

文章编号 1004-924X(2023)15-2236-12

三轴电磁-压电混合驱动快速刀具伺服的 轨迹跟踪控制

朱志远¹, 朱紫辉¹, 周晓勤², 朱利民³, 朱志伟^{1*}

- (1. 南京理工大学 机械工程学院, 江苏 南京 210094;
2. 吉林大学 机械与航空航天工程学院, 吉林 长春 130025;
3. 上海交通大学 机械与动力工程学院, 上海 200240)

摘要:三轴快速刀具伺服(Fast Tool Servo, FTS)具有更高的刀具空间运动柔性,逐渐用于复杂光学曲面和微纳结构表面的切削加工。针对所研制电磁-压电混合驱动三轴FTS存在的轴间耦合、高频谐振和迟滞非线性等因素对轨迹跟踪性能的影响,研究综合补偿策略实现三轴空间轨迹的高性能跟踪控制。以陷波滤波器抑制系统高频谐振,前馈解耦补偿弱化平面轴间耦合;针对法应力电磁驱动和压电驱动的迟滞非线性,提出以线性动力学模型级联 Prandtl-Ishlinskii 模型描述各轴的动态迟滞特性,并构建无需直接求逆的迟滞前馈补偿模型,实现系统的迟滞非线性补偿。谐波扫频测试结果表明:所采用的陷波滤波器可以很好地消除高频谐振,前馈解耦补偿可将平面XY轴间的耦合幅值降低约14 dB。宽频域内迟滞建模结果表明:平面XY轴和Z轴的动态迟滞建模误差分别小于 $\pm 2.2\%$ 和 $\pm 1.8\%$ 。以PID为主控制器,对宽频谐波(10~100 Hz)的跟踪结果表明:采用综合补偿策略获得各轴的最大跟踪误差约为仅采用逆动力学前馈补偿的25%~50%,进一步对空间螺旋球面轨迹进行了跟踪测试,证明了所构建的综合补偿控制策略的有效性。

关键词:快速刀具伺服;轨迹跟踪控制;陷波滤波器;前馈解耦补偿;动态迟滞模型

中图分类号:TG71;TP273 **文献标识码:**A **doi:**10.37188/OPE.20233115.2236

Trajectory tracking control for tri-axial fast tool servo using hybrid electromagnetic-piezoelectric actuation

ZHU Zhiyuan¹, ZHU Zihui¹, ZHOU Xiaoqin², ZHU Limin³, ZHU Zhiwei^{1*}

- (1. School of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology,
Nanjing 210094, China;
2. School of Mechanical and Aerospace Engineering, Jilin University, Changchun 130025, China;
3. School of Mechanical and Power Engineering, Shanghai Jiao Tong University,
Shanghai 200240, China)

* Corresponding author, E-mail: zzw.zhu@njtu.edu.cn

Abstract: Recently, tri-axial fast tool servos, which offer higher cutting flexibility, are being applied to the machining of complex optical surfaces. However, the trajectory tracking performance is significantly affected by various factors, including cross-coupling, high-frequency resonance, and hysteresis nonlinearity.

收稿日期:2023-03-27;修订日期:2023-04-24.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 52275437, No. U2013211);江苏省自然科学基金资助项目(No. BK20211572)

To address these issues, a comprehensive compensation strategy was proposed to achieve high-performance tracking control of spatial trajectories. Specifically, a notch filter was introduced to suppress high-frequency resonance, and feedforward decoupling compensation was employed to weaken the XY planar cross-coupling. Furthermore, a Prandtl-Ishlinskii model was cascaded with a dynamic model to describe the dynamic hysteresis for each axis, and a hysteresis feedforward compensation model was constructed without solving the inversion of the hysteresis model. The sweep test results show that the adopted notch filter can eliminate the high-frequency resonance effectively. The feedforward decoupling compensation further reduces the XY planar cross-coupling by approximately 14 dB. The wideband hysteresis modeling results indicate that the dynamic hysteresis modeling errors of the XY plane actuation and Z -axial actuation are less than $\pm 2.2\%$ and $\pm 1.8\%$, respectively. With proportional-integral-derivative control used for the main controller, the wideband tracking (10-100 Hz) shows that the maximum tracking error for each axis using the comprehensive compensation strategy is only 25% to 50% that when only inverse dynamic feedforward compensation is used. Furthermore, the tracking results for the spatial trajectory demonstrate the effectiveness of the proposed comprehensive compensation control strategy.

Key words: fast tool servo; trajectory tracking control; notch filter; feed-forward decoupling compensation; dynamic hysteresis model

1 引 言

基于快速刀具伺服(Fast Tool Servo, FTS)的单点金刚石车削方法被广泛用于复杂光学曲面的超精密加工^[1-3]。当前,FTS 主要采用压电^[2,4]、洛伦兹力^[5]和电磁法应力^[3,6]等进行驱动。其中,电磁法应力驱动由于具有较大行程和较高力密度等优点,近年来应用于数十至数百微米的中等行程 FTS 的驱动源^[6]。

为实现法应力电磁驱动 FTS 刀具运动轨迹的超精密跟踪,CHEN 等^[3]基于理想 Bode 图频率整形,设计了分数阶控制系统。LU 等^[7]针对所研制的超快 FTS,在主控制器基础上迭加了自适应前馈抵消控制器,以实现拟周期性轨迹的超高精度跟踪。为抑制外部切削力的扰动,WU 等^[8]和房丰洲等^[9]设计了自抗扰控制器(ADRC)用于电磁法应力驱动 FTS 的轨迹跟踪,通过扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)对系统未建模特性、非线性和未知扰动进行观测并补偿。夏薇等^[10]采用扰动观测器(Disturbance Observer, DOB)对系统未建模和非线性部分进行观测补偿。然而,ESO 和 DOB 有限的观测估计能力限制了轨迹跟踪性能的进一步提升。为补偿电磁驱动磁滞损耗引起的迟滞非线性,ZHANG 等^[11]构建了基于 Duhem 模型的系统迟

滞模型,并对法应力电磁驱动纳米定位平台进行了前馈补偿以提高系统的控制精度。

相较于单轴 FTS,三轴 FTS 可同步驱动金刚石刀具沿 XYZ 三轴进行超精密运动,更高的运动自由度赋予了三轴 FTS 更高的加工柔性,可实现复杂曲面的自适应加工需求^[13-14]。当前三轴 FTS 仍以压电并联驱动为主,CHEN 等^[2]和 ZHU 等^[12]采用三轴压电正交布置,分别设计获得了理论上运动解耦的三轴 FTS,并将各轴视为相互独立的单输入单输出(Single-input-single-output, SISO)系统,采用 PID 控制器实现三轴轨迹跟踪控制。LI 等^[13]将三轴 FTS 视为 SISO 系统,采用 Prandtl-Ishlinskii 逆模型三轴压电进行开环补偿,并利用 PID 控制器对 Z 轴运动进行闭环控制。作者团队在前期研发了混合法应力电磁驱动和压电驱动的串并混联三轴 FTS,其中法应力电磁驱动构成平面 XY 并联运动,而压电驱动串联搭载于平面运动上实现 Z 轴运动^[14]。基于该构型原理,作者团队进一步优化结构参数制作了第二代样机,尽管三轴间具有理论解耦性,但加工装配等原因会引起轴间耦合,同时动力学耦合带来的高阶谐振等因素不可避免地会降低各轴的控制精度。

针对所研制的三轴电磁-压电混合驱动、串并混合构型 FTS 的高精度轨迹跟踪控制问题,

本文以陷波滤波器消除系统的高阶谐振来改善系统动力学性能,基于轴间耦合模型构建前馈解耦补偿,将三轴驱动转化为弱耦合 SISO 系统。最终,以 PID 为主控制器,并结合基于动态迟滞模型的前馈补偿实现三轴 FTS 对复杂空间轨迹的高精度跟踪。

2 三轴电磁-压电混合驱动 FTS

2.1 三轴 FTS 驱动系统

三轴电磁-压电混合驱动 FTS 的结构剖视示意如图 1(a) 所示,主要包括二维 XY 平面并联法应力电磁驱动模块和串联搭载在平面驱动上的 Z 向压电驱动模块。平面驱动由四组完全对称的法应力单向驱动单元构成,其基本结构和驱动原理如图 1(b) 所示。其中,永磁铁在动子两侧的气隙内产生反向、恒定的偏置磁场,励磁线圈则在

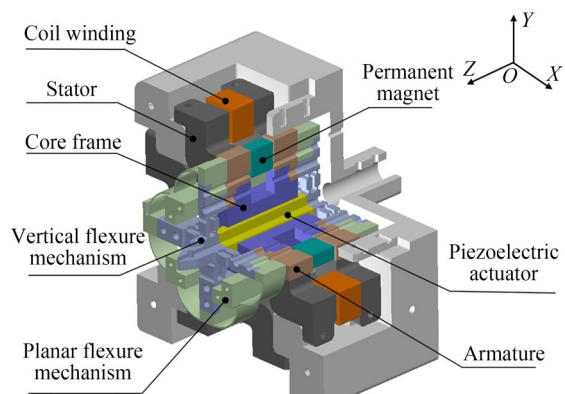
气隙内产生同向、可调的驱动磁场,偏置磁场和驱动磁场的叠加使得动子两侧产生大小不等的磁吸力,从而实现对动子的驱动。偏置磁场的引入使得驱动单元从理论上获得了线性相关于励磁电流和动子位置的驱动力。如图 1(a) 所示,通过对四组驱动单元进行正交对称布置,并采用类双平行柔性导向机构,实现了平面 XY 并联驱动的理论解耦。

这里基于直圆柔性铰链设计了交叉对称双平行柔性铰链机构,用于压电叠堆的 Z 向运动导向,并将该 Z 向驱动模块整体串联搭载在平面电磁驱动模块上,从而构建了三轴串并混联、电磁-压电混合驱动 FTS。为弱化 Z 向压电驱动惯性力对平面运动的扰动,压电驱动采用相对 XY 平面对称的双向驱动方法。所设计的三轴 FTS 详细的结构描述和工作原理可参见文献[14],合理选择结构参数,FTS 的 XY 轴向行程约为 $50\ \mu\text{m}$, Z 轴行程约为 $15\ \mu\text{m}$ 。

2.2 FTS 动力学测试

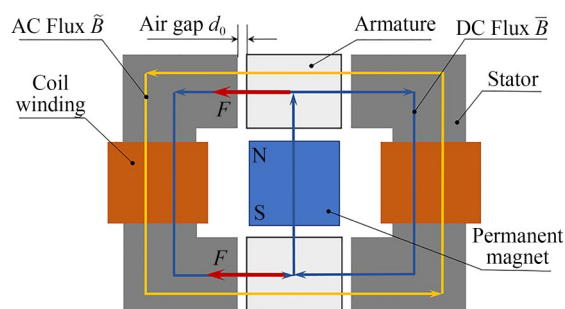
为测试系统动力学特性并辨识系统动力学模型,所搭建的测试系统照片如图 2 所示,相应仪器的型号与主要技术指标如表 1 所示。为测试三轴运动,采用三组 Microsense 公司生产的超精密电容位移传感器正交布置,并尽可能靠近刀尖位置以获得刀具实际运动,电容传感器的带宽和量程分别为 $20\ \text{kHz}$ 和 $500\ \mu\text{m}$ 。采用 PCIe-6363 型高性能数据采集卡在所配置的 Desktop Real-time 实时控制模式下,对测得的位移信号进行采集,并实时计算控制量输出信号以实现 FTS 运动的控制,在测试过程中设置的采样频率为 $20\ \text{kHz}$ 。采集卡实时输出的平面 XY 运动控制量经过两个 SMA5005-1 型线性伺服功率放大器放大后驱动励磁线圈,而 Z 向运动控制量则经过 E-617.001 型功率放大器驱动压电叠堆。

为了测试三轴 FTS 的动力学特性,对每个运动轴分别进行扫频激励。平面 XY 轴扫频电压幅值设为 $0.25\ \text{V}$,频率从 $0.1\ \text{Hz}$ 线性变化至 $1.5\ \text{kHz}$; Z 轴的扫频电压幅值和偏置电压均设为 $1\ \text{V}$,频率从 $0.1\ \text{Hz}$ 线性变化至 $6\ \text{kHz}$ 。对输入命令信号和输出位移信号进行快速傅里叶变换,并通过比较输入输出的幅值比和相位差,获得三轴的频率响应函数,如图 3 所示。由图 3 可知, X 轴



(a) 三轴 FTS 机构示意图

(a) Three-dimensional structure of the tri-axial FTS



(b) 法应力电磁驱动原理

(b) Working principle of the normal-stressed electromagnetic actuator

图 1 三轴 FTS 结构与原理

Fig. 1 Schematic and principle of tri-axial FTS

表 1 FTS 动力学测试实验仪器及其性能指标

Tab. 1 Instrumentations and their performance for dynamics testing of FTS

名 称	型 号	主要技术指标
电容位移传感器	5503 探头、5810 电荷放大器	量程 500 μm,带宽 20 kHz
电磁功率放大器	SMA5005-1	增益 0.8 A/V
压电功率放大器	E-617.001	增益 10,带宽 2 kHz
数据采集卡	PCIe-6363	16 bit AD\DA

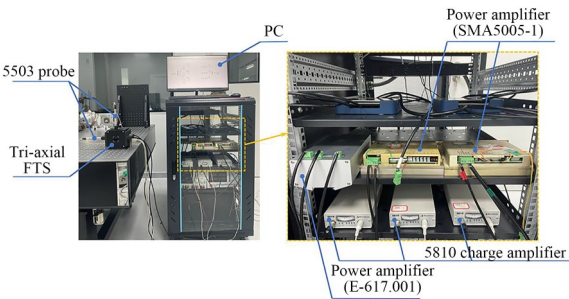


图 2 FTS 动力学测试系统实物图

Fig. 2 Photograph of experiment setup for FTS dynamic testing

运动存在两个频率为 490 Hz 和 690 Hz 的谐振峰;Y 轴运动只有 1 个谐振峰,所对应的谐振频率

为 564 Hz;Z 轴运动有 3 个谐振峰,对应的谐振频率分别为 1 331,1 501,2 872 Hz。

从耦合频率响应函数可知:X 轴对 Y 和 Z 轴的动态耦合 P_{xy} , P_{xz} 的幅值分别比主运动响应 P_{xx} 小 18 dB 和 37 dB;Y 轴对 X 和 Z 轴的动态耦合 P_{yx} , P_{yz} 的幅值分别比主运动响应 P_{yy} 小 20 dB 和 31 dB;Z 轴对平面 XY 轴的动态耦合 P_{zx} , P_{zy} 的幅值分别比主运动响应 P_{zz} 小 35 dB 和 32 dB。由此可知,尽管三轴 FTS 具有理论运动解耦性,但是加工、装配误差等仍会引入轴间耦合运动。其中,XY 平面并联运动间的轴间耦合较大,而串联于 XY 平面运动上的 Z 轴运动对平面耦合较小,对 FTS 整体的运动精度影响较小。

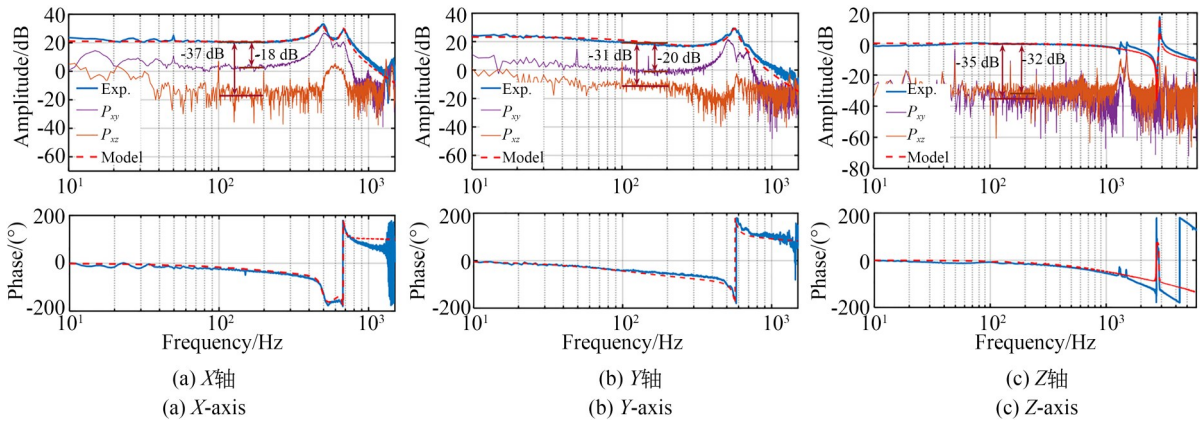


图 3 三轴 FTS 的开环频率响应函数

Fig. 3 Open-loop frequency response functions of tri-axial FTS

考虑各轴的谐振特征,辨识获得的各轴名义 传递函数分别为:

$$P_{xxm}(s)=\frac{2.8\times10^{11}(s^2+1023s+1.393\times10^7)}{(s+2000)(s^2+363.3s+9.479\times10^6)(s^2+299.5s+1.831\times10^7)},\tag{1}$$

$$P_{yym}(s)=\frac{1.295\times10^{11}}{(s+700)(s^2+347.9s+1.26\times10^7)},\tag{2}$$

$$P_{zzm}(s)=\frac{9200(s^2+145.7s+2.869\times10^8)}{(s+8000)(s^2+125.7s+3.222\times10^8)}.\tag{3}$$

由名义模型生成的频率响应函数也会制在图 3 中,与实验测试结果具有很好的吻合度,这表明所辨识的系统模型能够较为准确地描述三轴 FTS 的动力学特性,可以用于设计控制系统。

3 高性能轨迹跟踪控制系统设计

由动力学测试结果可知,三轴 FTS 的 XZ 轴存在高频谐振,这会降低系统运动的稳定性,而 XY 轴间还存在着较大的运动耦合,这会降低平面运动精度。针对该问题,这里采用陷波滤波器对 X 轴和 Z 轴的高频谐振进行动力学补偿,并以前馈解耦补偿降低 XY 平面的运动轴间耦合,从而综合改善系统的动力学特性。

另一方面,电磁驱动固有的磁滞损耗和压电内摩擦导致的能量耗散等不可避免地会在三轴运动中引入迟滞非线性,从而恶化运动精度。针对该系统非线性,本文以动力学补偿后的线性模型级联静态 Prandtl-Ishlinskii 迟滞模型构建各轴动态非线性模型,并基于相邻时间步各参量近似相等的假设,构建无需直接求逆的迟滞前馈补偿模型,从而改善被控系统的运动特性。以经典的 PID 为主控制器,所构建的三轴 FTS 控制系统框图如图 4 所示,其中 $H_i^{-1}(i=x, y, z)$ 为动态迟滞逆模型, $N_{xy}(s)$, $N_{yz}(s)$ 为设计的解耦器, $R_k(t)(k=x, y, z)$ 为系统的输入, $j(t)(j=x, y, z)$ 为系统的输出。

3.1 陷波滤波器设计

由图 3 可以看出, X 轴在 690 Hz 处存在二阶谐振峰, Z 轴在 1 331, 1 501 和 2 872 Hz 处存在谐振峰,这类谐振峰会使系统在轨迹跟踪时出现抖动现象,从而影响跟踪精度。本文采用陷波滤波器以消除谐振峰影响,并尽可能地减少相位延迟。对于 $i=x, z$ 方向,陷波滤波器可表示为^[15]:

$$G_{\text{inf}}(s) = g_i \prod_{j=1}^k \left(\frac{s^2 + 2\xi_{i,n,k}\omega_{i,n,k} + \omega_{i,n,k}^2}{s^2 + 2\xi_{i,d,k}\omega_{i,d,k} + \omega_{i,d,k}^2} \right), \quad (4)$$

式中:对于 X 轴, $k=1$; 对于 Z 轴, $k=3$, $\omega_{i,n,k}$ 和

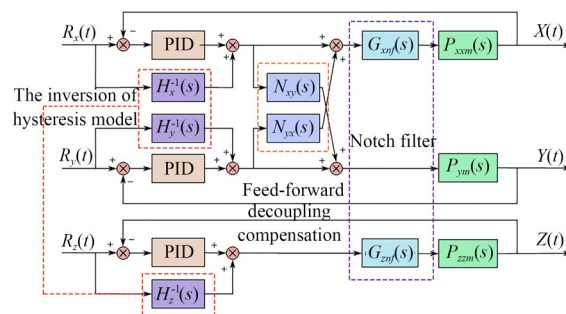


图 4 三轴 FTS 轨迹跟踪控制系统框图

Fig. 4 Block diagram of trajectory tracking control system for triaxial FTS

$\omega_{i,d,k}$ 为滤波器的中心频率, $\xi_{i,n,k}$ 和 $\xi_{i,d,k}$ 为等效阻尼比, g_i 为滤波器的增益,一般取 $g_i = \prod_{j=1}^k [(\omega_{i,d,k}/\omega_{i,n,k})^2]$ 。针对被控系统,滤波器的中心频率根据 XZ 轴频率响应函数中的谐振频率获得,而阻尼比则通过试错法获得,最终所设计的陷波滤波器参数如表 2 所示。

表 2 陷波滤波器参数

Tab. 2 Parameters of notch filters

参数	数值/(rad·s ⁻¹)	参数	数值	参数	数值
$\omega_{x,n,1}$	$2\pi \times 681$	$\xi_{x,n,1}$	0.035 00	g_x	0.760 81
$\omega_{x,d,1}$	$2\pi \times 594$	$\xi_{x,d,1}$	0.137 00		
$\omega_{z,n,1}$	$2\pi \times 1\,331$	$\xi_{z,n,1}$	0.018 70	g_z	0.834 96
$\omega_{z,n,2}$	$2\pi \times 1\,501$	$\xi_{z,n,2}$	0.006 90		
$\omega_{z,n,3}$	$2\pi \times 2\,871$	$\xi_{z,n,3}$	0.023 40		
$\omega_{z,d,1}$	$2\pi \times 1\,299$	$\xi_{z,d,1}$	0.016 70		
$\omega_{z,d,2}$	$2\pi \times 1\,485$	$\xi_{z,d,2}$	0.006 88		
$\omega_{z,d,3}$	$2\pi \times 2\,717$	$\xi_{z,d,3}$	0.001 96		

针对陷波修正后的系统,重新扫频测试获得的 X 轴和 Z 轴的频率响应函数分别如图 5(a) 和 5(b) 所示。陷波补偿后系统的高频谐振得到明显抑制,由于高频谐振引起的相位突变也得到了很好的补偿。采用三阶模型对陷波后的 X 轴和 Z 轴进行系统辨识,所获得的名义模型为:

$$P_{xm}(s) = \frac{2.1302 \times 10^{11}}{(s + 2000)(s^2 + 363.3s + 9.479 \times 10^6)}, \quad (5)$$

$$P_{zm}(s) = \frac{1.25 \times 10^{13}}{(s + 1.25 \times 10^4)(s^2 + 3.248 \times 10^4s + 8.721 \times 10^8)}. \quad (6)$$

图 5 给出了所辨识名义模型频率响应函数,

能够很好地吻合实验测试结果,表明经过动力

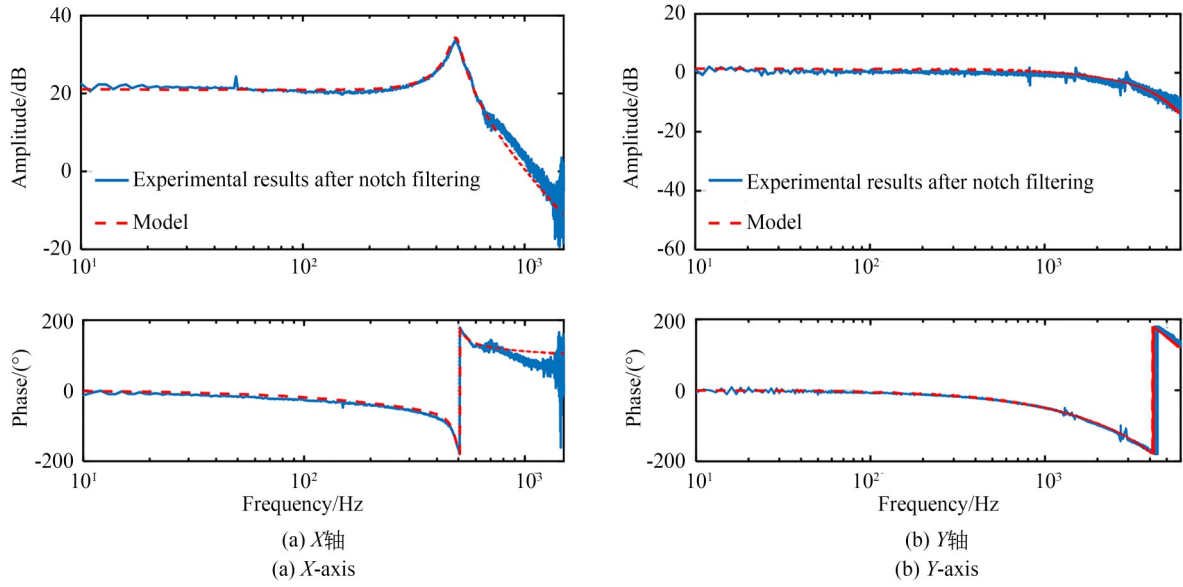


图 5 系统陷波后的开环频率响应函数

Fig. 5 Open-loop frequency response function of triaxial FTS after notch filtering

学改善后 FTS 各轴可近似描述为典型三阶系统。

3.2 前馈解耦补偿

前馈解耦补偿的基本原理是让某一轴向的输入对其他轴向输出的传递函数为零,从而实现轴间运动的解耦^[16]。由 2.2 节三轴 FTS 动力学分析可知,平面 XY 向电磁驱动轴间耦合远大于 Z 向压电驱动引起的耦合。为简化控制系统,仅对平面强耦合运动进行解耦补偿,其前馈解耦补偿原理如图 6 所示,其中, $u_{d,i}(s)$ ($i=x, y$) 为解耦系统输入, $j(s)$ ($j=x, y$) 为解耦系统输出。

由图 6 可知,要实现平面运动的解耦,需要 $u_{d,x}(s)$ 对 $y(s)$ 的传递函数和 $u_{d,y}(s)$ 对 $x(s)$ 的传递函数均为零,即:

$$\begin{cases} N_{xy}(s)P_{ym}(s) + P_{xym}(s) = 0 \\ N_{yx}(s)P_{xm}(s) + P_{yxm}(s) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$P_{xym}(s) = \frac{2.8 \times 10^{17}}{s^5 + 2945s^4 + 2.38 \times 10^7 s^3 + 5.41 \times 10^{10} s^2 + 1.37 \times 10^{14} s + 2.34 \times 10^{17}}, \quad (9)$$

$$P_{yxm}(s) = \frac{2 \times 10^{17} s^2 + 1.06 \times 10^{20} s + 2.66 \times 10^{24}}{s^7 + 1772s^6 + 4.19 \times 10^7 s^5 + 6.00 \times 10^{10} s^4 + 5.63 \times 10^{14} s^3 + 6.13 \times 10^{17} s^2 + 2.428 \times 10^{21} s + 1.827 \times 10^{24}} \quad (10)$$

由所辨识模型 $P_{xym}(s)$ 和 $P_{yxm}(s)$ 获得的频率响应特性如图 7 所示, 均能很好地吻合实际测试

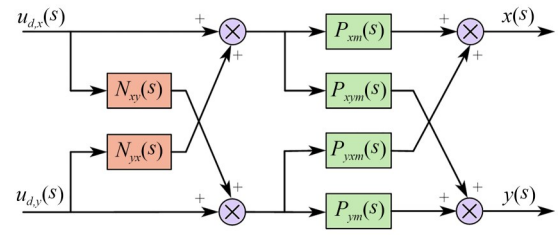


图 6 平面运动前馈解耦补偿原理

Fig. 6 Principle for in-plane feed-forward decoupling

求解可得:

$$N_{xy}(s) = -\frac{P_{xym}(s)}{P_{ym}(s)}, \quad N_{yx}(s) = -\frac{P_{yxm}(s)}{P_{xm}(s)}. \quad (8)$$

为获得 $P_{xym}(s)$ 和 $P_{yxm}(s)$, 对经陷波滤波补偿后的平面 XY 两轴进行扫频测试, 所获得的轴间耦合频率响应函数如图 7 所示。考虑幅频响应特征, 分别采用五阶和七阶传递函数进行耦合传递函数拟合, 所辨识获得的两轴耦合传递函数 $P_{xym}(s)$ 和 $P_{yxm}(s)$ 为:

结果。值得指出的是, 根据辨识结果由式(8)求解获得的解耦补偿控制器阶数较高, 这会增加求

解的复杂度并降低求解的稳定性。为了简化计算,在此采用静态增益代替解耦补偿控制器传递函数,以实现平面 XY 轴间的耦合补偿,即:

$$N_{xy}(s) = -\frac{P_{xym}(s)|_{s=0}}{P_{ym}(s)|_{s=0}}, \quad (11)$$

$$N_{yx}(s) = -\frac{P_{yxm}(s)|_{s=0}}{P_{xm}(s)|_{s=0}}. \quad (12)$$

对经过解耦补偿后的系统进行扫频测试,重新获得 X 轴和 Y 轴的轴间耦合频率响应函数,如图 7 所示。与补偿前相比,轴间耦合分别降低了约 14 dB 和 15 dB,证明了所构建的前馈解耦补偿方法的有效性。与主运动相比,补偿后 X 轴对 Y 轴的耦合约为 -32 dB, Y 轴对 X 轴的耦合约为 -35 dB,从而将三轴运动视为相互独立的三个单输入单输出系统。

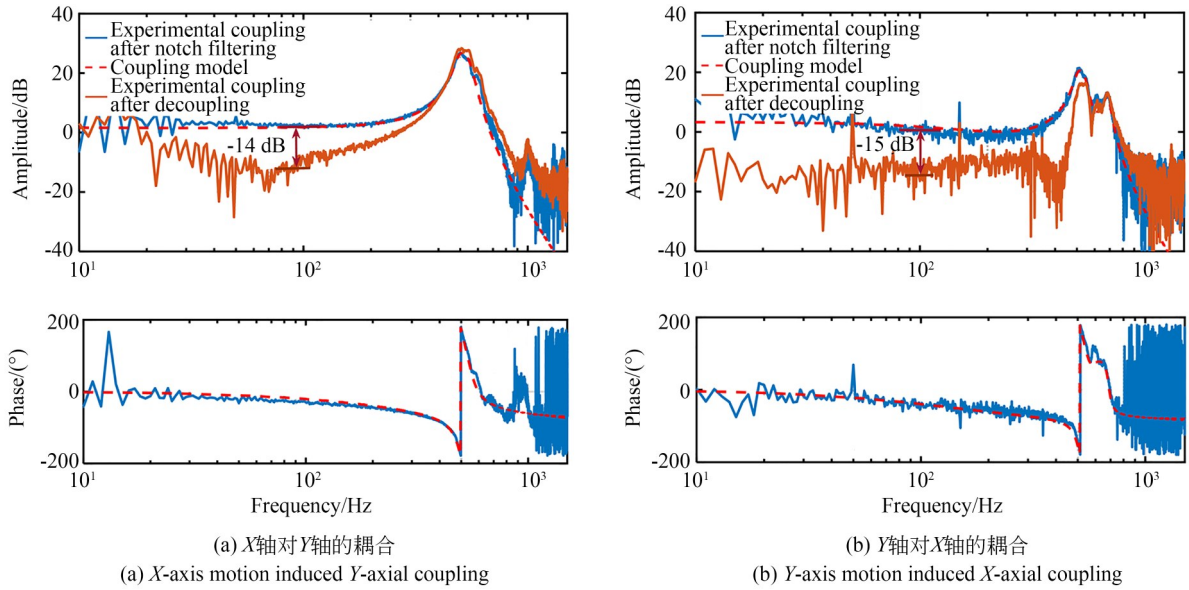


图 7 陷波补偿后平面耦合频域响应函数

Fig. 7 Frequency response functions of in-plane couplings after notch filtering

3.3 动态迟滞补偿

为补偿法应力电磁驱动和压电驱动存在的动态迟滞非线性,这里提出采用陷波补偿和解耦补偿后的线性动力学模型级联 PI 迟滞模型以描述系统的迟滞非线性,并构建等效补偿策略以提高三轴控制精度。

3.3.1 动态迟滞模型构建

基于线性迟滞算子的 PI 模型可表示为^[17]:

$$\begin{cases} h_k(u_k) = \sum_{i=1}^N \mu_{i,k} p_{ri,k}(u_k), & k=x, y, z \\ p_{ri,k}(u_k) = \max\{u_k - r_{i,k}, \min(u_k + l_{i,k}, u_k(t - T_s))\} \end{cases}, \quad (13)$$

式中: $h_k(u_k)$ 为 PI 模型的输出位移, u_k 为输入电压, $p_{ri,k}(u_k)$ 和 $\mu_{i,k}$ 分别为第 i 个迟滞算子及其对应的权重系数, T_s 为采样周期, $l_{i,k}$ 和 $r_{i,k}$ 分别为第 i 个迟滞算子的左右阈值。为了兼顾迟滞模型精

度和计算复杂度,取算子个数 $N=8$ 。

为了提高模型精度,算子的阈值需根据输入的变化而变化,为简化计算,阈值取为^[18]:

$$l_{i,k} = \frac{i-1}{2N} \|u_k\|_{\infty} - c_{m,k}, \quad (14)$$

$$r_{i,k} = \frac{i-1}{2N} \|u_k\|_{\infty} + c_{m,k}, \quad (15)$$

式中: $c_{m,k}$ 为非对称阈值修正系数, $\|u_k\|_{\infty}$ 为控制电压的最大值,对于平面 XY 轴, $\|u_x\|_{\infty} = \|u_y\|_{\infty} = 4$, 对于 Z 轴, $\|u_z\|_{\infty} = 10$ 。

对于 PI 模型与系统动力学模型级联构建的动态迟滞模型,其驱动电压 $u_k(t)$ 与输出位移 $z_k(t)$ 的关系为:

$$z_k(t) = h_k[u_k] * L^{-1}\{P_{km}(s)\}, \quad k=x, y, z, \quad (16)$$

式中: $*$ 表示卷积运算, $L^{-1}\{\cdot\}$ 表示 Laplace 逆运算。

3.3.2 PI 模型参数辨识

动态迟滞模型的辨识实际上就是求解迟滞算子权重 $\mu_{i,k}$ 和阈值修正系数 $c_{m,k}$, 可转换为以下函数最小化问题:

$$\min Obj = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M |z_k(t_j) - z_{k,d}(t_j)|, \quad k=x, y, z \quad (17)$$

式中 $z_{k,d}(t_j)$ 为与 u_k 对应的 FTS 实测位移。

选取频率成分为 1, 10, 20, 50 和 100 Hz 的谐波叠加信号作为三个轴的驱动电压, 各谐波分量的幅值随机选取, 用于辨识动态迟滞模型。选取典型遗传算法求解式 (15) 中最小化问题, 参数边界根据经验选择为 $[-2, 2]$, 优化后的参数结果如表 3 所示。同时, 所辨识模型的输出结果和实际测得的 XYZ 三向运动如图 8(a)、8(b) 和 8(c)

所示, 两者表现出较好的一致性。由图 8 可知, XY 两轴的模型误差小于 $\pm 0.6 \mu\text{m}$, 分别约为满幅行程的 $\pm 1.95\%$ 和 $\pm 2.05\%$, Z 轴的模型误差小于 $\pm 0.13 \mu\text{m}$, 约为满幅行程的 $\pm 1.73\%$, 由此表明所辨识的模型能够很好地描述三轴 FTS 的迟滞非线性特性。

为了验证所辨识模型的准确性, 采用另一组频率成分不同的谐波叠加信号作为各轴驱动, XYZ 三轴模型的预测结果和实际测试位移分别如图 9(a)、9(b) 和 9(c) 所示, X 轴和 Y 轴的模型误差小于 $\pm 0.8 \mu\text{m}$, 分别约为满幅行程的 $\pm 2.14\%$ 和 $\pm 2.17\%$, Z 轴的模型误差小于 $\pm 0.2 \mu\text{m}$, 约为满幅行程的 $\pm 1.7\%$, 进一步验证了所构建模型对不同驱动响应描述的准确性。

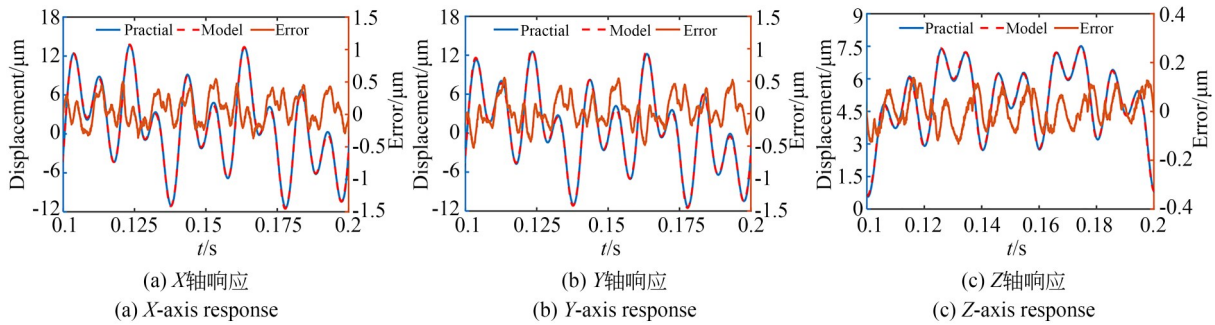


图 8 动态迟滞模型的辨识结果

Fig. 8 Identification results of dynamic hysteresis model

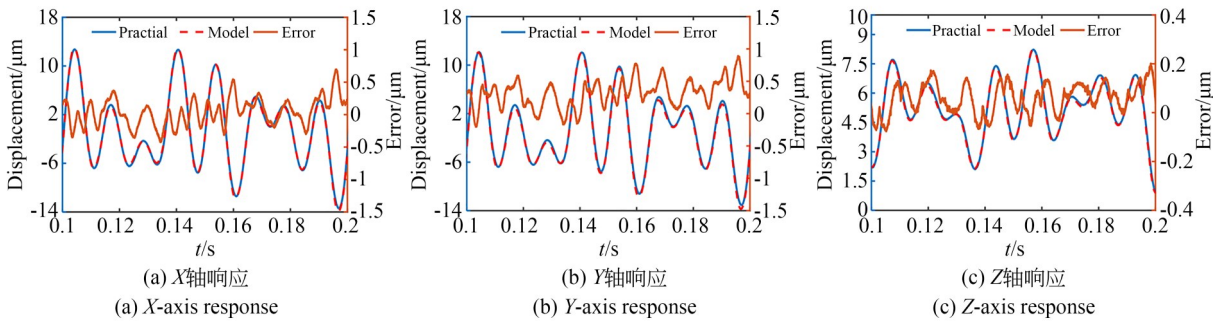


图 9 动态迟滞模型验证结果

Fig. 9 Verification results of dynamic hysteresis model

值得指出的是, Z 轴迟滞模型误差均小于平面电磁驱动的迟滞模型。这是由于与压电驱动相比, 平面电磁驱动还存在铁磁材料响应非线性和漏磁非线性等多种复杂非线性因素, 会影响建模精度。

3.3.3 迟滞前馈补偿

为避免求解非线性 PI 迟滞模型的逆, 在此采用文献 [19] 中的近似方法求解等效迟滞逆补偿模型, 如图 10 所示。假设对于任意 $k=x, y, z$ 方向的期望轨迹 $R_k(t)$, 在任意相邻两个采样时刻

表 3 XYZ 三轴的迟滞模型参数

Tab. 3 Parameters of hysteresis models for XYZ axes

X轴	Y轴	Z轴
$\mu_{1,x}=0.890$	$\mu_{1,y}=0.854$	$\mu_{1,z}=1.054$
$\mu_{2,x}=0.228$	$\mu_{2,y}=0.271$	$\mu_{2,z}=0.387$
$\mu_{3,x}=0.100$	$\mu_{3,y}=0.010$	$\mu_{3,z}=0.138$
$\mu_{4,x}=-0.041$	$\mu_{4,y}=0.021$	$\mu_{4,z}=0.224$
$\mu_{5,x}=0.170$	$\mu_{5,y}=0.085$	$\mu_{5,z}=-0.326$
$\mu_{6,x}=1.648$	$\mu_{6,y}=0.782$	$\mu_{6,z}=0.341$
$\mu_{7,x}=0.094$	$\mu_{7,y}=1.961$	$\mu_{7,z}=0.189$
$\mu_{8,x}=0.213$	$\mu_{8,y}=-0.390$	$\mu_{8,z}=0.012$
$c_{m,x}=-0.021$	$c_{m,y}=0.005$	$c_{m,z}=0.142$

表 4 XYZ 三轴 PID 控制器参数

Tab. 4 PID parameters for XYZ axes

方向	K_p	K_i	K_d	相位裕度/(°)	幅值裕度/dB
X轴	0	40.887	0	76.1	6.08
Y轴	0	70.851	0	42.0	12.2
Z轴	0	6 687.581	0	46.3	9.5

4 轨迹跟踪测试

4.1 基本跟踪性能测试

为验证轴间耦合补偿和迟滞非线性补偿的有效性,选取频率从 10 Hz 线性变化到 100 Hz 的谐波扫频信号作为期望轨迹。对于 XY 轴电磁驱动,期望轨迹的幅值为 12 μm ,而 Z 轴压电驱动的期望轨迹幅值和偏置均为 3.5 μm 。为进行验证比较,以 PID 迭加逆动力学前馈补偿达到的轨迹跟踪结果作为基准(PID+FF),分别以 PID 迭加动态迟滞补偿(PID+ H_i^{-1})和 PID 迭加动态迟滞补偿和解耦补偿(PID+ H_i^{-1} +FD)的控制结果与之进行比较,以验证补偿策略的有效性。

采用三种控制策略的 XYZ 三轴轨迹跟踪结果分别如图 11(a)、11(b)和 11(c)所示,而三轴跟踪误差(实际位移与期望轨迹之间的差值)如图 11(d)、11(e)和 11(f)所示。由图 11 可知,与单独的逆动力学前馈补偿相比,采用迟滞补偿后 XYZ 三轴的轨迹跟踪吻合度均有所提高,这也表现为该宽频范围内跟踪误差的降低。进一步迭加轴间耦合补偿后(PID+ H_i^{-1} +FD),平面 XY 轴的轨迹跟踪误差进一步降低。对于 Z 轴驱动,由于未进行耦合补偿,轨迹跟踪误差变化不明显,如图 11(f)所示。

进一步,采用相对最大跟踪误差 e_m 和均方根误差 e_{rms} 量化表征轨迹跟踪误差,分别定义为:

$$e_m = \frac{\max |y_d(t) - y_a(t)|}{\max(y_d(t)) - \min(y_d(t))} \times 100\%, \quad (20)$$

$$e_{rms} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (y_d(t) - y_a(t))^2 dt}}{\max(y_d(t)) - \min(y_d(t))} \times 100\%, \quad (21)$$

式中: $y_d(t)$ 为期望轨迹, $y_a(t)$ 为实测轨迹, T 为跟踪轨迹的周期。

误差统计结果如表 5 所示。由表 5 可知,X 轴在进行动态迟滞补偿和解耦补偿后,最大轨迹

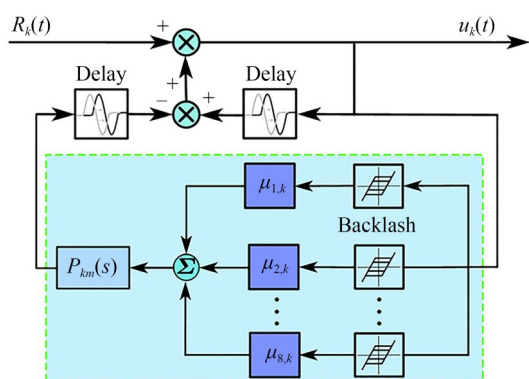


图 10 动态迟滞等效逆补偿模型

Fig. 10 Equivalent inversion-based hysteresis compensation

的迟滞模型输出和控制电压相等,即 $h_k(u_k(t)) = h_k(u_k(t - T_s))$, $u_k(t) = u_k(t - T_s)$ 。则式(16)可改写为^[19-20]:

$$u_k(t) \approx R_k(t) + u_k(t - T_s) - h_k[u_k(t - T_s)] * L^{-1}\{P_{km}(s)\}. \quad (18)$$

3.4 PID 控制

采用经典 PID 控制器作为 FTS 各轴运动的主控器,其传递函数可表示为:

$$C_{PID}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{s \cdot N}{s + N}, \quad (19)$$

式中: K_p, K_i, K_d 和 N 分别为 PID 控制器的比例系数、积分系数、微分系数以及滤波器系数。

基于各轴动力学和轴间耦合补偿后的名义模型 $P_{km}(s)$, $k=x, y, z$, 以开环控制系统相位裕度不小于 45° 为约束,以截止频率尽可能大为目标优化获得各轴的 PID 控制器参数,如表 4 所示。

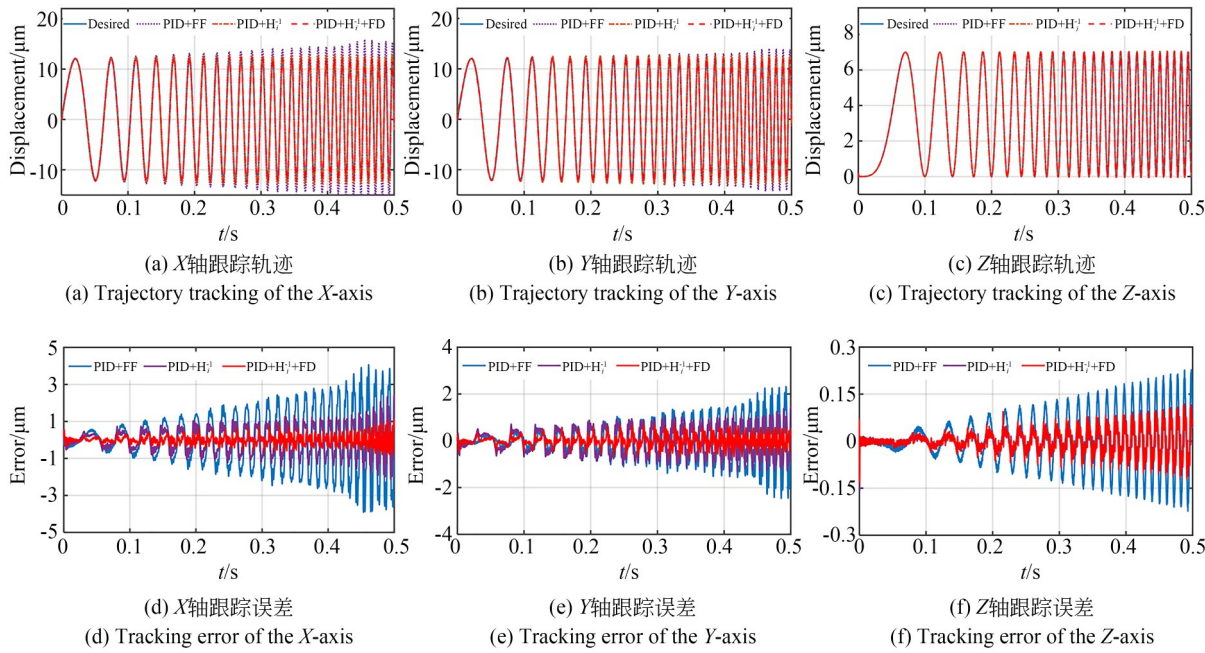


图 11 复杂轨迹跟踪测试

Fig. 11 Complex trajectory tracking results

跟踪误差 e_m 分别约为仅采用逆动力学补偿和仅采用迟滞补偿的 26.7% 和 45.1%; Y 轴在进行动态迟滞补偿和解耦补偿后, 最大轨迹跟踪误差 e_m 分别约为仅采用逆动力学补偿和仅采用迟滞补偿的 31.1% 和 53.2%; XY 采用解耦补偿对 Z 轴

轨迹跟踪的影响较小, 采用迟滞补偿后最大跟踪误差约为逆动力学补偿系统误差的 52.2%。对于均方根误差 e_{rms} , 各轴的轨迹跟踪误差变化规律与最大跟踪误差 e_m 近似一致, 验证了所采用综合补偿策略的有效性。

表 5 不同控制系统的跟踪误差

Tab. 5 Tracking errors of different control systems

控制系统	$e_m / \%$			$e_{rms} / \%$		
	X	Y	Z	X	Y	Z
PID+FF	16.90	10.25	3.24	6.49	3.27	1.18
PID+ H_i^{-1}	10.10	6.00	1.72	3.01	2.43	0.50
PID+ H_i^{-1} +FD	4.56	3.19	1.69	1.06	1.06	0.49

4.2 空间轨迹跟踪

为了进一步验证所设计系统的三轴联动控制性能, 对空间复杂螺旋球面轨迹进行了跟踪测试, 螺旋球面轨迹的各轴运动为:

$$\begin{cases} R_x(t) = 13 \sin(2\pi t) \cdot \cos(100\pi t) \\ R_y(t) = 13 \sin(2\pi t) \cdot \sin(100\pi t) \\ R_z(t) = -4\cos(2\pi t) + 4 \end{cases} \quad (22)$$

对该轨迹的空间跟踪结果和 XYZ 三轴跟踪误差分别如图 12(a) 和图 12(b) 所示, XYZ 三轴的最大跟踪误差分别约为 $\pm 0.63 \mu\text{m}$, $\pm 0.60 \mu\text{m}$

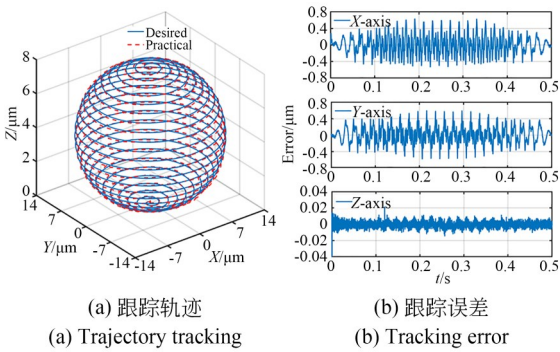


图 12 空间轨迹跟踪

Fig. 12 Spatial trajectory tracking

和 $\pm 0.012 \mu\text{m}$, 约为最大行程的 $\pm 2.45\%$, $\pm 2.30\%$ 和 $\pm 0.15\%$ 。结果表明, 所设计的三轴控制系统能够同步跟踪空间复杂轨迹。

5 结 论

本文针对三轴电磁-压电混合驱动 FTS 的高性能轨迹跟踪问题, 采用陷波滤波器抑制系统的高频谐振, 以基于耦合模型的前馈解耦补偿对 XY 平面并联运动间的强耦合进行补偿, 使得补偿后的平面 XY 轴间运动耦合比补偿前分别降低了约 14 dB 和 15 dB, 最终 X 轴和 Y 轴获得了比主运动分别小约 32 dB 和 35 dB 的低耦合量。针对动力学谐振抑制和解耦改善后的三轴被控系统,

采用动力学模型级联 Prandtl-Ishlinskii 模型对各轴动态迟滞进行描述, XY 平面法应力电磁驱动和 Z 轴压电驱动的建模误差分别小于 $\pm 2.20\%$ 和 $\pm 1.8\%$ 。

以 PID 控制为主控制器, 对性能改善后的各轴进行轨迹跟踪控制。基于动态迟滞逆模型构建了无需求逆的前馈补偿控制器, 对系统非线性进行补偿控制, 并对宽频谐波信号进行跟踪测试。对比实验结果表明, 采用综合补偿策略获得各轴的最大跟踪误差约为仅采用逆动力学前馈补偿的 25% 至 50%, 最后对空间复杂轨迹进行了跟踪测试, 获得的 XYZ 三轴跟踪误差分别约为最大行程的 $\pm 2.45\%$, $\pm 2.30\%$ 和 $\pm 0.15\%$, 验证了所设计的控制系统的有效性。

参考文献:

- [1] 吴庆玲. 光学自由曲面快速刀具伺服车削误差的补偿[J]. 光学精密工程, 2015, 23(9): 2620-2626.
- WU Q L. Error compensation of optical freeform surfaces in fast tool servo diamond turning[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(9): 2620-2626. (in Chinese)
- [2] CHEN Y L, LI Z W, CHEN F W, et al. Development of an optimized three-axis fast tool servo for ultraprecision cutting[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2022, 27(5): 3244-3254.
- [3] CHEN L, NIU Y H, YANG X, et al. A novel compliant nanopositioning stage driven by a normal-stressed electromagnetic actuator[J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2022, 19(4): 3039-3048.
- [4] 闫鹏, 李金银. 压电陶瓷驱动的长行程快刀伺服机构设计[J]. 光学精密工程, 2020, 28(2): 390-397.
- YAN P, LI J Y. Design of piezo-actuated long-stroke fast tool servo mechanism[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2020, 28(2): 390-397. (in Chinese)
- [5] TAO Y, LI Z, HU P, et al. High-accurate cutting forces estimation by machine learning with voice coil motor-driven fast tool servo for micro/nano cutting [J]. *Precision Engineering*, 2023, 79: 291-299.
- [6] HUANG W W, LI L, ZHU Z, et al. Modeling, design and control of normal-stressed electromagnetic actuated fast tool servos[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2022, 178: 109304.
- [7] LU X D, TRUMPER D L. Ultrafast tool servos for diamond turning [J]. *CIRP Annals*, 2005, 54(1): 383-388.
- [8] WU D, CHEN K. Frequency-domain analysis of nonlinear active disturbance rejection control via the describing function method [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(9): 3906-3914.
- [9] 房丰洲, 陈晓菲, 张效栋, 等. 基于自抗扰控制算法的麦克斯韦快刀伺服控制系统[J]. 纳米技术与精密工程, 2017, 15(5): 335-341.
- FANG F ZH, CHEN X F, ZHANG X D, et al. Development of fast tool servo control system based on maxwell normal force using ADRC algorithm [J]. *Nanotechnology and Precision Engineering*, 2017, 15(5): 335-341. (in Chinese)
- [10] 夏薇, 朱紫辉, 陈栋, 等. Maxwell 电磁力驱动快速刀具伺服系统轨迹跟踪控制[J]. 机械工程学报, 2022, 58(3): 259-265.
- XIA W, ZHU Z H, CHEN L, et al. Trajectory tracking control of a fast tool servo system driven by maxwell electromagnetic force [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, 58(3): 259-265. (in Chinese)
- [11] ZHANG X, LAI L, ZHANG L, et al. Hysteresis and magnetic flux leakage of long stroke micro/nanopositioning electromagnetic actuator based on Maxwell normal stress[J]. *Precision Engineering*, 2022, 75: 1-11.
- [12] ZHU Z W, TO S, ZHU W L, et al. Optimum de-

- sign of a piezo-actuated triaxial compliant mechanism for nanocutting[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(8): 6362-6371.
- [13] LI H, TANG H, LI J, *et al.* Design, fabrication, and testing of a 3-DOF piezo fast tool servo for microstructure machining[J]. *Precision Engineering*, 2021, 72: 756-768.
- [14] ZHU Z H, CHEN L, NIU Y H, *et al.* Triaxial fast tool servo using hybrid electromagnetic - piezo-electric actuation for diamond turning [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69 (2): 1728-1738.
- [15] YAMAGUCHI T, HIRATA M, PANG C K. *High-Speed Precision Motion Control* [M]. Boca Raton: CRC Press, 2011
- [16] 门延武, 张辉, 姜文雪, 等. CMP 多区压力定量解耦协同控制[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2015, 55(7): 750-755.
- MEN Y W, ZHANG H, JIANG W X, *et al.* Quantitative decoupling cooperative control of CMP multi-zone pressure[J]. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2015, 55 (7): 750-755. (in Chinese)
- [17] GU G Y, ZHU L M, SU C Y, *et al.* Modeling and control of piezo-actuated nanopositioning stages: a survey[J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2016, 13 (1) : 313-332.
- [18] 杨斌堂, 赵寅, 彭志科, 等. 基于 Prandtl-Ishlinskii 模型的超磁致伸缩驱动器实时磁滞补偿控制[J]. 光学精密工程, 2013, 21(1):124-130.
- YANG B T, ZHAO Y, PENG ZH K, *et al.* Real-time compensation control of hysteresis based on Prandtl-Ishlinskii operator for GMA[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(1):124-130. (in Chinese)
- [19] RAKOTONDRABE M. Classical Prandtl-Ishlinskii modeling and inverse multiplicative structure to compensate hysteresis in piezoactuators[C]. 2012 *American Control Conference (ACC)*. June 27-29, 2012. *Montreal, QC*. IEEE, 2012: 1646-1651.
- [20] 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.

作者简介:



朱志远(1997—),男,安徽合肥人,硕士研究生,2020年于安徽理工大学获得学士学位,主要从事智能微纳驱动控制的研究。E-mail: zy. zhu@njust.edu.cn

通讯作者:



朱志伟(1988—),男,江苏南通人,教授,博士生导师,2010年、2013年于吉林大学分别获得学士和硕士学位,2016年于香港理工大学获得博士学位,主要研究方向为先进光学制造与检测技术、微纳驱动与控制技术。E-mail: zw. zhu@njust.edu.cn