

微硬盘的不确定性非线性系统及其跟踪控制*

张著洪 徐志丹

(贵州大学理学院系统科学及信息技术研究所, 贵阳 550025)

摘要 超大存储量、高精度定位、快速跟踪和强稳健性是微硬盘技术发展的重要目标,而控制技术的探讨是其主攻任务之一。鉴于影响磁头运动的主要因素包括摩擦力、惯性力和气流,本文在音圈马达驱动器的传统模型基础上,对这些扰动因素进行综合,引入磁头臂转动角度变量,建立该驱动器的不确定性非线性模型;利用 Lyapunov 稳定性理论及线性矩阵不等式凸优化技术,提出非线性观测器和自适应反馈控制器,获得所设计模型的跟踪控制方案。仿真结果论证了在所设计的控制方案下,系统的输出能跟踪任意给定的磁道,获得跟踪速度快、跟踪精度高的效果。

关键词 微硬盘,音圈马达,跟踪控制,非线性观测器,线性矩阵不等式

引言

微硬盘技术作为高科技发展的新兴产业已倍受各国政府的高度重视,其控制技术研究包括磁道寻找(Track-seeking)和磁道跟随(Track-following),即设计有效的控制器使系统中磁头能快速且极为准确地跟踪到指定的磁道,以及使磁头保持在指定磁道上进行读写。磁头读写主要靠音圈马达(VCM:Voice coil motor)驱动完成,而设计控制器使磁头沿着期望目标运动是微硬盘控制技术中极为困难的任务之一。近来,在国外,微硬盘的单级(Single-Stage)控制技术已获得一定进展^[1-7],但技术的应用和研究,几乎仍停留在经典控制方法上,这使得微硬盘控制技术尚未取得重大突破。在国内,此方面的研究几乎属于空白。鉴于VCM的基本模型在实际应用中存在着缺乏克服机械共振模式、磁头定位精度不高、抑制噪声干扰能力弱、存储密度低等不足,作者们^[1-3]研究的思路是,依赖于LVD测量仪、分析仪及传统的系统辨识方法,获得VCM的共振模式的传递函数,并将此函数增添到原系统中VCM的传递函数上,然后借助于PID控制和滤波器设计控制器,这种研究方法所获得模型的阶数最高已达11阶^[2],最低为4阶^[3],若模型的阶数较低,则其输出模拟实际信号的效果较差,若阶数较高,尽管模型模拟实际输出的效果好,

但在实际应用中是不可行。近来,作者们^[4]为微硬盘控制技术的研发付出了辛勤劳动,他们获得了基于现代控制理论的复合非线性控制器(CNF:Composite Nonlinear Feedback),其优点在于在线性控制器中引入关于系统输出和参考输出的非线性函数,微调线性反馈控制器的控制效果,其在VCM的基本模型中应用效果较为明显。

对于微硬盘控制系统,本质上是一种非线性系统,如果回避基于传递函数建模的不足,综合磁头读写的扰动因素和磁头臂转动角度,将VCM模型描述为非线性系统,使所建立的模型更切合实际,并借助相关控制理论和先进方法进行研究^[8-10],将会获得更好的控制效果;可是,这方面的研究在国际上极为罕见。为此,本文在考虑实际应用的前提下,基于VCM的基本模型,通过引入磁头臂转动角度,以及系统的摩擦力和惯性力,获得了VCM的非线性模型,在此基础上,设计全阶观测器和控制器,解决了该系统的跟踪控制,仿真结果论证了模型的理论结果的正确性、控制器的有效性和可行性。

1 含扰动因素的VCM模型

微硬盘的磁头读写主要靠VCM驱动器的驱动,通过输入电压,VCM产生外力,并在磁头臂作为载体的作用下,磁头进行读写工作,VCM驱动器的基本模型^[4]是

2005-11-04 收到第1稿,2006-01-08 收到修改稿。

* 国家自然科学基金(60565002)、贵州省科技专项基金(20052018)和贵州大学博士启动基金(2004001)资助项目

$$\ddot{y} = K_v u \quad (1)$$

其中 u 表示电压, $K_v = K_\tau / J_a$, K_τ 为扭矩常量, J_a 为惯性冲量常数, y 表示磁头位置输出。

在实际应用中,影响磁头运动的因素较多,这些因素导致磁头的运动受到重复性和非重复性扰动的影响;由硬盘的物理特性获知,导致磁头运动的外力除了电流产生的外力 $K_\tau u$ 外,还主要包括摩擦力 $F_{fric}(t)$ 、惯性力 $F_{iner}(t)$ 和气流 $F_{air}(t)$,其中 t 表示时间,于是输入输出结构图为:

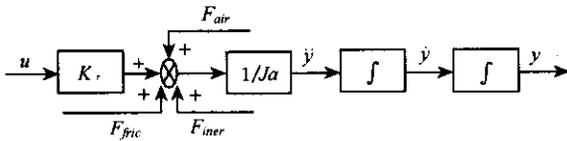


图 1 磁头受扰动下输入输出结构图

Fig. 1 Flowchart of input and output for perturbed slider head

从而模型(1)应改写为

$$\ddot{y} = K_v u + \frac{1}{J_a} (F_{fric} + F_{iner} + F_{air}) \quad (2)$$

由于 F_{fric} 和 F_{iner} 所产生的合力既包括确定部分又包括不确定因素,因此将结构已知的合力用 $g(y, \dot{y}, \phi, t)$ 表示, $g \in R^1$, 其中 ϕ 表示磁头臂转动角度(注:引入转动角度的合理性已被仿真结果论证);将结构未知的合力用 $f(y, \dot{y}, \phi, t)^T \theta$ 表示,其中 $f \in R^m$ 为已知函数, $\theta \in R^m$ 为不确定性参数. 本文忽略气流的影响,于是式(2)变为

$$\ddot{y} = K_v u + f(y, \dot{y}, \phi, t)^T \theta + g(y, \dot{y}, \phi, t) \quad (3)$$

其次,扰动现象导致角速度 $\dot{\phi}$ 不仅与线速度 \dot{y} 有关,而且与角度 ϕ 本身有关,其方程表示为

$$\dot{\phi} = \delta \dot{\phi} + \frac{1}{l} \dot{y} \quad (4)$$

其中, $\delta < 0$ 为常数, l 为磁头到 VCM 驱动器之间的支架长度;于是,由式(3)~(4)可获含扰动的 VCM 驱动器模型

$$\ddot{y} = K_v u + f(y, \dot{y}, \phi, t)^T \theta + g(y, \dot{y}, \phi, t), \quad t \in [0, T]$$

$$\dot{\phi} = \delta \dot{\phi} + \frac{1}{l} \dot{y}, \quad |u| \leq u_{max} \quad (5)$$

其中, u_{max} 为输入电压的最大容许值, $[0, T]$ 为系统的时间变化区间. 根据系统(5)的需要, $g(y, \dot{y}, \phi, t)$ 应包含 ϕ 的线性部分,不妨令 $g_0 = g + \beta \dot{\phi}$, β 为给定的非零常数. 令 $x \equiv (x_1, x_2, x_3) = (y, \dot{y}, \phi)$, 则系统(5)的状态空间描述为

$$\dot{x} = Ax + F(x, t)\theta + G(x, t) +$$

$$Bu, \quad t \in [0, T] \quad (6a)$$

$$x(0) = x_0 \quad (6b)$$

$$y = Cx, \quad |u| \leq u_{max} \quad (6c)$$

$$y_e(t) = r \quad (6d)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \beta \\ 0 & \frac{1}{l} & \delta \end{bmatrix}, \quad F(x, t) = \begin{bmatrix} 0 \\ f(x, t)^T \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$G(x, t) = \begin{bmatrix} 0 \\ g(x, t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ K_v \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = [1 \quad 0 \quad 0],$$

$y_e(t)$ 为系统(6)的跟踪参考信号, r 为给定常数.

2 基本假设及基本性质

现给予如下基本假设:

假设 1 $f(x, t)$ 关于 t 连续且一致有界,关于 x 满足一致 Lipschitz 条件,即存在常数 $M_f > 0, K_f > 0$,使得

$$\|f(x, t)\| \leq M_f \quad (7)$$

$$\|f(z_1, t) - f(z_2, t)\| \leq K_f \|z_1 - z_2\| \quad (8)$$

假设 2 $g(x, t)$ 关于 (x, t) 连续,且关于 x 满足一致 Lipschitz 条件,即存在常数 $K_g > 0$,使

$$\|g(z_1, t) - g(z_2, t)\| \leq K_g \|z_1 - z_2\| \quad (9)$$

基于以上假设,可获得:

定理 1 在假设 1-2 下,对于任意给定的初始状态 x_0 及容许控制函数 $u(t)$,系统(6a)~(6b)存在唯一的连续可微解.

证明 由常微分方程解的存在性和唯一性理论可直接获证.

其次,利用线性系统理论中的能控性和能观性判据,易于获如下结论:

定理 2 系统(A, b)可控,以及(A, C)可观的充要条件分别是 δ, β 为非零实数.

由定理 2 可知,存在状态反馈矩阵 K 、状态观测阵 H ,使得矩阵 $A + bK$ 和 $A + HC$ 均具有负实部的特征值.

3 理论结果

以下设计系统(6)的全阶观测器及控制器,使得此系统的输出 y 渐近跟踪指定的参考信号 $y_e(t)$. 在实际应用中,通常要求微硬盘的设备成本较低、计算速度快及内存空间大,这就要求所建立的模型简单、计算开销小、控制效果好和需测量的变量少;针对微硬盘系统的结构特点,仅有磁头位置输出 y 是可测的,因此对于模型(6)需建立如下非线性观测器:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + H(C\hat{x} - y) + F(\hat{x}, t)\vartheta + G(\hat{x}, t) + Bu \quad (10)$$

其中, H 为 3×1 阶观测矩阵, $\hat{\theta}$ 为 θ 的估计;引入误差变量 $\tilde{x} = x - x_e$, $\tilde{\kappa} = \hat{x} - x$, $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$, 其中 $x_e = [r \ 0 \ 0]^T$. 由于 $Ax_e = 0$, 则由系统(6a)可获关于的误差系统:

$$\dot{\tilde{x}} = (A + BK)\tilde{x} + BK\tilde{\kappa} + F(x, t)\theta + G(x, t) + Bw \quad (11)$$

其中, $w = u - K(\hat{x} - x_e)$. 另外,由系统(6a)及(10)可获关于的误差系统:

$$\dot{\tilde{x}} = (A + HC)\tilde{\kappa} + F(\hat{x}, t)\vartheta - F(x, t)\theta + G(\hat{x}, t) - G(x, t) \quad (12)$$

于是,由系统(11)~(12)获下列耦合误差系统

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}} \\ \dot{\tilde{\kappa}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A + BK & BK \\ 0 & A + HC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\kappa} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} F(x, t)\theta \\ F(\hat{x}, t)\vartheta - F(x, t)\theta \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} G(x, t) \\ G(\hat{x}, t) - G(x, t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} w \quad (13) \end{aligned}$$

由于 $Cx_e = r$,若能设计出系统(13)中的 w ,使得在一定条件下,此系统在平衡点(0 0)处渐近稳定,则必有系统(6)的输出 y 渐近跟踪参考输出 $y_e(t)$,为此选择

$$w = -\frac{1}{K_v}(f(\hat{x}, t)^T\tilde{\theta} + g(\hat{x}, t)) \quad (14)$$

则可获如下稳定性定理:

定理3 若存在 $K_\theta > 0$,以及正定矩阵 P 及 Q 使得当

$$\|\tilde{\theta} - \theta\| \leq K_\theta \|\hat{x} - x_e\| \quad (15)$$

时,成立

$$\begin{bmatrix} W_K & \frac{1}{2}PBK \\ \frac{1}{2}(BK)^T P & W_H \end{bmatrix} < 0 \quad (16)$$

则经由下列自适应控制器

$$u = K(\hat{x} - x_e) - F(\hat{x}, t)\hat{\theta} \quad (17a)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \mu [F(\hat{x}, t)]^T (P - Q)(\hat{x} - x_e) \quad (17b)$$

系统(13)达到渐近稳定,其中

$$W_K = \frac{1}{2}W_P + (\mu_2 + \mu_3)PP + \mu_1QQ + 3\epsilon I$$

$$W_H = \frac{1}{2}W_Q + \mu_1PP + (\mu_2 + \mu_3)QQ + 3\epsilon I$$

这里

$$W_P = (A + BK)^T P + P(A + BK)$$

$$W_Q = (A + HC)^T Q + Q(A + HC)$$

$$\mu_1 = \frac{\alpha(K_\theta M_f)^2}{\epsilon}, \mu_2 = \frac{\alpha(K_f \|\theta\|)^2}{\epsilon},$$

$$\mu_3 = \frac{(K_g)^2}{2\epsilon}, \epsilon > 0$$

证明 选取 Lyapunov 函数如下

$$V = V_1 + V_2$$

其中

$$V_1 = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\kappa} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\kappa} \end{bmatrix}, V_2 = \frac{2}{\mu} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (18)$$

简记 $\tilde{f} = f(\hat{x}, t) - f(x, t)$, $\tilde{F} = F(\hat{x}, t) - F(x, t)$ 则结合(13)~(14)(18),并对 V_1 关于 t 求导,可获得

$$\dot{V}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\kappa} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} W_P & PBK \\ (BK)^T P & W_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\kappa} \end{bmatrix} + \alpha(W_1 + W_2) \quad (19)$$

其中

$$W_1 = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\kappa} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -(F(\hat{x}, t)\vartheta - F(x, t)\theta) \\ (F(\hat{x}, t)\vartheta - F(x, t)\theta) \end{bmatrix}$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{\kappa} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -(G(\hat{x}, t) - G(x, t)) \\ (G(\hat{x}, t) - G(x, t)) \end{bmatrix}$$

由于

$$\begin{aligned} W_1 &= -\tilde{x}^T P (F(\hat{x}, t)\vartheta - F(x, t)\theta) + \\ &\tilde{\kappa}^T Q (F(\hat{x}, t)\vartheta - F(x, t)\theta) = \\ &-\tilde{x}^T P F(\hat{x}, t)\vartheta - \tilde{x}^T P \tilde{F}\theta + \\ &\tilde{\kappa}^T Q F(\hat{x}, t)\vartheta + \tilde{\kappa}^T Q \tilde{F}\theta = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& (\hat{x} - x_e)^T(Q - P)F(\hat{x}, t)\tilde{\theta} + \\
& \bar{x}^T P F(\hat{x}, t)\tilde{\theta} - \bar{x}^T P \tilde{F}\tilde{\theta} - \\
& \bar{x}^T Q F(\hat{x}, t)\tilde{\theta} + \bar{x}^T Q \tilde{F}\tilde{\theta}
\end{aligned} \tag{20}$$

则利用式(17b)(18)(20)可获

$$\begin{aligned}
W_1 + \frac{\dot{V}_2}{2} &= \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \cdot \\
& \begin{bmatrix} F(\hat{x}, t) \\ F(\hat{x}, t) \end{bmatrix} \tilde{\theta} + \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix} \cdot \\
& \begin{bmatrix} -I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F} \\ \tilde{F} \end{bmatrix} \tilde{\theta}
\end{aligned} \tag{21}$$

由 F -范数的定义、记号 \tilde{f} 与 \tilde{F} 、假设 1、式(15)(21)以及

$$\begin{aligned}
\left\| \begin{bmatrix} \tilde{F} \\ \tilde{F} \end{bmatrix} \right\|_F &= \sqrt{2} \|\tilde{f}\| \leq \sqrt{2} K_f \|\hat{x} - x_e\|, \\
\|x - \hat{x}\| &\leq \sqrt{2} \left\| \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\|
\end{aligned}$$

可获得

$$\begin{aligned}
W_1 + \frac{\dot{V}_2}{2} &\leq 2\sqrt{3} \left\| \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \cdot \\
& \|f(\hat{x}, t)\| \cdot \|\tilde{\theta}\| + 2\sqrt{3} K_f \cdot \\
& \left\| \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \cdot \|x - \hat{x}\| \cdot \\
& \|\theta\| \leq 2\sqrt{6} K_\theta M_f \left\| \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix} \cdot \right. \\
& \left. \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \cdot \left\| \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| + 2\sqrt{3} K_f \|\theta\| \cdot \\
& \left\| \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \cdot \left\| \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| + 2\sqrt{3} K_f \cdot \\
& \|\theta\| \cdot \left\| \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\|
\end{aligned} \tag{22}$$

从而,利用 $2ab \leq \frac{1}{\epsilon} a^2 + \epsilon b^2$,可由式(22)得

$$\begin{aligned}
W_1 + \frac{\dot{V}_2}{2} &\leq \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}^T \cdot \\
& \begin{bmatrix} \mu_2 PP + \mu_1 QQ + 2\epsilon I & 0 \\ 0 & \mu_1 PP + \mu_2 QQ + 2\epsilon I \end{bmatrix} \cdot \\
& \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{23}$$

类似地,由假设 2 可获

$$\begin{aligned}
W_2 &= \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -(\alpha(\hat{x}, t) - \alpha(x, t)) \\ (\alpha(\hat{x}, t) - \alpha(x, t)) \end{bmatrix} \leq \\
& \sqrt{2} \left\| \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \cdot \|\alpha(\hat{x}, t) - \alpha(x, t)\| \leq
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \sqrt{2} K_g \left\| \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \left\| \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} \right\| \leq \\
& \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mu_3 PP + \epsilon I & 0 \\ 0 & \mu_3 QQ + \epsilon I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{24}$$

于是由式(19)(22)~(24)可获得

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 = 2 \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix}^T \cdot \\
& \begin{bmatrix} W_K & \frac{1}{2} PBK \\ \frac{1}{2} (BK)^T & W_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{x} \end{bmatrix} < 0
\end{aligned}$$

从而,由 Lyapunov 稳定性定理获结论成立.

评注 在实际应用中,需要控制输入 $u(t)$ 满足 $|u| \leq u_{\max}$,在此,当 $u \leq -u_{\max}$ 时,选取 $u = -u_{\max}$;当 $u \geq u_{\max}$ 时,选取 $u = u_{\max}$,此并不影响控制器(17)的控制效果和系统的稳定性.

4 算例

选取 $K_v = 6.4013 \times 10^7 \text{ Hz}^{-2}$,磁头臂的长 $l = 10^4 \mu\text{m}$,参数 β, δ 依据系统(6)中 f, g 而确定,时间单位为毫秒(ms),输出单位为微米(μm),电压单位为伏特(V),最大容许电压值 $u_{\max} = 3 \text{ V}$. 选取可接受的磁道带宽为 $0.05 \mu\text{m}$,即磁道的区域为 $(r - 0.05, r + 0.05)$,寻道长 SL (即为 r)分别为 1、50、300(μm),假设 1-2 中的 K_f, M_f, K_g 根据以下 f, g 的选取而定.为描述方便,简记控制器(17)为 PFC. 以下为了测试 PFC 的有效性,依据系统(6)中包含不确定项和确定项的不同情形,分析控制器 PFC 作用于系统(6)的性能:

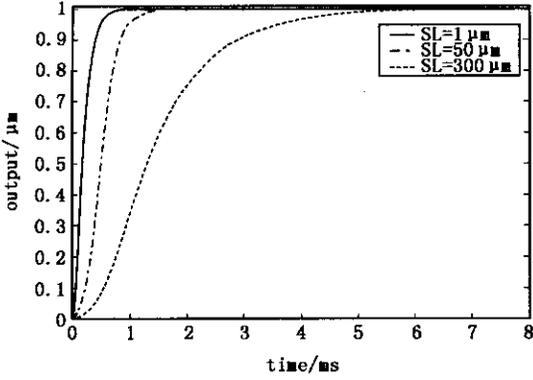
情形 1 $f \neq 0, g_0 = 0$

选取

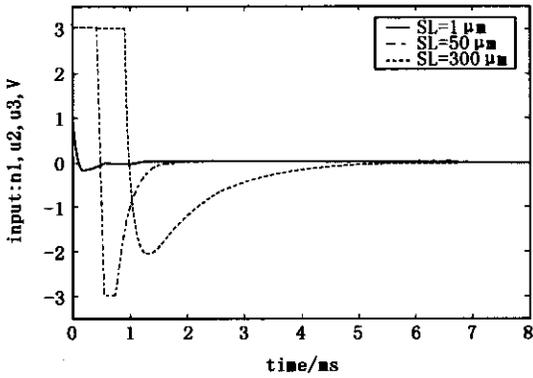
$$\begin{aligned}
f(y, \dot{y}, \phi, t)\theta &= \frac{\sin(t)}{1 + y^2} \theta_1 + \frac{\sin(2t)}{1 + \dot{y}^2} \theta_2 + \\
& \frac{\sin(3t)}{1 + \phi^2} + \sin(4t) \theta_4 + \sin(5t) \theta_5
\end{aligned}$$

经仿真获知,对于 SL 分别为 1、50、300 μm 时,磁头进入磁道所在区域的首达时间、跟踪到指定磁道的时间分别为 0.81 μs 、1.01 μs 、1.8 μs 、3.16 μs 、6.41 μs 、7.01 μs ;系统输出跟踪此三种不同指定磁道所获得的跟踪曲线、控制输入曲线的比较如图 2;仅选取 $SL = 300 \mu\text{m}$ 下, PFC 作用于此系统的参数变化曲线说明系统的参数变化情况,如图 3. 在此,图 2 及图 3 中 y/SL 和 SL 分别表示在寻道长为 SL

时, PFC 作用于系统 (6) 的实际输出值的 $1/SL$ 倍, 符号 u_1, u_2, u_3 依次为 $y, y/50, y/300$ 对应的输入曲线. 图 3 中 $\theta_3/300$ 表示 $SL = 300 \mu\text{m}$ 时, 输出曲线 $y/300$ 对应的参数变化曲线.



(a)



(b)

图 2 (a) 三种磁道的跟踪曲线

(b) 跟踪三种磁道的控制输入曲线

Fig.2 (a) Track seeking curves of three tracks

(b) Control input curves of three tracks

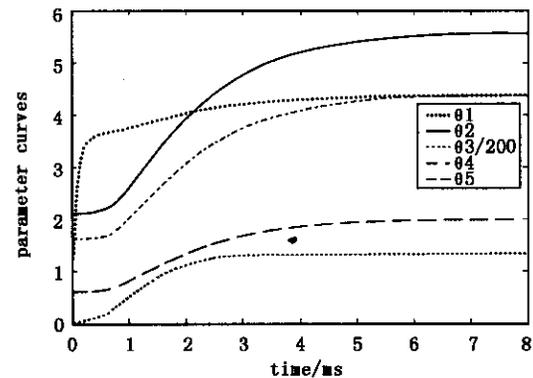


图 3 寻道长为 $300 \mu\text{m}$ 的参数变化曲线

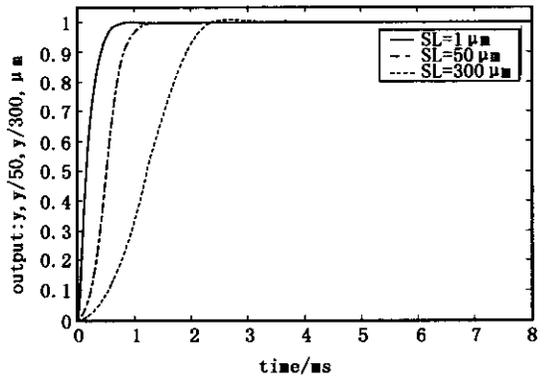
Fig.3 Variable curves of parameters for seek length $300 \mu\text{m}$

情形 2 $f \neq 0, g_0 \neq 0$

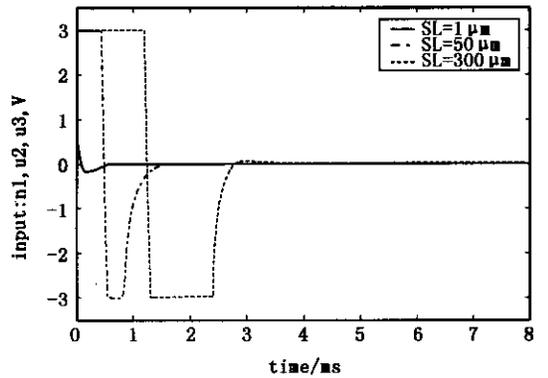
选取 $f(y, \dot{y}, \phi, t) = \theta$ 同上, g 取为下式

$$g = \frac{100}{1 + y^2 + \dot{y}^2 + \phi^2}$$

经仿真获知, 对于 SL 分别为 $1, 50, 300 \mu\text{m}$ 时, 磁头进入磁道所在区域的首达时间、跟踪到指定磁道的时间分别为 $0.52 \mu\text{s}, 1.2 \mu\text{s}; 1.61 \mu\text{s}, 2.63 \mu\text{s}, 2.42 \mu\text{s}, 2.43 \mu\text{s}$; 对于 $SL = 300 \mu\text{m}$, 上升时间为 $2.65 \mu\text{s}$, 调节时间为 $5.41 \mu\text{s}$, 超调量为 1.32% , 输出跟踪曲线、控制输入曲线的比较如图 4; 在 $SL = 300 \mu\text{m}$ 的情形下, 参数变化曲线如图 5; 在这些图中, $y, y/50, y/300, u_1, u_2, u_3, \theta_3/300$ 的含义同上.



(a)



(b)

图 4 (a) 三种磁道的跟踪曲线

(b) 跟踪三种磁道的控制输入曲线

Fig.4 (a) Track seeking curves of three tracks

(b) Control input curves of three tracks

情形 3 含随机因素干扰项

为测试控制器 PFC 的抗干扰能力, 在系统 (6) 中增加气流的随机扰动, 不妨使 f, g 的选取与情形 2 相同, 在模型 (6a) 中依据 SL 的取值不同, 增加气流引起的随机扰动项如下:

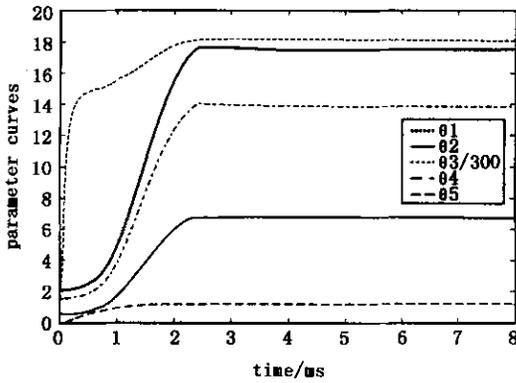


图 5 寻道长为 300 μm, 参数变化曲线

Fig. 5 Variable curves of parameters for seek length 300 μm

- 1) $SL = 1 \mu\text{m} : N_d = (100\kappa_1, 150\kappa_2, 300\kappa_3)^T$;
- 2) $SL = 50 \mu\text{m} : N_d = (6000\kappa_1, 2500\kappa_2, 3500\kappa_3)^T$;
- 3) $SL = 300 \mu\text{m} : N_d = (10000\kappa_1, 4000\kappa_2, 50000\kappa_3)^T$

其中 $\kappa_i, i = 1, 2, 3$ 服从均值为 0, 方差为 1 的正态分布. 根据不同的寻道长及增加的随机向量, 相同的控制器 PFC 作用于系统 (6) 获得的输出曲线及相应的控制输入曲线如下图 6.

经仿真获知, 控制器 PFC 作用于系统 (6), 对于 SL 分别为 1、50、300 μm 时, 磁头进入磁道所在区域的首达时间、跟踪到指定磁道的时间、上升时间、超调量分别为 0.68 μs、0.97 μs、1.77 μs、1.71% ; 1.08 μs、1.09 μs、2.51 μs、1.99% ; 2.27 μs、2.28 μs、2.64 μs、1.82% .

综合以上三种情形的仿真结果, 可获知, 系统 (6) 在三种不同的参考输入信号下, 不论扰动项的形式如何复杂, 只要假设 1-2 满足, 控制器 PFC 均能使系统的输出曲线很快进入可容许的磁道区间, 并能在很短的时间内跟踪到指定的磁道, 特别, 在含噪声干扰因素下, PFC 也能使系统 (6) 的输出跟踪指定的磁道, 并能获得满意效果.

5 结论

分析了传统的 VCM 模型在实际问题中不可应用的因素, 引入干扰磁头读写的主要因素, 以及磁头臂转动角度变量, 并基于 VCM 的基本模型, 提出了 VCM 的非线性模型; 经由设计全阶状态观测器和控制器, 利用 Lyapunov 稳定性理论和线性矩阵不等式凸优化技术, 解决了该系统的跟踪控制

问题. 仿真结果论证了所设计的自适应控制器的可行性和有效性.

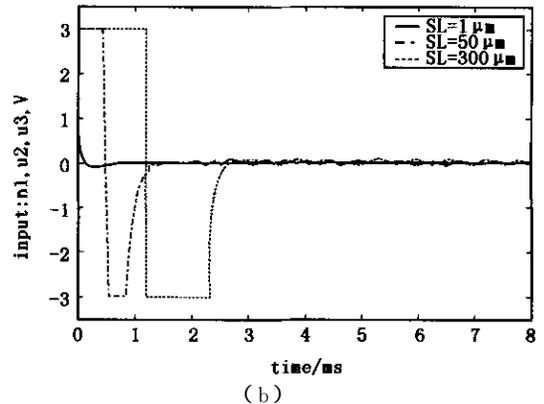
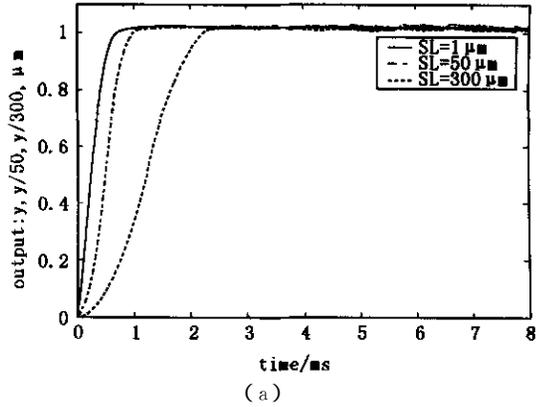


图 6 (a) 在噪声影响下的三种磁道的跟踪曲线

(b) 跟踪三种磁道的控制输入曲线

Fig. 6 (a) Track seeking curves for three tracks with noise

(b) Control input curves of three tracks

参 考 文 献

- 1 Suthasan T, Mareels, AI-Mamun A. System identification and controller design for dual actuated hard disk drive. *Control Engineering practice* 2004, 12(6): 665 ~ 676
- 2 Peng K, Chen BM, Lee TH, et al. Design and implementation of a dual-stage actuated HDD servo system via composite nonlinear control approach. *Mechatronics*, 2004, 14(9): 965 ~ 988
- 3 Venkataramanan V, Chen BM, Lee TH, et al. A new approach to the design of mode switching control in hard disk drive servo systems. *Control Engineering Practice*, 2002, 10: 925 ~ 939
- 4 Chen BM, Lee TH, Peng K, et al. Composite nonlinear feedback control for linear systems with input saturation:

- theory and an application. *IEEE transactions on automatic control*, 2003, 48(3): 427~439
- 5 Kim HS, Lim S, Iurascu CC, et al. A robust, discrete, near time-optimal controller for hard disk drives. *Precision Engineering*, 2004, 28: 459~468
 - 6 Liu KX, Chen BM, Lin ZL. On the problem of robust and perfect tracking for linear systems with external disturbances. *International Journal of Control*, 2001, 74(2): 158~174
 - 7 Wu WC, Liu TS. Sliding mode based learning control for track-following in hard disk drives. *Mechatronics*, 2004, 14(8): 861~876
 - 8 熊菁,程文科,秦子增. 基于 Serret-Frenet 坐标系的翼伞系统轨迹跟踪控制. *动力学与控制学报*, 2005, 3(2): 87~91(Xiong J, Chen WK, Qin ZZ. Path-following of parafoil system based on Serret-Frenet. *Journal of Dynamics and Control*, 2005, (3)2: 87~91(in Chinese))
 - 9 黄永安,邓子辰. 基于神经网络与 PID 控制的挠性结构的混合控制研究. *动力学与控制学报*, 2005, 3(1): 47~50(Huang YG, Deng ZC. Hybrid control research on flexible structure based on neural network and PID method. *Journal of Dynamics and Control*, 2005, 3(1): 47~50(in Chinese))
 - 10 曾威,于德介. 一种基于小生境遗传算法的迟滞非线性系统参数识别方法. *动力学与控制学报*, 2004, 2(1): 82~86(Zeng W, Yu DJ. A parameter identification method based on a niche genetic algorithm hysteretic nonlinear system. *Journal of Dynamics and Control*, 2004, 2(1): 82~86(in Chinese))

UNCERTAIN NONLINEAR SYSTEM OF MICRO HARD DISK AND ITS TRACKING CONTROL*

Zhang Zhuhong Xu Zhidan

(Institute of System Science and Information Technology, College of Science, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract One of the main goals with respect to the development of micro hard disk techniques is to design one kind of hard disk with large capacity, orientation of high precision, rapid seeking and strong stability, in which control techniques are one of the vital tasks to be overcome. Since friction force, inertia force, and air-flow are the main factors to influence slider head, in this paper, on the basis of the classical model of voice coil motor, an uncertain nonlinear system is proposed by combining these factors of disturbance of slider Read/Writer and introducing a rotational angle of hard disk driver. Accordingly, in order to solve the problem of track seeking of the system, its nonlinear observer and adaptive feedback controller are designed in terms of Lyapunov stability theory and convex optimization technique of linear matrix inequality. Simulation results demonstrate that the outputs of the system can rapidly track the arbitrary reference signal with high precision.

Key words micro hard disk, voice coil motor, tracking control, nonlinear observer, linear matrix inequality