT} \right| < \frac{2R}{jT} \quad (2)$$

令  $\frac{q(kT) - q((k-j)T)}{jT} = v_j$ , 为时间段  $((k-j)T, kT)$  内的平均速度, 当时间间隔  $jT$  足够短, 可以认为  $v_j$  为  $kT$  时刻的即时速度, 这就是欧拉近似法的基本思想。令  $\frac{\theta(k) - \theta(k-j)}{jT} = \hat{v}_j$ , 为时间段  $((k-j)T, kT)$  内平均速度的估计值, 定义估计速度分辨率为  $v_R = \frac{R}{T}$ , 则有:

$$|\hat{v}_j - v_j| < \frac{2}{j} v_R \quad (3)$$

对于一个特定的系统, 位置测量分辨率和采样周期为常数, 从公式(3)可以看出增加采样步数  $j$  可以减小速度估计误差  $|\hat{v}_j - v_j|$ , 定义相对误差:

$$r_j = \left| \frac{\hat{v}_j - v_j}{\hat{v}_j} \right| \quad (4)$$

则有:

$$r_j = \left| \frac{\hat{v}_j - v_j}{\hat{v}_j} \right| = \left| \frac{\theta(k) - \theta(k-j) - q(kT) + q((k-j)T)}{\theta(k) - \theta(k-j)} \right| < \left| \frac{1}{\theta(k) - \theta(k-j)} \right| 2R \quad (5)$$

由于两个位置测量值的差可以表示为测量分辨率与两个位置间脉冲数的积, 即  $|\theta(k) - \theta(k-j)| = s_j R$ , 其中  $s_j$  为从  $\theta(k-j)$  到  $\theta(k)$  位置测量装置产生的编码脉冲数, 于是有:

$$r_j < \frac{2}{s_j} \quad (6)$$

可以看出,如需获取速度估计相对误差小于 10% 的速度信号,则至少需要 20 个位置测量编码脉冲。对于高速情况,在一个采样周期  $T$  内包括数目较多的位置测量编码脉冲,则一个采样步长内的位置测量编码脉冲数就能满足速度估计的精度要求;对于低速情况,在一个采样周期内包含的位置测量编码脉冲数较少,不能满足速度估计相对误差的要求,此时需要更多的采样步长  $j$ 。

图 1 为位置跟踪曲线。针对图中采用 PID 控制的成像器稳定装置位置伺服系统对幅值为  $2^\circ$ 、频率为 1 Hz 正弦信号跟踪,通过固定步长欧拉近似法从位置信号获取速度信号。图 2 为欧拉近似法时间间隔为一个采样周期(1 ms)的速度估计曲线,可以看出由于时间间隔过短,通常在一个时间间隔内甚至没有

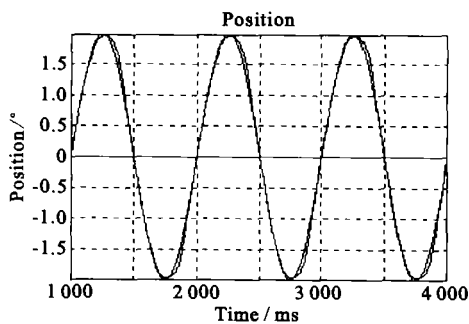


图 1 位置跟踪曲线

Fig. 1 Curve of position tracking

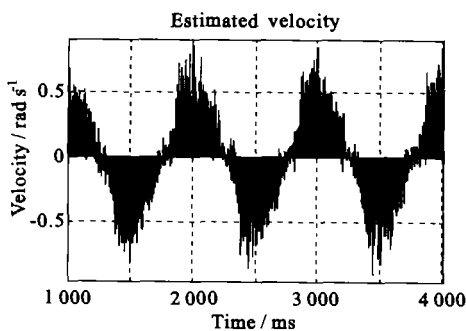


图 2 速度估计曲线

Fig. 2 Velocity estimation

有效的位置信号编码脉冲,此时不能够通过位置信号有效地获取速度信号。考虑增加标准欧拉近似法的步长,如图 4(a)所示,可以看出此时情况得到改善,

但是仍然无法有效获取较准确的速度信号,尤其在低速情况下,采取多点平均进行平滑处理,仍不能得到满意效果。此时可通过对该信号进行滤波以获取质量较好的速度信号,但这会造成速度信号的相位滞后,继续加大欧拉近似法的步长,同滤波的方法一样会引入相位滞后,尤其对高速情况是完全没必要的。

根据对欧拉近似法速度估计的分析和成像器稳定装置位置伺服系统实际情况,考虑采用变步长的策略,对于高速情况采用较短的步长,对于低速情况采用较长步长。算法框图如图 3 所示。

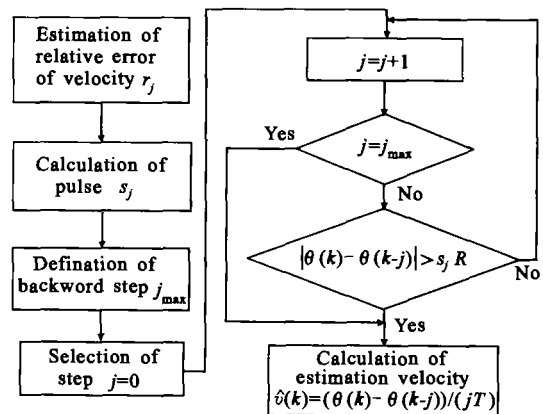


图 3 变步长欧拉近似法速度估计

Fig. 3 Velocity estimation of Euler approximate method with varying steps

采用变步长欧拉近似法不仅可以在高速情况下不引入不必要的相位滞后,而且能够保证低速情况下速度信号的质量,具有理想的低通滤波作用。图 4(b)中,曲线 1 为采用 PID 控制的成像器稳定装置位置伺服系统对幅值为  $2^\circ$ 、频率为 1 Hz 正弦跟踪位置给定信号的微分(理想的位置给定信号速度曲线),曲线 2 为采用文中的变步长欧拉近似速度估计法得到的结果。

从系统位置检测信号中得出的速度信号曲线(从图 4(b)可以看出力矩波动和摩擦对系统速度平稳性的影响),可以看出使用此方法获取的速度信号能够满足系统要求。在成像器稳定装置位置伺服系统设计中,采用纯软件的方法实现变步长欧拉近似速度估计算法,比参考文献[2]中基于硬件实现的基本欧拉近似法获得的速度信号更加精确,无论在高速和低速情况下都得到了满意的效果,而且实现简单,可通过合理选取估计速度相对误差和最大回溯步长,在所获

取的速度信号的精度和相位滞后做折衷。

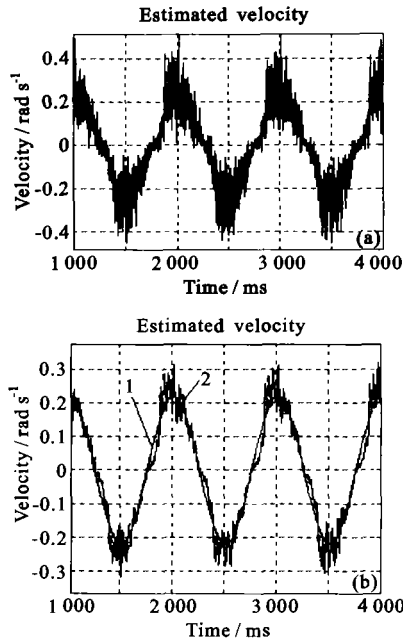


图 4 速度估计曲线

Fig. 4 Velocity estimation curve

### 3 自适应滑模摩擦补偿研究

针对成像器稳定装置位置系统数学模型即公式

(2), 令  $a = -K_c$ ;  $b = \frac{JR}{K_t}$ ;  $M_{fric} = \frac{R}{K_t} \bar{M}_{fric}$ , 则公式(2)变为:

$$\theta = \frac{a\dot{\theta} + u - M_{fric}}{b} \quad (7)$$

考虑包括库仑摩擦、静摩擦、粘性摩擦和 Stribeck 特性的摩擦模型:

$$M_{fric} = [M_c + (M_s - M_c)e^{-(\dot{\theta}/\dot{\theta}_s)^2} + f_v\dot{\theta}] \text{sign}(\dot{\theta}) \quad (8)$$

式中  $M_c$  为库仑摩擦力矩;  $M_s$  为静摩擦力矩;  $f_v$  为粘性摩擦系数;  $\dot{\theta}_s$  为由实验测定的润滑系数(此项系数与 Stribeck 特性相关)。该摩擦模型能够较好地反映滞滑运动中的摩擦状况。假定  $M_c, M_s, f_v$  为常数, 由于  $0 < e^{-(\dot{\theta}/\dot{\theta}_s)^2} < 1$ , 可以视 Stribeck 特性为一有界扰动, 表示为  $|(M_s - M_c)e^{-(\dot{\theta}/\dot{\theta}_s)^2}| \leq M_{fm}$ 。

考虑设计基于以上摩擦模型的自适应控制律, 定义跟踪误差为:

$$e(t) = \theta_d(t) - \theta(t) \quad (9)$$

$$\dot{e}(t) = \dot{\theta}_d(t) - \dot{\theta}(t) \quad (10)$$

式中  $\theta_d$  和  $\dot{\theta}_d$  为期望的位置和速度, 定义滑动面为:

$$s = \Lambda_1 \int_0^t e(\tau) d\tau + \Lambda_2 e(t) + \dot{e}(t) \quad (11)$$

其中要求  $\lambda^2 + \Lambda_2\lambda + \Lambda_1$  为霍尔维茨多项式。

定义:

$$s_\Delta(t) = s(t) - \delta \text{sat}\left(\frac{s(t)}{\delta}\right) \quad (12)$$

式中  $\text{sat}(\cdot)$  为一饱和函数, 定义为  $\text{sat}(x) = \begin{cases} x & \text{如果 } |x| < 1 \\ \text{sign}(x) & \text{其他} \end{cases}$ 。这样, 函数  $s_\Delta(t)$  具有如下特性:

- (1) 如果  $|s| < \delta$ , 则  $\dot{s}_\Delta = s_\Delta = 0$ ;
- (2) 如果  $|s| > \delta$ , 则  $\dot{s}_\Delta = \dot{s}$ , 并且  $|s_\Delta| = |s| - \delta$ ;
- (3)  $s_\Delta \text{sat}(s/\delta) = |s_\Delta|$ ;

设计摩擦自适应补偿变结构控制律为:

$$u = -\hat{a}\dot{\theta} - \hat{b}u_c + \hat{M}_c \text{sign}(\dot{\theta}) + \hat{f}_v \text{sign}(\dot{\theta})\dot{\theta} + \hat{M}_{fm} \text{sign}(s_\Delta) \quad (13)$$

式中  $\hat{a}, \hat{b}$  分别为  $a$  和  $b$  的估计值;  $\hat{M}_c, \hat{f}_v, \hat{M}_{fm}$  为  $M_c, f_v, M_{fm}$  的估计值;  $u_c$  为一等效控制项, 定义为:

$$u_c = -\Lambda_1 e - \Lambda_2 \dot{e} - \dot{\theta}_d - K_v s_\Delta \quad (14)$$

可以看出在控制律中出现了  $\dot{\theta}$  项, 在此采用上一节提出的速度估计法获取速度, 认为速度是可测的。

对  $s(t)$  求导, 并将公式(13)表示的控制律代入公式(7)成像器稳定装置位置控制系统动态方程, 可得到:

$$\dot{s} + K_v s_\Delta = \frac{1}{b} [-\hat{a}\dot{\theta} - \hat{b}u_c + \hat{M}_c \text{sign}(\dot{\theta}) + \hat{f}_v \text{sign}(\dot{\theta})\dot{\theta} - \hat{M} \text{sign}(s_\Delta) + (M_s - M_c)e^{-(\dot{\theta}/\dot{\theta}_s)^2}] \quad (15)$$

式中  $\bar{a} = a - \hat{a}$ ;  $\bar{b} = b - \hat{b}$ ;  $\bar{M}_c = M_c - \hat{M}_c$ ;  $\bar{f}_v = f_v - \hat{f}_v$ 。对于公式(13)中的控制律自适应参数, 采用下

列自适应控制律:

$$\begin{cases} \dot{a} = -k_a s_\Delta \\ \dot{b} = -k_b u_c s_\Delta \\ \dot{M}_c = k_{f_c} \text{sign}(\dot{\theta}) s_\Delta \\ \dot{f}_v = k_{f_v} \dot{\theta} \text{sign}(\dot{\theta}) \\ \dot{M} = k_f |s_\Delta| \end{cases} \quad (16)$$

**定理 1:** 考虑公式(7)所确定的成像器稳定装置位置控制系统,则采用参数由公式(16)确定的控制律公式(13)能够保证闭环系统的状态和参数一致有界,并且公式(11)所定义的误差项渐进收敛于公式(12)给定的误差限  $\delta$ 。

**证明:** 由于篇幅所限,在此略去,详见参考文献[1]。

在所得的控制律中存在的  $K_v s$  项实际上就是标准 PID 控制器,可以对系统采用常规的 PID 整定方法来确定  $K_v, \Lambda_1, \Lambda_2$  3 个参数。

针对文中成像器稳定装置,通过理论分析和实际测量,得到位置控制系统相关的参数为:  $J = 0.0105 \text{ kgm}^2, R = 42.8 \text{ } \Omega, K_t = 7.6995 \text{ Nm/A}, K_e = 5.133 \text{ Vs/rad}$ 。与摩擦相关的参数为:  $M_s = 0.09 \text{ Nm}, M_c = 0.05 \text{ Nms}, f_v = 0.012 \text{ Nms/rad}, \dot{\theta}_s = 0.00002^\circ/\text{s}$ , 取  $k_a = k_b = k_{f_c} = k_{f_v} = k_f = 0.01$ 。

采用自适应滑模摩擦补偿控制算法和 PID 控制器的成像器稳定装置位置伺服系统实验曲线分别如图 5 和图 6 所示,从两图的速度曲线可以看出,未采用摩擦补偿时,由于摩擦特性的存在使得系统存在滞滑,有较大的跟踪误差;从图 5 中可以看出采用提出的自适应滑模摩擦补偿控制算法有效地实现了摩擦补偿,大大降低了系统的跟踪误差,同时鲁棒性和其他控制性能得到了保证。

## 4 结论

通过提出的速度估计方法和基于速度估计的自适应滑模摩擦补偿控制方法在成像器稳定装置位置系统中的实际应用效果和实验曲线表明,摩擦力矩被有效补偿,由于摩擦力矩造成的系统跟踪误差显著减小,并且算法简单、易于实现。

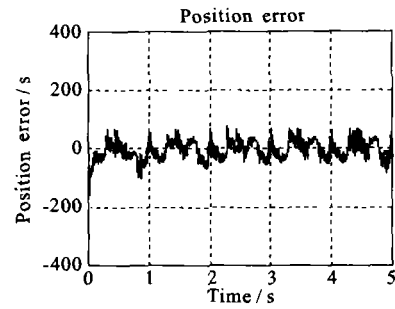


图 5 位置跟踪误差(有摩擦补偿)

Fig. 5 Position tracking error (with friction compensation)

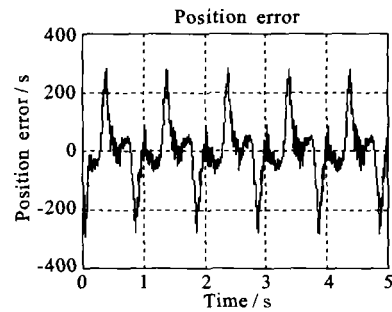


图 6 位置跟踪误差(无摩擦补偿)

Fig. 6 Position tracking error (without friction compensation)

## 参考文献:

- [1] 张羽飞. 成像器稳定装置控制问题研究及自动测控系统设计实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2003. 25-27.
- [2] 张锦江. 三轴仿真转台的控制问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 1999. 80-85.
- [3] 李书训, 姚郁, 马杰. 基于观测器的伺服系统低速摩擦补偿研究[J]. 电机与控制学报, 2000, 4(1): 27-30.
- [4] Belanger P R, Dobrovolny P, Helmy A. Estimation of angular velocity and acceleration from shaft encode measurements[J]. International Journal of Robotics Research, 1998, 17(11): 1225-1233.
- [5] Kaneko K, Horowitz R. Repetitive and adaptive control of robot manipulators with velocity estimation[J]. IEEE Transaction on Robotics and Automation, 1997, 13(2): 204-217.
- [6] Martinez R, Poznyak A, Gortcheva E, et al. Robot angular link velocity estimation in the presence of high level mixed uncertainties[J]. IEE Proceedings of Control Theory Application, 2000, 147(5): 515-522.