

基于卡尔曼滤波器的快速反射镜改进自抗扰控制

张程鑫¹, 孙崇尚^{1*}, 吴佳彬², 张建强¹, 李智斌¹¹山东科技大学电气与自动化工程学院, 山东 青岛 266590;²中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033

摘要 四象限探测器存在较大测量噪声,严重影响快速反射镜(FSM)的跟踪性能和抗干扰能力。针对四象限探测器快速反射镜的控制问题,提出一种改进型自抗扰控制方法,利用卡尔曼滤波进行噪声滤波,扩张状态观测器负责系统状态和扰动的估计,并将观测出的总扰动加入卡尔曼滤波状态方程。最后,设计零相差跟踪控制器作为前馈控制器,并在dSPACE实验平台上进行控制性能实验与抗干扰能力实验。实验结果表明:改进型自抗扰控制器可以提高FSM的跟踪性能,以100 Hz正弦信号为例,相较于线性自抗扰控制和干扰观测器控制方法,跟踪精度分别提高了20.99%和65.40%;对10 Hz正弦扰动的抑制能力分别提升了35.36%和61.26%。所提改进型自抗扰控制方法可以在存在较大测量噪声的情况下实现对扰动的精确估计和抑制,有效提高FSM的控制性能。

关键词 光通信; 快速反射镜; 自抗扰控制; 测量噪声; 卡尔曼滤波器

中图分类号 O439 文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL231312

1 引言

快速反射镜(FSM)是采用压电陶瓷或音圈电机驱动,实现目标和接收器之间光束指向控制的反射镜装置,具有响应速度快和控制精度高的优点,广泛应用于航空成像、空间探测、激光通信和激光制导等系统,实现视轴稳定、像移补偿及瞄准跟踪等功能^[1-3]。由于传统伺服机构如扫描反射镜、稳定平台等的控制精度和控制带宽有限,无法补偿飞机、卫星、舰船等动载体平台的振动,而FSM不仅可以补偿包括振动在内的高频扰动,而且还可以补偿传统伺服机构的控制残差,从而提高光束指向控制的精度和带宽。但高频扰动和控制残差具有复杂的特性,含有不同频率、不同幅值的信号,给FSM控制算法的设计带来了挑战。音圈电机驱动的FSM具有行程大、驱动电压低、易于控制等优点,虽然响应频率略低,但对振动和冲击等具有更强的耐受能力,是目前FSM的重要发展方向^[4]。高精度角位移传感器是实现高精度指向控制的前提,目前音圈电机FSM中的角位移传感器主要有电涡流传感器和光电式角位移传感器两类,其中电涡流传感器具有较高的测量精度,技术发展较为成熟,已经在FSM中广泛应用^[1]。光电式角位移传感器通过光电探测器上光斑位置的变化计算得到FSM的旋转角度,具有抗电磁干扰的优点,其中最为典型的是四象限探测器^[5]。然而四象限探测器受热噪声和背景光噪声影响

较大,存在较大的测量噪声^[6],限制了FSM控制性能的提升。

自抗扰控制(ADRC)可以有效估计并补偿系统扰动和未建模动态特性,且便于实现,在伺服控制等领域广泛应用。文献[7]针对音圈电机驱动的FSM,提出一种实现简单、运算量小的降阶自抗扰控制方法。文献[8]采用改进粒子群算法对自抗扰控制器的参数进行整定,提高了FSM的跟踪精度。除了ADRC外,干扰观测器(DOB)^[9]、鲁棒控制^[10]和自适应控制^[11]等方法也被应用于FSM,并取得了一系列成果。然而以上方法都是基于电涡流传感器等高性能角位置传感器设计的,由于四象限探测器的测量噪声较大,FSM的控制性能会受到很大影响。以ADRC为例,为了获得良好的扰动抑制性能,扩张状态观测器(ESO)需要选择比较高的增益,这使得ESO对测量噪声非常敏感,可能会导致高频噪声通过ESO从而污染估计。对于较大测量噪声下FSM的控制问题,文献[12]和文献[13]采用卡尔曼滤波器对角位置传感器的测量信号进行处理,然后信号再分别通过ESO和DOB得到扰动估计。但是卡尔曼滤波器进行信号处理时无法考虑扰动的影响,导致得到的信号估计值和真实值之间可能存在偏差,而且滤波会引入相位滞后,对扰动估计的性能有很大影响,因此该方法不能从根本上提升FSM的控制性能。

针对四象限探测器快速反射镜的控制问题,本文

收稿日期: 2023-10-20; 修回日期: 2023-12-13; 录用日期: 2023-12-15; 网络首发日期: 2023-12-22

基金项目: 山东省自然科学基金(ZR2021QF140, ZR2021QF117)、国家自然科学基金(U23A20336, 52227811, 61933006)

通信作者: *sun2007cn@163.com

融合卡尔曼滤波器和 ESO, 提出改进型自抗扰控制方法 (IADRC)。卡尔曼滤波器对含有大测量噪声的信号进行滤波, 得到信号的估计值, 将其作为 ESO 的输入; 同时将 ESO 观测的扰动加入卡尔曼滤波器状态方程中, 从而在存在较大测量噪声的情况下实现对扰动的精确估计和抑制; 然后设计零相差跟踪控制器 (ZPETC) 作为前馈控制器, 提升跟踪性能。为了验证所提方法的有效性, 在 dSPACE 平台上分别采用 IADRC、ADRC 和 DOB 控制 FSM, 并对控制效果进行对比分析。实验结果表明, IADRC 可以在存在较大测量噪声的情况下实现对扰动的精确估计, 从而提高 FSM 的控制性能。

2 线性自抗扰控制器性能分析

2.1 线性自抗扰控制器

ADRC 是韩京清教授^[14]提出的一种基于 ESO 的控制策略, 利用 ESO 将系统非线性、不确定性与外部扰动扩张成一个新的状态变量, 视为系统总扰动, 并在控制输入端补偿。高志强教授^[15]通过零极点配置和带宽法对 ESO 非线性部分进行线性化, 简化 ADRC 控制结构的同时也减少了需要调节的参数。ADRC 的控制框图如图 1 所示。图 1 中, r 为参考输入信号, y 为系统控制输出, u 为控制量输入, LESO 为线性扩张状态观测器, ξ 为测量噪声, $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$ 是 LESO 的状态向量, d 为施加在系统上等价的总扰动, k_p 和 k_d 是 PD 控制器参数。

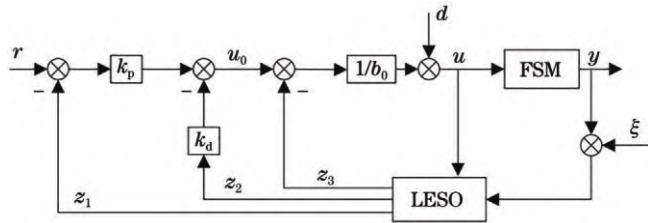


图 1 自抗扰控制器结构
Fig. 1 Structure of ADRC

一般二阶系统的微分形式为

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + bu, \quad (1)$$

考虑未知外部扰动, 式(1)为

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + \omega + (b - b_0)u + b_0 u, \quad (2)$$

式中: ω 为未知扰动; a_0 和 a_1 未知, b 部分已知 (已知部分记为 b_0)。选取状态变量, $x_1 = y, x_2 = \dot{y}$, 将已知控制项以外的部分视为系统总扰动, 作为扩张状态变量 x_3 , 设 $\dot{x}_3 = \varphi$, 将式(2)改写为扩张状态空间描述:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 u + \mathbf{E}_1 \varphi \\ y = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \\ y_0 = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \xi \end{cases}, \quad (3)$$

式中: $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}_1 = [1 \ 0 \ 0]$; y_0 是 FSM 系统实际输出。

LESO 可以设计为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{z} + \mathbf{B}_1 u + \mathbf{L}(y_0 - \hat{y}) \\ \hat{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{z} \end{cases}, \quad (4)$$

式中: \mathbf{L} 为 LESO 增益矩阵; \hat{y} 为 LESO 输出。将特征方程的极点放在同一个位置 $-\omega_o$ 处, ω_o 为观测器带宽, 使得

$$\lambda(s) = |s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_1 - \mathbf{L}\mathbf{C}_1)| = (s + \omega_o)^3, \quad (5)$$

可以得到观测器的增益矩阵为

$$\mathbf{L} = [l_1 \ l_2 \ l_3]^T = [3\omega_o \ 3\omega_o^2 \ \omega_o^3]^T. \quad (6)$$

利用 PD 控制器实现线性状态误差反馈控制律的设计, 则

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2. \quad (7)$$

FSM 系统控制量输入为

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0}, \quad (8)$$

使得闭环传递函数成为一个无零点纯二阶系统:

$$G(s) = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p}, \quad (9)$$

采用参数化设计, 选择

$$k_p = \omega_c^2, \quad k_d = 2\omega_c, \quad (10)$$

式中: ω_c 为控制器带宽。此时, 控制器参数 k_p 和 k_d 只与控制器带宽有关, 从而简化控制器设计。

2.2 线性自抗扰控制器性能分析

为保证非线性特性可以作为总扰动的一部分被观测出来, 要求 LESO 的收敛速度要比闭环系统快, 因此需要较大的 ω_o , 但是较大的 ω_o 会使 LESO 对噪声敏感, 给自抗扰控制的实现带来困难。分析 LESO 带宽选择对干扰估计和噪声抑制的影响。

定义 LESO 观测误差为

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{z}. \quad (11)$$

式(3)减去式(4), 可以得到 LESO 的误差动力学:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{L}\mathbf{C}_1) \Delta \mathbf{x} + \mathbf{E}_1 \varphi + \mathbf{L}\xi. \quad (12)$$

LESO 误差动态框图如图 2 所示。

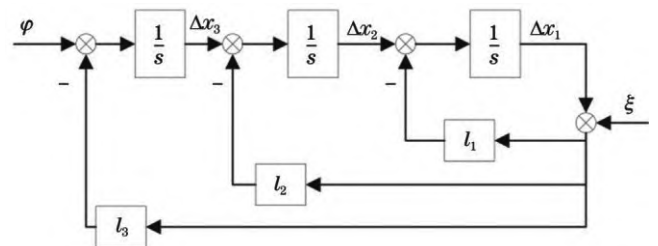


图 2 LESO 误差动态框图

Fig. 2 Error dynamic of the LESO

从 φ 到 Δx_3 的传递函数为

$$G_d(s) = \frac{s^2 + 3\omega_o s + 3\omega_o^2}{s^3 + 3\omega_o s^2 + 3\omega_o^2 s + \omega_o^3}, \quad (13)$$

式中: $G_d(s)$ 表示 LESO 扰动估计的性能。选择观测器带宽 ω_o 分别为 10 rad/s、20 rad/s、50 rad/s、100 rad/s, 观察不同观测器带宽下的 LESO 扰动估计的频率响应, 结果如图 3 所示, 在低频下, 干扰估计与抑制性能会随着 ω_o 增加而有所提高。

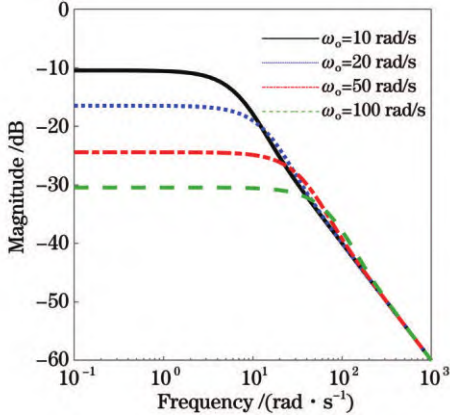


图 3 不同观测器带宽下 LESO 扰动估计的频率响应

Fig. 3 Frequency response of disturbance estimation for the LESO with different ω_o .

从 ξ 到 Δx_3 的传递函数为

$$G_\xi(s) = \frac{-\omega_o^3 s^2}{s^3 + 3\omega_o s^2 + 3\omega_o^2 s + \omega_o^3}, \quad (14)$$

式中: $G_\xi(s)$ 表示 LESO 噪声抑制的性能。选择观测器带宽 ω_o 分别为 10 rad/s、20 rad/s、50 rad/s、100 rad/s, 图 4 显示了在不同观测器带宽下 LESO 噪声抑制的频率响应。在高频, 随着 ω_o 的增加, LESO 对噪声的抑制能力变差。在实际应用中, 测量噪声往往含有高频成分, 较大的 ω_o 可以保证对干扰的估计与抑制能力, 但会使 LESO 对高频噪声敏感, 污染估计。因此 LESO 存在一个干扰抑制和噪声抑制的矛盾。

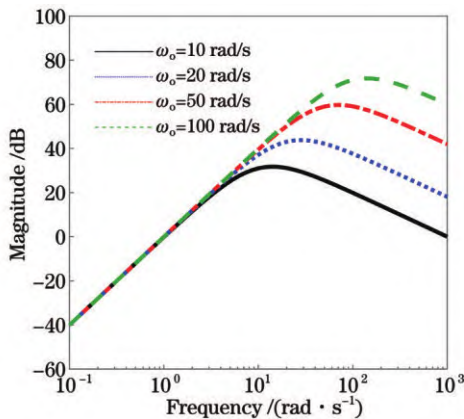


图 4 不同观测器带宽下 LESO 噪声抑制的频率响应

Fig. 4 Frequency response of noise suppression for the LESO with different ω_o .

3 FSM 系统辨识

基于 Hankel 矩阵的辨识方法得到 FSM 的标称模型^[16-17], 并将模型信息加入到 LESO 中, 设计模型辅助扩张状态观测器 (MESO), 可以提高观测器对扰动的估计精度, 降低系统的不确定性^[18-19]。为了简化分析, 以单轴为例进行系统辨识与控制系统设计。

3.1 FSM 系统辨识理论

采用伪随机信号作为开环激励信号对 FSM 系统进行测试, 采集 FSM 系统的输入输出数据。构造脉冲响应序列 $g(kT)$, $k=0, 1, 2, \dots$, 对一个足够大的 $n \ll N$, 构造 Hankel 矩阵 \mathbf{H} , 矩阵 \mathbf{H} 可写为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} g(T) & g(2T) & \cdots & g(nT) \\ g(2T) & g(3T) & \cdots & g[(n+1)T] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g(nT) & g[(n+1)T] & \cdots & g[(2n-1)T] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix} [\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \cdots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}], \quad (15)$$

式中: $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 、 $\mathbf{B} \in \mathbf{R}^{n \times 1}$ 、 $\mathbf{C} \in \mathbf{R}^{1 \times n}$ 、 $\mathbf{D} \in \mathbf{R}^{1 \times 1}$ 为系统的参数矩阵; T 为数字系统采样时间。对矩阵 \mathbf{H} 进行奇异值分解, 得

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{U} \text{diag}\{\sigma_1 \cdots \sigma_n\} \mathbf{V}^T = \\ &[\mathbf{U}_1 \quad \mathbf{U}_2] \text{diag}\{\boldsymbol{\Sigma}_1, \boldsymbol{\Sigma}_2\} [\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{V}_2]^T = \\ &\mathbf{U}_1 \boldsymbol{\Sigma}_1 \mathbf{V}_1^T + \mathbf{U}_2 \boldsymbol{\Sigma}_2 \mathbf{V}_2^T \approx \mathbf{U}_1 \boldsymbol{\Sigma}_1 \mathbf{V}_1^T, \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \cdots \gg \sigma_h \gg \sigma_{h+1} \geq \cdots \geq \sigma_n \geq 0$; \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 为正交矩阵, $\boldsymbol{\Sigma}$ 为对角矩阵, 并且选择系统阶数为 h , $\mathbf{U}_1 = [u_1 \cdots u_h]$, $\boldsymbol{\Sigma}_1 = \text{diag}\{\sigma_1, \cdots, \sigma_h\}$, $\mathbf{V}_1 = [v_1 \cdots v_h]$ 。

联立式 (15) 与式 (16), 可确定系统辨识 \mathbf{C} 与 \mathbf{B} 的参数:

$$\mathbf{C} = \mathbf{U}_1 \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_1} \text{ 第一行}, \quad (17)$$

$$\mathbf{B} = \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_1} \mathbf{V}_1^T \text{ 第一列}. \quad (18)$$

定义新的 Hankel 矩阵 \mathbf{H}_1 为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix} \mathbf{A} [\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \cdots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] = \\ &\mathbf{U}_1 \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_1} \mathbf{A} \sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_1} \mathbf{V}_1^T, \end{aligned} \quad (19)$$

由此可确定参数 \mathbf{A} ,

$$\mathbf{A} \approx (\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_1})^{-1} \mathbf{U}_1^T \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 (\sqrt{\boldsymbol{\Sigma}_1})^{-1}. \quad (20)$$

一般情况下选取 $|\mathbf{D}| = g(0) \approx 0$, 根据 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} 、 \mathbf{D} 参数就可以辨识系统的传递函数。

3.2 FSM 系统辨识结果

根据采集到的输入输出数据, 基于 Hankel 矩阵辨识系统模型, 得到的系统模型为

$$G_i(s) = \frac{314800}{s^2 + 60.71s + 19430} \quad (21)$$

并利用脉冲响应法求得的数值解与辨识得到的系统模型进行对比,检验辨识系统准确性,对比如图 5 所示。

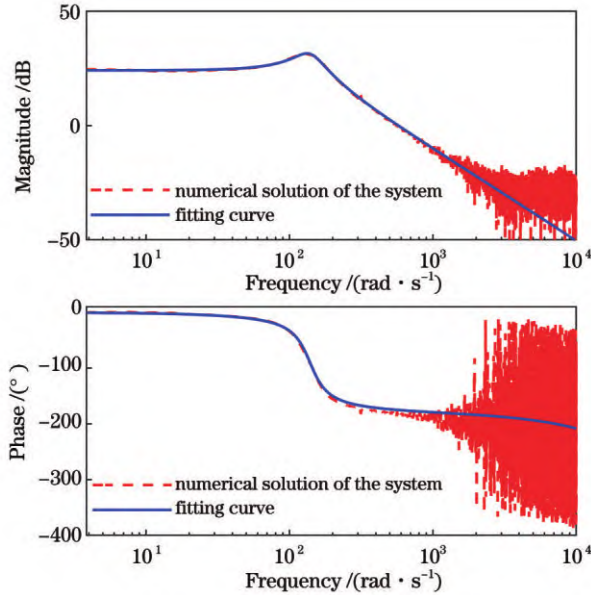


图 5 FSM 开环频域响应

Fig. 5 Open-loop frequency response of FSM system

4 改进型自抗扰控制器设计

4.1 模型辅助 ESO 设计

与传统自抗扰控制器不同,这里选取 $f_a = \omega + (b - b_0)u$ 为系统总扰动,根据辨识得到的系统模型,已知 $a_0 = 194300, a_1 = 60.71, b$ 部分已知(已知部分记为 $b_0, b_0 = 314800$),选取状态变量, $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = f$, 则 $\mathbf{x} = [y \ \dot{y} \ f]^T$ 为包括总扰动 f_a 在内的扩张状态向量,式(2)可以改写为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m u + \mathbf{E} \dot{f}_a \\ y = \mathbf{C}_m \mathbf{x} \\ y_0 = \mathbf{C}_m \mathbf{x} + \xi \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_0 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ -a_1 b_0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_m = [1 \ 0 \ 0], \mathbf{E} = [0 \ 0 \ 1]^T$ 。

MESO 可设计为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_m \mathbf{z} + \mathbf{B}_m u + \mathbf{L}(y_0 - \hat{y}_m) \\ \hat{y}_m = \mathbf{C}_m \mathbf{z} \end{cases} \quad (23)$$

式中: \hat{y}_m 为 MESO 输出。令特征方程为

$$\lambda(s) = |s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_m - \mathbf{L}\mathbf{C}_m)| = (s + \omega_0)^3 \quad (24)$$

可以得到观测器的增益矩阵为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3\omega_0 - a_1 \\ 3\omega_0^2 - 3a_1\omega_0 - a_0 + a_1^2 \\ \omega_0^3 - 3a_1\omega_0^2 + 3(a_1^2 - a_0)\omega_0 + 2a_0a_1 - a_1^3 \end{bmatrix} \quad (25)$$

4.2 改进型自抗扰控制器设计

IADRC 主要由卡尔曼滤波器、MESO 和 PD 反馈控制器 3 部分组成,如图 6 所示。其中,卡尔曼滤波器对四象限探测器的测量信号进行预处理,滤除测量噪声,并将滤波后的信号作为 MESO 的输入,利用 MESO 实现状态与总扰动的在线重构。卡尔曼滤波器的状态方程采用含有扰动的数学模型,将 MESO 观测的总扰动回送到卡尔曼滤波器中,从而保证卡尔曼滤波的准确性。PD 控制器以 MESO 估计的系统状态作为反馈,同时在输入端对观测的总扰动进行补偿,抑制扰动提升控制性能。为了减小相位滞后,拓展控制带宽,采用 ZPETC 作为前馈控制器提高 FSM 的跟踪性能。图 6 中,虚线框内为闭环系统,包含被控对象、卡尔曼滤波器、MESO 和 PD 反馈控制器。 $\mathbf{z}_x = [z_1 \ z_2]^T$ 是 MESO 对 \hat{y}_k 及其微分信号的估计, \hat{d} 是 MESO 对系统总扰动的估计, \hat{y}_k 是卡尔曼滤波器的输出。

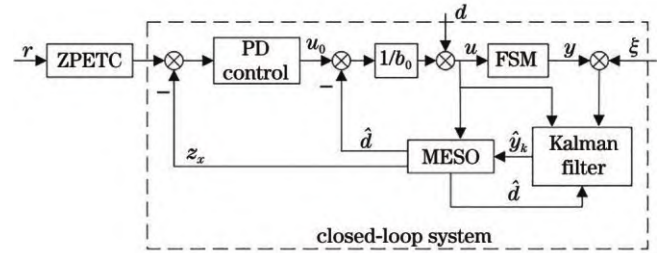


图 6 改进型自抗扰控制器结构

Fig. 6 Structure of IADRC

卡尔曼滤波器可以设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{B}_d d + \mathbf{K}(y_0 - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (26)$$

式中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -19430 & -60.71 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 314800 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \ 0]; \hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2]^T$ 是卡尔曼滤波器对 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ 的估计; \mathbf{K} 是滤波增益矩阵。

通常总扰动 d 是不可测的,无法使用的,将总扰动 d 视为 MESO 的扩展状态向量,根据系统输入输出观测得到其估计值 \hat{d} ,可以将式(26)中的总扰动 d 利用估计值 \hat{d} 来代替,式(26)改写为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{B}_d \hat{d} + \mathbf{K}(y_0 - \hat{y}_k) \\ \hat{y}_k = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (27)$$

滤波增益矩阵 \mathbf{K} 可以递推得到,

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{k/k-1} = \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q} \\ \mathbf{K} = \mathbf{P}_{k/k-1}\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{P}_{k/k-1}\mathbf{C}^T + \mathbf{R})^{-1} \\ \mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}\mathbf{C})\mathbf{P}_{k/k-1} \end{cases} \quad (28)$$

式中: \mathbf{P} 为误差协方差矩阵; \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} 分别为过程噪声协方差矩阵和测量噪声协方差矩阵; \mathbf{I} 为单位矩阵。

将式(23)中 MESO 的输入信号由系统实际输出 y_0 替换为卡尔曼滤波器的输出 \hat{y}_k , MESO 可以设计为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_m\mathbf{z} + \mathbf{B}_m u + \mathbf{L}(\hat{y}_k - \hat{y}_m) \\ \hat{y}_m = \mathbf{C}_m\mathbf{z} \end{cases} \quad (29)$$

控制律可以写为

$$u = \frac{1}{b_0} [k_p(r - z_1) - k_d z_2 - \hat{d}] \quad (30)$$

4.3 零相差跟踪控制器设计

零相差跟踪控制器通过在控制器中引入零点来补偿闭环系统的不稳定零点,可以有效提高系统带宽,减小相位滞后,从而提高系统跟踪性能。

对于闭环系统,有

$$G_c(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B_u(z^{-1}) B_a(z^{-1})}{A_a(z^{-1})} \quad (31)$$

式中: z^{-d} 表示闭环系统带来的 d' 阶滞后; $A_a(z^{-1})$ 表示分母多项式,其所有根均位于单位圆内; $B_a(z^{-1})$ 和 $B_u(z^{-1})$ 为闭环系统传递函数的分子部分, $B_a(z^{-1})$ 包含所有稳定零点, $B_u(z^{-1})$ 包含所有不稳定零点。ZPETC 可以设计为

$$F(z^{-1}) = \frac{z^d A_a(z^{-1}) B_u(z)}{B_a(z^{-1}) [B_u(1)]^2} \quad (32)$$

加入 ZPETC 后,系统的传递函数为

$$G(z^{-1}) = G_c(z^{-1}) F(z^{-1}) = \frac{B_u(z^{-1}) B_u(z)}{[B_u(1)]^2} \quad (33)$$

可以计算得 $B_u(z^{-1}) B_u(z)$ 为一个非负实数,那么式(33)也是一个非负实数,FSM 系统在整个频域范围相移为零。

ZPETC 可看作一个高通滤波器,其高频段的增益非常大,如果闭环系统的高频段存在超调或机械谐振,经过 ZPETC 放大后,系统无法稳定运行,因此在闭环控制器的增益不宜选得太大,一般将闭环系统设计为无超调的系统。虽然闭环系统的带宽设计比较保守,但 ZPETC 的前馈作用可以尽可能地扩展控制带宽。采用正弦扫频对闭环系统整体进行辨识,得到的辨识结果如图 7 所示。

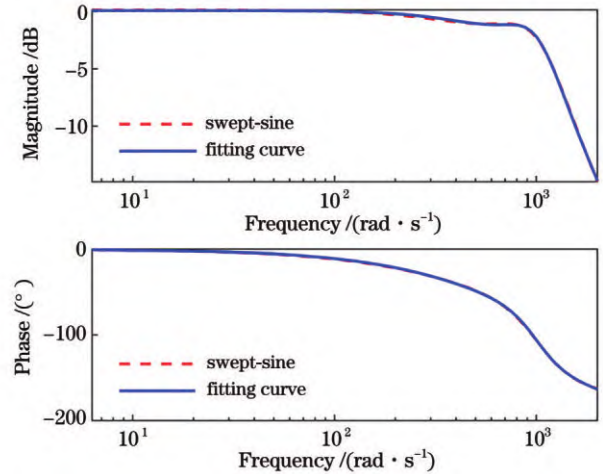


图 7 FSM 闭环频域特性

Fig. 7 Closed-loop frequency response of FSM system

闭环系统的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{-0.0195s^3 + 18.7439s^2 + 502270s + 449030000}{s^3 + 1259s^2 + 1394000s + 341700000} \quad (34)$$

ZPETC 可以设计为

$$F(z^{-1}) = \frac{255.9152 - 897.6370z^{-1} + 1.1730z^{-2} - 675.5428z^{-3} + 144.2204z^{-4}}{1 - 1.4657z^{-1} + 0.5040z^{-2}} \quad (35)$$

5 性能对比实验及结果分析

为了验证控制效果,分别采用 ADRC、DOB 及所提 IADRC 控制 FSM,并进行对比分析。为了使实验数据具有说服力,ADRC 和 DOB 也采用卡尔曼滤波对测量信号进行处理,从而抑制噪声,但不与观测器进行融合,前馈控制器同样使用 ZPETC,具体控制器设计可参考文献[12]和文献[13]。实验平台如图 8 所示,包括上位机、dSPACE 实时仿真系统、音圈驱动 FSM、驱动电路与供电电源。dSPACE 实时仿真系统是由 dSPACE 公司开发的一种用于控制系统开发和实时硬件测试的多功能工作平台,可采用 Matlab/Simulink 设计的控制算法生成代码,并将其下载到实时硬件系统中,实现对控制算法的实时在线调试,大大提高开

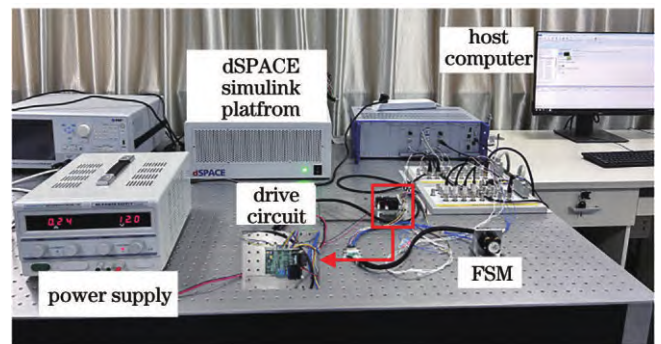


图 8 FSM 实验平台

Fig. 8 FSM experimental platform

发效率。四象限探测器测量的角位置信号经过 AD 采样后进入 dSPACE,在 dSPACE 中进行控制算法的

计算后,产生输出电压并进行 DA 转换,通过驱动电路放大后驱动 FSM 转动,从而实现对 FSM 的闭环控制。控制系统采样时间为 0.1 ms,控制器带宽 $\omega_c = 1000 \text{ rad/s}$,观测器带宽 $\omega_o = 1200 \text{ rad/s}$ 。

5.1 频域特性分析

基于上述实验平台得到三种不同控制器的频域响应,如图 9 所示。DOB 的幅频和相频特性在 20 Hz 附近是凹下去的,这是加入陷波器后抑制机械谐振导致的。对于 ADRC,由于其控制器本身含有微分反馈,可以较好地抑制机械谐振,因此不需要加入陷波器,从而具有较好的频率特性。相比于 ADRC,IADRC 在小于 150 Hz 时相位滞后更小,150 Hz 处接近于 ESO 的设计带宽,对于更高的频率,ESO 已经无法正常观测扰动。因此,IADRC 具有更好的闭环频域特性。

5.2 跟踪性能分析

为验证 3 种不同控制器的跟踪效果,以幅值为 0.15° 、频率为 100 Hz 的正弦信号为参考输入,3 种不同控制器的跟踪效果和跟踪误差如图 10 所示,可以看出 IADRC 的跟踪误差最小。为了使跟踪性能对比更具有普遍意义,分别以同一幅值、不同频率的正弦信号和同一频率、不同幅值的正弦信号为参考输入,并采用角位置均方根误差(RMSE)作为跟踪效果评价指标,结

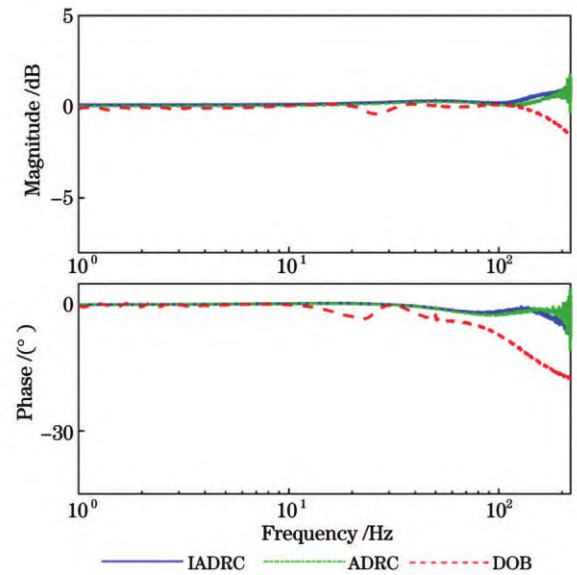


图 9 FSM 系统频域特性

Fig. 9 Frequency response of FSM system

果如表 1 和表 2 所示。表 1 为 3 种不同控制器在参考输入为同一幅值、不同频率(幅值为 0.15° ,频率为 20~100 Hz)正弦信号下的跟踪均方根误差。表 2 为 3 种不同控制器在参考输入为同一频率、不同幅值(频率为 30 Hz,幅值为 $0.03^\circ \sim 0.18^\circ$)正弦信号下的跟踪均方根

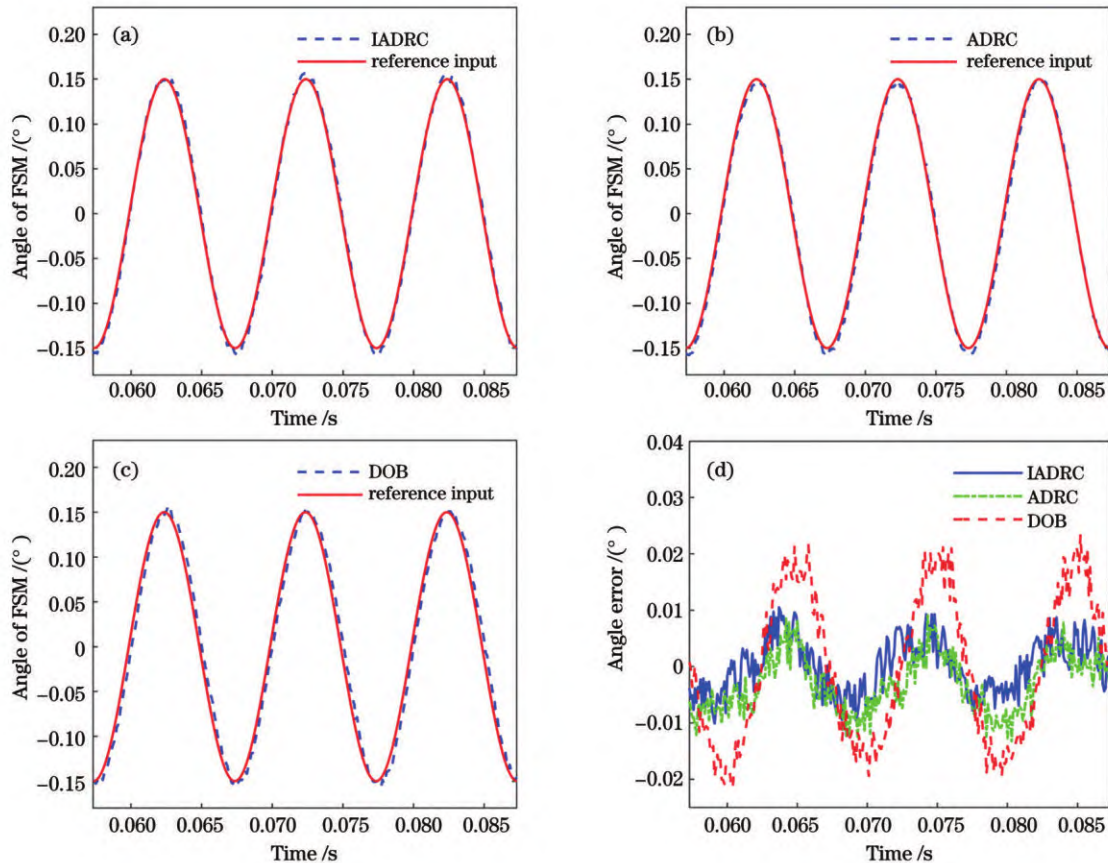


图 10 跟踪实验图。(a) IADRC 100 Hz 跟踪图;(b) ADRC 100 Hz 跟踪图;(c) DOB 100 Hz 跟踪图;(d)三种不同控制器的 100 Hz 跟踪绝对误差对比

Fig. 10 Chart of tracking experiments. (a) 100 Hz tracking chart of IADRC; (b) 100 Hz tracking chart of ADRC; (c) 100 Hz tracking chart of DOB; (d) comparison of 100 Hz tracking absolute error of three different controllers

表1 幅值为 0.15° 、不同频率下正弦信号的跟踪实验均方根误差

Table 1 RMSE of sinusoidal signal tracking experiment with an amplitude of 0.15° and various frequencies

| Frequency/Hz | RMSE | | |
|--------------|--------|--------|--------|
| | IADRC | ADRC | DOB |
| 20 | 0.3282 | 0.4331 | 0.5494 |
| 40 | 0.4223 | 0.5026 | 0.4739 |
| 50 | 0.4862 | 0.5565 | 0.7277 |
| 60 | 0.4970 | 0.5952 | 0.7946 |
| 80 | 0.4932 | 0.6344 | 1.0028 |
| 100 | 0.4919 | 0.6210 | 1.4202 |

表2 频率为 30 Hz、不同幅值下正弦信号的跟踪实验均方根误差

Table 2 RMSE of sinusoidal signal tracking experiment with a frequency of 30 Hz and various amplitudes

| Amplitude/ $^\circ$ | RMSE | | |
|---------------------|--------|--------|--------|
| | IADRC | ADRC | DOB |
| 0.03 | 0.1586 | 0.2850 | 0.1314 |
| 0.06 | 0.1959 | 0.3121 | 0.1998 |
| 0.09 | 0.2486 | 0.3427 | 0.2854 |
| 0.12 | 0.3058 | 0.3781 | 0.3701 |
| 0.15 | 0.3678 | 0.4202 | 0.4598 |
| 0.18 | 0.4325 | 0.4668 | 0.5500 |

误差。由表 1 和表 2 可以看出,相比 ADRC 和 DOB, IADRC 的跟踪均方根误差整体最小,说明 IADRC 在跟踪精度上有一定提升。

5.3 抗扰动能力分析

为了验证 3 种不同控制器的抗扰动能力,在系统输入端施加幅值为 0 的参考信号,在扰动输入端给系统施加幅值为 0.045° 、频率为 10 Hz 的正弦扰动,根据实验结果绘制出 3 种不同控制器的扰动残差曲线,如图 11 所示。由图 11 可以看出:IADRC 扰动残差最小,扰动残差最大值为 0.0117° ;ADRC 扰动残差最大值为 0.0181° ;DOB 的扰动残差明显大于 IADRC 与 ADRC,扰动残差最大值为 0.0302° 。显然,IADRC 的抗扰能力要优于其他两种控制器。

6 结 论

相比电涡流传感器,四象限探测器存在较大的测量噪声,给 FSM 控制算法的设计带来了挑战。针对四象限探测器 FSM 的控制问题,分析了测量噪声对自抗扰控制性能的影响,指出噪声抑制和干扰抑制之间存在相互制约的关系。通过 Hankel 矩阵辨识得到 FSM 的模型,设计模型辅助扩张状态观测器,并与卡尔曼滤波相结合,将 ESO 观测出来的总扰动估计值加入到卡尔曼滤波器的状态方程中,提出一种 IADRC 方法,最

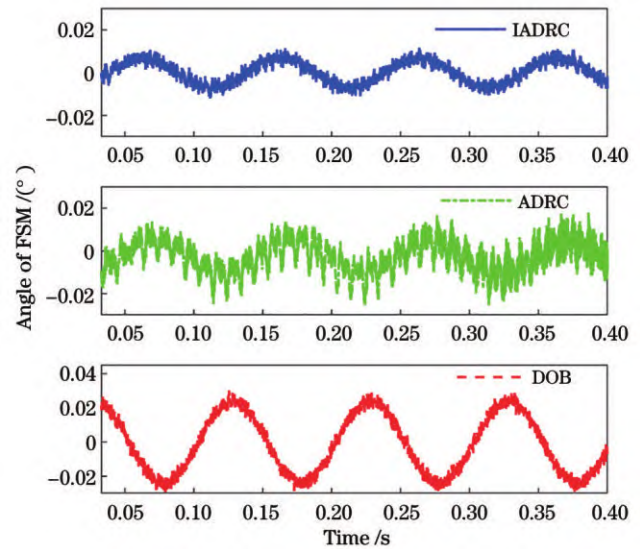


图 11 力矩扰动下不同控制器扰动残差

Fig. 11 Disturbance residual of different controllers under torque disturbances

后利用 ZPETC 减小相位滞后提高系统带宽。在 dSPACE 实验平台进行性能对比实验,实验结果表明:在输入同一幅值不同频率与不同幅值同一频率的跟踪参考信号时,相比 ADRC 和 DOB, IADRC 的跟踪性能有明显提升,跟踪精度最大提高 65.40%;针对幅值为 0.045° 、频率为 10 Hz 的正弦扰动信号, IADRC 抗干扰能力相较 ADRC 提升 35.36%,与 DOB 相比提升 61.26%,表明了 IADRC 优异的抗干扰性能。综上所述,所提改进型自抗扰控制器有效提高了 FSM 系统的跟踪性能与抗干扰能力,具有一定的工程实践意义。

参 考 文 献

- [1] 刘力双,夏润秋,吕勇,等. 音圈电机快速控制反射镜研究现状[J]. 激光杂志, 2020, 41(9): 1-7.
Liu L S, Xia R Q, Lü Y, et al. Research situation of fast steering mirror driven by voice coil motor[J]. Laser Journal, 2020, 41(9): 1-7.
- [2] Sun C S, Ding Y L, Wang D J, et al. Backscanning step and stare imaging system with high frame rate and wide coverage[J]. Applied Optics, 2015, 54(16): 4960-4965.
- [3] 余子昊,王栋皓,汪洋,等. 卫星激光通信快速反射镜研究进展及发展趋势[J]. 激光与光电子学进展, 2023, 60(15): 1500003.
Yu Z H, Wang L H, Wang Y, et al. Research progress and development trend of fast steering mirror for satellite laser communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023, 60(15): 1500003.
- [4] 王震,程雪岷. 快速反射镜研究现状及未来发展[J]. 应用光学, 2019, 40(3): 373-379.
Wang Z, Cheng X M. Research progress and development trend of fast steering mirror[J]. Journal of Applied Optics, 2019, 40(3): 373-379.
- [5] Ni Y X, Wu J B, San X G, et al. Deflection angle detecting system for the large-angle and high-linearity fast steering mirror using quadrant detector[J]. Optical Engineering, 2018, 57: 024110.
- [6] 李庆,徐少雄,彭真明,等. 空间光通信中低信噪比条件下的光

- 束位置检测[J]. 光通信技术, 2020, 44(2): 6-9.
- Li Q, Xu S X, Peng Z M, et al. Light spot position detection in space optical communication with low SNR[J]. Optical Communication Technology, 2020, 44(2): 6-9.
- [7] 黄浦, 杨秀丽, 修吉宏, 等. 音圈致动快速反射镜的降阶自抗扰控制[J]. 光学精密工程, 2020, 28(6): 1365-1374.
- Huang P, Yang X L, Xiu J H, et al. Reduced-order active disturbance rejection control of fast steering mirror driven by VCA[J]. Optics and Precision Engineering, 2020, 28(6): 1365-1374.
- [8] 冯建鑫, 王雅雷, 王强, 等. 改进蜻蜓算法的快速反射镜自抗扰控制[J]. 光学精密工程, 2021, 29(6): 1301-1310.
- Feng J X, Wang Y L, Wang Q, et al. Active disturbance rejection controller of fast steering mirror based on improved dragonfly algorithm[J]. Optics and Precision Engineering, 2021, 29(6): 1301-1310.
- [9] Deng C, Tang T, Mao Y, et al. Enhanced disturbance observer based on acceleration measurement for fast steering mirror systems[J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(3): 6802211.
- [10] 李贤涛, 张晓沛, 毛大鹏, 等. 高精度音圈快速反射镜的自适应鲁棒控制[J]. 光学精密工程, 2017, 25(9): 2428.
- Li X T, Zhang X P, Mao D P, et al. Adaptive robust control over high-performance VCM-FSM[J]. Optics and Precision Engineering, 2017, 25(9): 2428.
- [11] 王瑞, 苏秀琴, 乔永明, 等. 基于双前馈+双神经网络自适应快速反射镜的解耦控制[J]. 红外与激光工程, 2021, 50(11): 20210194.
- Wang R, Su X Q, Qiao Y M, et al. Decoupling control of fast steering mirror based on dual feedforward + dual neural network adaptive[J]. Infrared and Laser Engineering, 2021, 50(11): 20210194.
- [12] 王凯迪, 苏秀琴, 李哲, 等. 像移补偿快速反射镜时频特性优化控制[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(S1): 112-118.
- Wang K D, Su X Q, Li Z, et al. Time-frequency characteristics optimal control of fast steering mirror for image motion compensation[J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(S1): 112-118.
- [13] Li Z B, Wen J C, Sun C S, et al. Motion profile and control design of fast steering mirror for backscanning step and stare imaging[J]. The Review of Scientific Instruments, 2023, 94(1): 014501.
- [14] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 183-287.
- Han J Q. Active disturbance rejection control technique: the technology for estimating and compensating the uncertainties[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008: 183-287.
- [15] Gao Z Q. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design[C]//2006 American Control Conference, June 14-16, 2006, Minneapolis, MN, USA. New York: IEEE Press, 2006.
- [16] 闻成, 谭敏哲, 卢洁莹, 等. 具有柔性特性的机电伺服系统辨识[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(4): 663-672.
- Wen C, Tan M Z, Lu J Y, et al. Identification of electromechanical servo systems with flexible characteristics[J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(4): 663-672.
- [17] 夏培培, 邓永停, 王志乾, 等. 2 m 望远镜消旋 K 镜转台的模型辨识[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(3): 0318001.
- Xia P P, Deng Y T, Wang Z Q, et al. Model identification for K mirror turntable of 2 m telescope[J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(3): 0318001.
- [18] 王春阳, 赵尚起, 史红伟, 等. 机载光电稳瞄平台的线性自抗扰控制[J]. 红外与激光工程, 2019, 48(12): 1213002.
- Wang C Y, Zhao S Q, Shi H W, et al. Linear active disturbance rejection control of airborne photoelectric stabilized platform[J]. Infrared and Laser Engineering, 2019, 48(12): 1213002.
- [19] 李俊华, 董岩, 林本震, 等. 基于光通信快速反射镜的改进型自抗扰控制算法[J]. 激光与光电子学进展, 2023, 60(7): 0706007.
- Li J H, Dong Y, Lin B Z, et al. Improved active disturbance rejection control algorithm based on fast steering mirror for optical communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023, 60(7): 0706007.

Improved Active Disturbance Rejection Control Based on Kalman Filter for Fast Steering Mirrors

Zhang Chengxin¹, Sun Chongshang^{1*}, Wu Jiabin², Zhang Jianqiang¹, Li Zhibin¹

¹College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, Shandong, China;

²Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, Jilin, China

Abstract

Objective As an optical beam pointing control device, fast steering mirrors (FSMs) are crucial components of essential equipment used in various fields such as aerial imaging, laser communication, and space exploration. An FSM driven by a voice coil motor has the advantages of a large stroke and low driving voltage, and it is easy to control. Quadrant detectors (QDs) have been used in FSM systems as angle sensors due to their low cost and wide measuring range. However, QDs are greatly affected by both Johnson noise and background light noise, resulting in large measurement noise. An active disturbance rejection controller (ADRC), which can effectively estimate and compensate for disturbances and unmodeled dynamics, has been applied to FSMs to improve tracking performance. Large measurement noise contaminates estimations and degrades disturbance rejection performance. Large measurement noise thus poses a significant challenge in controlling FSMs. Therefore, improving the tracking performance and disturbance rejection capabilities of FSMs driven by voice coil motors with relatively larger measurement noise is critical.

Methods An improved ADRC (IADRC) was proposed by combining a Kalman filter with a model-assisted extended state observer (MESO). First, the effects of the selected gain of the extended state observer on the performance of the ADRC were analyzed and revealed a trade-off between disturbance rejection and noise rejection (Fig. 3–4). Second, a model identification method based on the Hankel matrix was used to identify the exact model of the FSM (Fig. 5). An IADRC was then designed (Fig. 6) that primarily consisted of a Kalman filter, model-assisted ADRC, and zero-phase error tracking controller (ZPETC). The Kalman filter was used for noise filtering, and the necessary signal was input to the MESO. The MESO-observed lumped disturbance was then added to the Kalman filter state equation. The model-assisted active disturbance rejection controller was chiefly composed of an MESO under linear state error feedback control laws. The MESO was responsible for estimating system states and lumped disturbance, and the PD controller was designed according to the states estimated by the MESO. Finally, to improve tracking performance, ZPETC was introduced as a feedforward controller.

Results and Discussion To verify the control effect, the FSM was controlled by the IADRC, ADRC, and disturbance observer (DOB), and control performance and disturbance rejection experiments were conducted on a dSPACE platform. The experimental results show that the IADRC significantly improves the tracking performance of the FSM in high-frequency ranges (Fig. 9). The results also show that under a sinusoidal signal with an amplitude of 0.15° and frequency of 100 Hz as reference input, the tracking accuracy of the IADRC increases by 20.99% and 65.40% and the phase lag is reduced by 35.66% and 78.31% over those of the ADRC and DOB, respectively (Fig. 10). The comparisons of tracking performance were made more general by using sinusoidal signals with the same amplitude and various frequencies as well as with the same frequency and various amplitudes as reference inputs. The experimental results demonstrate that IADRC outperforms both ADRC and DOB in terms of tracking performance, showing a maximum increase in tracking accuracy of 65.40% (Tab. 1–2). Under the condition of zero input, a torque disturbance signal with an amplitude of 0.045° and frequency of 10 Hz is introduced, and the disturbance rejection performance of the IADRC is improved by 35.36% and 61.26% over those of the ADRC and DOB, respectively (Fig. 11). The IADRC can realize the accurate estimation and suppression of disturbances in the presence of relatively large measurement noise, thus effectively improving the control performance of the FSM.

Conclusions A new control method based on ADRC for an FSM system was proposed. The Kalman filter was integrated with the model-assisted ADRC to avoid control performance degradation caused by the MESO sensitivity to measurement noise. The lumped disturbance from the MESO was contained in the Kalman filter to achieve accurate estimation and rejection of the disturbance and to improve the disturbance rejection capabilities of the FSM system. The study showed that the IADRC can effectively improve the tracking performance and disturbance rejection capabilities of FSM systems and has high practicability in practical applications.

Key words optical communication; fast steering mirror; active disturbance rejection control; measurement noise; Kalman filter