

文章编号: 1673-5196(2006)03-0082-03

一种快速极点配置方法及其应用

郭 戈¹, 王 飞^{1,2}

(1. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050; 2. 兰州市公安局, 甘肃 兰州 730000)

摘要: 提出一种快速有效的极点配置方法, 以此为基础设计硬盘驱动器状态反馈控制器. 该方法在仿真和实验中有效地克服了跟踪扰动信号的影响, 极大地提高了硬盘驱动器的跟踪速度, 使系统稳态和动态性能都得到了很大的改善.

关键词: 硬盘驱动器; 跟踪控制; 极点配置

中图分类号: TP 273 **文献标识码:** A

A fast pole disposition method and its application

GUO Ge¹, WANG Fei^{1,2}

(1. College of Electrical and information Engineering, Lanzhou Univ. of Tech., Lanzhou 730050, China; 2. Lanzhou Public Security Bureau, Lanzhou 730000, China)

Abstract: A fast efficient pole disposition method was presented, and, based on it, a state feedback controller was designed for a hard disk drive servo system. It could effectively overcome the effect of the track disturbance signals during the process of simulations and experiments, greatly improving the track following speed and steady state and dynamic behavior of the hard disk drive.

Key words: hard disk drive; tracking control; pole placement

硬盘驱动器读写头定位控制的目的是在最短的时间内使读写头移动到期望的磁道, 而跟踪控制时则要求读写头在外部扰动作用下以允许的跟踪误差准确跟踪指定的磁道. 硬盘驱动器读写头定位伺服控制系统中存在的扰动信号主要来自磁头位置传感器及其接口系统、声音线圈电机功率放大电路和硬盘的增益变化等, 这些扰动对硬盘驱动器读写头控制具有严重的影响, 必须对其进行有效的抑制. 近年来, 先进的现代控制技术已经成功地应用于硬盘驱动器读写头伺服控制系统之中. 如 Hanselmann 等^[1]提出一种基于一个八阶模型的 LQG/LTR 硬盘驱动器读写头跟踪控制方法, Hasegava 等^[2]提出一种基于双积分模型和加速轨迹模型的状态反馈控制策略来解决硬盘驱动器声音线圈感应和执行器共振问题. 文献^[3]设计了一种以极点配置和状态观测为基础的硬盘驱动器状态反馈控制策略, 并利用状态转移矩阵方法设计了一个三阶故障辨识滤波器, 从而在出现故障时保证系统恢复到正常工作状态.

虽然这些控制方法可以改善硬盘驱动器读写头定位伺服控制系统的性能, 但是它们需要处理大量的复杂计算, 快速性和鲁棒性都比较差, 因此这些高阶控制器不便于设计和实施.

为此, 本文提出一种基于极点配置的硬盘驱动器读写头伺服控制系统跟踪控制方法, 并对其有效性进行了仿真和实验研究. 结果表明这种方法简单实用, 即使在严重的扰动信号作用下也可对硬盘驱动器读写头实现快速的跟踪控制.

1 系统模型

硬盘驱动器读写头定位伺服系统中的执行器是一个由电流放大器驱动的声音线圈电动机, 根据牛顿第二定律, 该执行器可用如下数学模型来描述:

$$\ddot{\theta}(t) = \xi F(t) + \xi u(t - \tau) \quad (1)$$

式中: θ 为磁头角位置, F 为未知偏斜力 (稳态时为常数), u 为控制器输出电压, τ 为滞后时间, ξ 为驱动器常数.

在跟踪模式下, 上述模型可以写成如下状态方程形式:

收稿日期: 2005-08-30

作者简介: 郭戈 (1972-), 男, 甘肃庄浪人, 博士, 教授.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \xi \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \xi \\ 0 \end{bmatrix} u(t - \tau) \quad (2)$$

$$\mathbf{y} = [1 \ 0 \ 0] \mathbf{x}$$

式中 $\mathbf{y} = \theta$ $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$

$$x_1 = \theta \quad x_2 = \dot{x}_1 \quad x_3 = F$$

该模型在 50~2 000 Hz 范围内的频率响应特性与实验测得的硬盘驱动器频率响应数据基本吻合。

选择采样周期为 $T_s = 220 \mu\text{s}$, 根据文[4]中的方法将系统状态空间模型离散化, 并代入相关参数值可以得到

$$\mathbf{x}(k+1) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1.9047 & 1.8419 \\ 0 & 1 & 3.8094 & 3.1168 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k) + [0.0628 \ 0.6917 \ 0 \ 1]^T u(k) \quad (3)$$

$$\mathbf{y}(k) = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \mathbf{x}(k) \quad (4)$$

由此可写出系统输出与控制信号间的传递函数:

$$G_u(z) = \frac{0.0628(z + 38.8239)(z + 0.5233)}{z(z-1)^2} \quad (5)$$

该模型还可进而写成如下形式:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-d) + v(k) \quad (6)$$

式中 $v(k)$ 为系统的不确定性, d 为离散系统对应的时间延迟 ($d=1$), 系数多项式分别如下:

$$A(z^{-1}) = 1 - 2z^{-1} + z^{-2}$$

$$B(z^{-1}) = 0.0628 + 2.471z^{-1} + 1.275z^{-2}$$

2 基于极点配置的控制器设计

极点配置的目的是寻求一个状态反馈控制器 $u = \mathbf{K}\mathbf{x}$, 其中 \mathbf{K} 为适当维数的控制器增益矩阵. 从而

使得闭环系统具有特征多项式 $\Delta_h(s) = \sum_{i=0}^n \alpha_i s^i$ 或具有指定的闭环极点 $\{s_i\}_{i=1}^n$.

如果被控系统(2)完全能控, 则 (\mathbf{A}, \mathbf{B}) 可通过线性非奇异变换化为 Frobenius 标准型 $(\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c)$ [4]. 这里, 线性非奇异变换 $\xi = \mathbf{T}\mathbf{x}$ 定义如下:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CE} \\ \vdots \\ \mathbf{CE}^{n-1} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{B}_c = \mathbf{T}\mathbf{B} = [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T$$

$$\mathbf{A}_c = \mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -\bar{a}_0 & -\bar{a}_1 & \dots & \dots & -\bar{a}_{n-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{e}_n^T \mathbf{W}_c^{-1} \quad (9)$$

式中 \mathbf{e}_n 为单位向量, $\mathbf{e}_n = [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T$; $\mathbf{W}_c = [\mathbf{B} \ \mathbf{A}\mathbf{B} \ \mathbf{A}^2\mathbf{B} \ \dots \ \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}]$.

对于给定的期望特征多项式 $\Delta_h(s)$:

$$\Delta_h(s) = \prod_{i=1}^n (s - s_i) = \alpha_0 + \alpha_1 s + \dots + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \alpha_n s^n \quad (10)$$

如果设 $\mathbf{K}_c = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n]$ 为 Frobenius 标准型对应的状态反馈增益矩阵, 则易得下属关系:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= a_1 - k_1 \\ &\dots \\ \alpha_n &= a_n - k_n \end{aligned} \quad (11)$$

因此有

$$\mathbf{K}_c = \mathbf{a} - \boldsymbol{\alpha} \quad (12)$$

式中 $\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n]$

$$a_n = 1$$

$$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_n]$$

所以

$$\begin{aligned} \mathbf{K} &= \mathbf{K}_c \mathbf{T} = (\mathbf{a} - \boldsymbol{\alpha}) \mathbf{T} = \\ &\mathbf{C}[(a_1 - \alpha_1)\mathbf{I} + (a_2 - \alpha_2)\mathbf{A} + \\ &\dots + (1 - \alpha_n)\mathbf{A}^{n-1}] = \\ &\mathbf{e}_n^T \mathbf{W}_c^{-1} [(a_1 - \alpha_1)\mathbf{I} + \\ &(a_2 - \alpha_2)\mathbf{A} + \dots + (1 - \alpha_n)\mathbf{A}^{n-1}] \end{aligned} \quad (13)$$

由式(8)可知, 矩阵 \mathbf{A}_c 的最后一行满足

$$-\bar{\mathbf{a}}\mathbf{T} = \mathbf{C}\mathbf{A}^n \quad (14)$$

式中 $\bar{\mathbf{a}} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{n-1}]$

由式(13, 14)可以得到

$$\mathbf{K} = -\mathbf{C}\Delta(\mathbf{A}) = -\mathbf{e}_n^T \mathbf{W}_c^{-1} \Delta(\mathbf{A}) \quad (15)$$

式中: $\Delta(\mathbf{A})$ 表示以 \mathbf{A} 作为变量的期望特征多项式.

如果将上述公式中的向量 \mathbf{C} 提出, 则可以得到增益向量 \mathbf{K} 的一种快速有效的计算方法. 对于给定特征多项式 $\Delta_h(s)$, 状态反馈增益矩阵 \mathbf{K} 的快速算法如下:

$$\begin{aligned} C_{i+1} &= C_i \mathbf{A} \\ \mathbf{K} &= - \left[\sum_{i=0}^n \alpha_i C_i \right] \end{aligned} \quad (16)$$

式中 $C_0 = \mathbf{I}$

$$C_1 = \mathbf{C}$$

对于一组给定的闭环期望极点 $\{s_i\}_{i=1}^n$, 由于反馈增益矩阵满足如下关系:

$$K = -e_n^T W_c^{-1} \prod_{i=1}^n [s_i I - A] \quad (17)$$

所以相似的快速算法为

$$\begin{aligned} C_1 &= C \\ C_{i+1} &= C_i [s_i I - A] \\ K &= -C_{n+1} \end{aligned} \quad (18)$$

3 仿真和实验结果

图 1 给出了采样周期为 220 μ s 时采用极点配置控制方法对硬盘驱动器读写头伺服控制系统进行控制的仿真结果. 从图中可以看出, 控制方法可以较为有效地实现硬盘驱动器读写头的跟踪控制. 另外, 仿真实验中发现, 加权因子 δ 越小, 系统响应速度越快, 但超调量也越大, 反之亦然. 图 1 是系数选为 $\delta = 0.5$ 时的结果.

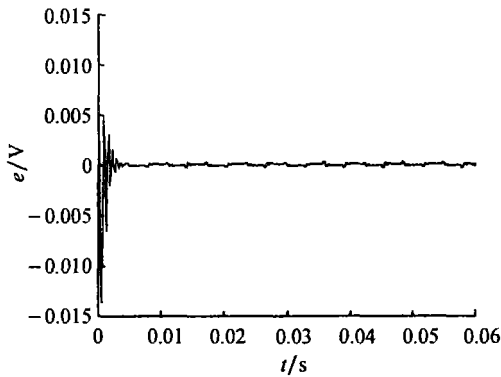


图 1 仿真结果
Fig. 1 Simulation result

对一台 PI V 计算机的硬盘驱动器读写头进行多次跟踪控制实验, 图 2 为加入幅值为 0.015 V 的扰动信号时的实验结果. 从图中可以看出, 在本文的控制方法作用下硬盘驱动器读写头跟踪时间在 0.02s 左右.

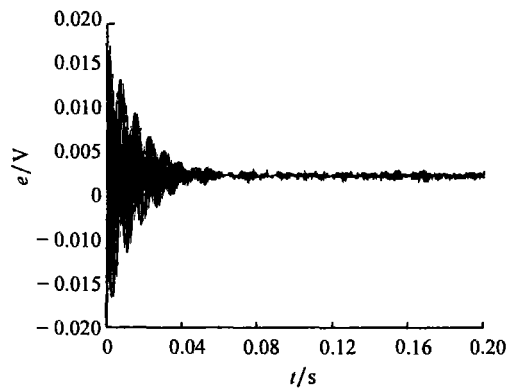


图 2 实验结果
Fig. 2 Experiment result

本文的控制方法是一种快速算法, 其计算量较小, 可更加快速地完成硬盘驱动器读写头跟踪控制.

致谢: 本项目得到兰州理工大学特色方向及学术梯队重点扶持项目的资助, 在此表示衷心感谢.

参考文献:

- [1] HANSELMANN H, ENGELKE A. LQG control of a highly resonant disk drive head positioning actuator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996, 35(1): 100-104.
- [2] HASEGAWA S. Digital servo control for head positioning of disk drive [J]. Fujitsu Science and Technology Journal, 1999, 34(4): 378-390.
- [3] HWANG D S. An integrated control method for a hard disk drive [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1998, 6(6): 216-224.
- [4] FRANKLIN G F. Digital control of dynamic systems [M]. MA: Addison-Wesley, 1998.
- [5] CHAN C Y. Discrete adaptive sliding mode tracking controller [J]. Automatica, 1997, 33: 999-1 002.
- [6] ASTROM K J, WITTENMARK B. Adaptive control [M]. MA: Addison-Wesley, 1996.
- [7] GOODWIN G C, SIN K S. Adaptive filtering, prediction and control [M]. NJ: Prentice-Hall Inc, 1984.