

压电式快速倾斜镜迟滞特性及实验研究

于志亮^{1*}, 姜晓明², 王岩¹, 曹开锐³, 李松^{1,4}

(1.哈尔滨工业大学 航天学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2.上海机电工程研究所, 上海 20000;

3.哈尔滨工业大学 可调谐激光(气体)技术国家级重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001

4.中国科学院沈阳自动化研究所, 辽宁 沈阳 110000;)

摘要 由于空间激光通信精瞄系统中压电式快速倾斜镜(FSM)存在着迟滞非线性特性, 不仅降低精瞄系统定位精度, 而且对信标光的捕获以及链路的稳定性造成影响, 针对这一问题, 提出一种基于PLAY迟滞算子改进Prandtl-Ishlinskii(P-I)数学模型及参数辨识方法, 利用该模型对迟滞特性进行前馈线性化逆补偿。为进一步提高系统跟踪精度, 在线性化的基础上, 设计了静态输出反馈控制器, 形成复合控制方法, 并设计了激光通信终端精瞄系统实验, 来验证该复合方法的有效性, 通过对系统输入不同频率等幅和减幅正弦控制信号进行测试, 实验结果表明, 改进P-I模型最大拟合误差在1%之内, 前馈模型逆补偿使压电陶瓷驱动的线性度误差由5%减小到1%以内, 复合控制方法系统跟踪误差降低了80%。

关键词 快速倾斜镜; 压电陶瓷执行器; 迟滞特性; 改进PI迟滞模型

中图分类号 TP394.1; TH691.9

文献标识码 A

An Experimental Study on Hysteresis Characteristics of Fast Steering Mirror Driven by Piezoelectric Actuator

Yu Zhiliang¹, Jiang Xiaoming², Wan Yan¹, Cao Kairui³, Li Song¹

(1.School of Aerospace, Harbin Institute of Technology, Heilongjiang, Harbin 150000, China; 2. Shanghai Electro-Mechanical Engineering Inst; 3. National Key Laboratory of Tunable Laser Technology, Heilongjiang, Harbin 150000, China; 4. Shenyang Institute of Automation Chinese Academy of Sciences)

Abstract In a precision pointing system for space optical communication, the hysteresis nonlinearity of the fast steering mirror (FSM) driven by the piezoelectric actuator (PZT) will not only reduce its pointing accuracy greatly, but also affect the acquisition of beacon and link stability. To address this issue, an improved Prandtl-Ishlinskii (PI) model based on the PLAY hysteresis operator and parameter identification method are presented, and on this basis, a feedforward linearization method for the FSM was proposed. In order to improve tracking precision of the FSM, the static output feedback controller of the compound control method is designed for the linearized model. The experiments are implemented in the

收稿日期: 年-月-日; **收到修改稿日期:** 年-月-日

基金项目: 国家科技重大专项 (No.2009ZX02207); 国家自然科学基金重点项目 (No.51537002); 国家青年自然科学基金(61503096)

作者简介: 于志亮 (1987-), 男, 博士研究生, 主要从事空间激光通信链路稳定性方面研究工作。Email: yuzl@hit.edu.cn

导师简介: 王岩(1972-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 教授, 博士生导师, 主要从事高精度先进运动控制方面研究工作。Email: yanw@hit.edu.cn

*通信联系人。E-mail: yuzl@hit.edu.cn

precision pointing principle prototype for space optical communication. The experiments are used to validate the effectiveness of the compound method, in which different frequency and amplitude sine signals are input. The performance of the compound method is verified by experiments using control signals with different frequencies, and constant and decreasing amplitudes respectively. The experimental results show that the inverse of this model with maximum error less than 1% is employed for feedforward compensation of the PZT hysteresis. The results shows that the feedforward inverse model compensation can reduce the linearity error of the PZT from 5% to less than 1%, which satisfy the demand for precision control of the FSM. Tracking errors of the system by using the compound method are reduced by 80%.

Key words Fast steering mirror; Piezoelectric actuator; Hysteresis characteristics; Improved PI hysteresis model

OCIS codes 140.3425; 230.3990

1 引言

卫星激光通信技术已成为各国航天领域研究的热门话题^[1-2]。激光通信过程大致可分为捕获、瞄准、跟踪(acquisition,pointing,tracking,APT)三个过程^[3],其中快速倾斜镜(Fast Steering Mirror,FSM)在整个 APT 系统中扮演着重要的角色。快速倾斜镜通过对入射光和出射光的路径进行精确控制和定位来实现系统通信。为满足高精度定位要求,快速倾斜镜的核心驱动装置采用压电陶瓷执行器(Piezoelectric actuators PEA),因其具有较大输出力,高刚度,响应速度快,定位精度高,体积小等优点^[4],是驱动快速倾斜镜的理想执行器。然而由于压电陶瓷执行器内部存在固有的迟滞特性使得输入与输出之间呈现多值映射等非线性问题,因此对快速倾斜镜的定位精度造成一定的影响这其中迟滞特性的影响最为严重。压电陶瓷执行器的迟滞非线性问题,采用传统的控制方法很难达到目的。

针对压电陶瓷执行器非线性的建模和控制方法是该领域研究的热点和难点。建模是指根据对压电陶瓷执行器的迟滞特性曲线进行数学建模,建立关于压电陶瓷执行器的控制电压和输出位移的对应关系。目前,迟滞数学模型主要分为两类,一类是物理模型,另一类是现象模型。物理模型主要根据最小自由能等基本原,从铁电和压电等效效应产生的电畴以及电偶极子角度出发,来阐述微观迟滞非线性成因,如 Domain Wall 模型^[5]、Homogenized Energy 模型^[6]、Jiles-Atherton 模型^[7]等等。

现象模型主要是根据系统输入与输出之间对应关系来描述迟滞现象,如 Preisach 模型^[8]、Prandtl-Ishlinskii 模型^[9]、Bouc-Wen 模型^[10]、Maxwell 模型^[11]、Duhem 模型^[12]等等。相比复杂的物理模型,现象模型建模相对容易也比较精确。Prandtl-Ishlinskii 模型相比其他模型具

有结构简单、参数少、误差不累积。因此实际工程中 Prandtl-Ishlinskii 模型应用较为广泛。

在迟滞补偿方面最为直接和有效的办法是基于迟滞模型补偿的开环控制,但是由于不存在反馈回路,定位精度完全取决于模型的精确性,因此,开环控制方法的定位精度较低。针对迟滞补偿的控制方法主要有比例-积分-微分(PID)控制方法^[13]、自适应反步法^[14]、内积控制法^[15]、鲁棒控制法^[16]等等。

本文针对压电陶瓷执行器的迟滞非线性问题进行了理论和实验的研究,由于传统的迟滞 Prandtl-Ishlinskii(P-I)模型是算子类模型无具体表达式,并且模型中存在大量积分,不利于工程计算(例如 DSP 计算),针对这一问题本文提出了一种改进的迟滞 P-I 模型,得到解析模型,大大减少了系统计算时间,计算复杂度相对较小,有利于提高系统带宽并适合于嵌入式处理器的求解运算,并在此基础上提出了前馈线性化方法。为提高系统跟踪精度设计了静态输出反馈控制器,与改进 P-I 模型结合形成压电陶瓷执行器复合控制方法,并通过实验验证了该复合方法的有效性。

2 迟滞建模及控制方法

2.1 改进 Prandtl-Ishlinskii 迟滞模型建模

压电执行器迟滞特性曲线如图 1 所示,造成这种现象主要是由于输入与输出之间呈现出多值映射性和记忆特性,记忆特性时指当输入的最大值或者最小值发生改变时,迟滞特性所记忆的极大值和极小值也发生改变。因此为解决迟滞非线性问题,本文采用了应用比较广泛的 Prandtl-Ishlinskii 模型进行建模分析。

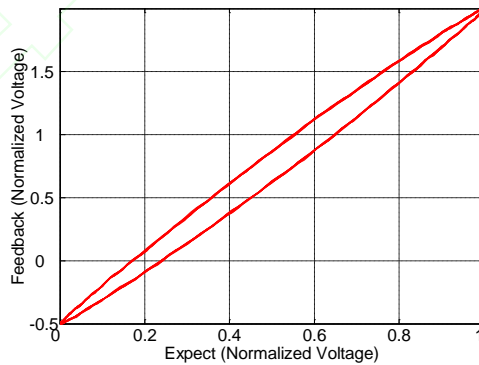


图1 迟滞曲线

Fig.1 Hysteresis curves

Prandtl-Ishlinskii 模型在描述迟滞输出特性时是通过 PLAY 算子进行加权积分得到,

PLAY 算子 $w(t)$ 与系统输入 $u(t)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} w(0) &= F_r[u](0) = f_r(u(0), 0) \\ w(t) &= F_r[u](t) = f_r(u(t), w(t_k)) \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $w(0)$ 为 PLAY 算子初值，函数 $f_r(u, w)$ 为：

$$f_r(u, w) = \max\{u - r, \min(u + r, w)\} \quad (2)$$

通过对 PLAY 算子 $F_r[u](t)$ 进行加权积分可以得到 P-I 模型输出为：

$$y(t) = \int_0^{+\infty} p(r)F_r[u](t)dr \quad (3)$$

其中 $p(r)$ 是积分密度函数，当满足 $p(r) \geq 0$ 时需满足： $\int_0^{+\infty} rp(r)dr < +\infty$ 。

基于传统PLAY算子提出一种改进算子， $f'_r(u, w) = \max\{\varphi(u) - r, \min(\psi(u) + r, w)\}$ ，其中函数 $\varphi(u)$ 和 $\psi(u)$ 决定了算子对称情况，若 $\varphi(u) = \psi(u)$ ，则改进算子可描述对称型迟滞曲线，且当 $\varphi(u) = \psi(u) = u$ 时，改进算子退化为传统PLAY算子。若 $\varphi(u) \neq \psi(u)$ ，则改进算子可描述非对称型迟滞曲线。

当算子处于单调不减状态时，输入 $w(t)$ 与输入 $u(t)$ 之间关系为：

$$w(t) = \begin{cases} \varphi(u) - r, & 0 \leq r < \frac{u - u_a}{2} \\ u_a + r, & \frac{u - u_a}{2} \leq r < \frac{u_b - u_a}{2} \\ w_a, & r \geq \frac{u_b - u_a}{2} \end{cases} \quad (4)$$

其中 u_a 和 u_b 分别为单调区间的左右端点值。 w_a 为输出不变值。

当算子处于单调不减状态时，输入 $w(t)$ 与输入 $u(t)$ 之间关系为：

$$w(t) = \begin{cases} \psi(u) + r, & 0 \leq r < \frac{u_b - u}{2} \\ u_b - r, & \frac{u_b - u}{2} \leq r < \frac{u_b - u_a}{2} \\ w_b, & r \geq \frac{u_b - u_a}{2} \end{cases} \quad (5)$$

其中阈值 $r \geq 0$ ， w_b 为输出不变值。迟滞模型的输出是通过对线性 PLAY 算子加权积分来描述，由于本论文实验系统迟滞曲线为对称型迟滞，因此有 $\varphi(u) = \psi(u) = u$ 。由式(3)、(4)、(5)可得：

$$\frac{\Delta y}{2} = \int_0^{\frac{\Delta u}{2}} p(r)(\frac{\Delta u}{2} - r)dr \quad (6)$$

其中 $\Delta y = y - y_a$ ， $\Delta u = u - u_a$ ， y_a 为输出初值。令：

$$\begin{cases} Y(x) = X(x) - X(0) - xX'(0) \\ \frac{\partial^2 X(r)}{\partial r^2} = p(r) \end{cases} \quad (7)$$

则有：

$$\frac{\Delta y}{2} = \int_0^{\frac{\Delta u}{2}} p(r) \left(\frac{\Delta u}{2} - r \right) dr = X \left(\frac{\Delta u}{2} \right) - X(0) - \frac{\Delta u}{2} X'(0) \quad (8)$$

进而可以得出

$$\frac{\Delta y}{2} = Y \left(\frac{\Delta u}{2} \right) \quad (9)$$

同理对于单调不增区间时:

$$\frac{\Delta y}{2} = -Y \left(-\frac{\Delta u}{2} \right) \quad (10)$$

综合(9)和(10)可得:

$$\left| \frac{\Delta y}{2} \right| = Y \left(\left| \frac{\Delta u}{2} \right| \right) \quad (11)$$

式中, 在单调不减区间时 u 为正, y 取正号, 在单调不增区间时则相反。公式(11)将 P-I 模型参数函数 $p(r)$ 转化为新的参数函数 $Y(x)$, 参数函数 $Y(x)$ 又是输入变化量与输出变化的单一映射函数, 将函数中复杂积分运算环节转化为直接求解拟合函数方法, 在实际使用中具有辨识方便、容易求解等优点。

2.2 基于多项式最小二乘参数辨识

模型参数辨识过程是离散情况下的最佳平方逼近问题, 在离散情况下有:

$$\|f - \varphi^*\|_2^2 \triangleq \sum_{i=0}^m \rho_i [f_i - \varphi(x_i)]^2 \quad (12)$$

其中连续函数 $f(x) \in C[a, b]$, 函数 $\varphi(x_i)$ 的定义为 $Span\{\varphi_0(x), \varphi_1(x), \dots, \varphi_n(x)\}$ 表示由函数 $\varphi(x_i)$ 张成的线性子空间。 ρ_i 为权值, 在本文中取 1。求解 $\varphi^*(x)$ 等价于求解式(12)多元函数的极小值问题。

$$F(a_0, a_1, \dots, a_n) = \sum_{i=0}^m \rho_i \left[\sum_{j=0}^n a_j \varphi_j(x) - f_i \right]^2 \quad (13)$$

对于最小二乘逼近, 一般选取 $\varphi_k(x_i) = x_i^k$, 对上式求导可得:

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=0}^m 1 & \sum_{i=0}^m x_i^1 & \dots & \sum_{i=0}^m x_i^n \\ \sum_{i=0}^m x_i^1 & \sum_{i=0}^m x_i^2 & \dots & \sum_{i=0}^m x_i^{n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=0}^m x_i^n & \sum_{i=0}^m x_i^{n+1} & \dots & \sum_{i=0}^m x_i^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^m y_i \\ \sum_{i=0}^m x_i y_i \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^m x_i^n y_i \end{bmatrix} \quad (14)$$

由于 $\varphi(x_i)$ 之间是线性无关, 所以方程存在唯一解 $a_k = a_k^*$, 因此 $\varphi^*(x)$ 可由下式表示为: $\varphi^*(x) = a_0^* \varphi_0(x) + a_1^* \varphi_1(x) + \dots + a_n^* \varphi_n(x)$, 对于拟合函数 $\varphi^*(x)$ 需满足以下限制条件, 即 $\varphi^*(x) = 0$, 只需选取 $\varphi_k(x) = x^{k+1}$, 其中 $k = 0, 1, \dots, n-1$, 拟合系数方程为:

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=0}^m x_i^2 & \sum_{i=0}^m x_i^3 & \cdots & \sum_{i=0}^m x_i^n \\ \sum_{i=0}^m x_i^3 & \sum_{i=0}^m x_i^4 & \cdots & \sum_{i=0}^m x_i^{n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=0}^m x_i^n & \sum_{i=0}^m x_i^{n+1} & \cdots & \sum_{i=0}^m x_i^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^m x_i y_i \\ \sum_{i=0}^m x_i^2 y_i \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^m x_i^n y_i \end{bmatrix} \quad (15)$$

3 实验验证及结果

3.1 实验设备

为验证改进 P-I 模型前馈线性化方法的定位性能有效性，建立了压电陶瓷驱动平台实验系统，实验系统如图 2 所示。压电陶瓷执行器采用德国 Physic Instrument (PI)公司所生产型号为 S-330.2SL 压电执行器。最大转角为 2mrad，再现性精度为 0.15rad，等效电容为每轴 3F，响应时间达亚毫秒级，致动结构采用压电陶瓷加柔性铰链结构，供电电压为 100V，控制电压为 0~100V，反馈结构采用电阻应变式传感器。

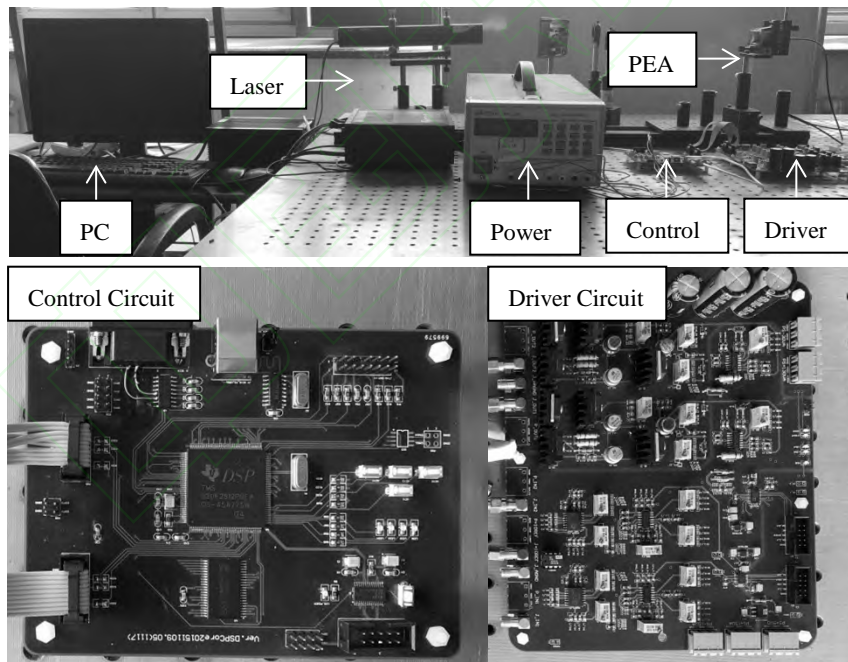


图2 实验设备

Fig.2 Experiment control system of PEA

实验系统工作原理大致如下：上位机将指令通过 UART 接口传送给控制电路中 DSP 单元，随后 DSP 通过 SPI 接口将处理后指令电压通过 D/A 传送给驱动电路，驱动电路将指令电压进行高倍放大后作用于压电陶瓷执行器进行致动。

3.2 模型验证及分析

为验证改进 P-I 模型的有效性，设计了开环压电陶瓷执行器控制系统，控制输入采用不同频率和幅值下的正弦信号。验证方法是对实验设备与仿真模型输入相同的控制波形，再对比两者输出的误差，如图 3 所示。

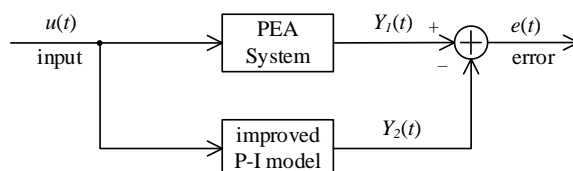


图3 验证示意图

Fig.3 System validation

当输入信号为 60V，100Hz 等幅正弦波时，模型均方差为 0.23%，如图 4 所示。当输入信号为 60V，100Hz 减幅正弦波时，模型均方差约为 0.29%，如图 5 所示。

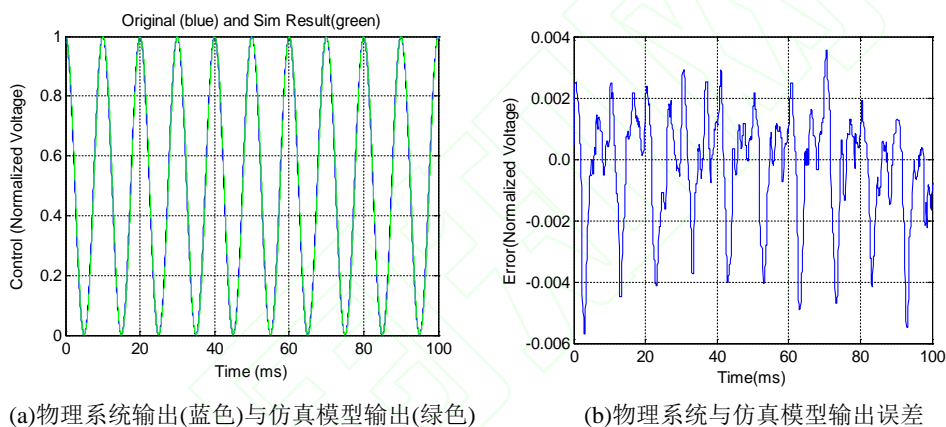


图4 100Hz等幅验证曲线

Fig.4 100Hz verification curve

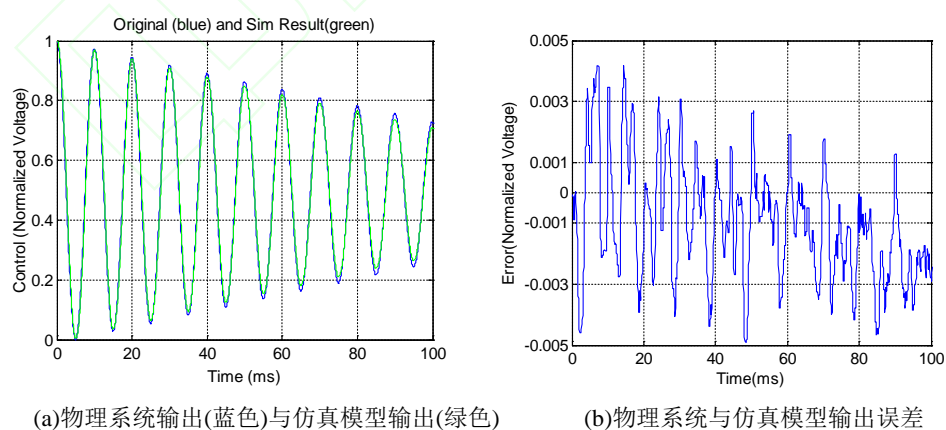


图5 100Hz减幅验证曲线

Fig.5 100Hz verification curve with decreasing amplitude

3.3 P-I 模型前馈逆补偿控制

P-I 模型前馈补偿原理是首先通过公式 12 可得到改进 P-I 模型的解析模型，然后对该解析模型求逆即可得到逆模型，通过最小二乘法对模型中参数进行辨识，最后利用逆模型对迟滞进行前馈补偿(如图 6 所示)。期望的控制输入电压 $u(x)$ 信号通过前馈模型逆补偿产生即将作用于压电陶瓷驱动的控制信号 $c(x)$ 。压电陶瓷执行器在控制信号的作用下产生位移，同时压电陶瓷执行器内部的位置传感器将当前位置所对应的电压值 $y(x)$ 反馈到控制系统中。

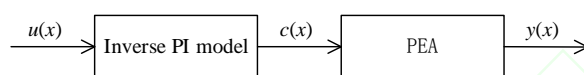


图6 前馈补偿

Fig.6 Feedforward compensation

为验证前馈逆补偿的方法有效性，通过对系统输入频率为 50Hz 的等幅正弦信号来测试系统的性能，见图 7。

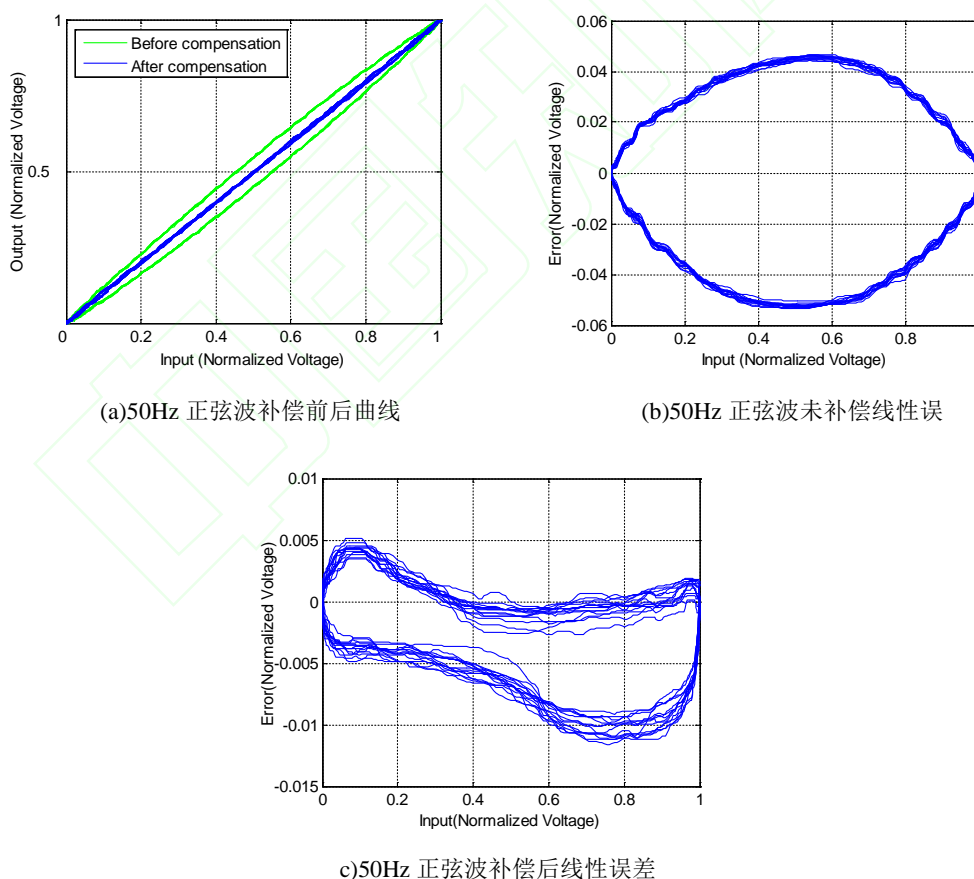


图7 50Hz等幅正弦系统验证曲线

Fig.7 Verification curve with 50Hz sine input

限于篇幅限制，其他测试结果请见表 1 所示。

表 1 不同频率正弦输入信号下测试线性度

Table 1 The different frequencies linearity

| Frequency(Hz) | Uncompensated linearity | compensated linearity |
|-----------------|-------------------------|-----------------------|
| 2(constant) | 4.81% | 0.808% |
| 5(constant) | 4.9% | 0.870% |
| 10(constant) | 4.96% | 0.886% |
| 20(constant) | 4.97% | 0.911% |
| 50(constant) | 5.02% | 0.967% |
| 100(constant) | 5.04% | 0.985% |
| 5(decreasing) | 4.58% | 0.818% |
| 50(decreasing) | 4.66% | 1.16% |
| 100(decreasing) | 4.83% | 1.23% |

3.4 压电执行器复合控制

由于前馈补偿精度有限，并且严重依赖于模型的精确性，因此为提高系统的跟踪精度，引入反馈控制系统。在实际工程中，压电陶瓷驱动系统可视为二阶系统：

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (16)$$

PID 控制器表达式为： $u = k_p y + k_I \int_0^t y dt + k_D \frac{dy}{dt}$ ，其中 $x(t) \in R^n$ 为状态变量， A 、 B 和 C 为常数系数矩阵， u 为系统输入， y 为系统输出， k_p 、 k_I 和 k_D 分别为比例系数、积分系数和微分系数。令 $\bar{x}_1 = x$ ， $\bar{x}_2 = \int_0^t y dt$ ， $\bar{x} = [\bar{x}_1^T, \bar{x}_2^T]^T$ ，则有：

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = \dot{x} = A\bar{x}_1 + Bu \\ \dot{\bar{x}}_2 = y = C\bar{x}_1 \end{cases} \quad (17)$$

因此 \bar{x} 可表示为： $\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u$ ， $\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ ， $\bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$ ，且有， $\frac{dy}{dt} = C\dot{x} = CAx + CBu$ 。

令 $\bar{C}_1 = [C \ 0]$ ， $\bar{C}_2 = [0 \ I]$ ， $\bar{C}_3 = [CA \ 0]$ ， $\bar{y}_i = \bar{C}_i \bar{x}$ ， $i=1,2,3$ ，则有：

$$u = k_p \bar{y}_1 + k_I \bar{y}_2 + k_D \bar{y}_3 + k_D CBu \quad (18)$$

令： $\bar{k} = [\bar{k}_1 \ \bar{k}_2 \ \bar{k}_3] = [(I - k_D CB)^{-1} k_p \ (I - k_D CB)^{-1} k_I \ (I - k_D CB)^{-1} k_D]$

$$\bar{y} = [\bar{y}_1^T \ \bar{y}_2^T \ \bar{y}_3^T]^T, \bar{C} = [\bar{C}_1^T \ \bar{C}_2^T \ \bar{C}_3^T]^T$$

因此 PID 控制器可转化为静态输出反馈 SOF 控制器，表达式如下^[17]：

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u \\ \bar{y} = \bar{C}\bar{x} \\ u = \bar{k}\bar{y} \end{cases} \quad (19)$$

若矩阵 $\bar{k} = [\bar{k}_1 \ \bar{k}_2 \ \bar{k}_3]$ 能被找到，则原始 PID 的各项参数就可被确定。

引理^[18]：系统(17)是稳定的，则存在矩阵 $P > 0$ 和 F 满足下面不等式：

$$A^T P + PA - PBB^T P + (B^T P + FC)^T (B^T P + FC) < 0 \quad (20)$$

存在矩阵满足 $\psi \leq PBB^T P$ ，则式(20)可改写为： $A^T P + PA - \psi + (B^T P + FC)^T (B^T P + FC) < 0$ ，根据 Schur 补定理，式(20)可转化为：

$$\begin{bmatrix} A^T P + PA - \psi & (B^T P + FC)^T \\ B^T P + FC & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (21)$$

选取 $\psi = X^T BB^T P + P^T BB^T X - X^T BB^T X$ [18]。根据文献[18]和 MATLAB LMI 工具箱来求解方程(21)，求解步骤如下：

1. 选择 $Q_0 > 0$ ，从下面 Riccati 方程中求解矩阵 P ，并令 $i=1, X_1 = P$ 。

$$A^T P + PA - PBB^T P + Q_0 = 0, P > 0 \quad (28)$$

2. 求解下面 P_i, F, α_i 的优化问题

优化 1: 求解最小 α_i 满足下面不等式

$$\begin{bmatrix} \Sigma & (B^T P_i + FC)^T \\ B^T P_i + FC & -I \end{bmatrix} < 0, P_i > 0 \quad (29)$$

这里 Σ 含义如下： $\Sigma = A^T P_i + P_i A - X_i BB^T P_i - P_i BB^T X_i + X_i BB^T X_i - \alpha_i P_i$ ，并用 α_i^* 代表 α_i 。

3. 如果 $\alpha_i^* \leq 0$ ，则相应的 P_i, F 便是所要求的解，若不满足这个条件，则进行下一步优化。

4. 优化 2: 最小化式(29)约束下的 $tr(P_i)$ ，并用 α_i^* 代表 α_i ，这里的 tr 代表矩阵的迹，用 P_i^* 代表 P_i 。

5. 如果 $\|X_i B - P_i^* B\| < \varepsilon$ ，这里 ε 为给定的误差值，则直接执行第 6 步；否则令 $i = i + 1, X_i = P_i^*$ 并返回执行第 2 步。

6. SOFS 算法不能解决此问题。

为了验证该复合方法的有效性，对系统输入 10Hz 的正弦信号来测试系统性能，并与无前馈的反馈控制方法相比较，比较误差结果如图 8 所示。

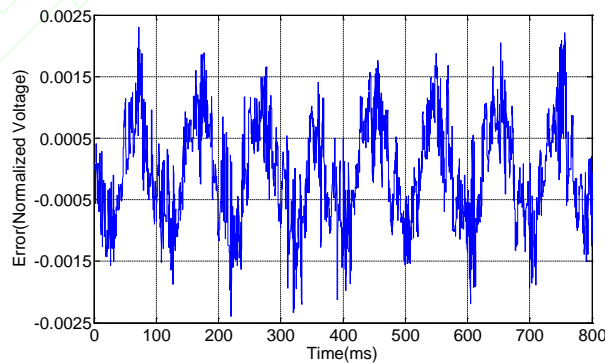


图8 复合方法控制方法10Hz测试曲线误差

Fig.8 Composite method control method 10Hz test curve error

限于篇幅的限制，其他信号的对比测试结果请详见表 2 所示。通过图 8 和表 2 可以看

出，复合控制方法的均方误差比单一的反馈控制小一个数量级，复合控制方法优于单纯的反馈控制方法。这是因为单纯的反馈控制虽然可以提高压电陶瓷执行器的控制精度，但是由于压电执行器在无前馈补偿情况下线性度较低，对控制精度存在一定的影响，另外反馈控制方法随着控制频率的增加，跟踪误差明显增大，影响系统的跟踪性能。

表 2 不同频率反馈控制与复合控制均方误差

Table 2 Feedback control and compound control mean square error in different frequencies

| Frequency(Hz) | Feedback control square error (mV) | Compound control square error(mV) |
|-----------------|------------------------------------|-----------------------------------|
| 10(constant) | 12.4 | 2.4 |
| 20(constant) | 23.1 | 2.7 |
| 50(constant) | 57.3 | 7.1 |
| 100(constant) | 120 | 24 |
| 50(decreasing) | 36 | 5 |
| 100(decreasing) | 77 | 17 |

5 结论

本文针对快速倾斜镜的迟滞问题，建立了改进的 Prandtl-Ishlinskii 迟滞模型，并利用最小二乘方法对其参数进行辨识，在此基础上提出了前馈线性化方法。通过对系统输入不同频率正弦对前馈线性化方法进行实验验证，测试结果表明，前馈线性化方法线性度由 5% 降为 1% 以内，线性度得到了改善。

随后将前馈补偿后的压电执行器视作线性对象，在此基础上设计了静态输出反馈控制器与前馈线性逆补偿相结合的复合控制方法，并通过实验来验证该复合方法的有效性，结果表明，复合控制方法的跟踪误差比单一反馈控制误差小一个数量级，实验表明复合控制方法能够提高快速倾斜镜跟踪精度，为实现高精度的光学跟踪和高质量激光通信奠定了基础。

参考文献

- [1] Chang Shuai, Tong Shoufeng, Jiang Huilin, *et al.* Optical Phase-Locked Loop Technology in Inter-Satellite High-Speed Coherent Laser Communication Systems [J]. ACTA OPTICA SINICA, 2017, 2(37): 0206004.
常帅, 佟首峰, 姜会林, 等. 星间高速相干激光通信系统中的光学锁相环技术[J]. 光学学报, 2017, 2(37): 0206004.
- [2] Wang Lei, Hao Shiqi, Zhang Dai, *et al.* Performance of Adaptive Modulation Coding System for Atmospheric Laser Communication under Discrete Rate Condition [J]. ACTA OPTICA SINICA, 2017, 7(37): 0706002.
王磊, 郝士琦, 张岱, 等. 离散速率条件下的大气激光通信自适应调制编码系统性能[J]. 光学学报, 2017, 7(37): 0706002.
- [3] Lu Ning, Ke Xizheng, Zhang Hua. Research on APT coarse tracking in free-space laser

- communication. *Infrared and Laser Engineering*, 2010, 5(39): 943-949.
- 卢宁, 柯熙政, 张华. 自由空间激光通信中 APT 粗跟踪研究[J]. *红外与激光工程*, 2010, 5(39): 943-949.
- [4] DEVASIA S, ELEFThERIOU E, MOHEIMMANI S O R. A survey of control issues in nano-positioning [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(5): 802-823.
- [5] Massad J E, Smith R C. A Domain Wall Model for Hysteresis in Ferro elastic Materials [J]. *Journal of Intelligent Material Systems & Structures*, 2003, 14(7):455-471.
- [6] Smith R C, Hatch A, Mukherjee B, et al. A homogenized energy model for hysteresis in ferroelectric materials: General density formulation [J]. *Journal of Intelligent Material Systems & Structures*, 2005, 16(11):713-732.
- [7] Hegewald T, Kaltenbacher B, Kaltenbacher M, et al. Efficient Modeling of Ferroelectric Behavior for the Analysis of Piezoceramic Actuators [J]. *Journal of Intelligent Material Systems & Structures*, 2008, 19(10):1117-1129.
- [8] F. Preisach. Über die magnetische Nachwirkung [J]. *Zeitschrift für Physik*, 1935, 5(94): 277-302.
- [9] Mark A. Krasnosel'skiĭ, Aleksei V. Pokrovskiĭ. *Systems with hysteresis* [J]. Springer Berlin, 1989, 11(3):393-406.
- [10] Wen Y K. Equivalent Linearization for Hysteretic Systems under Random Excitation [J]. *Journal of Applied Mechanics*, 1980, 47(1):150-154.
- [11] Goldfarb M, Celanovic N. Modeling piezoelectric stack actuators for control of micro-manipulation [J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 1997, 17(3): 69-79.
- [12] Duhem P. *Die dauernden Änderungen und die Thermodynamik: IX* [M]. Engelmann, 1903.
- [13] C. V. Newcomb and I. Flinn. Improving the linearity of piezoelectric ceramic actuators. *Electronics Letters*. 1982, 18(11): 442-443
- [14] Tan X, Baras J S. Adaptive identification and control of hysteresis in smart materials [J]. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 2005, 50(6): 827-839.
- [15] Xuanju D, Yonghong T. An inner product-based dynamic neural network hysteresis model for piezoceramic actuator [J]. *Sensors and Actuators*, 2005, 121: 535-542.
- [16] Al Janaideh M, Rakotondrabe M, Aljanaideh O. Further Results on Hysteresis Compensation of Smart Micro positioning Systems with the Inverse Prandtl-Ishlinskii Compensator [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2015:1-1.
- [17] Zheng F, Wang Q G, Lee T H. On the design of multivariable PID controllers via LMI approach [J]. *Automatica*, 2002, 38(3): 517-526.
- [18] Cao Y Y, Lam J, Sun Y X. Static output feedback stabilization: an ILMI approach [J]. *Automatica*, 1998, 34(12): 1641-1645.

网络首发：

标题：空间光通信压电式快速倾斜镜迟滞特性研究

作者：于志亮,姜晓明,王岩,李松,曹开锐

收稿日期：2018-01-25

录用日期：2018-04-09

DOI：10.3788/aos201838.0814002

引用格式：

于志亮,姜晓明,王岩,李松,曹开锐. 空间光通信压电式快速倾斜镜迟滞特性研究[J]. 光学学报,2018,38(08):0814002.

网络首发文章内容与正式出版的有细微差别，请以正式出版文件为准！

您感兴趣的其他相关论文：