

时滞条件下基于超前校正的振镜电机 双环伺服系统控制策略

黄永湫^{1,2,5}, 李志强³, 辛博⁴, 杜思勋², 林晓刚², 解伟^{2*}

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108;

2. 中国科学院福建物质结构研究所 泉州装备制造中心, 福建 泉州 362216;

3. 内蒙古北方稀土新材料技术创新有限公司 稀土新材料技术创新中心,
内蒙古 包头 014060;

4. 中国北方稀土(集团)高科技股份有限公司, 内蒙古 包头 014030;

5. 中国科学院大学 福建学院, 福建 福州 350108)

Lead Compensation-Based Dual-Loop Servo System Control for Galvanometer Motors with Time-Delay

HUANG Yongqiu^{1,2,5}, LI Zhiqiang³, XIN Bo⁴, DU Sixun², LIN Xiaogang², XIE Wei^{2*}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Fujian Institute of Research on the Structure of Matter,
Chinese Academy of Sciences, Quanzhou 362216, China;

3. Rare Earth New Materials Technology Innovation Center, Inner Mongolia North Rare Earth New Material
Technology Innovation Co., Ltd., Baotou 014060, China;

4. China Northern Rare Earth (Group) High-Tech Co., Ltd., Baotou 014030, China;

5. Fujian College, University of Chinese Academy of Sciences, Fuzhou 350108, China)

Abstract: [Objective] To address the issues of low trajectory tracking accuracy, slow dynamic response, and difficult parameter tuning inherent in traditional position-speed-current triple-loop control system for high-speed, high-precision galvanometer motors, this paper proposes a position-current dual-loop servo control strategy based on lead correction under time-delay conditions. [Methods] Firstly, the limitations of the traditional triple-loop architecture and the operating mechanism of the dual-loop scheme were analyzed, and the stabilizing effect of the proportional-integral-lead (PI-Lead) controller on the dual-loop system was demonstrated. Secondly, the impact of phase loss caused

by time-delay on trajectory tracking accuracy and transient response speed was investigated. A time-delay-compensated PI-Lead (PI-Lead-TDC) controller was proposed to compensate for the phase loss induced by delay. Finally, a closed-loop frequency-domain parameter tuning strategy was proposed, wherein frequency-domain parameters were designed based on theoretical paradigms to enhance parameter tuning speed. [Results] Experimental results showed that, compared to the traditional triple-loop control system, the proposed dual-loop control system exhibited a significantly reduced root mean square error in sinusoidal trajectory tracking. Furthermore, for a 1% stroke step command, the response speed was improved by 20%. [Conclusion] Compared to traditional triple-loop control system, the proposed dual-loop control system based on PI-Lead-TDC achieves higher trajectory tracking accuracy, faster dynamic response speed, and a more efficient and simplified parameter tuning process.

Key words: galvanometer motor; dual-loop servo control; dynamic response speed; trajectory tracking accuracy; time-

基金项目: 国家自然科学基金(52307072); 福建科技计划-STS 院省合作项目(2023T3046, 2023T3015); 稀土新材料技术创新中心支持项目(CXZX-D-202402-0013)

National Natural Science Foundation of China (52307072);
Fujian Science and Technology Plan-STS Institute Provincial
Cooperation Project (2023T3046, 2023T3015); Northern Rare Earth
Advanced Materials Technology Innovation Co., Ltd. Project
(CXZX-D-202402-0013)

delay; parameter tuning strategy

摘要:【目的】针对高速高精度振镜电机传统位置-速度-电流三环控制系统存在的轨迹跟踪精度低、动态响应慢及参数整定难等问题,本文提出了一种时滞条件下基于超前校正的位置-电流双环伺服控制策略。【方法】首先,对传统三环结构的局限性与双环机理进行了分析,证明了比例积分超前(PI-Lead)控制器对双环稳定性的改善作用;其次,研究了时滞引起的相位损失对轨迹跟踪精度和瞬态响应速度的影响,并提出了一种时滞补偿型比例积分超前(PI-Lead-TDC)控制器,通过该控制器对时滞引起的相位损失进行了补偿。最后,提出一种闭环频域参数整定策略,由理论范式设计频域参数,提高参数整定速度。【结果】试验结果表明,与传统三环控制系统相比,所提双环控制系统的正弦轨迹跟踪均方根误差明显降低。此外,对于1%行程的阶跃指令,响应速度提升了20%。【结论】较传统三环控制系统,所提基于PI-Lead-TDC的双环控制系统可实现更高的轨迹跟踪精度、更快的动态响应速度以及更高效简单的参数整定过程。

关键词: 振镜电机;双环伺服控制;动态响应速度;轨迹跟踪精度;时滞;参数整定策略

0 引言

激光振镜是一种具备高速、高精度的扫描定位装置,在工业加工、医疗美容和航空航天等领域得到广泛应用,是高端激光装备中的关键部件^[1-3]。振镜电机通常为带有角度限位的永磁直流电机,因此位置伺服系统需兼顾快速响应和高定位精度^[4-6]。轨迹跟踪精度不足会导致激光加工图形变形、边缘模糊和位置偏差,降低加工件精度和表面质量^[7-8];动态响应不足会限制振镜位置调整速度,降低加工节拍和整体效率^[9]。

在位置-速度-电流三环控制系统中,速度环的引入虽能提高轨迹跟踪精度,但同时引入采样、计算与传输等总时滞问题,并放大噪声,降低稳定裕度及动态响应性能^[10-14]。当编码器精度与转速测量方法受限时,速度环量化误差会直接影响轨迹跟踪精度^[15-20]。

为解决上述问题,有学者提出了双环架构。例如基础比例积分超前(Proportional-Integral-Lead, PI-Lead)控制,文献[21]提出在交叉频率邻域引入超前环节以维持系统稳定,扩展可用带宽,解决去速度环(No Speed Loop, NSL)后相位

裕度下降的问题,但未将数字控制产生的总时滞作为显式设计量纳入整定约束,补相与滤波参数多依赖回路整形与试验修调,缺少延时-带宽-参数的清晰对应。在此基础上,文献[22]提出在PI-Lead中叠加抑噪通道,以解决基础方案对高频噪声抑制不足的问题,但新增抑噪通道又带来相位滞后问题,且该方案在带宽邻域的动态表现仍主要凭经验调参,缺乏可复现的整定准则。文献[23]对PI-Lead结构进行改进,解决了频繁调参以及变工况下的可调试性问题,提高了系统在饱和与扰动场景中的稳定性,然而该方法仍未把总时滞显式纳入整定约束,无法将延时效应与可达带宽、参数选择建立统一映射。

针对上述共性问题,本文在保持双环框架的同时引入总时滞进行显式建模,提出时滞补偿型比例积分超前(Time-Delay-Compensated PI-Lead, PI-Lead-TDC)双环控制器。在带宽邻域对总时滞引起的相位影响实施定量约束,给出可实现带宽与稳定裕度的工程边界,并建立从目标带宽、裕度到位置环比例积分(Proportional-Integral, PI)与超前参数的直接映射,从而在保持结构简洁的同时显著提升整定效率与工程复现性。

1 传统三环结构轨迹跟踪误差及动态响应速度分析

试验样机为金海创SG7210-A型振镜电机,其本质是一个带有角度限位的永磁直流电机。该电机转子两端分别固连镜片与角度传感器,转子采用具备足够刚度的永磁体材料,故将振镜转子、反射镜和角度反馈装置视为一体。振镜电机内部结构简化图如图1所示。图中, u 为电机电枢绕组两端的电压; I 为电枢绕组电流; R 、 L 分别为线圈电阻、电感; J 为系统总转动惯量; B_m 为粘性阻尼系数; K_t 为转矩系数; θ 为转子位置角度传感器反馈值。

振镜电机工作原理如下:通电线圈在磁场中产生力矩,振镜电机转子通过机械扭簧或电子的方法加有复位力矩,复位力矩大小与转子偏离平衡位置的角度成正比,当线圈通以一定的电流而转子发生偏转到一定角度时,电磁力矩与复位力矩大小相等,即摆出所需角度。振镜电机不能像

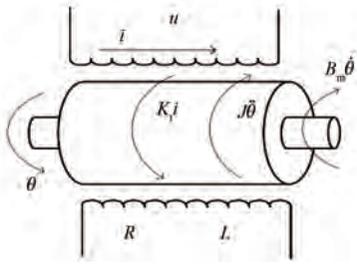


图 1 振镜电机内部结构简化图

Fig. 1 Simplified diagram of the internal structure of the galvanometer motor

普通电机一样旋转, 只能偏转, 且偏转角与电流成正比。

传统三环结构控制框图如图 2 所示。图中, θ^* 为上位机给定的位置信号; T_e 为电机电磁转矩; ω 为电机角速度。本文三环结构中位置控制器采用比例 (Proportional, P) 控制, 速度控制器、电流控制器均采用 PI 控制。

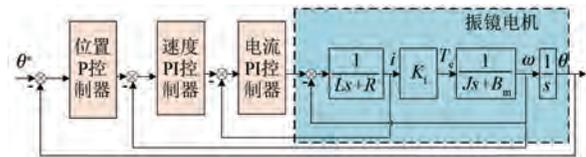


图 2 三环结构控制框图

Fig. 2 Triple-loop structure control block diagram

对于激光振镜电机中 P-PI-PI 三环结构, 由于电流环带宽远高于速度环带宽, 因此在分析速度环时, 将电流闭环传递函数视为 1。简化后的三闭环控制框图如图 3 所示。

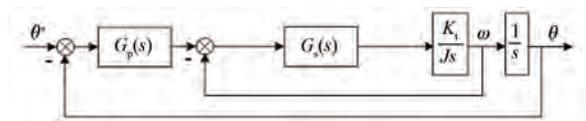


图 3 简化的三闭环控制框图

Fig. 3 Simplified triple-closed-loop control block diagram

简化的三闭环控制系统中速度控制器、位置控制器的传递函数 $G_s(s)$ 、 $G_p(s)$ 可表示为

$$\begin{cases} G_s(s) = K_{sp} \left(1 + \frac{K_{si}}{s} \right) \\ G_p(s) = K_{pp} \end{cases} \quad (1)$$

式中: K_{sp} 、 K_{si} 和 K_{pp} 分别为速度环比例增益、速度环积分增益和位置环比例增益。

在设计位置环参数时, 常把速度环等效为一阶惯性环节, 故速度闭环传递函数 $G_{scl}(s)$ 等效为

$$G_{scl}(s) = \frac{1}{\tau_v s + 1} \quad (2)$$

式中: τ_v 为速度环等效一阶惯性环节的时间常数, $\tau_v = 1/\omega_{sc}$, ω_{sc} 为速度环带宽。

由式(1)与式(2)可得, 位置环开环传递函数 $G_{po}(s)$ 为

$$G_{po}(s) = \frac{K_{pp}}{s(\tau_v s + 1)} \quad (3)$$

由式(3)可得, 位置环闭环传递函数 $G_{pcl}(s)$ 为

$$G_{pcl}(s) = \frac{\frac{K_{pp}}{\tau_v}}{s^2 + \frac{1}{\tau_v} s + \frac{K_{pp}}{\tau_v}} \quad (4)$$

由式(4)可知, 三环系统为 I 型系统, 该系统的动态响应性能可通过单位阶跃响应性能进行分析。当三环系统的阻尼系数为 1 时, 系统的单位阶跃响应表达式为

$$C(t) = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \quad (5)$$

式中: ω_n 为系统自然频率。

对式(5)在时间上进行求导:

$$\frac{dC(t)}{dt} = \omega_n^2 t e^{-\omega_n t} \quad (6)$$

由式(6)可得, 当系统皆为临界阻尼时, 响应速度由 ω_n 决定, ω_n 越大, 系统响应速度就越快。

对于单位匀速斜坡位置输入 $r(t) = t$, 其稳态误差为

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G_{po}(s)} R(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + \frac{K_{pp}}{s(\tau_v s + 1)}} \cdot \frac{1}{s^2} = \frac{1}{K_{pp}} \quad (7)$$

式中: $R(s)$ 为 $r(t)$ 的拉普拉斯变换。

式(7)表明系统对匀速输入存在稳态误差。为提高位置精度需增大 K_{pp} , 但由标准二阶形式对比可得系统阻尼比 $\zeta = 1/(2\sqrt{K_{pp}\tau_v})$, 可见增大 K_{pp} 会降低系统阻尼, 导致阶跃响应超调量增大, 调节时间延长, 反而降低动态响应性能。另一方面, 三环系统为 I 型系统, 无法无静差跟踪速度指令, 激光加工轨迹 (如正弦轨迹) 可分解为不同频率的速度分量, 这些分量的固有跟踪误差将直接转化为位置误差并造成轨迹畸变。速度环等效惯

环节还会引入额外的相位滞后并放大由位置信号微分得到的高频噪声,限制稳定裕度和可达带宽。综上,在三环结构框架下上述矛盾难以兼顾,成为制约振镜系统性能提升的关键因素。

2 基于超前校正的位置-电流双环结构及其参数整定

振镜电机位置伺服系统的轨迹跟踪精度和动态响应性能是系统设计的关键指标。本节采用基于超前校正的位置-电流双环控制结构,并提出一种适用于时滞条件的闭环参数整定方法。重点分析相位超前环节截止频率和延时常数对系统性能的影响,通过系统地调整,在保证稳定性的前提下提高轨迹跟踪精度和动态响应性能。

2.1 基于超前校正的位置-电流双环结构机理分析

根据图3所示的三闭环结构,速度环引入的系统延时会降低稳定裕度,影响动态响应性能。为此本文提出位置-电流双环结构,其开环伯德图如图4所示。分析表明,NSL会使闭环带宽变窄,相位提前量减小,从而降低相位裕度和响应速度。为恢复稳定性与相位裕度,引入超前校正环节。超前校正交叉频率附近提供附加相位,改善动态响应性能并弥补NSL造成的相位滞后。超前补偿环节的传递函数为

$$G_{lead}(s) = \frac{as + \omega_{pc}}{s + a\omega_{pc}} \quad (8)$$

式中: a 为超前系数; ω_{pc} 为位置环开环截止频率。

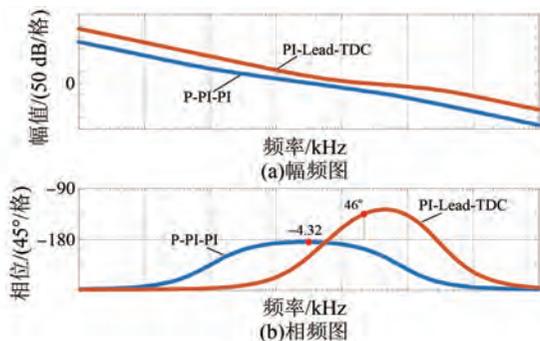


图4 基于超前校正的双环系统开环伯德图

Fig. 4 Open-loop Bode diagram of the dual-loop system based on lead correction

双环结构的位置控制器由相位超前环节与位置环PI控制器合并而成,通过设计 ω_{pc} ,使系统达

到期望的相位裕度,可将系统由不稳定状态改善到稳定状态。由图4可知,经过超前校正补偿后,相位裕度为 46° ,系统恢复稳定。

考虑延时对系统稳定性及动态响应性能的影响,在后级串联一个延时环节 $e^{-\tau s}$ 。考虑延时环节的双环系统结构框图与控制框图如图5、图6所示。其中, K_b 为振镜电机反电动势系数。广义位置控制器的表达式为

$$G_p(s) = G_{PI}(s) G_{lead}(s) G_{delay}(s) = K_{pp} \left(1 + \frac{K_{pi}}{s} \right) \left(\frac{as + \omega_{pc}}{s + a\omega_{pc}} \right) e^{-\tau s} \quad (9)$$

式中: $G_{delay}(s)$ 为延时环节传递函数; $G_{PI}(s)$ 为位置环PI控制器传递函数。

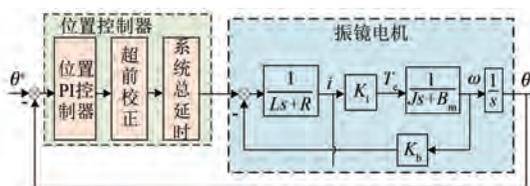


图5 考虑延时环节的双环系统结构框图

Fig. 5 Structure block diagram of the dual-loop system with delay section

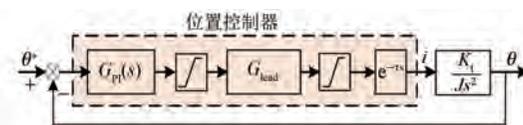


图6 考虑延时环节的双环系统控制框图

Fig. 6 Control block diagram of the dual-loop system with delay section

系统的开环传递函数可表示为

$$G_{po}(s) = G_p(s) \frac{K_t}{Js^2} = K_{pp} \left(1 + \frac{K_{pi}}{s} \right) \left(\frac{as + \omega_{pc}}{s + a\omega_{pc}} \right) e^{-\tau s} \frac{K_t}{Js^2} \quad (10)$$

综上所述,考虑延时环节的双环结构去除了传统三环结构中的速度环,并引入相位超前校正环节以保证系统的稳定。由于离散系统存在延时环节会恶化系统的相位裕度,需要对超前校正环节进行重新设计,以抵消延时产生的相位滞后。

2.2 延时环节对系统的影响

延时主要来源于传感器的数据采集与传输过程、控制器的计算处理时间以及执行器的响应时间等。延时环节的存在会对系统性能产生显著影响,尤其在系统本身处于不稳定状态的情况下,会

进一步降低系统的稳定性。下面分析不同延时情况对系统稳定性与动态响应性能的影响。当工作频率 $\omega \ll 1/\tau$ 时, 延时环节可以等效为

$$G_{\text{delay}}(s) = e^{-\tau s} \approx \frac{1}{\tau s + 1} \quad (11)$$

在频域中, 当 $s = j\omega$ 时, 延时环节的频域响应为

$$G_{\text{delay}}(j\omega) = e^{-\tau j\omega} \approx \frac{1}{\tau j\omega + 1} \quad (12)$$

由此可知, 其幅值特性 $|G_{\text{delay}}(j\omega)| = 1$, 即延时环节不改变系统的幅值, 双环结构位置稳态误差为

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G_{\text{po}}(s)} R(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G_{\text{PI}}(s) G_{\text{lead}}(s) G_{\text{delay}}(s)} \frac{K_1}{Js^2} R(s) \quad (13)$$

延时环节在 s 趋近于 0 时有:

$$\lim_{s \rightarrow 0} e^{-\tau s} \approx \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{\tau s + 1} = 1 \quad (14)$$

由式 (14) 可知, 延时环节不会影响双环结构位置稳态误差。

延时环节引起的相位滞后为

$$\varphi_{\text{delay}}(j\omega_{\text{pc}}) = -\arctan(\tau\omega_{\text{pc}}) \quad (15)$$

式 (15) 表明, 双环系统在 ω_{pc} 处的相位滞后与 ω_{pc} 的大小呈负相关, 当 ω_{pc} 减小时, 双环系统在 ω_{pc} 处的相位滞后增大。因此 ω_{pc} 过低会影响系统稳定性, 故在设计 ω_{pc} 时, 需要考虑系统在 ω_{pc} 处的相位滞后。

在实际应用中, 需控制延时环节引起的相位滞后, 使相位滞后不超过经验值 10° 。系统允许的最大延迟时间为

$$\tau_{\text{max}} \approx \frac{10}{57.3 \cdot \omega_{\text{pc}}} \quad (16)$$

由式 (16) 可得 ω_{pc} 设计范围为

$$\omega_{\text{pc}} \leq \frac{10}{57.3 \cdot \tau} \quad (17)$$

延时环节在 ω_{pc} 处的幅值为

$$|G_{\text{delay}}(j\omega_{\text{pc}})| = \frac{1}{\sqrt{\tau^2 \omega_{\text{pc}}^2 + 1}} \quad (18)$$

当延时环节的截止频率按式 (17) 所示的范围进行设计时, 可知延时环节幅值范围为

$$|G_{\text{delay}}(j\omega)| \geq 0.985 \quad (19)$$

由式 (19) 可知, ω_{pc} 处的幅值衰减小于 0.015, 因此可以忽略延时环节对 ω_{pc} 的影响。

为验证上述推导的有效性, 设置双环结构中延时环节的延迟时间分别为 0、5 μs 、50 μs 、和 500 μs , 位置开环伯德图如图 7 所示。

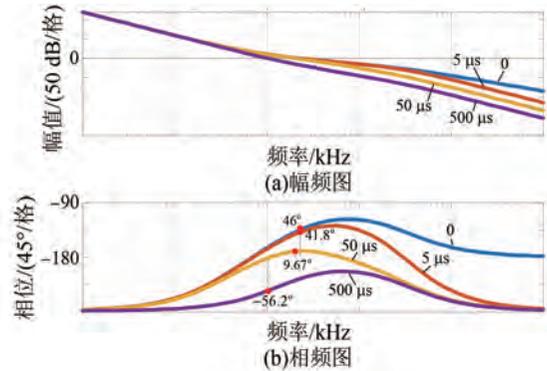


图 7 双环结构不同延迟时间对应的伯德图

Fig. 7 Bode diagram corresponding to different delay times of the dual-loop structure

由图 7 可知, 低频段受延时环节的作用较弱, 这是因为低频段主要反映系统对稳态输入信号的跟踪能力, 而延时环节在此频段的相位滞后和幅值变化较小, 几乎不会改变系统的低频增益, 所以对双环结构的轨迹跟踪精度影响很小。在中频段, 延时环节会导致系统相位裕度降低, 影响系统的稳定性。因此, 需按式 (17) 所示的范围来设计 ω_{pc} 以满足系统的相位裕度需求。

2.3 时滞条件下基于频域的双环系统参数整定方法

实际系统中传感器采样、数字信号处理或物理传输过程引入的延时环节, 往往导致系统相位裕度降低、动态响应恶化, 甚至引发振荡失稳。如何基于频域分析方法, 在保证稳定性的前提下实现位置环参数的提升是系统控制性能的核心。由于延时环节对系统的影响主要作用于中频段, 系统总延时 T_{total} 决定了系统的相位裕度。位置环参数整定时, 将电流环视为一个等效的延时环节, 则电流环闭环传递函数 G_{ccl} 为

$$G_{\text{ccl}}(s) = \frac{1}{\tau_c s + 1} \quad (20)$$

式中: τ_c 为电流环等效时间常数。

在位置环参数整定过程中, 由于位置环固有的计算延时和输出延时, 因此可将计算延时、输出

延时和电流环等效延时合并,如式(21)所示:

$$T_{\text{total}} = T_{\text{pc}} + T_{\text{po}} + \tau_c \quad (21)$$

式中: T_{pc} 、 T_{po} 分别为位置环计算延时、输出延时。

系统参数整定如式(22)所示:

$$\begin{cases} K_{\text{pp}} = \frac{J\omega_{\text{pc}}^2}{K_i \sqrt{1+b^2}} \\ \varphi_{\text{mp}} = \arctan\left(\frac{\omega_{\text{pc}}}{K_{\text{pi}}}\right) + \arctan(a) - \\ \arctan\left(\frac{1}{a}\right) - \arctan\left(\omega_{\text{pc}} T_{\text{total}} - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (22)$$

式中: $b=K_{\text{pi}}/\omega_{\text{pc}}$; φ_{mp} 为位置环开环相位裕度。

令 $c=T_{\text{total}}\omega_{\text{pc}}$, 根据系统闭环带宽定义, 可得位置环闭环带宽 ω_{pbw} 与 ω_{pc} 之间的比值为

$$\begin{cases} \frac{\omega_{\text{pbw}}}{\omega_{\text{pc}}} = \sqrt{\frac{-a_0 + \sqrt{a_0^2 - 4a_1a_2}}{2a_1}} \\ a_0 = (a^2b^2 - a^2c^2) \\ a_1 = (a^2 - c^2) \\ a_2 = (b^2 - a^2) \end{cases} \quad (23)$$

通过联立式(22)和式(23), 可得双环系统中 ω_{pc} 、 ω_{pbw} 、 φ_{mp} 与 K_{pp} 之间的关系。双环结构的参数整定过程如图8所示。

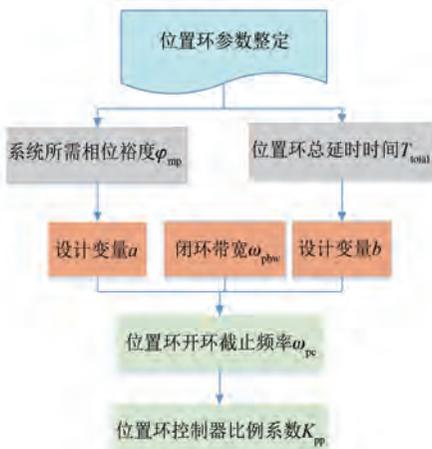


图8 带延时环节的位置环参数整定流程

Fig. 8 Process for parameter tuning of the position loop with delay section

2.4 双环结构与三环结构轨迹跟踪精度对比分析

当 PI-Lead-TDC 双环结构与 P-PI-PI 三环结构的 ω_{pc} 相同时, 位置开环伯德图如图9所示。

由图9可知, 在 ω_{pc} 相同时, 双环结构在低频段的开环幅值明显高于三环结构, 按 $|e| \approx$

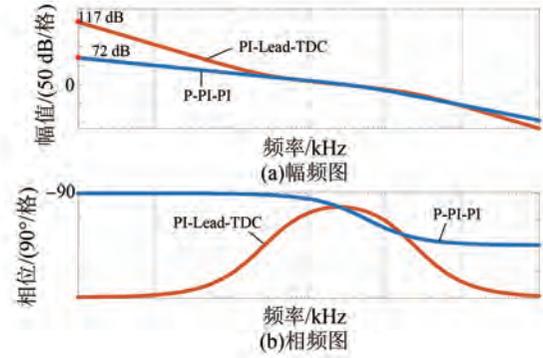


图9 双环结构与三环结构开环伯德图

Fig. 9 Open-loop Bode diagram of the dual-loop structure and triple-loop structure

$|1/G_{\text{po}}(j\omega)|$ 的低频近似, 这对应更小的轨迹跟踪误差上界。P-PI-PI 三环系统等效为 I 型系统, 且匀速斜坡位置输入时存在稳态误差, 因而正弦轨迹中的低频速度分量存在固有静差; 而 PI-Lead-TDC 双环系统等效为 III 型系统, 对阶跃与匀速输入可实现零静差, 因此对正弦轨迹的低频分量具有更强的跟踪能力。进一步地, P-PI-PI 的速度环等效惯性环节引入额外相位滞后并放大由位置微分获得的速度测量噪声, 限制了稳定裕度与可达带宽; PI-Lead-TDC 通过超前环节补偿相位滞后, 在保持相同截止频率的同时仍能维持更高的低频开环增益。

2.5 双环结构与三环结构极限带宽对比分析

考虑电流环影响时, 三环与双环结构的相位裕度如式(24)所示:

$$\begin{cases} \varphi_{\text{mp_P-PI-PI}} = \arctan\left(\frac{\omega_{\text{pc}}}{K_{\text{si}}} + \frac{\pi}{2}\right) - \arctan\left(\frac{L\omega_{\text{pc}}}{K_{\text{cp}}}\right) - \\ \arctan\left(\frac{K_{\text{sp}}\omega_{\text{pc}}}{K_{\text{sp}}K_{\text{si}} - J\omega_{\text{pc}}^2}\right) \\ \varphi_{\text{mp_PI-Lead-TDC}} = \arctan\left(\frac{\omega_{\text{pc}}}{K_{\text{pi}}}\right) + \arctan(a) - \\ \arctan\left(\frac{1}{a}\right) - \arctan\left(\omega_{\text{pc}} T_{\text{total}} - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (24)$$

式中: K_{cp} 为电流环 PI 控制器的比例增益。

为了确保系统稳定, 将式(24)中定义的相位裕度大于零作为极限带宽的判定标准。在实际工业生产场景中, 由于模型构建不完全, 必然会引入额外的延时环节。考虑到这些非理想因素对系统稳定性的影响, 将实际位置环的极限带宽设定为

理论计算极限带宽的 60%。基于上述设定, 分别对三环和双环结构的极限位置开环截止频率进行计算, 如式(25)所示:

$$\begin{cases} \omega_{pc_P-PI-PI}^{\max} = 0.6 \times \sqrt{\frac{K_{sp}K_{cp}}{JL}} \\ \omega_{pc_PI-Lead-TDC}^{\max} = 0.6a^2 \left(\frac{1}{T_{total}} - K_{pi} \right) \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可知, 三环与双环结构的参数统一时, 双环结构的带宽高于三环结构。

3 试验验证

振镜电机试验平台如图 10 所示。试验平台采用 DSP+FPGA 的控制架构, DSP 的主控芯片为 TMS-320F28335, FPGA 的主控芯片为 EP4CE22F17C8N。振镜电机参数如表 1 所示。

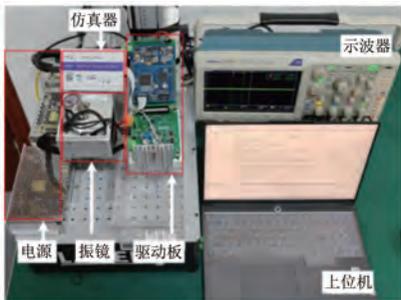


图 10 振镜电机试验平台

Fig. 10 Galvanometer motor experimental platform

表 1 振镜电机参数

Tab. 1 Galvanometer motor parameters

参数名称	参数值
额定电流/A	2
最大扫描角度/(°)	±11
额定功率/W	30
定位速度/(mm · s ⁻¹)	23 000
全行程阶跃响应时间(10%)/μs	720
额定电压/V	15
电机转动惯量/(kg · m ⁻²)	5.4 × 10 ⁻⁹
线圈电感/H	1.8 × 10 ⁻⁴
线圈电阻/Ω	3.57

振镜电机数模混合控制驱动系统结构框图如图 11 所示。其中, DSP 负责位置、电流等控制算法及参数整定; FPGA 承担高速采样、与 DSP 的数据交换。上位机经通信电路下发轨迹与参数, DSP 计算得到控制量, 经 D/A、模拟驱动与功率

放大后驱动振镜电机。电流与位置信号采样后通过 A/D, 再经 FPGA 传送至 DSP 完成闭环。电源模块分别为控制板、模拟前端与功率级供电。

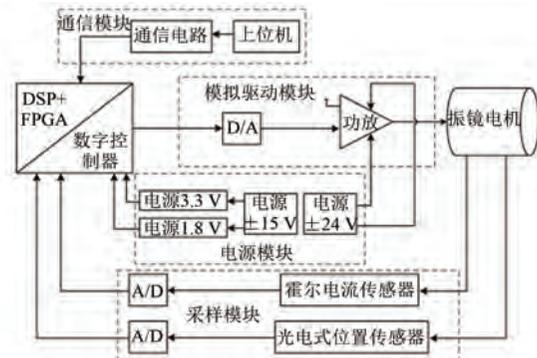


图 11 振镜电机数模混合控制驱动系统结构框图

Fig. 11 Block diagram of the digital-analog hybrid control drive system for galvanometer motor

3.1 双环结构与三环结构轨迹跟踪精度试验

为保证试验条件相同, 双环结构与三环结构的带宽均设置为 800 Hz, 相位裕度均设置为 45°。设置两种位置给定信号波形, 分别为 50 Hz、0.4° 和 500 Hz、0.4°。对 P-PI-PI、P-PI(NSL)、PI-Lead 以及 PI-Lead-TDC 四种控制结构进行试验对比。正弦信号轨迹跟踪波形如图 12、图 14 所示, 跟踪误差波形如图 13、图 15 所示。正弦信号轨迹跟

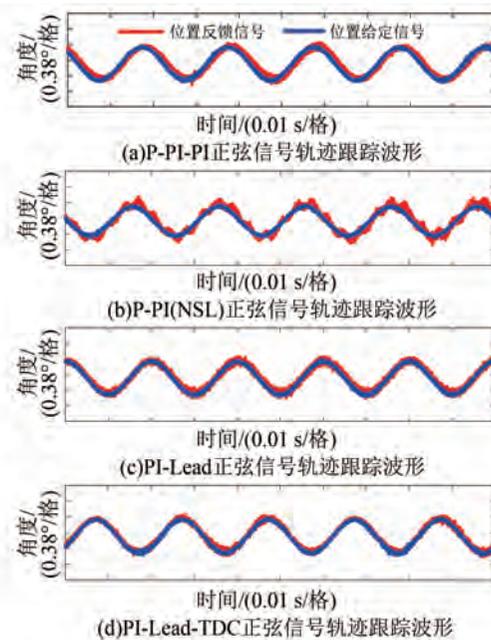


图 12 50 Hz 正弦信号轨迹跟踪波形

Fig. 12 50 Hz sinusoidal signal trajectory tracking waveforms

踪的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)和标准差(Standard Deviation, SD)如表2所示,正弦信号的相位滞后与幅值衰减如表3、表4所示。

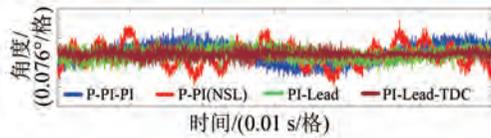


图 13 50 Hz 正弦信号轨迹跟踪误差波形

Fig. 13 50 Hz sinusoidal signal trajectory tracking error waveforms

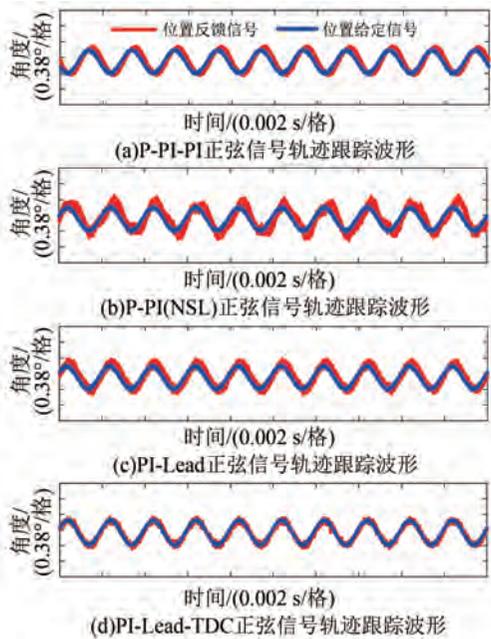


图 14 500 Hz 正弦信号轨迹跟踪波形

Fig. 14 500 Hz sinusoidal signal tracking trajectory waveforms

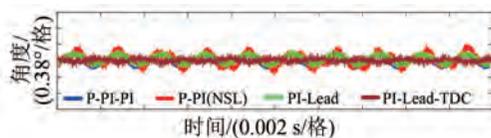


图 15 500 Hz 正弦位置信号跟踪误差波形

Fig. 15 500 Hz sinusoidal position signal tracking trajectory error waveforms

由试验结果可知,在 50 Hz 和 500 Hz 下,P-PI(NSL)的跟踪误差相较 P-PI-PI 分别增大 12.6% 和 27.9%,同时相位滞后和幅值衰减增大,表明系统稳定裕度和跟踪能力均有所下降。引入超前校正后,在 50 Hz 和 500 Hz 下,PI-Lead 的跟踪误差相较 P-PI(NSL) 分别降低 43.9% 和 33.9%,相位

表 2 正弦信号轨迹跟踪 RMSE 与 SD

Tab. 2 RMSE and SD of sinusoidal signal trajectory tracking

控制结构	50 Hz/(°)		500 Hz/(°)	
	RMSE	SD	RMSE	SD
P-PI-PI	0.199 43	0.001 18	0.289 71	0.010 64
P-PI(NSL)	0.224 52	0.047 50	0.370 53	0.265 31
PI-Lead	0.125 99	0.041 51	0.244 77	0.011 48
PI-Lead-TDC	0.109 65	0.000 38	0.142 67	0.001 41

表 3 50 Hz 正弦信号轨迹跟踪的幅值相位对比

Tab. 3 Comparison of amplitude and phase for 50 Hz sinusoidal signal trajectory tracking

控制结构	相位滞后/(°)	幅值衰减/%
P-PI-PI	6.5	0.9
P-PI(NSL)	8.9	-14.1
PI-Lead	3.7	1.8
PI-Lead-TDC	1.1	1.3

表 4 500 Hz 正弦信号轨迹跟踪的幅值相位对比

Tab. 4 Comparison of amplitude and phase for 500 Hz sinusoidal signal trajectory tracking

控制结构	相位滞后/(°)	幅值衰减/%
P-PI-PI	14.38	-10.7
P-PI(NSL)	28.98	-25.7
PI-Lead	11.80	-9.4
PI-Lead-TDC	6.00	-5.3

滞后和幅值衰减也明显减小。将总时滞显式纳入整定后,PI-Lead-TDC 的跟踪误差进一步降低,在 50 Hz 和 500 Hz 下,相较于 PI-Lead 分别降低 13.0% 和 41.7%,相较于 P-PI-PI 分别降低 45.0% 和 50.8%;同时在 50 Hz 和 500 Hz 下的相位滞后、幅值衰减仅为 1.1°、1.3% 和 6°、5.3%。可见,相比 P-PI-PI 和 PI-Lead,PI-Lead-TDC 在显式补偿系统延时后能够显著提高振镜电机伺服系统的轨迹跟踪精度,并在 50 Hz 和 500 Hz 正弦信号跟踪下均表现出更优的幅相特性。

3.2 双环结构与三环结构 1% 行程阶跃响应试验

对双环系统与三环系统阶跃响应的快速性进行试验,设置阶跃响应信号跃变幅度为 0.22°(振镜电机 1% 行程),阶跃响应曲线如图 16 所示。

由图 16 可知,PI-Lead-TDC 的上升时间为 410 μ s,调节时间为 660 μ s,超调量为 8%;P-PI-PI 的上升时间为 520 μ s,调节时间为 900 μ s。可见,

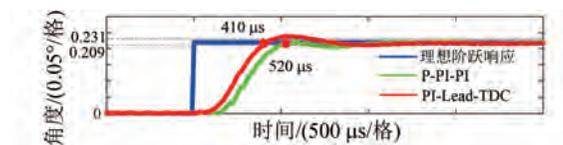


图 16 1%行程阶跃响应曲线

Fig. 16 1% step response curves of the galvanometer motor

相较于 P-PI-PI, PI-Lead-TDC 在 1% 行程阶跃响应中的上升时间、调节时间分别缩短 20%、26.7%, 且阶跃响应稳态误差更小。在相同位置环截止频率下, PI-Lead-TDC 实现了更优的动态性能。

4 结语

针对高速高精度振镜电机传统三环控制系统存在的轨迹跟踪精度低、动态响应速度慢及参数整定难的问题, 本文提出了一种 PI-Lead-TDC 双环控制器。在轨迹跟踪精度方面, 显式建模系统总时滞并在交叉频率处由 PI-Lead-TDC 提供附加相位以抵消时滞带来的相位损失, 提升相位裕度与幅相的一致性, 从而降低轨迹跟踪误差; 在动态响应速度方面, 在保证稳定裕度的前提下提升交叉频率, 进而提高闭环带宽, 缩短上升与调节时间。在参数整定方面, 去掉速度环以减少参数与噪声通道, 并给出基于闭环频域指标的整定方法, 提高系统的参数整定速度。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

黄永湫进行了方案设计、内容总结与论文撰写, 辛博、杜思勋进行了试验研究, 解伟、林晓刚、李志强参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary, and paper writing were carried out by Huang Yongqiu. The experimental research was conducted by Xin Bo and Du Sixun. The manuscript was reviewed and revised by Xie Wei, Lin Xiaogang and Li Zhiqiang. All authors have read and approved the final version

of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 张弛, 袁锦春, 奚学程, 等. 面向激光跟踪仪的自适应非奇异终端滑模跟踪控制方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(5): 453-465.
Zhang C, Yuan J C, Xi X C, et al. Adaptive nonsingular terminal sliding mode tracking control method for laser trackers [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(5): 453-465.
- [2] Kobiela K, Jedynak M, Harmatys W, et al. Assessment of laser galvanometer scanning system accuracy using ball-bar standard [J]. Applied Sciences, 2021, 11(19): 8929.
- [3] Han H X, Wang D F, Itoh T, et al. A resonant galvanometer for noninvasive passive wide-range AC monitoring [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 71(7): 8113-8120.
- [4] 黄磊, 杜思勋, 林晓刚, 等. 基于 DSP 的振镜电机数模混合驱动电路设计[J]. 电力电子技术, 2025, 59(1): 13-16.
Huang L, Du S X, Lin X G, et al. Design of digital-analog hybrid drive circuit for galvanometer motor based on DSP [J]. Power Electronics, 2025, 59(1): 13-16.
- [5] 李桂存, 方亚秒, 纪荣祚, 等. 基于二维振镜与位置灵敏探测器的高精度激光跟踪系统[J]. 中国激光, 2019, 46(7): 206-212.
Li G C, Fang Y X, Ji R W, et al. High-precision laser tracking system based on two-dimensional galvanometer and position sensitive detectors [J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(7): 206-212.
- [6] Tang E M, Tao Y K. Modeling and optimization of galvanometric scanner temporal dynamics [J]. Biomedical Optics Express, 2021, 12(11): 6701-6716.
- [7] 刘晨炜, 李想, 孙兴法, 等. 基于自适应加速度补偿的改进 ESO 轨迹观测器[J]. 电机与控制应用, 2025, 51(12): 51-59.
Liu C W, Li X, Sun X F, et al. Improved ESO trajectory observer based on adaptive acceleration compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 51(12): 51-59.
- [8] Wang X Y, Han H X, Wang D F. A main-auxiliary structured resonant galvanometer for noninvasive passive dual-frequency detection [J]. IEEE

- Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 1-8.
- [9] 权晓. 激光扫描振镜控制系统研究[D]. 太原: 中北大学, 2021
- Quan X. Research on control system of laser scanning galvanometer [D]. Taiyuan: North University of China, 2021.
- [10] Pöppel F, Ullrich A, Mandlbürger G, et al. Precise and efficient high-frequency trajectory estimation for LiDAR georeferencing [J]. ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, 2025, 223: 344-361.
- [11] 何栋炜, 曾志伟, 蒋学程, 等. 带延时补偿的永磁同步电机自适应无差拍电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 123-134.
- He D W, Zeng Z W, Jiang X C, et al. Adaptive deadbeat current predictive control of permanent magnet synchronous motor with delay compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(2): 123-134.
- [12] 蒋天润, 蓝艺佳, 林名宇, 等. 抑制三相 LCL 型逆变器并网电流高次谐波的自适应电容电压全反馈方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 646-657.
- Jiang T R, Lan Y J, Lin M Y, et al. Adaptive capacitor voltage full feedback scheme for three-phase LCL-type inverter to suppress high-order harmonics of grid-connected current [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 646-657.
- [13] Sul S K. Control of electric machine drive systems [M]. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [14] Franklin G F, Powell J D, Emami-Naeini A. Feedback control of dynamic systems [M]. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2010.
- [15] 毛帅, 刁晓飞, 王晓, 等. 具有非惯量负载转矩补偿功能的伺服永磁同步电机控制方法[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(9): 20-27.
- Mao S, Diao X F, Wang X, et al. Control method of servo permanent magnet synchronous motor with non-inertia load torque compensation function [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(9): 20-27.
- [16] Ma J F, Li C, Luo Y C, et al. Nonlinear dynamic response analysis of two-stage spur gear space driving mechanism with large inertia load [J]. Journal of Vibroengineering, 2018, 20(1): 86-102.
- [17] Góra G, Petko M, Gac K, et al. The impact of computational accuracy on the quality of direct drive control [J]. Electronics, 2024, 13(6): 1052.
- [18] Niu Z N, Huang W X, Zhu S F, et al. Design and analysis of observer-based full-closed loop position control for servomechanism with elasticity [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11): 13742-13753.
- [19] Kim S K, Lim S, Ahn C K. Current loop-free observer-based double integral positioning for servo drive applications via high-order pole-zero cancellation method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 72(5): 4447-4456.
- [20] Sun Y P, Yang M, Wang B, et al. Precise position control based on resonant controller and second-order sliding mode observer for PMSM-driven feed servo system [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 9(1): 196-209.
- [21] 杨明, 刘铠源, 陈扬洋, 等. 基于 PI-Lead 控制的永磁同步电机双环位置伺服系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(8): 2060-2072.
- Yang M, Liu K Y, Chen Y Y, et al. Permanent magnet synchronous motor dual-loop position servo system based on PI-Lead control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(8): 2060-2072.
- [22] Yang M, Liu K, Shang C Y, et al. A dual-loop position servo system based on position and speed parallel control structure [J]. IEEE Access, 2022, 10: 45931-45942.
- [23] Chen Y Y, Yang M, Liu K Y, et al. Reversed structure based PI-lead controller antiwindup design and self-commissioning strategy for servo drive systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(7): 6586-6599.

收稿日期:2025-10-20

收到修改稿日期:2025-11-28

作者简介:

黄永湫(2000—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制,huangyongqiu0825@163.com;

*通信作者:解伟(1982—),男,博士,研究员,研究方向为电动汽车主驱系统、工业伺服系统等 wei.xie@fjirsm.ac.cn。