DOI: 10.7641/CTA.2014.31313

超精密伺服系统控制与应用

闫 鹏^{1,2†},张 震³,郭 雷¹,刘鹏博²

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;

2. 山东大学 机械工程学院 高效洁净机械制造教育部重点实验室, 山东 济南 250061;

3. 清华大学 机械工程系; 精密超精密制造装备及控制北京市重点实验室, 北京 100084)

摘要:随着智能微纳器件和高性能数字系统的飞速发展,超精密伺服技术已逐步成为信息存储、精密成像、半导体装备等新兴行业的核心技术.本文从微纳操控领域的设计和控制问题着手,首先介绍了超精密伺服系统的设计及分析方法,进而阐述了超精密伺服系统对控制理论提出的诸多挑战.特别针对这类系统中广泛存在的模型不确定性及高阶未建模动态特性,非线性迟滞特性及执行机构饱和非线性,多源复杂干扰并存情况的抗干扰控制问题,以及面向复杂轨迹的高精度跟踪控制问题,给出了具有代表性的控制算法和应用实例.本文最后以高精度直写式真空蒸发系统为例,介绍了超精密伺服技术在现代精密仪器设备中的重要应用.

关键词:超精密伺服系统;微纳操控;鲁棒控制;抗干扰控制;内模控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Control and applications of ultra high precision mechatronics

YAN Peng^{1,2†}, ZHANG Zhen³, GUO Lei¹, LIU Peng-bo²

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;

2. Key Laboratory of High-Efficiency and Clean Mechanical Manufacturing, Ministry of Education,

School of Mechanical Engineering, Shandong University, Jinan Shandong 250061, China;

3. Beijing Key Lab of Precision/Ultra-Precision Manufacturing Equipment and Control;

Department of Mechanical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: With the rapid development of micro/nano manipulations and high-performance digital systems, the control technique of ultra high precision mechatronics becomes one of the core technologies in many emerging industrial applications such as data storage systems, high resolution imaging systems, semiconductor equipment, etc. From the perspective of micro/nano manipulations, this paper first describes the design and analysis methods for ultra high precision mechatronics; and then, discusses major challenges in controlling these systems, which includes the robust control for higher order unmodeled dynamics and hysteresis nonlinearity, anti-windup compensation for the actuator saturations, composite hierarchical anti-disturbance control for multiple disturbance cancelations/rejections, as well as the internal-model-based high precision tracking control. Finally, a novel direct writing vacuum evaporation system is introduced, which represents the important application of nano manipulations to precision instruments and equipment.

Key words: ultra high precision mechatronics; nano manipulation; robust control; anti-disturbance control; internalmodel based control

1 引言(Introduction)

近年来,人类的研究从宏观领域逐步向微观领域 发展,尤其是在微机电系统、生物工程、微电子技术、 光学等众多学科中,被操作对象正不断朝着小型化、 微型化的方向发展,己经进入了亚微米/纳米时代^[1-2]. 随着智能微纳器件和高性能数字系统的飞速发展,超 精密伺服系统的设计与控制已逐步成为信息存 储^[3]、精密成像^[4]、半导体装备^[5]等新兴行业的核心

技术.

基于柔性机构^[6]的纳米操控平台是一种典型的超 精密伺服系统,依靠材料的弹性变形传递运动,克服 了传统机械的不足,具有结构紧凑、无摩擦、无间 隙、运动分辨率高等优点.基于逆压电效应的压电陶 瓷驱动器^[7],具有输出力大、响应速度快、位移分辨率 高等特性,是纳米操控平台的理想驱动元件.同时,纳 米操控平台设计有高分辨率、高带宽的位移传感器

收稿日期: 2013-12-12; 录用日期: 2014-06-25.

[†]通信作者. E-mail: pengyan2007@gmail.com; Tel.: +86 10-82339533.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61327003, 61004004);中央高校基本科研业务费资助项目(10062014YWF-14-ZDHXY-018);高等学校博 士学科点专项科研基金资助项目(20100002120043);留学回国人员科研启动基金资助项目(20121028120).

(如激光位移传感器、光栅位移传感器、电容位移传感器等)实时采集位移信息,以形成闭环反馈控制系统,利用先进的反馈控制算法实现超精密操控.

实现超精密伺服系统的纳米级精度定位与跟踪控 制,除了对机械结构的要求以外,对控制理论也提出 了诸多挑战^[8]. 由于纳米操控系统的柔性机构有别于 一般机电一体化系统,具有典型的模型不确定性和高 阶未建模动态特性,同时由于执行机构行程有限,并且 压电陶瓷器件的非线性迟滞特性普遍存在,针对纳米 操控平台的伺服控制算法很难使用现有控制方法直 接实现. 值得进一步指出的是, 纳米尺度的伺服控制 需要克服各类外部干扰带来的运动误差,这使得针对 多源复杂干扰的控制方法尤为重要. 以纳米操控平台 为代表的超精密伺服系统的建模与控制,已成为控制 领域持续的研究热点之一. 文献[9-10]将纳米操控平 台描述为一个在线性系统前串联一迟滞非线性环节 的系统,因此可以设计基于迟滞逆模型的前馈补偿 器[11-12]消除迟滞非线性. 文献[13-14]将迟滞等非线 性问题看作非确定性或干扰问题,将超精密伺服系统 简化为一线性系统,因而可以利用H_∞控制^[15-16]、鲁 棒自适应控制[17]、模糊控制[18]等先进反馈控制算法 处理迟滞非线性问题,设计嵌套式切换控制器[19]、自 适应动态面控制器^[20]等控制器或抗饱和补偿器^[21]用 于解决执行器饱和问题,同时还可应用成熟的抗干扰 控制算法[22-23]. 从运动控制的角度考虑微纳操控问 题,可以分为高精度的定位控制和轨迹跟踪控制两大 类. 针对复杂轨迹的高精度跟踪控制问题, 可以在现 有内模控制理论的基础上,引入新型内模控制结构和 镇定控制算法[24],进一步提高系统的跟踪精度.

本文以纳米操控平台为例,从设计、控制及其应 用3个方面,对超精密伺服系统进行了详细阐述.从机 械结构着手,结合有限元分析方法,给出了一个二维 纳米操控平台的设计实例.同时根据超精密伺服系统 的机电耦合特性,给出了超精密伺服系统建模及辨识 的方法,并进而针对超精密伺服系统存在的系统模型 不确定性及高阶未建模动态特性,以及压电陶瓷驱动 器带来的迟滞非线性和饱和非线性问题,设计了基于 混合灵敏度优化的H~控制器以及抗饱和补偿器,有 效消除迟滞非线性效应,弱化饱和现象对系统性能的 影响. 另外简单介绍了复合分层抗干扰理论在纳米操 控方面的应用,以及针对复杂轨迹跟踪的新型并联内 模控制结构,为超精密伺服系统的高性能定位和跟踪 提供了理论基础. 最后, 本文以面向量子功能器件制 备的直写式真空蒸发系统为例, 简要介绍了纳米操控 在精密仪器设备中的创新性应用.

2 超精密伺服系统设计(Design of ultra high precision mechatronics)

本节以纳米操控平台为例,从机械结构设计的角

度出发,简要介绍超精密伺服系统的设计及分析方法. 图1(a)所示为设计的二维纳米操控平台的结构及原理 示意图,所设计的二维纳米操控平台以通过柔性铰链 铰接在一起的柔性机构为主体,由两个相互垂直布置 的压电陶瓷驱动器直接驱动,并采用高性能直线光栅 尺(分辨率5 nm) 作为位移传感器实时采集操控平台 位移信息并反馈给控制器用于系统的超精密伺服控 制.

2.1 柔性机构设计(Compliant mechanism design)

纳米操控平台以柔性铰链为运动副,依靠材料的 弹性变形实现微小的运动,因此伪刚体模型^[6]广泛应 用于柔性机构的设计与分析. 伪刚体模型是一种刚体 替换法,将通过柔性铰链铰接的柔性杆等效为铰接在 一起的刚性杆,并在关节处加一个扭转弹簧模拟柔性 铰链抵抗变形的能力,通过伪刚体模型,为柔性机构 和刚性机构之间搭起一座桥梁,因此可以借鉴刚性机 构成熟的理论和分析方法来设计柔性机构. 如图1(b) 所示的基于伪刚体模型的二维纳米操控平台的结构 原理图,设计的二维操控台为由多个独立的运动链相 互并联构成的过约束机构,借助于柔性铰链的弹性变 形实现微小运动的传递,在保证二维操控台运动精度 和准确性的同时,增大了系统的刚度.



各运动链根据功能的不同,可以分为位移放大机 构和导向机构. 压电陶瓷驱动器虽然分辨率高、响应 速度快,但其在体积较小的情况下输出位移有限,为 实现大行程的运动范围,纳米操控平台设计中通常需 要位移放大机构,常用的位移放大机构有杠杆机构、 桥式机构等. 基于杠杆原理的放大机构有杠杆机构、 作式机构等. 基于杠杆原理的放大机构有杠杆机构、 作式机构等. 基于杠杆原理的放大机构有杠杆机构、 标式机构等. 基于杠杆原理的放大机构有杠杆机构、 标式机构等. 基于杠杆原理的放大机构有杠杆机构、 标式机构等. 基于杠杆原理的放大机构有杠杆机构、 标式机构等. 是于杠杆原理的放大机构有杠杆机构、 常识,动效比高,线性度好,因此本文中设计的二维纳 米操控台采用杠杆放大机构. 为实现二维纳米操控台 在*X和Y*两个方向上的运动解耦,设计的柔性机构在 两个运动方向上均采用复合平行四杆机构作为导向 机构(如图2所示),由两个对称分布在运动平台两侧的 平行四边形机构并联构成. 对称布置的平行四边形机 构,限制了运动平台在垂直运动方向上寄生位移的产 生,解决了耦合位移问题,提高了结构导向和运动精 度,同时也保护压电陶瓷驱动器不会因受到剪切力及 弯矩等载荷而损坏.



图 2 复合平行4杆导向机构 Fig. 2 Compound parallel four-bar mechanism

2.2 有限元分析(Finite element analysis (FEA))

为验证设计的二维纳米操控台的性能,采用有限 元分析软件ANSYS对设计的柔性机构进行有限元仿 真分析.首先,利用软件SolidWorks对柔性机构进行 三维建模,然后导入到ANSYS进行结构分析及模态 分析.为提高计算精度,采用ANSYS软件提供的三维 8节点单元(solid 185)对设计的柔性机构进行自由网 格划分,见图3.材料选择为铝合金AL7075-T6,其弹 性模量为71 GPa, 泊松比为0.33, 密度为2810 kg/m³.



图 3 柔性机构有限元模型

Fig. 3 Finite element model of the complaint mechanism

2.2.1 静态分析(Static analysis)

考虑到二维纳米操控平台的实际工作条件,在建 立的有限元模型上施边界条件,限制8个固定孔的在 各个方向上的自由度.然后施加载荷,提交求解,分析 设计的柔性机构的静态性能,分析结果如图4所示.当 只在X方向上施加700N力时,柔性机构在X及Y方 向上的变形情况分别如图4(a)和图4(b)所示,分析结 果表明,操控平台在X方向上的位移为213 µm,而在 Y方向上的耦合位移为5.24 µm,耦合误差在2.5%左 右.当X,Y两个方向上同时施加700N力时,柔性机 构的变形结果及应力分析分别如图4(c)和图4(d)所示. 图4(d)所示的应力分析结果表明,柔性机构产生的最 大应力是390 MPa,小于所用材料AL7075-T6的屈服 极限为455 MPa,且安全系数为1.17.综合图4所示的 静态分析结果可知,设计的二维纳米操控平台在理论 上可实现213 μm × 213 μm的运动范围,且不会发生 材料失效.



Fig. 4 Static analysis results

2.2.2 模态分析(Model analysis)

模态分析主要用于确定设计的柔性机构的固有频率及振型,分析结构在某一易受影响的频率范围内各阶模态的动态特性,同时模态分析也是其他动力学分析的起点.设计的柔性机构的前6阶模态分析结果如图5所示,表1列出了各阶模态对应的固有频率.图5所示的模态分析结果表明,柔性机构在第1,2阶模态分别发生沿X及Y方向的平动变形,并且由于柔性机构结构的对称性,前两阶模态对应的固有频率相近,分别为763.23 Hz和770.87 Hz.柔性机构在第3阶模态时发生绕z轴的扭转变形,其对应的固有频率为1344.5 Hz,大约为第1阶固有频率及第2阶固有频率的两倍.柔性机构在第4阶固有频率(3027.9 Hz)处驻留时,结构发生沿Z轴的平动变形.柔性机构在第5阶固有频率4962.6 Hz及第6阶固有频率4979.8 Hz处驻留时,结构将分别发生沿X轴及Y轴的扭转变形.



表1各阶模态频率值

Table 1 Frequency values of modal analysis						
模态	1阶	2阶	3阶	4阶	5阶	6阶
频率/Hz	763.23	770.87	1344.5	3027.9	4962.6	4979.8

3 超精密伺服系统的控制(Control of ultra high precision mechatronics)

微纳操控伺服系统因其设计和应用的特殊性,对 控制理论也提出了诸多挑战.为了有效研究微纳操控 系统的各类控制问题,分别以超精密伺服系统的常用 执行机构音圈电机(voice coil motor, VCM)和压电陶 瓷(piezoelectric ceramic transducer, PZT)为驱动,设 计和实现了X-Y双自由度超精密伺服平台(见图6). 其中图6(a)采用美国H2WTech公司的VCM直线驱动 机构,并且在X,Y两个垂直运动方向上布置分辨率为 20nm的光栅作为位置传感器,控制算法通过快速成 型软件在实时仿真系统上实现. 图6(b)是以压电陶瓷 为驱动,并用电火花加工技术加工出柔性机构样机的 纳米操控平台.该二维纳米操控平台由两个相互垂直 布置的压电陶瓷驱动器(丹麦Noliac公司)直接驱动, 并根据压电陶瓷驱动器高带宽、高精度的特性要求, 设计了高性能的电压放大器用于驱动压电陶瓷驱动 器. 两个分辨率为5 nm的直线光栅作为位移传感器布 置在纳米操控平台的X和Y两个运动方向上,实时采 集操控平台沿两个方向运动的位移信息反馈给控制 器. 并采用实时仿真系统dSPACE-R1103实现快速控 制原型实验验证.





3.1 纳米操控平台建模(Modeling of the designed Nano-stage)

本节描述纳米操控平台线性部分及迟滞非线性部分的建模与辨识,并给出用于控制器设计的传递函数. 由于设计的二维纳米操控平台在*X*和*Y*方向上完全对称,故本节只介绍二维纳米操控平台*X*方向上的建模.

3.1.1 线性简化模型与辨识(Simplified linear model and identification)

图6(b)所示的纳米操控平台实验装置为一机电耦 合系统,其线性简化模型包括压电陶瓷驱动放大电路 模型与由压电陶瓷驱动器及柔性机构构成的机械模 型,如图7所示.机械结构方面,柔性机构依靠柔性铰 链的弹性变形工作,因此整个柔性机构可以简化为一 个质量--弹簧--阻尼系统,其等效质量、刚度及阻尼常 数分别用m_x,k_x及c_x表示,具体参数计算文献[7,25]; 压电陶瓷驱动器在伸长过程中表现出弹性,因此也简 化为一个质量--弹簧--阻尼系统,其等效质量、刚度及 阻尼常数分别用m_p,k_p及c_p表示.电路结构方面,压 电陶瓷电压放大器简化为等效阻抗为R的放大器,放 大系数用k_{amp}表示;压电陶瓷驱动器在电路上可以看 作一个容性负载,其等效电容为C.





根据基尔霍夫电流定律、牛顿运动定律以及压电 陶瓷的压电效应,可以得到

$$\begin{cases} RC \frac{dv_{pzt}(t)}{dt} + v_{pzt}(t) = k_{amp}u(t), \\ m_{x}\ddot{x}_{o} + c_{x}\dot{x}_{o} + k_{x}x_{o} + m_{p}\ddot{x}_{i} + c_{p}\dot{x}_{i} + k_{p}x_{i} = F_{pzt}, \\ F_{pzt} = \frac{k_{p}k_{s}}{k_{p} + k_{s}}ndv_{pzt}(t) := Nv_{pzt}(t), \end{cases}$$
(1)

其中: $v_{pxt}(t)$ 为加在压电陶瓷驱动器上的工作电压, u(t)为加在电压放大器上的控制电压, $x_i \partial x_o$ 分别表 示柔性机构的输入和输出位移, n为压电陶瓷片片数, F_{pxt} 为电陶瓷的输出力, d为压电常数, k_s 为压电陶瓷 驱动器弹性负载的等效刚度.

定义X(s), U(s)和 $V_{pzt}(s)$ 分别表示纳米操控平台 输出位移 $x_o(t)$, 控制电压u(t)及压电陶瓷工作电 压 $v_{pzt}(t)$ 的拉普拉斯变换, 定义 $A_a = x_o/x_i$ 表示柔性 机构中位移放大机构的放大比. 并且当纳米操控平台 无负载时,柔性机构即为压电陶瓷的弹性负载,即 k_s = k_x.由上述方程组可以得到纳米操控平台在复频 域的X方向的动力学模型:

$$G_{\mathbf{x}}(s) := \frac{X_{\mathbf{o}}(s)}{U(s)} = \frac{X_{\mathbf{o}}(s)}{V_{\mathrm{pzt}}(s)} \frac{V_{\mathrm{pzt}}(s)}{U(s)} = \frac{Nk_{\mathrm{amp}}}{(RCs+1)(ms^2+cs+k)}, \quad (2)$$

其中:

$$m = m_{\rm x} + \frac{m_{\rm p}}{A_{\rm a}}, \ c = c_{\rm x} + \frac{c_{\rm p}}{A_{\rm a}}, \ k = k_{\rm x} + \frac{k_{\rm p}}{A_{\rm a}}$$

分别表示整个纳米操控平台在X方向上的等效质量, 等效阻尼常数及等效刚度.

由式(2)知,纳米操控平台为一个3阶系统,其模型 参数可以实验数据辨识得到.以正弦扫频信号作为纳 米操控平台的激励信号,采用实时DFT算法得到系统 的频率响应数据,进一步分析得到各模型参数,并给 出系统的传递函数:

$$G(s) = \frac{b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{2.612 \times 10^6}{s^3 + 8057 s^2 + 9.476 \times 10^6 s + 7.068 \times 10^{10}}.$$
(3)

根据辨识得到的系统3阶模型(式(3)),图8给出了 辨识得到的开环系统的频率响应(实线)和实验数 据(虚线)的对比,结果表明所建立的系统3阶模型式 (3)能够有效地描述纳米操控平台的动态特性.



Fig. 8 Open-loop frequency responses

需要指出的是, 图8中结果表明系统的1阶固有频 率在450 Hz左右, 低于第2.2.2小节中有限元分析的结 果, 其原因在于ANSYS进行模态分析时所使用的有 限元模型仅为柔性机构的模型, 没有考虑压电陶瓷驱 动器、驱动电路以及传感器等对系统的影响, 同时, 非 理想的边界条件、压电陶瓷驱动器在装配时的非理想 接触和预紧力以及压电陶瓷迟滞非线性特性等一些 因素也对实验结果存在一定的影响. **3.1.2** 迟滞非线性描述(Hysteresis nonlinearity)

压电陶瓷的输入信号和输出位移存在一种复杂非局部存储型迟滞非线性关系,即压电陶瓷当前时刻的输出位移量不仅取决于当前时刻的输入电压,而且还依赖于历史输入^[26].迟滞非线性是压电陶瓷材料的一种固有特性,无法消除和避免,为有效解决压电陶瓷驱动的超精密伺服系统中的迟滞非线性控制,国内外研究者建立了许多迟滞模型来描述压电陶瓷的迟滞特性,主要模型有Preisach模型^[27],Prandtl-Ishlinskii (PI)模型^[28],Bouc-Wen模型^[16,29]等.其中,Preisach模型以其相对简单的结构,成为目前最受关注的迟滞模型,本节也采用Preisach模型来描述纳米操控平台的迟滞特性,其数学表达式为

$$y(t) = \int \int_{\alpha \ge \beta} \omega(\alpha, \beta) \hat{\gamma}_{\alpha\beta}[u(t)] d\alpha d\beta, \qquad (4)$$

其中: y(t)表示系统的输出位移, $\omega(\alpha,\beta)$ 为Preisach迟 滞算子的权重函数, $\hat{\gamma}_{\alpha\beta}[u(t)]$ 示Preisach迟滞算子的 输出, u(t)为输入电压. 根据输入信号u(t)的变化, 迟 滞算子的输出值为0或+1. α 和 β 分别表示Preisach迟 滞算子的上下切换阈值, 且满足 $\alpha > \beta$.

注意到 Preisach 迟滞算子 $\hat{\gamma}_{\alpha\beta}[u(t)]$ 与切换阈值 对 (α,β) 之间存在一一对应关系,由于双重积分计算 比较复杂,实际应用中多利用实验数据,采用数值计 算方法建立Preisach迟滞模型,其几何描述如图9所示, 定义 β_0 表示输入电压的最小值, α_1 表示输入电压的最 大值,将电压最小值至最大值n等分,则可得到一系 列相应的切换阈值对 (α_i,β_j) ($i = 1, 2, \cdots, n; j = 0, 1, \cdots, n - 1$).对应图9(a)中,定义 y_{α_i} 表示输入电 压u(t)从最小电压 β_0 上升到电压值 α_i 时的输出位移, $y_{\alpha_i\beta_j}$ 表示输入电压u(t)从最小电压值 β_0 上升到电压 值 α_i 后再降到电压值 β_j 时的输出位移. 文献[27,30], 上述Preisach迟滞模型的可离散表达式为

$$y(t) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{n-1} [y_{\alpha_k \beta_k} - y_{\alpha_k \beta_{k-1}}] + y_{u(t)} - y_{u(t)\beta_{n-1}}, \\ \dot{u} > 0, \\ \sum_{k=1}^{n-1} [y_{\alpha_k \beta_k} - y_{\alpha_k \beta_{k-1}}] + y_{\alpha_n u(t)} - y_{\alpha_n \beta_{n-1}}, \\ \dot{u} < 0. \end{cases}$$
(5)

因此,通过实验得到图9(b)中各节点对应的输出 位移值,利用线性插值法等方法拟合得到其余任意点 的输出位移值,再根据上述Preisach迟滞模型离散表 达式(5),即可得到任意电压输入序列对应的位移输 出.利用搭建的纳米操控平台实验装置(如图6(b)所 示),采用变幅值的三角波信号作为输入信号,由实验 数据直接得到的迟滞曲线和通过上述方法建立的 Preisach迟滞模型如图10所示,结果表明利用插值法 建立的Preisach模型能够准确描述设计的纳米操控平

台的迟滞非线性特性.



Fig. 9 Geometry description of Preisach model



3.2 迟滞非线性控制(Hysteresis nonlinearity control)

如前所述,压电陶瓷驱动器固有的多值映射的、非 光滑迟滞曲线给纳米操控平台的控制带来了巨大的 挑战,为此,国内外学者就迟滞非线性控制开展了大 量的研究工作.目前,迟滞非线性控制方法主要分为 两类:一是基于迟滞逆模型的前馈补偿方法[11-12],首 先建立精确描述压电陶瓷迟滞非线性的迟滞模型,然 后通过数值方法或者解析法构造迟滞逆模型,再设计 基于迟滞逆模型的前馈控制器消除迟滞非线性的影 响.但由于迟滞非线性的复杂性,无法直接得出迟滞 模型的解析逆,多采用数值逆模型近似表示,因而迟 滞补偿的有效性很大程度上依赖于辨识模型参数的 输入信号,并且迟滞逆模型前馈补偿的方法基于开环 系统,建模误差严重影响系统性能[13]. 二是闭环反馈 控制[14-18],这种方法无需构造迟滞逆模型,将迟滞非 线性当作有界干扰,直接设计反馈控制器修正迟滞非 线性带来的位置误差.

同迟滞逆模型前馈补偿的方法相比,闭环反馈控制的方法在迟滞非线性控制上更具有鲁棒性.同时考虑到系统存在的模型不确定性、高阶未建模动态特性及外界干扰,本节设计构造 H_{∞} 鲁棒控制器(结构如图11所示)进行迟滞非线性控制.假设 $\Delta G(s)$ 描述系统存在的模型不确定性及高阶未建模动态特性,因此,

实际被控对象
$$P(s)$$
表示为

 $P(s) = G(s) + \Delta G(s) = G(s)(1 + \Delta(s)),$ (6) 其中 $\Delta(s)$ 表示乘不确定性.



图 11 H_{∞} 控制框图 Fig. 11 Block diagram of H_{∞} control structure

如图12所示,采用混合灵敏度优化^[31]的方法设计 优化H_∞控制器,以满足系统对鲁棒性能的要求. 定义 S(s)和T(s)表示系统的灵敏度函数和补灵敏度函数,即

$$S(s) = \frac{1}{1 + G(s)C(s)},$$
(7)

$$T(s) = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)}.$$
(8)

设计目标为

$$\inf_{\text{Cstab.P}} \left\| \begin{bmatrix} W_1(s)S(s) \\ W_2(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty}.$$
(9)

优化 H_{∞} 性能指标 γ ,得到最优性能指标 γ_{opt} 及相应的 H_{∞} 控制器 $C_{opt}(s)$,即

$$\gamma_{\text{opt}} = \left\| \begin{bmatrix} W_1(s)(1+G(s)C_{\text{opt}}(s))^{-1} \\ W_2(s)(G(s)C_{\text{opt}}(s))(1+G(s)C_{\text{opt}}(s))^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty},$$
(10)

其中 $W_1(s)$ 及 $W_2(s)$ 分别表示系统性能权函数和不确定权函数.





根据第3.1.1小节建立的纳米操控平台的3阶简化 模型(式(3)),选择合适的权函数 $W_1(s)$ 及 $W_2(s)$,根据 式(9)–(10)给出的设计目标及优化方法,求解出优化 的 H_∞ 控制器.利用实时仿真系统(dSPACE-R1103) 及搭建的纳米操控平台实验装置(图6(b)所示),通过 实验对设计的 H_∞ 控制器迟滞非线性控制性能加以验 证,图13给出了经过H_∞控制后给定命令与实际输出 结果的关系曲线,对比图9给出的开环迟滞曲线,迟滞 曲线最大间隙由7.5 μ m 减小到50 nm. 实验结果表明 设计的H_∞能够有效消除迟滞非线性效应,使得纳米 操控平台输入与输出近似线性化.





3.3 抗饱和补偿(Anti-windup compensation)

饱和非线性是压电陶瓷驱动器的另一固有特性, 具有不光滑特性,不能进行线性化处理^[19],对超精密 伺服控制系统提出很大的挑战.若系统设计时不考虑 饱和,会导致控制器的输出与被控对象的输入不一致, 反馈控制环节失去作用,甚至导致闭环系统不稳定. 若降低控制器增益,回避饱和现象发生,则控制器控 制容量未充分利用,使得系统响应变慢,效率降低,性 能下降.

饱和非线性控制系统设计大致分为两类:一是直接设计方法^[19-20,32],即在控制器设计时直接将饱和非线性考虑进去,设计使得闭环稳定的控制器;二是补偿器设计法^[21,33],即先忽略饱和非线性设计满足系统性能的控制器,然后设计适当的补偿器弱化饱和的影响.由于补偿器设计法中控制器与补偿器设计相互独立,因而可以利用各种成熟的控制理论设计控制系统,在实际控制工程中得到了广泛的应用.本文中饱和非线性控制即采用补偿器设计法,在上一小节设计的H_∞控制器的基础上,设计抗饱和补偿器.

本节设计的抗饱和补偿器采用Weston-Postlethwaite结构^[21],如图14所示.当饱和现象发生时,控制 器的输出与被控对象的输入不再相等,而抗干扰补偿 器采用饱和环节的输入u与饱和环节的输出 \hat{u} 的差值 \hat{u} 作为输入,弱化饱和现象对系统的影响.通过框图简 化和数学替代,图14所示的抗饱和补偿结构可等效为 图15所示的结构.由图15可知,整个控制系统可以分 为3部分:标称系统、非线性环路及干扰滤波器.当饱 和现象没有发生时,非线性环路及干扰滤波器不起作 用,系统性能取决于标称系统,即由第3.2节设计的 H_∞控制器的性能决定.而当饱和现象发生时,非线性 环路及干扰滤波器工作,同标称系统一起决定系统性 能. 由设计的抗饱和补偿结构的解耦特性, 在标称系 统稳定的情况下, 整个非线性系统的稳定问题转变为 非线性环路的稳定问题, 而系统在饱和发生后的性能 主要取决于干扰滤波器^[34]. 因此, 在已解决H_∞控制 器设计的基础上, 抗饱和补偿器的设计转变为求解合 适的M. 而M(s)的设计除需要考虑上述稳定及饱和 时系统性能等方面外, 还需满足 $M(\infty) = I$, 从而保 证在死区的反馈严格正则, 消除由于高阶未建模动态 特性造成的影响.



图 14 抗饱和补偿结构图







如果选择M = I,则设计的抗饱和补偿器转变为 内模控制结构^[35],从而保证非线性环路的稳定性,同 时系统在饱和时的性能由建立的系统简化模型 G(s)决定.但当G(s)中存在衰减较慢的极点时,将会 延长系统在饱和结束后的恢复时间,极大地影响系统 性能.参考文献[21],将M(s)取为G(s)的一个右互质 分解因子,即 $G = NM^{-1}$.当G(s)稳定时,M(s)双稳 定,且G(s)的极点不会出现在干扰滤波器G(s)M(s)中.因此,M(s)可以在复频域中利用零极点配置的方 法直接得到,保证M(s)的极点远离虚轴,保证干扰滤 波器快速收敛.即

$$M(s) = \frac{\prod_{i=1}^{n} (s - p_i^{\rm G})}{\prod_{i=1}^{n} (s - p_i^{\rm M})},$$
(11)

其中: p_i^{G} 和 p_i^{M} 分别表示G和M的第i个极点, n表示G极点的个数.

同样利用图6(b)所示的纳米操控平台实验装置, 以正弦信号 $r(t) = 25\sin(10\pi t) + 25(\mu m)$ 作为参考 输入,实现结果如图16所示.结果表明虽然由于饱和 非线性的存在,系统无法完全跟踪正弦信号,但对比 有抗饱和补偿器和没有抗饱和补偿器的实际跟踪曲 线可知,当抗饱和补偿器可有效减小系统在饱和情况 下的跟踪误差,且当饱和结束时能更迅速地继续准确 跟踪参考信号,其饱和结束后的恢复时间小于5 ms, 远小于无饱和补偿器的恢复时间40 ms,有效验证了 设计的抗饱和补偿器的性能.



3.4 多源抗干扰控制(Multiple disturbance control)

在纳米尺度进行超精密控制,其精度的保证高度 依赖于系统对各种干扰的消除和抑制能力.事实上, 在宏观控制中被忽略掉的各种干扰,在微观尺度都变 得非常显著.传感器件在纳米尺度的误差非常明显, 各种信号调理和放大机构带来的干扰误差进一步加 剧了这一问题带来的影响.系统外部环境带来的影响 和各种振动干扰,也都对系统的精度影响显著.

针对微纳操控系统面临的多源复杂干扰,本文引 入分层复合抗干扰的控制结构(参见文献[22]),其主 要思想是对于具有外系统模型的干扰信号采用设计 干扰观测器加以消除,而对于范数有界的广义干扰信 号则采用H_∞控制方法加以抑制,并在增广系统的意 义上实现对稳定性和控制性能的优化.本文进一步可 以将微纳操控系统的各种干扰分为两类,一是范数有 界的干扰信号 $d_1(t)$,包括系统迟滞非线性等未建模动 态的等效干扰、外部环境干扰以及传感器、驱动器的 随机噪声等;另一类是具有外系统模型的干扰信号 $d_0(t)$,如周期干扰和振动等.

参考由实验得到的纳米操控平台的简化模型 (式(3)),并同时考虑到上述所提到的两类干扰 $d_0(t)$ 和 $d_1(t)$ (见图17),则被控对象的动力学方程可表示为 $\ddot{x}_0 + a_2 \ddot{x}_0 + a_1 \dot{x}_0 + a_0 x_0 = b_0 (u + d_0(t) + d_1(t)).$ (12) 定义状态变量:

$$x_1(t) = x_0, \ x_2(t) = \dot{x}_0, \ x_3(t) = \ddot{x}_0,$$

则方程(12)可以写成

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_{\rm u}u(t) + B_v d_0(t) + B_{\rm e}d_1(t),$$
(13)

其中:

$$\begin{aligned} x(t) &= (x_1(t), x_2(t), x_3(t))^{\mathrm{T}}, \\ A &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 - a_1 - a_0 \end{pmatrix}, \ B_{\mathrm{u}} &= B_{\mathrm{e}} = B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

根据上述系统的状态空间表达式,可以求得具有 外系统模型的干扰信号d₀(t)的干扰观测器如下:

$$\dot{z}(t) = -LB_v(z + Lx(t)) - L(Ax(t) + B_u u),$$

$$\bar{d}_0(t) = z + Lx(t),$$
(14)

其中L即为待设计的干扰观测器增益.



图 17 分层复合抗干扰控制结构

Fig. 17 Block diagram of composite hierarchical anti-disturbance control

考虑状态反馈控制,则增广的闭环系统的表达为

$$\begin{cases} \dot{x}_{c}(t) = A_{c}x_{c}(t) + B_{c}d(t), \\ y = C_{c}x_{c}(t), \end{cases}$$
(15)

其中:

$$\begin{aligned} x_{\rm c}(t) &= \begin{pmatrix} x(t) \\ e(t) \end{pmatrix}, \ d(t) &= \begin{pmatrix} \dot{d}_0(t) \\ d_1(t) \end{pmatrix} \\ e(t) &= d_0(t) - \bar{d}_0(t), \\ A_{\rm c} &= \begin{pmatrix} A + B_{\rm u}K & B_{\rm v} \\ 0 & -LB_{\rm v} \end{pmatrix}, \\ B_{\rm c} &= \begin{pmatrix} 0 & B_{\rm e} \\ I - LB_{\rm e} \end{pmatrix}, \ C_{\rm c} &= \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix}^{\rm T}, \end{aligned}$$

其中K即为待设计的状态反馈控制器增益.

对于增广的闭环系统(式(15)),如果 $\gamma > 0$,且存在 矩阵 $Q_1 > 0$, $P_2 > 0$,若矩阵M和N使得线性矩阵不 等式(16)成立,则增广的闭环系统渐进稳定,且满 足H_∞性能 $\|y\|_2 < \gamma \|d(t)\|_2$,从而进一步可求得状态 反馈控制器增益 $K = MQ_1^{-1}$ 及干扰观测器增益L =

$$P_2^{-1}N($$
参见文献[36]).

$$\begin{pmatrix} \varphi \ Q_1 C_1^{\mathsf{T}} & 0 & B_{\mathsf{e}} & B_{\mathsf{v}} \\ \star & -\gamma I & 0 & 0 & C_2 \\ \star & \star & -\gamma I & 0 & P_2 \\ \star & \star & \star & -\gamma I & -B_{\mathsf{e}}^{\mathsf{T}} N^{\mathsf{T}} \\ \star & \star & \star & \star & \Phi_1 \end{pmatrix} < 0, \quad (16)$$

其中: $\Phi = AQ_1 + B_u M$, $\Phi_1 = -NB_v$.

将上述复合分层抗干扰的控制结构用于图6(b)所示的纳米操控平台实验装置,实验结果如图18–19所示.图18给出了干扰观测器对干扰 d_0 的观测结果. d_0 为控制干扰,在实验中选取了幅值为0.01 V,频率为10 Hz的周期电压信号.由图可知其观测误差小于2%,表明干扰观测器性观测性能良好.同时,图19给出了包括 d_0 和 d_1 两类干扰的闭环系统的动力学响应,由图可知闭环系统在复合分层抗干扰控制结构下的稳态误差.需要指出的是,实验中 d_1 来自于实际系统的非线性等效干扰和实验过程中的各类随机干扰.上述实验结果有效验证了复合分层抗干扰控制结构的鲁棒性及在干扰抑制方面的有效性和优越性.







Fig. 19 Time response of the closed loop system



及其具体应用与实验分析,可以参考文献[37]. 需要指 出的是, 微纳操控系统的干扰抑制问题因其精度的苛 刻要求和系统模型的非线性特性而具有很大的挑战. 除了本文介绍的抗干扰控制方法之外, 其他抗干扰 控制方法, 如干扰观测器(disturbance observer based controller, DOBC)和自抗扰控制器(active disturbance rejection controller, ADRC)方法也都得到了深入的研 究. 在文献[38]中, 纳米操控系统的迟滞非线性部分被 考虑为线性模型的干扰, 进而设计线性扩张状态观测 器(extended state observer, ESO), 用ADRC的设计方 法较好实现了高精度的抗干扰控制. 超精密伺服系统 的定位和抗干扰控制得到了越来越多的关注.

3.5 高精度跟踪理论(High precision tracking con-

trol theory)

超精密伺服系统控制领域中的一类核心问题是高 精度轨迹跟踪. 已有大量的研究工作投入到相关理论 的诸多方面.其中一个重要的研究方向是基于内模原 理(internal model principle, IMP)的跟踪控制器设计. 内模原理是解决渐进跟踪(或干扰去除)问题的基础. 虽然对线性时不变系统跟踪周期信号的问题已经得 到了圆满解决. 然而, 在大量工业应用中, 跟踪基于位 置(直线位移或转角)变化或变频参考信号的问题仍然 是开放性问题.因为在本质上需要解决时变系统的内 模控制设计,而在理论上时变内模控制器的设计还未 得到完整解决.另一方面,对于相应的时变增广系 统(被控系统和时变内模单元)的鲁棒镇定器的设计, 也缺乏面向实际应用的设计方法.面向该开放性问题, 近期在文献[24,39]中提出了基于I/O描述和状态空间 描述的时变内模的设计方法,为该问题的解决提供了 一条系统的可行的思路.

图20为沿该思路, 近期所提出的一种新颖的并联 时变内模结构的鲁棒跟踪控制器^[40].

本文所关心的跟踪问题可由以下形式表示. 被控 系统为如下单输入单输出的线性时不变系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_{p} = A_{p}x_{p} + B_{p}u, \\ y = C_{p}x_{p}, \\ e = y + r, \end{cases}$$
(17)

其中:系统状态 $x_p \in \mathbb{R}^n$,控制输入 $u \in \mathbb{R}$,跟踪误差 $e \in \mathbb{R}$.要跟踪的参考信号由下述时变外系统产生:

$$\begin{cases} \dot{w} = S(t)w, \\ r = Q(t)w, \end{cases}$$
(18)

其中外系统状态 $w \in \mathbb{R}^{\rho}$.

外系统(18)产生的轨迹对于t和-t都是Lyapunov 意义下稳定的;并且($Q(\cdot), S(\cdot)$)是一致可观测的(uniformly observable); (A_p, B_p, C_p)是可控且可观测的.



图 20 并联时变内模跟踪控制框图

Fig. 20 Block diagram of time-varying internal model based controller structure

由参考文献[40], 通过求解相应的Sylvester代数 方程, 并使内模单元1与被控系统模型(17)的I/O关 系一致, 可设计出时变内模单元. 注意到, 以上设计 方法实现了对一大类线性时变系统的系统浸入的设 计, 且设计过程不涉及任何微分方程的求解.

当时变内模单元设计完成后, 跟踪问题便转化 为时变增广系统 (图20所示) 的镇定问题. 注意, 当 信号w是实时可测时, 现有结果中通常采用线性参 变(linear parameter-varying, LPV)控制技术, 通过求 解一系列线性矩阵不等式(linear matrix inequalities, LMIs)来获得鲁棒镇定器^[41-42]. 而此条件在本工作 中不适用, 因为外系统的初始状态未知. 由文献[40] 知, 相应的时变增广系统可转换为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_{11}(t)x_1 + A_{12}x_b + B_1u_{st}, \\ \dot{x}_b = A_{21}(t)x_1 + A_{22}x_b + B_2u_{st}, \\ y = x_1. \end{cases}$$
(19)

注意到,上述系统的阶数为max (n, ρ) . 与增广系统的阶数max $(n, \rho) + n - 1$ 相比,所要镇定的时变系统的阶数明显降低,因此相应计算量将显著降低. 这也是这种并联控制器结构相对于一般的串联结构的最大优势.

对于上述时变系统,可设计如下的降阶观测器:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= (A_{22} - HA_{12})\hat{z} + (B_2 - HB_1)u_{\rm st} + \\ & ((A_{22} - HA_{12})H + A_{21} - HA_{11}(t))y, \\ \hat{x}_{\rm b} &= \hat{z} + Hy, \end{aligned}$$

注意到,由于(A₂₂, A₁₂)的特殊形式,输出增益(output injection gain)H可以设计为时不变,因此大大 方便了相关的计算,而全阶观测器不具备以上性质.

为了便于时变镇定器的设计,以下将系统限定

为具有如下性质:

假设1 所要镇定的时变系统是基于参数 σ 变化的, 且 $|\dot{\sigma}| \leq \delta$.

通过求解以下矩阵不等式来获得镇定器时变增 益*K*(σ):

$$X(\sigma)(A(\sigma) + B(\sigma)K(\sigma)) + (A(\sigma) + B(\sigma)K(\sigma))'X(\sigma) + \delta \frac{\partial X(\sigma)}{\partial \sigma} < 0.$$
(21)

通过选择

(20)

$$Y(\sigma) = X^{-1}(\sigma),$$

$$\bar{K}(\sigma) = K(\sigma)X^{-1}(\sigma),$$

将上式转换为如下的线性表达,从而可以进行求解.

$$A(\sigma)Y(\sigma) + B(\sigma)\bar{K}(\sigma) + Y(\sigma)A'(\sigma) + \bar{K}'(\sigma)B'(\sigma) - \delta\frac{\partial Y(\sigma)}{\partial \sigma} < 0.$$
 (22)

在实际建模过程中,数学模型与实际系统之间 总存在误差,从而导致系统存在不确定性.当对轨 迹跟踪精度的要求越来越高,这些不确定性势必会 影响系统的跟踪性能.对于该问题,本文将模型不 确定看作是外部干扰(如图21所示),即

$$d = \Delta y, |\Delta| \leq \delta_{\rm d},$$

输出误差变为 $e = C_p x + d$. 从而, 鲁棒镇定器的设计目标为

$$\min_{K(t) \text{stab.}(8)} \gamma\{\|e\|_2 \leqslant \gamma \|d\|_2\}.$$
(23)

$$u$$

 (A_p, B_p, C_p)
 w
 y
 d
 $+$
 e
 $+$ e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 $=$
 $+$
 e
 $+$
 e
 $+$
 $=$
 $+$
 e
 $+$
 $=$
 $+$
 e
 $+$
 $=$
 $+$
 $=$
 $+$
 $=$
 $=$
 $+$
 $=$
 $=$
 $+$
 $=$
 $=$
 $+$
 $=$
 $=$
 $=$
 $=$
 $=$
 $=$
 $=$
 $=$
 $=$

Fig. 21 Plant model uncertainties

相应的矩阵不等式有如下形式:

$$\begin{pmatrix} \star & 0 & Y'(\sigma)C' \\ 0 & -\gamma I & I \\ CY(\sigma) & I & -\gamma I \end{pmatrix} < 0, \qquad (24)$$

其中

$$\star = A(\sigma)Y(\sigma) + B(\sigma)\bar{K}(\sigma) + Y(\sigma)A'(\sigma) + \bar{K}'(\sigma)B'(\sigma) - \delta\frac{\partial Y}{\partial\sigma}.$$

由文献[40]知, 若LMI(24)有解, 便可获得具有性能 指标γ的鲁棒镇定器.

将图20所述的控制方法应用于*X*--*Y*精密伺服系 统的实时控制,实验结果如图22所示.



图22(a)给出了系统跟踪圆轨迹(定幅值变频信 号频率变化率为 $\omega(t) = \omega_0 + \dot{\omega}t, \omega_0 = 6\pi, \omega_{max} =$ 80 $\pi, \dot{\omega} = 2\pi$)的实验结果,由图22可知,系统跟踪性 能良好,跟踪误差为5.64 μ m.并且如图22(b)所示的 良好的菱形轨迹跟踪性能表明所提出的基于时变内 模原理的控制方法完全可以实现变幅值变频率信号的高精度轨迹跟踪控制.更全面的实验验证和分析,可以参考文献[43].同时,该鲁棒跟踪控制方法在 *X*-*Y*精密伺服平台系统的成功应用为纳米操控台的高速、高精度、复杂轨迹跟踪提供了重要的理论 基础.

本节讨论的面向复杂时变信号的高精度跟踪算法,由于篇幅所限没有展开针对第3.1节所描述的纳 米操控系统的具体解算过程.这一算法的具体应用 可以参考引文献[43],该文献详细讨论了复杂参考 信号的描述,纳米操控系统的辨识,未建模动态和 干扰部分的量化以及控制算法的离散化实现,并提 供了更全面的实验结果和分析.

4 微纳操控在精密仪器设备中的应用(Application of micro/nano manipulation in precision instruments and equipments)

随着对微观领域的探索和研究的不断深入,超 精密伺服系统已逐步成为相关新兴行业的核心技 术,并广泛应用于光刻机^[44]、原子力显微镜^[45]等精 密仪器设备中.本节以面向量子功能器件制备直写 式真空蒸发系统为例,简要介绍纳米操控在精密仪 器设备中的创新性应用.

现代量子调控技术为纳米、信息、能源、材料等 多种科学技术提供了重要的理论基础,并有望成为 推动新一代技术革命的重要力量.高精度、高品 质、具有复杂拓扑结构的量子功能器件的制备,是 量子调控领域研究和应用的成功之本.量子功能器 件制备因其在纳米尺度的加工要求,对设备要求极 高.真空蒸发系统是量子功能器件制备中的主要仪 器装备,其原理是将靶材加热蒸发,再沉积到被加 工的衬底表面形成特定尺度的薄膜,从而完成量子 功能器件制备的基本需要.由于现有的真空镀膜技 术无法直接实现复杂结构的量子功能器件的制备, 目前其主流方法是利用真空镀膜技术"嫁接"传统 微电子加工工艺^[46-47],但这种技术工序复杂,且器 件在加工过程中易受到"工序杂质"的污染,严重 影响研究的准确性^[48].

而本节介绍的直写式真空蒸发系统,如图23所 示,以超精密伺服控制技术为核心,创新性地改变 镀膜方式,直接把要沉积的靶材"书写"在指定的 位置,灵活地进行多种套写和制备可控的复杂空间 异质结构.在保持现有真空蒸发系统的电子束发生 装置、真空系统以及蒸镀室结构不变的基础上,改 变样品室的原理、结构和功能,引入纳米操控平台 以及掩膜机构,通过将一些高纯度气态靶材束(如通 过电子束加热蒸发,并根据工序更换所需的相应靶 材) 在通过接近基片的掩膜机构后形成高度定向等 效沉积率并可精确控制的准直靶材气体,并以纳米 尺度大小的束流直接沉积在衬底基片上,并通过控 制承载衬底基片的纳米操控平台做特定的超精密轨 迹运动,实现镀膜几何图形化,完成纳米精度、具有 复杂拓扑结构的量子功能器件的制备.

从本文可以看出,在这一新型直写式真空蒸发 仪的研制中,关键技术之一就是对基片实现超精密 度的操控.而这一功能的关键技术即是纳米精度操 控平台的设计和控制.由于仪器用途的复杂性和精 密度要求,该纳米操控平台的控制涵盖了超精密定 位控制、多源抗干扰控制、运动轨迹生成和高精密 跟踪控制等诸多方面.





面向量子功能器件制备的直写式真空蒸发系统, 创新性地引入纳米操控平台,突破现有真空蒸发技 术镀膜方式的局限性,结合上一节提出的超精密伺 服系统控制技术,不仅能够实现具有高度定向的金 属或氧化物真空沉积功能,而且能够实现复杂图 样、具有异质结特性的高精度量子功能器件制备, 推动量子调控技术的研究,提升我国在高端精密仪 器装备领域的自主创新能力.

5 结论(Conclusions)

本文从微纳操控的设计和控制领域的关键技术 角度,论述了超精密伺服系统的设计与分析方法, 并根据超精密伺服系统的特性,从机械和电学的角 度出发,给出了超精密伺服系统建模及辨识的方法, 进而对超精密伺服系统的关键控制问题给出了系统 的阐述.最后,本文以面向量子功能器件制备的直 写式真空蒸发系统为例,简要介绍了纳米操控在精

密仪器设备中的创新性应用.

虽然目前微纳操控系统的研究从器件、机械设 计、控制以及系统应用等各个方面都取得了一些突 破和成果,总体上该领域仍处于快速发展阶段,而 各种新兴领域的深入应用对超精密伺服系统提出了 越来越苛刻的技术要求.微纳操控领域的很多关键 技术瓶颈问题,很难从机械设计或者控制算法的单 一角度得到突破,需要从系统的综合性能方面将机 电设计和控制进行一体化优化.在引入纳米精度传 感器件,压电陶瓷执行机构和基于柔性铰链的放大 机构的各种新型设计中,对相关控制理论和算法也 提出了诸多的挑战:

系统带宽和响应速度是超精密伺服系统性能的关键.机械设计过程中,为了尽可能提高带宽,需要对系统刚度、柔性模态、质量等因素进行优化,这些优化往往导致控制模型具有无穷维特性和较大的个体差异性.因而针对纳米操控系统的无穷维鲁棒控制优化方法十分重要;

 超精密伺服系统的执行器件和放大/传动机 构都具有柔性和时变/参变特性,这类系统的控制对 时变系统和LPV系统的理论提出了新的要求;

超精密伺服系统的精确建模由于系统的柔性动态特性,迟滞非线性以及饱和非线性等复杂动力学特性而十分困难,因此,针对这类系统的自适应控制和在线辨识理论都具有重要的应用意义;

 超精密伺服系统的运动可以粗略分为定位 控制和轨迹跟踪控制.在纳米尺度下考察这些运动 模态,各类内部和外部的多源干扰广泛存在并且对 系统性能影响显著.针对各种干扰并存的复杂动力 学系统抗干扰控制理论是实现纳米操控的关键技 术,也为现代抗干扰控制理论提供了新的研究视角;

 已有纳米操控的研究成果,多数集中于纳米 定位问题,而超精密跟踪的研究还不多见.对于特 定轨迹(比如复杂周期信号等)的高性能跟踪控制问题(如基于内模原理或者重复控制的方法)在纳米尺 度意义下具有了更丰富的研究价值(比如针对时 变/参变信号的内模控制,轨迹跟踪和干扰抑制的统 一优化等).

最后强调指出的是,超精密伺服控制技术,正逐 步成为推动精密装备领域创新发展的重要动力.上 文所描述的精密直写式真空蒸发系统,就是将纳米 操控用于量子功能器件制备的一个创新性应用.事 实上这一技术可以同样有效地用于高性能纳米压印 装备和半导体3D打印装备等多个领域,这将是下一 步研究和工作的重点.

参考文献(References):

- DEVASIA S, ELEFTHERIOU E, MOHEIMANI S O R. A survey of control issues in nanopositioning [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(5): 802 – 823.
- [2] SITTI M. Survey of nanomanipulation systems [C] //Proceedings of the 1st IEEE Conference on Nanotechnology. Maui: IEEE, 2001: 75 - 80.
- [3] ABRAMOVITHC D, FRANKLIN G. A brief history of disk drive control [J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 2002, 22(3): 28 – 42.
- [4] TIEN S, ZOU Q, DEVASIA S. Iterative control of dynamicscoupling-caused errors in piezoscanners during high-speed AFM operation [J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 2005, 13(6): 921 – 931.
- [5] SHINNO H, YOSHIOKA H, TANIGUCHI K. A newly developed linear motor-driven aerostatic X-Y planar motion table system for nano-machining [J]. *CIRP Annals-Manufacturing Technology*, 2007, 55(1): 369 – 372.
- [6] PUCHETA M A, CARDONA A. Design of bistable compliant mechanisms using precision-position and rigid-body replacement methods [J]. *Mechanism and Machine Theory*, 2010, 45(2): 304 – 326.
- [7] CHOI K B, LEE J J, HATA S. A piezo-driven compliant stage with double mechanical amplification mechanisms arranged in parallel [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2010, 161(1/2): 173 – 181.
- [8] 张磊,苏为洲. 伺服系统的反馈控制设计研究综述 [J]. 控制理论与应用, 2014, 32(5): 545 559.
 (ZHANG Lei, SU Weizhou. Feedback control design of servo systems: a review [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 32(5): 545 559.)
- [9] SHEN J C, JYWE W Y, CHIANG H K, et al. Precision tracking control of a piezoelectric-actuated system [J]. *Precision Engineering*, 2008, 32(2): 71 – 78.
- [10] GU G Y, ZHU L M, SU C Y, et al. Motion control of piezoelectric positioning stages: modeling, controller design, and experimental evaluation [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatromics*, 2013, 18(5): 1459 – 1471.
- [11] CAO Y, CHENG L, CHEN X B, et al. An inversion-based model predictive control with an integral-of-error state variable for piezoelectric actuators [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatromics*, 2013, 18(3): 895 – 904.
- [12] CLAYTON G M, TIEN S, LEANG K K, et al. A review of feedforward control approaches in nanopositioning for high-speed SPM [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2009, 131(6): 061101.1 – 061101.19.
- [13] YI J, CHANG S, SHEN Y. Disturbance-observer-based hysteresis compensation for piezoelectric actuators [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatromics*, 2009, 14(4): 456 – 464.
- [14] ZHONG J, YAO B. Adaptive robust precision motion control of a piezoelectric positioning stage [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2008, 16(5): 1039 – 1046.
- [15] SEBASTIAN A, SALAPAKA S M. Design methodologies for robust nano-positioning [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technol*ogy, 2005, 13(6): 868 – 876.
- [16] 王贞艳, 张臻, 周克敏, 等. 压电作动器的动态迟滞建模与H_∞鲁棒 控制 [J]. 控制理论与应用, 2014, 31(1): 35 – 40.
 (WANG Zhenyan, ZHANG Zhen, ZHOU Kemin, et al. Dynamic hysteresis modeling and H-infinity robust control of piezoelectric actuators [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(1): 35 – 40.)
- [17] BASHASH S, JALILI N. Robust adaptive control of coupled parallel piezo-flexural nanopositioning stages [J]. *IEEE/ASME Transactions* on Mechatronics, 2009, 14(1): 11 – 20.
- [18] HWANG C L. Microprocessor-based fuzzy decentralized control of 2-D piezo-driven systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(3): 1411 – 1420.

- [19] ZHENG J, FU M. Saturation control of a piezoelectric actuator for fast settling-time performance [J]. *IEEE/ASME Transactions on Control Systems Technology*, 2013, 21(1): 220 – 228.
- [20] 方一鸣, 许衍泽, 李建雄. 具有输入饱和的电液伺服位置系统自适应 动态面控制 [J]. 控制理论与应用, 2014, 31(4): 511 – 518.
 (FANG Yiming, XU Yanze, LI Jianxiong. Adaptive dynamic surface control for electro-hydraulic servo position system with input saturation [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(4): 511 – 518.)
- [21] WESTON P F, POSTLETHWAITE I. Linear conditioning for systems containing saturating actuators [J]. *Automatica*, 2000, 36(9): 1347 – 1354.
- [22] 郭雷. 多源干扰系统复合分层抗干扰控制理论: 综述与展望 [C] //第30届中国控制会议. 烟台: IEEE, 2011: 6193-6198.
 (GUO Lei. Composite hierarchical anti-disturbance control (CHADC) for systems with multiple disturbances: survey and overview [C] //Proceeding of the 30th Chinese Control Conference. Yantai: IEEE, 2011: 6193-6198.)
- [23] 刘蕾,张国山. 基于动态补偿的线性系统最优干扰抑制 [J]. 控制理 论与应用, 2013, 30(7): 808 – 814.
 (LIU Lei, ZHANG Guoshan. Optimal disturbance rejection via dynamic compensation for linear systems [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(7): 808 – 814.)
- [24] SUN Z, ZHANG Z, TSAO T C. Trajectory tracking and disturbance rejection of linear time-varying systems: input/output representation [J]. Systems & Control Letters, 2009, 58(6): 452 – 460.
- [25] LI Y, HUANG J, TANG H. A compliant parallel XY micromotion stage with complete kinematic decoupling [J]. *IEEE/ASME Transactions on Automation Science and Engineering*, 2012, 9(3): 538 – 553.
- [26] SHAN Y, LEANG K K. Accounting for hysteresis in repetitive control design: Nanopositioning example [J]. *Automatica*, 2012, 48(8): 1751 – 1758.
- [27] SONG G, ZHAO J, ZHOU X, et al. Tracking control of a piezoceramic actuator with hysteresis compensation using inverse Preisach model [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2005, 10(2): 198 – 209.
- [28] JIANG H, JI H, QIU J, et al. A modified prandtl-ishlinskii model for modeling asymmetric hysteresis of piezoelectric actuators [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 2010, 57(5): 1200 – 1210.
- [29] RAKOTONDRABE M. Bouc-Wen modeling and inverse multiplicative structure to compensate hysteresis nonlinearity in piezoelectric actuators [J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2011, 8(2): 428 – 431.
- [30] HU H, BEN MRAD R. On the classical Preisach model for hysteresis in piezoceramic actuators [J]. *Mechatronics*, 2002, 13(2): 85 – 94.
- [31] LENG T, LIU B, LU C, et al. Robust stabilizer design for highprecision tracking of a linear gantry [C] //Proceedings of the 6th IFAC Symposium on Mechatronic Systems. Hangzhou: IFAC, 2013: 362 – 367.
- [32] CAO Y Y, LIN Z. Stability analysis of discrete-time systems with actuator saturation by a saturation-dependent Lyapunov function [J]. *Automatica*, 2003, 39(7): 1235 – 1241.
- [33] HU T, TEEL A R, ZACCARIAN L. Anti-windup synthesis for linear control systems with input saturation: Achieving regional, nonlinear performance [J]. *Automatica*, 2008, 44(2): 512 – 519.
- [34] TURNER M C, POSTLETHWAITE I. A new perspective on static and low order anti-windup synthesis [J]. *International Journal of Control*, 2004, 77(1): 27 – 44.
- [35] ZHENG A, KOTHARE M V, MORARI M. Anti-windup design for internal model control [J]. *International Journal of Control*, 1994, 60(5): 1015 – 1024.

- [36] WEI X, GUO L. Composite disturbance-observer-based control and H_∞ control for complex continuous models [J]. *International Jour*nal of Robust and Nonlinear Control, 2010, 20(1): 106 – 118.
- [37] LENG T, YAN P, GUO L. Modeling and control of a Piezoelectric-actuated Nano-positioner: An hierarchical composite anti-disturbance control approach [C] //Proceedings of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation. Shenyang: IEEE, 2014: 2836 – 2842.
- [38] LENG T, LIU P, YAN P, et al. Modeling and active disturbance rejection control for a Piezoelectric-actuator driven Nanopositioner [C] //Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference. Nanjing: IEEE, 2014: 5910 – 5915.
- [39] ZHANG Z, SUN Z. A novel internal model-based tracking control for a class of linear time-varying systems [J]. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 2010, 132(1): 011004.1 – 011004.10.
- [40] ZHANG Z, YAN P, LU C, et al. A time-varying internal model-based tracking control for a voice coil motor servo gantry [C] //Proceedings of American Control Conference. Washington, DC: IEEE, 2013: 2878 – 2883.
- [41] SHAMMA J S, ATHANS M. Analysis of gain scheduled control for nonlinear plants [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1990, 35(8): 898 – 907.
- [42] CHEN C L, CHIU G T C. Spatially periodic disturbance rejection with spatially sampled robust repetitive control [J]. ASME Transactions on Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 2008, 130(2): 0210021 – 02100211.
- [43] ZHANG Z, YAN P, JIANG H, et al. A discrete time-varying internal model-based approach for high precision tracking of a multi-axis servo gantry [J]. *ISA Transactions*, 2014, DOI 10.1016/ j.isatra.2014.04.006.
- [44] LEE D J, LEE K N, PARK N C, et al. Development of 3-axis nano stage for precision positioning in lithography system [C] //Proceed-

ings of the IEEE International Conference on Mechatronics & Automation. Niagara Falls: IEEE, 2005, 3: 1598 – 1603.

- [45] SCHITTER G, ASTROM K J, DEMARTINI B E, et al. Design and modeling of a high-speed AFM-scanner [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(5): 906 – 915.
- [46] VIEU C, CARCENAC F, PEPIN A, et al. Electron beam lithography: resolution limits and applications [J]. *Applied Surface Science*, 2000, 164(1): 111 – 117.
- [47] EASTMAN J A, THOMPSON L J, MARSHALL D J. Synthesis of nanophase materials by electron beam evaporation [J]. *Nanostructured Materials*, 1993, 2(4): 377 – 382.
- [48] KIENER D, MOTZ C, RESTER M, et al. FIB damage of Cu and possible consequences for miniaturized mechanical tests [J]. *Materials Science and Engineering: A*, 2007, 459(1): 262 – 272.

作者简介:

闫 鹏 (1975--), 男, 教授, 博士生导师, 中组部"青年千人计划" 入选者, 目前主要研究方向为超精密机电一体化系统的设计、分析和伺 服控制技术, E-mail: pengyan2007@gmail.com;

张 震 (1976–), 男, 副教授, 主要研究方向为动态系统建模和控制及其在机电系统和制造过程中的应用, 以及时变系统的目标跟踪和扰动去除问题等, E-mail: zzhang@tsinghua.edu.cn;

郭 雷 (1966--), 男, 教授, 博士生导师, 教育部长江学者, 杰出青 年科学基金获得者, 主要研究方向为随机与不确定系统控制、导航与控 制一体化技术以及抗干扰控制理论及其在航空航天领域中的应用等, E-mail: lguo@buaa.edu.cn;

刘鹏博 (1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为超精密伺服系统的 设计与控制技术, E-mail: pengbosdu@163.com.