双级执行器硬盘驱动器的数据驱动磁道跟踪控制

Nikhil Potu Surya Prakash * **Joohwan Seo** * **Alexander Rose** **Roberto Horowitz** *

*加利福尼亚大学伯克利分校，加利福尼亚州伯克利，*94720*，美国
**德国汉诺威莱布尼茨汉诺威大学，德国汉诺威，电子邮件：{*nikhilps, joohwan seo, rose1993, horowitz*}*@berkeley.edu*

摘要： 本文介绍了一种频域数据驱动反馈控制设计方法，用于设计硬盘驱动器两级执行器的跟踪控制器。该方法属于2023年国际自动控制联合会世界大会（日本横滨）开放邀请专题“具有双级执行器的硬盘驱动器控制系统设计基准问题”的内容。与传统控制器设计相比，我们直接使用多组频率响应对象测量数据，而非对象模型，从而提高鲁棒性并避免模型失配。将扰动抑制及相应的误差最小化表述为一个 H_2 范数最小化问题，并施加 H_∞ 和 H_2 范数约束。采用 H_∞ 范数约束来整形闭环传递函数并确保闭环稳定性，采用 H_2范数约束来约束和/或最小化相关方差。

关键词： 数据驱动控制、鲁棒控制、硬盘驱动器、凸优化。

arXiv:2304.00720v1 [eess.SY] 3 Apr 2023

1. 引言

目前，数据存储主要使用两种驱动器：硬盘驱动器（HDD）和固态硬盘（SSD）。固态硬盘（SSD）凭借较高的读写速度和较小的尺寸，在个人计算机（PC）中具有优势；而硬盘驱动器（HDD）则凭借较高的鲁棒性和相对较低的成本，在数据中心的数据存储设备中占据主导地位（Chen 等人（2022年））。硬盘驱动器（HDD）的成本和性能与存储容量密切相关，而存储容量又高度取决于存储数据的相邻磁道之间的间距。

该间距受到控制器对外部扰动、测量噪声和磁道偏摆的灵敏度限制。硬盘驱动器（HDD）中的主要扰动源包括冷却系统产生的风扇引起的振动，以及存储箱中其他硬盘驱动器（HDD）产生的旋转振动。这些扰动具有较宽的带宽，高频分量最高可达 10 赫兹。

因此，低频扰动补偿由行程较大的音圈电机（VCM）实现，而高频扰动补偿则由低行程压电执行器（PZT）实现。这两个执行器共同构成硬盘驱动器（HDD）的双级驱动（DSA）系统。PZT 通常可达到一至三个磁道的行程。

此外，由于制造公差以及对温度的依赖，每台硬盘驱动器的被控对象各不相同。因此，需要鲁棒且精确的控制器来应对被控对象变化带来的扰动。数据驱动反馈控制器能够处理这项复杂任务。

基于频率响应测量的数据驱动反馈控制设计方法 [Galdos 等人（2010）；Karimi 等人（2017，2016）]在 Baghereih（2017）和 Baghereih 等人（2018）中提出了适用于双级系统的方法，以抑制扰动。Prakash 等人（2022）还提出了用于扰动抑制的控制器，以及适用于三级致动器系统的数据驱动 H_∞ 综合控制器。尽管这些控制器能够适应被控对象模型的变化，但由于被控对象和扰动可能存在差异，同一个控制器未必是每台硬盘驱动器的最优控制器。为解决这些问题，Shah 等人（2020，2019，2021）基于扰动过程的频率响应测量，在鲁棒前馈控制器的基础上提出了数据驱动前馈控制器；此外，Chen 等人（2022）还在鲁棒反馈控制器的基础上增加了自适应前馈控制器，以应对被控对象的变化。

本文提出一种数据驱动的混合 H_2/H_∞ 合成框架，用于为采用音圈电机和压电陶瓷执行器的 DSA 硬盘驱动器设计鲁棒反馈控制器。设计基于 Atsumi 等人（2020年）提供的基准硬盘驱动器致动器模型开展，是将于日本横滨举行的 2023年国际自动控制联合会世界大会公开邀请专题会议“ 双级执行器硬盘驱动器控制系统设计基准问题”的一部分。为此，我们使用基准 DSA 硬盘驱动器的多组被控对象测量数据。抗扰控制器设计将表述为一个凸优化问题，目标是在满足适当闭环传递函数的 H_∞ 范数和 H_2 范数约束的条件下，使各种过程噪声所导致的输出平均 H_2范数最小化。 H_∞ 约束将用于通过频域中的数值整形权重对闭环传递函数进行整形，并保证闭环系统的稳定性（Baghereih（2017年））。通过

利用 H_2 范数约束，处理了各种相关信号的方差。

在第 2 节中，我们以框图形式介绍双级致动器硬盘驱动器的被控对象，给出基于音圈电机和 PZT 频率响应的控制器因式分解，定义闭环传递函数，并展示扰动的频率响应。第 3 节介绍我们采用 H_2-范数和 H_∞-范数的数据驱动控制设计，并分别定义约束。根据 H_2-目标，定义最小 H_2-范数控制器。第 4 节展示该控制器在九个不同被控对象上的仿真结果。

2. 预备知识

本文采用离散时间域（z 域）。需要指出的是，将其推广到连续时间（s 域）的情形十分直接。双级致动器硬盘驱动器被控对象模型 $G(z)$ 是一个具有两个输入的多输入单输出（MISO）系统，其输出由两个控制器的输出决定，并表示磁头的位移。下文采用省略对 z 的依赖关系的简写形式。我们使用一组频率响应$G\left(e^{j\omega T_s}\right)$，其中 $\omega \in \Omega = (-\frac{\pi}{T_s}, \frac{\pi}{T_s})$，并使用采样时间$T_s$来表征被控对象。

2.1 双级致动器硬盘驱动器的控制结构

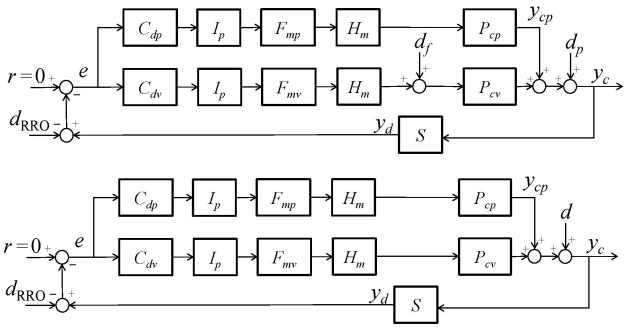


图1. 双级驱动器硬盘的控制框图（上）及含有集总扰动的控制框图（下）。

DSA的框图如图1所示。 r 是需要跟踪的参考信号，出于磁道跟踪的目的， r 设为零。位置误差信号 e由参考信号、采样后的磁头总位置y_d 以及可重复偏摆 d_{RRO} （见图2）产生，其中可重复偏摆是相对于理想磁道的磁道偏移。该误差输入多输入多输出系统中两个被控对象（VCM被控对象和PZT被控对象）的执行器所对应的离散时间控制器 C 。PZT的通路以下标 dp 表示，VCM的通路以下标 dv表示。

通过插值模块 I_p ，控制器的输出信号被采样并提升至更高频率，供多速率滤波器 F_{mp} 以及 F_{mv} 分别用于 PZT 和音圈电机（见图 3）。零阶保持器（ZOH）过程 H_m 将离散信号转换为连续信号。两条路径均采用相同的 H_m 。由存储箱中其他硬盘驱动器引起的旋转振动 d_f 只影响音圈电机路径，而扰动

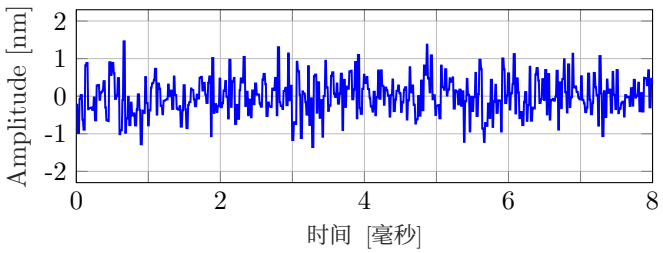


图2. 仿真中使用的可重复偏摆。

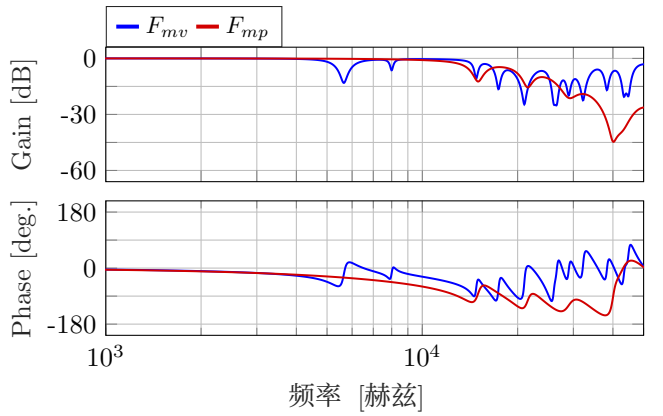


图3. 音圈电机（蓝色）和 PZT（红色）执行器的多速率滤波器

来自冷却系统风扇的扰动 d_p 则作用于两条路径。对于设计，我们假设 d_f 和 d_p 分别由¯ ¯零均值、单位方差的白噪声 d_f 和 d_p产生，并分别经过传递函数 D_f 和 D_p 滤波。通过框图变换，可以将这两种扰动合并为 $d=d_p+P_{cv}d_f$。 y_{cp} 表示压电陶瓷执行器的位移，这一点尤为重要，因为为了保持在线性工作区内，其行程必须有限。磁头总位置 y_c 通过 S 采样为离散时间信号 y_d。

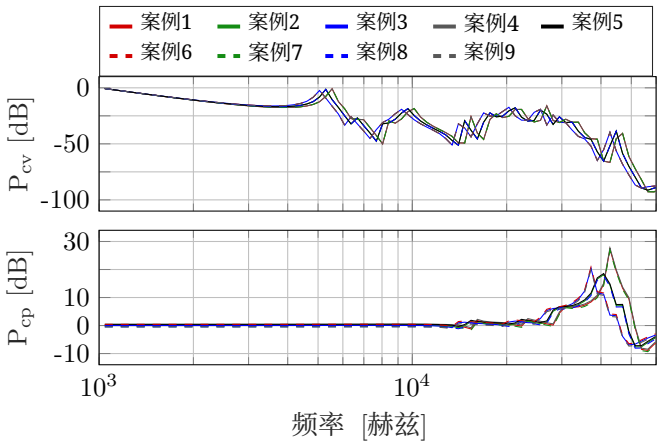


图4. 音圈电机被控对象（上）和PZT被控对象（下）的频率响应

基准模型中音圈电机和PZT执行器的幅值频率响应如图4所示，同时还展示了几种典型的谐振频率变化。加入多速率滤波器后的组合响应也如图5所示。谐振频率的变化通常会限制伺服系统可实现的带宽。因此，叠置式PZT

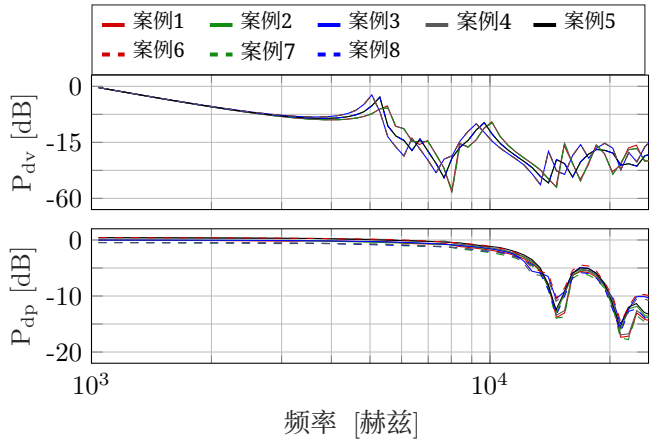


图5. 输入 F_{mv} 到输出P_{cv} （上图）以及输入 F_{mp} 到输出 P_{cp} （下图）的频率响应

执行器虽然行程仅有几个磁道，但其谐振模态频率高于音圈电机，因此被用于提高伺服系统的整体扰动衰减能力。在本案例研究所用的模型中，PZT执行器有一个谐振模态，其标称谐振频率为40千赫兹。

在硬盘驱动器的生产过程中，制造公差会导致双级执行器系统的被控对象存在细微差异。因此，不同硬盘驱动器中执行器的动态特性以及频率响应也有所不同，见图4。此外，即使是同一个执行器，其动态特性也可能因温度等环境变化而发生变化。

在大型数据中心，数百万台企业级硬盘驱动器堆叠在服务器机箱中。如果多台硬盘驱动器彼此相邻，邻近硬盘驱动器或散热风扇引起的振动会对硬盘产生不同影响。业界通常会在扰动滤波器 $D(z)$ 中纳入磁道偏摆、风阻、内部扰动和外部扰动的影响。图 6 展示了 $D(z)$ 的典型频率响应。由于 $D(z)$ 对位置误差 e 的影响远大于测量噪声 n 和偏摆 d_{RRO}，因此我们重点关注 $D(z)$。不过，我们注意到， n 和 d_{RRO} 也可以轻松纳入我们的框架。

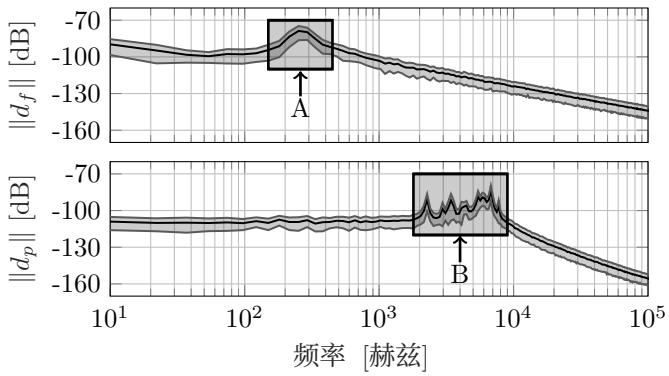


图 6. 图 1 中使用的扰动 d_f（上）和 d_p （下）的典型频谱。方框 A 和 B 显示了谐振分量

2.2 控制器因式分解

按照 Karimi 等人（2017）采用的惯例，矢量控制器的传递函数可因式分解为 $K=XY^{-1}$，即

$$X(z)=\mathcal{X}_p z^p+\mathcal{X}_{p-1}z^{p-1}+\cdots+\mathcal{X}_0,$$
$$Y(z)=z^p+\mathcal{Y}_{p-1}z^{p-1}+\cdots+\mathcal{Y}_0,$$

其中， p 为控制器阶数，控制器参数为 $\{\mathcal{Y}_{p-1},\ldots,\mathcal{Y}_0\}\in\mathcal{R}$ 和 $\{\mathcal{X}_p,\mathcal{X}_{p-1},\ldots,\mathcal{X}_0\}\in\mathcal{R}^{n\times 1}$。在本文余下部分，将使用约定$X_i = \mathcal{X}_p(i)z^p + \mathcal{X}_{p-1}(i)z^{p-1} + \cdots + \mathcal{X}_0(i)$表示 $X(z)$的第 i^{th} 行。

利用上述控制器因式分解，可以计算出各种闭环传递函数，如下所示

$$\begin{aligned} S_{d\to e} &= \frac{Y}{Y+GX}, U_{d\to u_{VCM}} = \frac{X_1}{Y+GX}, \\ U_{d\to u_{PZT}} &= \frac{X_2}{Y+GX}, Y_{d\to y_{PZT}} = \frac{G_{PZT}X_2}{Y+GX} \end{aligned} \quad (1)$$

其中， $G=[P_{cv}\ P_{cp}]$ 为 DSA 被控对象。

3. 数据驱动控制设计

本节将以便于凸优化求解器求得解的形式，构建抗扰控制器设计中将用到的各种目标和约束。将问题表述为凸优化问题十分重要，因为某些约束涉及矩阵不等式，而大多数现有优化求解器无法处理矩阵不等式中的非线性。转化为凸优化问题是鲁棒控制器设计的一种有效方法，因为该框架也可以处理 H_2 约束和目标。下面将以其中一个闭环传递函数为例，说明约束和目标的构建方法；同样的步骤也适用于任何其他闭环传递函数。

H_∞ 约束用于确保稳定性并塑造闭环传递函数，而 H_2 约束则用于限制感兴趣信号的方差。在数据驱动设计中，只有在有响应数据的频率处才会施加约束。假定数据集足够丰富，即数据采集频率能够体现被控对象的关键特性。否则，可能得到无法稳定被控对象的控制器。以下是一些此类情况

(i) 当控制器阶数与数据点数量相当时，所得解可能对数据过拟合，控制器可能无法稳定实际系统；(ii) 当数据未能捕捉谐振峰等关键特征时，所得解同样可能无法稳定实际被控对象。

3.1 约束与目标

H_∞ 约束： H_∞ 约束通常用于通过适当的权重传递函数来整形各种闭环传递函数。在数据驱动

控制框架中，能够满足H_∞ 约束的可行控制器可确保闭环系统稳定 [Baghericeh（2017）]。DSA 从扰动d 到位置误差信号 e 的加权灵敏度上的典型 H_∞ 约束可表示为 $||W(\omega)S_{d\to e}(e^{j\omega})||_\infty \leq \gamma$，其中 $W(\omega)$ 是针对所有频率 $\omega \in \Omega = (-\frac{\pi}{T_s}, \frac{\pi}{T_s})$ 进行数值整形的权重。

根据式（1）中灵敏度的定义以及控制器的因式分解，该约束可等价地写为（见 Baghericeh（2017）第 5 章）

$$\gamma^{-1}|W(\omega)Y(e^{j\omega})| < Re[Y(e^{j\omega}) + G(\omega)X(e^{j\omega})]. \quad (2)$$

请注意，对于多输入单输出系统，该约束是凸约束，因为它可以表示为二阶锥约束。任何可用的二阶锥规划（SOCP）求解器都可以处理这些约束。就实际应用而言，由于优化求解器无法处理严格不等式约束，因此会借助一个较小的容差，将严格不等式替换为带松弛量的不等式。当前设计中使用的 H_∞ 约束如下：

$$\begin{aligned} &\text{Single Stage (VCM):} \\ &||W_{S^{VCM}_{d\to e}} S^{VCM,i}_{d\to e}||_\infty < 1, \\ &||W_{U^{VCM}_{d\to u_v}} U^{VCM,i}_{d\to u_v}||_\infty < 1, \end{aligned} \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} &\text{Dual Stage (DSA):} \\ &||W_{S^{DSA}_{d\to e}} S^{DSA,i}_{d\to e}||_\infty < 1, \\ &||W_{U^{DSA}_{d\to u_v}} U^{DSA,i}_{d\to u_v}||_\infty < 1. \end{aligned} \quad (3b)$$

此处上标 VCM 表示仅音圈电机运行的情况，即 $G = [P_{cv} \ 0]$；上标 DSA 表示音圈电机和 PZT 均运行的情况，即 $G = [P_{cv} \ P_{cp}]$。上标 i 用于表示 i^{th} 被控对象，即该被控对象的频率响应 G 属于音圈电机和 PZT 被控对象的 i^{th} 集合。

为确保即使压电陶瓷执行器发生故障，系统仍保持稳定，首先对单级系统施加一组约束。针对两个级的音圈电机输入所设置的权重，旨在避免激发音圈电机执行器的谐振模态。H_∞由于多速率滤波器的设计已能避免激发压电陶瓷执行器的谐振模态，因此不对 PZT 输入施加约束。不过，如果不使用多速率滤波器，也可以对 PZT 输入引入 H_∞ 约束。设计中使用的逆权重以蓝色虚线标示于图 7 和图 8 中。

H_2 约束：H_2 约束用于限制各种信号的方差。帕塞瓦尔定理指出，信号的时域范数与频域 L_2 范数等价。这意味着，传递函数的 H_2 范数等于该传递函数脉冲响应的 L_2 范数（注意，H_2 范数用于传递函数，而 L_2 范数用于信号）。

脉冲响应与输入信号的卷积给出了系统对输入信号的响应。对于正态分布的随机变量，该随机变量落在均值上下三个标准差范围内的置信度为 99.7%。虽然与模型预测控制（MPC）等状态空间方法不同，频域设计无法对信号幅值施加硬性限制，但我们可以约束信号方差，以提高信号有 99.7% 的时间不会超出限制的置信度。具体而言，可以将零均值信号的 L_2 范数限制为始终小于该限制的三分之一。

可以对多种信号施加约束，例如执行器输入、执行器的行程限制、整体位置误差信号等。对于多个被控对象，我们可以约束各被控对象信号的 L_2 范数，也可以约束所有被控对象信号的平均 L_2 范数。为了使 PZT 执行器保持线性工作，需要限制其位移。这是一个经典的H_2 范数约束示例。在这种情况下，可以通过约束各种过程噪声引起的 PZT 输出的平均平方 H_2 范数来表述该约束。这将限制 PZT 执行器输出的平均方差。方差的最大值可根据我们希望 PZT 输出保持在所需范围内的置信度来设定。通常，PZT 的行程设定为约一至三条磁道。对于当前设计，平均行程限制为 $\mu = 50nm$。该约束可利用帕塞瓦尔定理表述为

$$\begin{aligned} ||y^i_{cp}||_2^2 &= ||Y^i_{d\to y_{cp}} D_p||_2^2 \\ &\quad + ||Y^i_{d\to y_{cp}} P^i_{dv} D_f||_2^2 \\ \implies \frac{1}{l}\sum_{i=1}^{l} ||y^i_{cp}||_2^2 &= \frac{1}{l}\sum_{i=1}^{l} (||Y^i_{d\to y_{cp}} D_p||_2^2 \\ &\quad + ||Y^i_{d\to y_{cp}} P^i_{dv} D_f||_2^2) \leq \mu, \end{aligned} \quad (4)$$

其中，下标 i 对应于 i^{th} 被控对象。该 PZT 输出传递函数的 H_2 范数为

$$||Y^i_{d\to y_{cp}} D_p||_2^2 = \frac{T_s}{2\pi}\int_\Omega tr[(Y^i_{d\to y_{cp}} D_p)^* Y^i_{d\to y_{cp}} D_p] d\omega. \quad (5)$$

其中，$*$ 表示复共轭。

利用松弛变量 $\Gamma^i_{y_{cp}}$ 和 $\Lambda^i_{y_{cp}}$，式 (4) 中的 H_2 约束可改写为两个约束：

$$\frac{1}{l}\sum_{i=1}^{l} \frac{T_s}{2\pi}\int_\Omega tr[\Gamma^i_{y_{cp}}(\omega) + \Lambda^i_{y_{cp}}(\omega)] d\omega \leq \mu, \quad (6a)$$

$$(Y^i_{d\to y_{cp}} D_p)^* Y^i_{d\to y_{cp}} D_p \preceq \Gamma^i_{y_{cp}}. \quad (6b)$$

$$(Y^i_{d\to y_{cp}} P^i_{dv} D_f)^* Y^i_{d\to y_{cp}} P^i_{dv} D_p \preceq \Lambda^i_{y_{cp}}. \quad (6c)$$

由于响应仅在有限个频率点上可用，式 (6a) 中的积分将使用梯形法则进行近似计算，即用有限个 $\Gamma^{k,\ i}_{y_{cp}}$ 替换函数 $\Gamma^i_{y_{cp}}(\omega)$，其中 $k = 1$ 从 N到 N，N 为每个被控对象可用的频率响应数量。式 (6b) 和 (6c) 中的矩阵不等式可利用控制器因式分解和舒尔补引理重新表述为

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{y_{cp}}^{k,i} & X_1 D_p \\ (X_1 D_p)^* & (Y+G^iX)^*(Y+G^iX) \end{bmatrix}(\omega_k) \succeq 0. \quad (7a)$$

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{y_{cp}}^{k,i} & X_1 P_{dv}^i D_p \\ (X_1 P_{dv}^i D_p)^* & (Y+G^iX)^*(Y+G^iX) \end{bmatrix}(\omega_k) \succeq 0. \quad (7b)$$

请注意，这是一个非凸约束，因为 $P^{i*}P^i = (Y+G^iX)^*(Y+G^iX)$ 是二次的。然而，如 Karimi 等人（2017）所示，可以围绕标称控制器 $K_c = X_c/Y_c$，利用一阶泰勒级数展开将该二次项线性化。

$$(P^i)^*P \approx P_c^{i*}P_c^i + (\Delta P^i)^*P_c^i + P_c^{i*}(\Delta P^i), \quad (8)$$

其中 $P_c^i = Y_c + G^iX_c$ 和 $\Delta P^i = P^i - P_c^i$ 这将得到

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{y_{cp}}^{k,i} & X_1 D_p \\ (X_1 D_p)^* & (P_c^i)^*P_c^i + (\Delta P^i)^*P_c^i + P_c^{i*}(\Delta P^i) \end{bmatrix}(\omega_k) \succeq 0. \quad (9a)$$

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{y_{cp}}^{k,i} & X_1 P_{dv}^i D_p \\ (X_1 P_{dv}^i D_p)^* & (P_c^i)^*P_c^i + (\Delta P^i)^*P_c^i + P_c^{i*}(\Delta P^i) \end{bmatrix}(\omega_k) \succeq 0. \quad (9b)$$

H_2 目标： H_2 目标可用于需要最小化信号方差的情况。因此， H_2目标成为扰动抑制问题的理想选择。该目标可表述为：最小化跟踪误差的方差，即由各种过程噪声引起的位置误差信号e。由扰动 d_f 和 d_p 引起的位置误差信号由 $S_{d\to e}Dd$给出。

其原始形式的优化问题可写为

$$\begin{aligned} \min_{X,Y} \quad & \frac{1}{l}\sum_{i=1}^{l}(||S_{d\to e}^{DSA,i}D_p||_2^2 + ||S_{d\to e}^{DSA,i}P_{dv}^i D_f||_2^2) \\ \text{s.t.} \quad & H_\infty \text{ and } H_2 \text{ constraints.} \end{aligned} \quad (10)$$

采用与为 H_2 约束所示的类似方法，我们可以使用松弛变量 $\Gamma_{S_{d\to e}}^i$ 和 $\Lambda_{S_{d\to e}}^i$ 构造如下优化问题

$$\begin{aligned} \min_{X,Y} \quad & \frac{1}{l}\sum_{i=1}^{l}\int_\Omega tr[\Gamma_{S_{d\to e}}^i(\omega) + \Lambda_{S_{d\to e}}^i(\omega)]d\omega \\ \text{s.t.} \quad & \begin{bmatrix} \Gamma_{S_{d\to e}}^i(\omega) & YD_p \\ (YD_p)^* & (Y+G^iX)^*(Y+G^iX) \end{bmatrix} \succeq 0, \\ & \begin{bmatrix} \Lambda_{S_{d\to e}}^i(\omega) & YP_{dv}^iD_p \\ (YP_{dv}^iD_p)^* & (Y+G^iX)^*(Y+G^iX) \end{bmatrix} \succeq 0, \\ & H_\infty \text{ and } H_2 \text{ constraints.} \end{aligned} \quad (11)$$

3.2 最小 H_2 范数控制器

如前所示， H_2 范数最小化是一个非凸问题。可以在标称控制器附近将二次项线性化，使约束变为凸约束，更准确地说，是线性矩阵不等式（LMI）。首先仅使用 H_∞ 约束且不设置目标函数，求得标称控制器；然后在该控制器附近进行线性化，结合 H_2 约束和 H_2 目标函数，设计出性能更优的控制器。详细算法见算法 1。

算法 1 最小 H_2 范数的迭代算法

控制器

要求： $N_{iter} \in \mathcal{Z}^+$ ▷ 达到所需的迭代次数

满意的收敛效果

1: 定义 H_∞ 约束

2: 优化(H_∞约束条件)

3: 获取初始控制器 $K_0 = X_0/Y_0$

4: 定义线性化的 H_2 带有 X_0, Y_0 的约束

5: **当** $k \le N_{iter}$ **时执行**

6: 优化（H_2 目标函数， H_∞， H_2 约束）

7: 获取 $K_k = X_k/Y_k$

8: 定义线性化的 H_2 约束，并使用 X_k， Y_k

9: **结束循环**

4. 结果

使用 MATLAB R2021a 中的 MOSEK 和 YALMIP，建立了包含上一节所述全部约束的优化问题。该优化问题在一台搭载 AMD Ryzen 7 4700U 2.00 GHz 处理器、运行 Windows 11 的联想 ThinkPad PC 上求解；分别采用从 0 到 25200 赫兹范围内的 300 个和 10000 个等间隔频率数据点。控制器阶数为 12 时，使用 300 个数据点的平均设计时间为 1040 秒，使用 10000 个数据点时为 7320 秒；两种情况下，最小化 H_2范数的迭代次数均为 2。所得控制器能够使闭环系统稳定。

图 7 和图 8 展示了单级和双级系统的闭环扰动到误差灵敏度、扰动到音圈电机输入的灵敏度，以及用于满足 H_∞ 约束的相应逆权重（虚线）。图中表明， H_∞约束均得到满足。还可以看出，所设计控制器的低频扰动衰减特性能够满足我们的设计要求。闭环系统实现了 1 千赫兹的带宽。

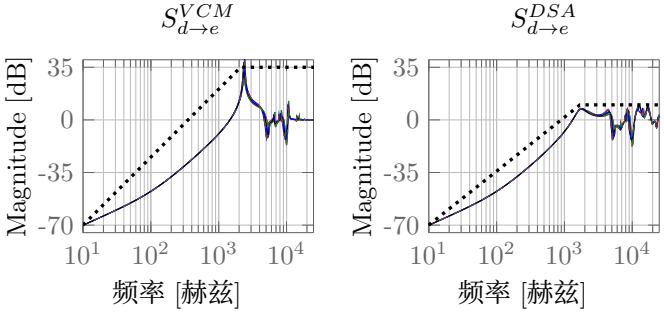


图 7. 单级 $S_{d\to e}^{VCM}$（左）和双级 $S_{d\to e}^{DSA}$（右）在全部九种情况下，闭环扰动到误差灵敏度的波德图。蓝色虚线表示相应的逆权重。

采用所设计的控制器，对具有均匀分布噪声的9种不同被控对象进行闭环系统仿真，以评估控制器的性能和鲁棒性。图9绘出了采用所设计控制器时DSA系统的总输出以及PZT执行器的输出。PZT执行器输出的最大值和 3σ 值，以及总输出

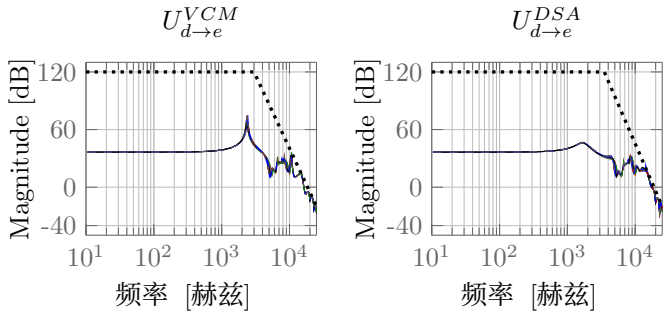


图 8. 所有九种案例下，单级 $U_{d\to u_v}^{VCM}$（左）和双级 $U_{d\to u_v}^{DSA}$（右）的闭环扰动至音圈电机输入传递函数的波德图。蓝色虚线表示相应的逆权重。

在全部9种情况下的DSA系统输出如图10所示。可以看出，在这9种情况下，PZT执行器的输出均保持在预期范围内。DSA输出的最坏情况下 3σ 值为磁道宽度的18.8%。

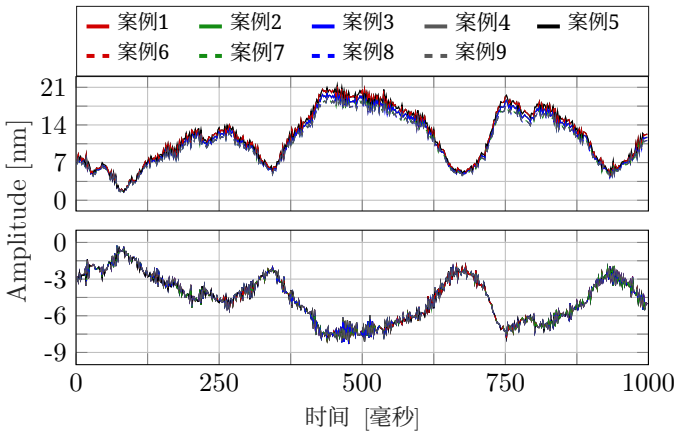


图 9. 所有 9 种情况下双级执行器系统的磁头总位置（下）和压电陶瓷执行器输出（上）的移动均值，单位为纳米。

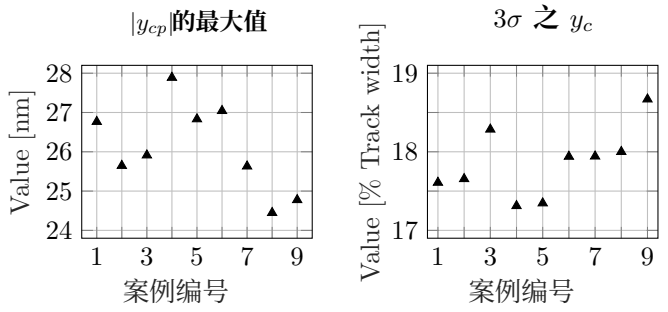


图 10. 各种情况下 PZT 输出的最大值（左，单位：nm）以及 3σ 各情况下磁头总位置相对于磁道宽度的百分比（右）

5. 结论

本文采用数据驱动控制设计框架，为基准双级执行器硬盘驱动器设计了鲁棒磁道跟踪控制器。扰动抑制问题被表述为一个H_2 范数目标最小化问题，并带有用于保证稳定性和整形闭环传递函数的 H_∞ 约束，以及用于限制……方差的 H_2 范数约束信号方差。在均匀分布随机噪声条件下，通过仿真评估了控制器的性能，并给出了结果。

参考文献

O. Bagherieh，《硬盘驱动器的估计、辨识与数据驱动控制设计》，博士论文，加利福尼亚大学伯克利分校，2017年。https://escholarship.org/uc/item/0998n097

N.P.S.Prakash 和 R. Horowitz，《多执行器硬盘驱动器的数据驱动鲁棒反馈控制设计》建模、估计与控制会议，2022年。T. Atsumi 和 S. Yabui，《用于硬盘驱动器磁头定位系统的四级执行器系统》*IEEE*《工业电子学汇刊》，第67卷第11期，第9184–9194页，2020年。T. Eguchi、Y. Asai、K. Ichikawa 和 M. Takada，《存储箱中高频风扇振动的空气传播与结构传播》美国机械工程师学会*2017*年信息存储与处理系统会议论文集，论文编号5406，2017年。G. Galdos、A. Karimi 和 R. Longchamp，《通过凸优化设计用于谱域多输入多输出模型的 H∞ 控制器》。《过程控制杂志》，第20卷第10期，第1175–1182页，2010年。A. Karimi 和 C. Kammer，《通过凸优化实现多变量系统鲁棒控制的数据驱动方法》。《自动化》，2017年。A. Karimi、A. Nicoletti 和 Y. Zhu，《利用频域数据通过凸优化设计鲁棒 H∞ 控制器》。《国际鲁棒与非线性控制杂志》，第20卷第10期，2016年。P. Shah 和 R. Horowitz，《多执行器驱动器的数据驱动前馈控制设计与输入整形技术》，美国机械工程师学会*2020*年动力系统与控制会议，2020年。P. Shah、Z.Chen 和 R. Horowitz，《多输入多输出数据驱动反馈控制设计在双级硬盘驱动器中的应用》美国机械工程师学会*2020*年动力系统与控制会议，2020年。Z. Chen、P. Shah 和 R. Horowitz，《采用混合综合方法的三级执行器硬盘驱动器磁头定位控制》美国机械工程师学会*2020*年动力系统与控制会议，2020年。P. Shah 和 R. Horowitz，《多执行器驱动器中的主动振动抑制：数据驱动方法》美国机械工程师学会动力系统与控制会议，2019年。O. Bagherieh、P. Shah 和 R. Horowitz，《混合数据驱动控制设计在双级硬盘驱动器中的应用》美国机械工程师学会动力系统与控制会议，2018年。P. Shah 和 R. Horowitz，《多执行器驱动器的数据驱动前馈控制设计与输入整形技术》美国机械工程师学会*2021*年动力系统与控制快报，2021年。N.P.S Prakash、Z. Chen 和 R. Horowitz，《结合先验系统知识的数据驱动严格正实系统辨识》美国控制会议，2022年6月。Z. Chen、N.P.S Prakash 和 R. Horowitz，《多执行器硬盘驱动器中用于主动振动抑制的自适应前馈参考信号设计》

在多执行器硬盘驱动器中的应用 美国控制会议，2022年6月。Mosek Aps, 《用于 MATLAB 的 MOSEK 优化工具箱手册》。版本 9.0，2019年，*http://docs.mosek.com/9.0/toolbox/index.html*J. Lofberg, 《YALMIP：用于 MATLAB 建模与优化的工具箱》*IEEE* 计算机辅助控制系统设计国际研讨会，第284–289页，1954年。N.P.S Prakash、Z. Chen 和 R. Horowitz, 《采用观测器/卡尔曼滤波器辨识（OKID）框架及有色噪声的多执行器硬盘驱动器系统辨识》，*arXiv*，第2109.12460卷，2021年。