

基于压电迟滞对称性的线性微位移控制作动器

王荣秀¹, 王 波²

(1. 重庆工商大学 人工智能学院, 重庆 400067; 2. 重庆理工大学 理学院, 重庆 400050)

摘 要:针对目前压电微位移控制系统中普遍存在的模型非线性、系统复杂或不稳定等缺点,提出了一种基于压电迟滞对称性及单向单回路循环的微位移线性控制系统。首先利用压电迟滞效应中回路正调曲线与逆调曲线之间的轴对称性质,使二个性能一致的压电位移作动器位于回路的对称点,其迟滞非线性效应得以相互抵消,从而使其总的位移输出与输入驱动电压呈线性关系;其次,在控制策略的选择上,为避免因次级回路的出现而导致的复杂性与不稳定性,并保证压电系统的输出精度,位移调节过程中仅采用一个确定的主回路,且二个位移作动器均按此主回路的单向逆时针方向调节;依据所提出的模型和算法,进行了实验验证,并对误差进行了分析与补偿;结果表明模型位移输出精度达到 nm 级,最大误差 15 nm,平均误差约 0 nm;同时该模型还具备结构简单、计算量小、易于实现、输入与输出为线性关系等优点。

关键词:迟滞; 压电作动器; 位移控制系统; 对称性

中图分类号:TP216

文献标志码:A

文章编号:1672-058X(2022)05-0062-08

0 引 言

压电陶瓷由于其独有的优良特性,目前已被广泛地应用于微机构、微电子、精密加工、微光学器件、机器人等多个领域,其中,被大量应用的压电陶瓷微位移定位系统具有分辨率高、输出力较强,且响应快、无噪音、无回程间隙和摩擦等优点,但 Shi^[1]、Yin^[2]等指出由于压电陶瓷存在迟滞、蠕变等非线性特性,而迟滞作为主要的非线性特性严重影响了纳米级驱动系统的运动和定位性能,限制了它在纳米级定位技术中的应用;同时,Quant^[3]、Islam^[4]及 Ronkanent^[5]等也认为如果不能找到解决压电迟滞的有效方法,则压电陶瓷非线性特性带来的误差难以消除,从而使其在纳米级微位移系统中失去应用价值。因此,近年来,有许多研究者提出了针对压电作动器迟滞效应的消除或补偿方法。如 Islam 提出

一类位置观察器,利用观察器得到的位移信息来修正压电位移系统的非线性输出;其优点是不需要专用的传感系统,因此容易实现,不足之处是改进效果有限,且观察器本身带来的误差难以排除。Ta^[6]采用带记忆功能的神经网络结构得到了非线性补偿器,使压电位移误差可以控制在 μm 量级,但其模型工作不稳定、实现难度较大。

通常可将这些消除压电迟滞影响的方法分为两类:一种是建立非线性迟滞模型;另一种是通过控制策略的设计(如闭环控制)来获得对迟滞的补偿。非线性迟滞模型大致又分为微观模型与宏观模型,其中微观模型从物理学基本原理出发,通过研究本构关系来描述压电材料并进而理解迟滞的内在机理^[7-8]。如秦海辰^[9]通过电磁学基本原理并结合压电方程探讨了压电效应过程中的内能变化,建立了相应的迟滞方程。该方程虽能模拟出压电迟滞行为,却不能动态地描述各回路之间的联系,并且由于在方程的推导过程中对材料的假设过于理想,因此

收稿日期:2021-11-12;修回日期:2022-02-28.

基金项目:重庆工商大学科研项目(1952036).

作者简介:王荣秀(1975—),女,硕士,讲师,从事光电检测、机器学习研究.

在实际中难以应用。一般来说,产生迟滞的原因十分复杂,因此微观模型不可避免地存在简化、假设等限制,模型描述所需参数较多且不易测定。在这种情况下,作为替换的宏观模型从现象的定量关系描述出发,绕过对材料内部机理的复杂研究,利用输入/输出特性构建数学方程来拟合系统的驱动特性,具备简单、易于建立且方便描述的优点^[10-11]。目前流行的宏观模型普遍存在着计算量大、算法较为复杂的不足,如 Preisach 模型、PI 模型及 Bouc-Wen 模型等^[4,10-13]。例如在 Preisach 模型中,通过引入 Preisach 算子并采用二次积分的方法来获得不同位移调节状态下的回路面积,从而估算迟滞补偿量。该模型由于采用了二次积分,模型较为复杂、计算量较大;而如果进行简化,则非线性误差得不到有效抑制,且会累积,在实际应用中误差较大。

当通过控制策略的设计来抑制迟滞效应时,最常采用的方法是闭环控制,也就是说获取输出状态量来修正输入,从而逼近所期望的输出,其好处是无需建立精确的模型,如模糊控制^[14]、滑模控制^[15]或神经网络控制^[16]等。一般来说,反馈控制方法比开环控制方法更可靠,当然也更复杂^[17-18]。然而,无论是什么闭环控制系统,由于受控对象本身的不确定性,再加上额外电路导致的不稳定性及复杂性,使控制系统计算量大且容易失效^[19-22]。

从现有文献来看,无论是采用迟滞模型还是通过控制策略来消除迟滞影响,虽能改进精度,有些甚至达到 nm 级,但普遍存在模型复杂、计算量大、控制关系非线性或不稳定等缺点。其根源来自两个方面:一是没有充分利用迟滞行为本身的特点,如对称性或可重复性;二是没有考虑如何消除由于各次级循环回路的出现而导致的复杂性。因此,一种较好的选择是利用迟滞效应中存在的对称性质建立简单有效的模型,同时在控制过程中排除因迟滞回路不同而导致的非线性和复杂性,但这方面的研究还少有报道。

为了得到线性、易于实现且稳定的模型,本文提出依据 PZT 迟滞回路的轴对称性特点来设计可精确控制位移量的控制系统,并使控制关系线性化。其基本思想是通过固定输入电压的最大/最小值,仅采用一个确定的迟滞主回路,整个驱动调节过程仅沿主迟滞回线的逆时针方向进行,避免各次级回路的出现,以保证对称性的完整,且所确定的主回路可精确近似,从而使控制过程得以大大简化;同时,使用两块独立且性质一致的 PZT 作动器以完成主回路控制过程,这样不但能有效消除次级回路的出现,

而且两块作动器产生的迟滞效应相互抵消,总的位移输出与总的控制电压输入呈线性关系。在对称条件下,PZT 作动器的输入可由简单的数学模型计算得到,模型算法简便直接,实验结果证明了其可靠性与有效性。

1 PZT 迟滞行为及迟滞回路的对称性

1.1 压电迟滞回路及其对称性

PZT 作动器的迟滞行为一般可用电压-位移曲线来描述^[5],图 1 是经过极化处理的 PZT-5 在不同电压下的迟滞曲线。

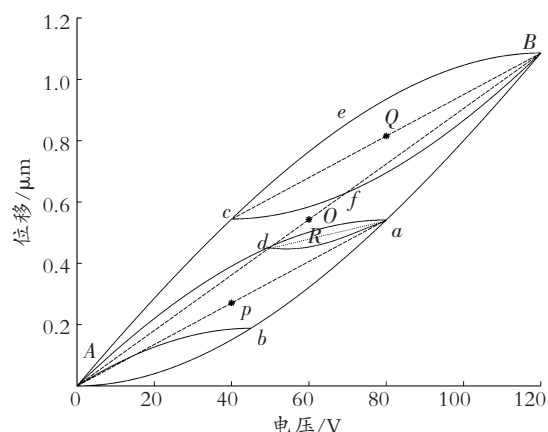


图 1 压电作动器的迟滞曲线

Fig. 1 The hysteresis curves of a piezoelectric actuator

图 1 中,电压从 0 顺次增至最大时的曲线 $AbaB$ 与电压由最大值递减至 0 时的曲线 $BecA$ 分别称为顺调曲线与逆调曲线。由图中可见,顺调曲线单调增加且下凸,而逆调曲线单调增加且上凸。由顺调与逆调曲线组成的回路 $AbaBecA$ 构成一个主回路,包围一块面积。任何位于主回路区域之内的回路,如 $cfBec$,可定义为次级回路,它们也有自己电压的最大值与最小值,如图 1 中的点 a 和点 b 。当在最大和最小值之间的电压调向反转时,也就是电压由顺次增加改变为顺次减小或由减小变为增加时,比当前回路更低一级的次级回路就会出现。各次级回路的产生使压电的迟滞行为变得更加复杂和难以描述,但次级回路的产生可通过固定每次调节时的电压最值及调节方向来避免,也就是只在最值处才改变电压由增至减或由减至增的调节方式。例如,通过固定点 A 和点 B ,就可以只考虑主回路 $AbaBecA$,电压调节由 A 增至 B 点,然后从 B 点减至 A 点,完成一次循环。除了简单以外,仅使用一个主回路的优点还在于可以保持顺调曲线与逆调曲线不变。

压电位移控制系统的另一个问题是如何计算所

需位移或位置对应的输入电压。主回路的曲线函数可通过实验测定并采用多项式来逼近,但一般得到的电压-位移函数是以电压为自变量,因此当想要通过位移来计算电压时就得知其反函数关系,但高阶多项式的反函数难以求解。在此情况下,充分利用迟滞回路呈现出来的对称性无疑可使问题得以简化。

从建模的实际角度出发,有两种 PZT 迟滞回路的对称性可供参考:中心对称性与轴对称性。由于基于中心对称性的模型精度更好而基于轴对称性的模型更容易得到线性的变量关系,因此本文的基本思路是利用轴对称性来建立线性模型,同时采用中心对称性来分析并修正前者的误差。

中心对称性最早由 Wang^[22] 和 Ann^[23] 提出并用于建立他们的压电迟滞模型。在这种条件下, *BecA* 被认为与 *AbaB* 相对于回路 *AbaBecA* 所围区域的中心点 *O* 对称(图 1),因此,曲线 *BecA* 可由曲线 *AbaB* 相对于对称点 *O* 通过旋转 180° 得到。图 2 中,两条曲线 l_1 和 l_2 相对于点 *P* 对称,若已知 l_1 的函数表达式为 $y=f(x)$,则由对称性知, l_2 的函数关系就可表示为 $y=2Y_0-f(2X_0-x)$,即有 l_2 满足关系 $2Y_0-y=f(2X_0-x)$,也就是说 l_2 可以用变量 $2X_0-x$ 及 $2Y_0-y$ 替换 l_1 函数 $y=f(x)$ 中的 x 和 y 。

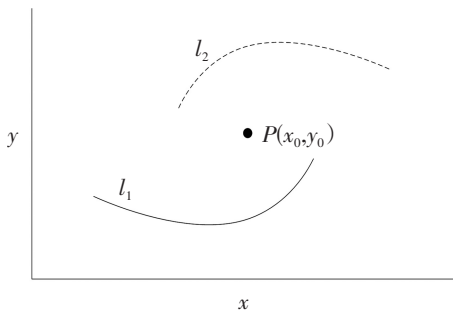


图 2 相对于中心点 *P* 对称的两条曲线

Fig. 2 Two curves symmetrical with respect to the center point *P*

中心模型原理简单,但由于无法排除各次回路,实现过程复杂且计算代价较高。本文提出迟滞回路的轴对称性并用于得到更简单的线性模型。以主回路曲线 *AbaBecA* 为例,逆调曲线 *BecA* 可认为与顺调曲线 *AbaB* 相对于直线段 *AB* 对称,如图 1 所示。如此,则 *BecA* 段曲线的函数关系可由 *AbaB* 相应的函数表达式经由线段 *AB* 对称而得到,反之亦然。下面讨论轴对称模型的基本原理。

1.2 基本数学关系

假设顺调曲线 l_1 与逆调曲线 l_2 对应的函数分别是 $y=f_1(x)$ 与 $y=f_2(x)$, l 是对称轴, φ 是对称轴 l 与 x 轴之间的夹角,如图 3 所示。对于对称轴 l 上

的任一点 $P(X, Y)$, 有 $Y=X\tan\varphi$ 。这表明, Y 与 X 呈线性关系,知道了 Y , 可很容易计算出 X 。

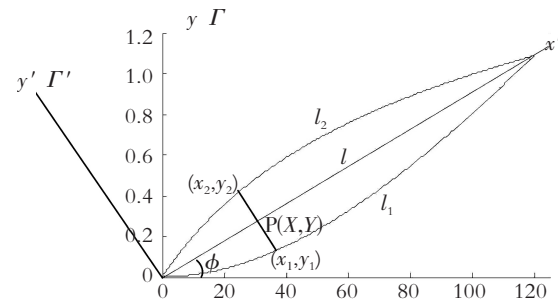


图 3 坐标系的旋转及回路曲线的转换

Fig. 3 Rotation of the coordinate system and the transformation of the loop curve

设线段 l_p 垂直于对称轴 l 并过点 $P(X, Y)$, 且与 $f_1(x)$ 和 $f_2(x)$ 分别相交于点 (x_1, y_1) 和 (x_2, y_2) 。将坐标系 Γ 绕原点逆时针旋转角度 φ , 得到新坐标系 Γ' 。下面统一用右上标符号“ $'$ ”来表示新坐标系中的各量。在新坐标系 Γ' 中, 原对称轴 l 变为坐标横轴 x' , 函数 $y=f_1(x)$ 和 $y=f_2(x)$ 分别变为 $y'=f_1'(x')$ 和 $y'=f_2'(x')$ 。容易得到 Γ 到 Γ' 的变换矩阵 M :

$$M = \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix}$$

两坐标系变量之间的关系为

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} x'_1 \\ y'_1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} x'_2 \\ y'_2 \end{bmatrix}$$

由对称性, 可知 $x'_1 = x'_2 = \frac{X}{\cos\varphi}$, $y'_1 + y'_2 = 0$, 且

$$\begin{bmatrix} x_1 + x_2 \\ y_1 + y_2 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} 2x'_1 \\ 0 \end{bmatrix}。这样有$$

$$\frac{y_1 + y_2}{2} = Y = \frac{x_1 + x_2}{2} \tan\varphi = X \tan\varphi \quad (1)$$

由式(1), 如能用 Y 与 X 的线性关系来表示控制系统的位移与电压, 则会使控制系统非常简单。虽然 X, Y 并非实际上压电作动器上的电压和位移值, 因为点 (X, Y) 不在主回路曲线之上, 但 x_1 和 x_2 是回路上两点对应的电压值, 可以很容易地获得和控制。同时, 注意到 (x_1, y_1) 与 (x_2, y_2) 两点分别位于顺调与逆调曲线上, 且相对于 l 轴对称。如果采用两个 PZT 位移作动器, 并使它们也分别位于顺调与逆调曲线上且有电压 x_1 和 x_2 , 则它们的电压之和为 $2X$, 此时的位移输出之和就是 $2Y$ 。由此可实现 X, Y 之间的线性关系, 通过调节 X 来得到相应的 Y 。相应的 x_1 和 x_2 可由式(2)计算:

$$x_1 = \frac{X}{2} - y'_1 \sin\varphi, x_2 = \frac{X}{2} - y'_2 \sin\varphi \quad (2)$$

其中 $y'_1 = -y'_2 = f'_1(x'_1) = f'_1(X/\cos\varphi)$, $f'_1(x)$ 是 $f_1(x)$ 在 I' 坐标系中的表示。

2 位移控制系统的结构与实现

如前所述,为了使位移与输入电压保持线性关系,需要采用两个相同的压电作动器,并使之分别位于对称点 (x_1, y_1) 和 (x_2, y_2) 上。由于 $y_1 + y_2 = 2Y$, $x_1 + x_2 = 2X$, 容易看出,当这两个作动器首尾相连时,它们的位移之和与电压之和就是 $2Y$ 与 $2X$ 。由图 3 可知,所需电压可通过公式(2)计算。如果排除了其他次级回路的出现而只采用主回路 $AbaBecA$, 则计算就只需要确定函数 $f_1(x)$ 及 $f'_1(x)$, 而这两个函数是可以精确测定的。为了保证其他次级回路不会产生,处于顺调状态的作动器必须保持顺调,而处于逆调的作动器必须保持逆调,除非它们达到了回路的最高处或最低处。以主回路 $AbaBecA$ 为例,电压沿顺调曲线段 $AbaB$ 调节时,只能增加,在 $BecA$ 段时只能减少,但在 B 点可以由增加转换成减少或在 A 点由减少变为增加。

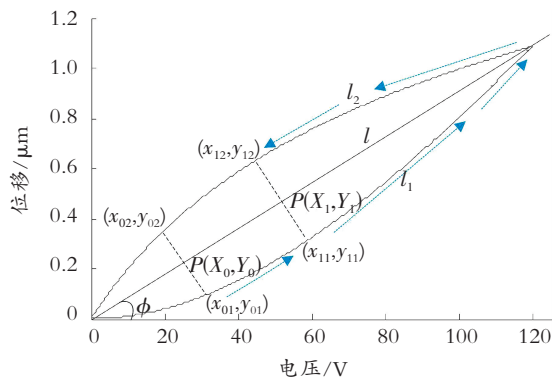


图4 对称轴上点的线性移动;箭头线段指示从 (x_{01}, y_{01}) 到 (x_{12}, y_{12}) 的驱动方式

Fig.4 Linear movement of points on the axis of symmetry; the arrow lines indicating the way of driving from (x_{01}, y_{01}) to (x_{12}, y_{12})

这样,两个性质一致且相联结的 PZT 作动器就可输出由主回路所确定的最大位移的 2 倍及以下任意值的位移量,前提是要保证每一个作动器的调节是单向调节,也就是图 4 中所示的逆时针方向调节。设当前处于 $P(X_0, Y_0)$, 其中之一作动器位移为 y_{01} , 输入电压为 x_{01} ; 另一个与之对称的作动器位移为 y_{02} , 电压为 x_{02} 。容易得到,系统总的位移为 $y_{01} + y_{02} = 2Y_0$, 且有 $x_{01} + x_{02} = 2X_0$ 。又设目标地为 $P(X_1, Y_1)$, 则 $2Y_1$ 是作动器实际总位移量。为了得到这个新的输出位移,先由公式(2)计算出 2 个新的电压 x_{11} 及 x_{12} , 然后将处于顺调位的作动器由 (x_{01}, y_{01}) 处沿回

路逆时针方向调至 (x_{12}, y_{12}) 处;同时,将其处于逆调位的对称作动器由 (x_{02}, y_{02}) 沿回路逆时针调至 (x_{11}, y_{11}) 。系统产生的总位移增量为 $\Delta = 2(Y_1 - Y_0) = 2\Delta Y$, 而电压增量则为 $2\Delta X$, 显然, $\Delta X = \frac{1}{2}[(x_{11} + x_{12}) - (x_{01} + x_{02})] = X_1 - X_0$ 。由此可以看到,在轴对称条件下,线性关系 $Y = X \tan \varphi$ 实际上就描述了由两个压电位移作动器构成的位移系统总的输入与输出的线性关系。

综上所述,实现线性位移控制系统的主要步骤如下:

- ① 选择一对具有相同迟滞行为的压电作动器;
- ② 根据测量范围及对称性要求,确定出一个主回路;
- ③ 由曲线拟合或其它方法,测定所选回路的曲线函数;
- ④ 根据给定位移 Y , 由公式(1)和(2)计算出作动器电压 x_1 与 x_2 ;
- ⑤ 依据当前状态参量(电压或位移),判断压电作动器谁在顺调曲线和谁在逆调曲线,并分别赋值 x_2 与 x_1 。
- ⑥ 采用同时驱动或先后驱动的方式,沿逆时针方向,调节作动器电压使其达到给定值 x_1 与 x_2 ;
- ⑦ 对于新的位移或位置,重复步骤④—步骤⑥。

由于采用两块压电作动器协同调节,在一个固定的回路上以单循环方式驱动,有效避免了压电迟滞带来的非线性影响,其输入电压与输出位移的线性关系得到保证,大大地简化了控制系统的计算量且无需额外的系统装置或部件。

3 实验结果及误差补偿

为验证系统的有效性,设计了一个简单的实验来进行测试,如图 5 所示。

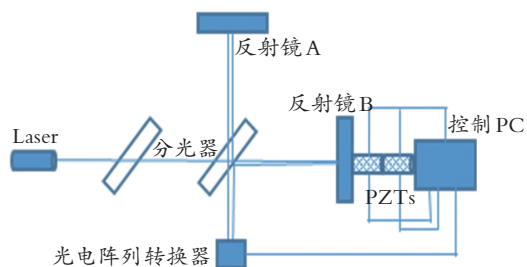


图5 实验装置结构示意图

Fig.5 Schematic diagram of the experimental setup

实验装置包括 Michelson 干涉仪,光电转换阵列, PZT 位移作动器和一台用作控制的电脑。可移动反

射镜 B 可通过 PZT 作动器驱动,反射镜 A 固定。二个性能一致的 PZT 位移作动器首尾相连,每一个可通过电脑独立控制。电脑通过数-模转换器和放大器与作动器相连。带有移动镜 B 位移信息的干涉条纹通过光电阵列后输入电脑,从而获知其位移量的大小。实验系统的位移测量量程为 10 μm,精度则为 1 nm。

为保证二个压电作动器的迟滞行为一致,可在同一型号或同一批次产器中选择,并进行测试;同时,迟滞主回路的最大电压值或最大位移值要小于饱和点相应的值,且尽可能使主回路的顺调曲线与逆调曲线具备轴对称性。通过实验测试并采用曲线拟合方法可得到压电作动器及主回路基本参数,如表 1 所示。

表 1 作动器与主回路参数
Table 1 Paraments of actuator and main loop

类 型	极 化	长度/mm	压电系数/C · N ⁻¹	额定电压/V	量程/μm	回路最大电压/V	夹 角
PZT-5	yes	5.4	450×10 ⁻¹²	135	1.5	120	32. 102°

注:此处角度有放大因子 54。

顺调曲线段相应的函数关系 $y=f(x)$ 可表示为 $y=0.5\times10^{-4}x+1.02\times10^{-4}x^2-2.25\times10^{-7}x^3+R(x)$ (3) 其中余项 $|R(x)|<0.001\text{ }\mu\text{m}$ 。

通过坐标系旋转 $\varphi=32.102^\circ$ 后可得 $y=f'(x)$, 可表示为

$$y=-9.0\times10^{-3}x+1.029\times10^{-4}x^2-2.0803\times10^{-7}x^3$$

(4)

实际的逆调曲线与根据轴对称假定得到的逆调曲线(即 $f(x)$)最大误差为 0.05 μm,平均误差为 0。

依据文献(23)的结果,采用中心对称模型时得到的最大误差小于 0.001 μm,因此基于中心对称性得到的逆调曲线实际上可看成是真实的曲线。设中心对称回路的中心坐标为 $O(X_o,Y_o)$,则逆调曲线函数为 $y=2Y_o-f(2X_o-x)$,在位置 $P(X,Y)$ 处由轴对称模型产生的误差为

$$\Delta=y_2-y=2Y-f(x_1)-2Y_o+f(2X_o-x_2)$$

(5)

其中 $x_1=X-f'\left(\frac{X}{\cos\varphi}\right)\sin\varphi$, $x_2=X+f'\left(\frac{X}{\cos\varphi}\right)\sin\varphi$ 。

注意到 $2X_o-x_2=2(X_o-X)+x_1$,所以 Δ 又可表示为

$$\Delta=2(Y-Y_o)+f[2(X_o-X)+x_1]-f(x_1)$$

(6)

容易看出:当 $Y=Y_o$, $Y=2Y_o$, $Y=0$,有 $\Delta=0$,也就是在回路底点、中点及顶点处是不存在误差,这一特性由实测数据得到验证。应用拉格朗日中值定理把 Δ 重写为

$$\Delta=2(Y-Y_o)+2(X_o-X)\frac{df(x)}{dx}\Big|_{x=\xi}=2(X_o-X)(\tan\theta-\tan\varphi)$$

其中 $\xi\in(x_1,2(X_o-X)+x_1)$,而 $\frac{df(x)}{dx}\Big|_{x=\xi}=\tan\theta=\frac{f(2X_o-2X+x_1)-f(x_1)}{2(X_o-X)}$ 是线段 NM 的斜率(图 6); θ 是

NM 与 x 轴的夹角。通常 $\theta\approx\varphi$ 且 $\Delta\approx0$ 。为估计误差的大小,令 $\theta=\varphi+\delta$, δ 为一小数,则有

$$\begin{aligned}\Delta&=2(X_o-X)(\tan\theta-\tan\varphi)\approx\\&2(X_o-X)\sec^2\delta\times\delta\approx\\&2(X_o-X)\delta\end{aligned}$$

轴对称模型在 $X\approx\frac{1}{2}X_o$ 且 $\delta\approx2.0^\circ$ 时有最大误差,近似为

$$\text{Max }\Delta\approx X_o\delta=60\times\frac{1}{54}\times\frac{2.0\pi}{180}\approx0.038(\mu\text{m})$$

其中, $\frac{1}{54}$ 是角度放大因子。

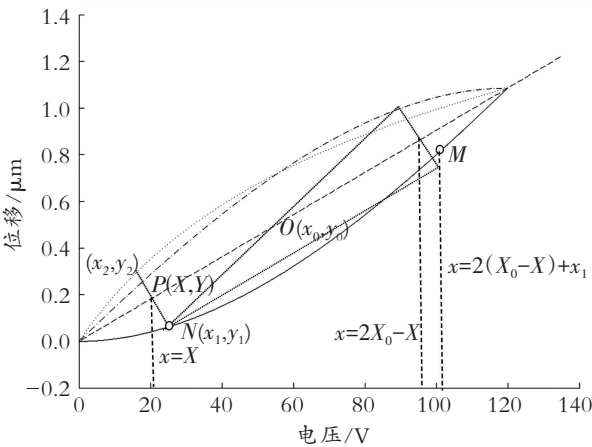


图 6 回路斜率与误差

Fig. 6 Loop slope and error

为了补偿误差,需要把逆调曲线上由计算得出的电压值 x_2 进行修正调节。设使误差最小时的电压值为 x ,且考虑到 x 应当在 x_2 附近,可设 $x=x_2+\varepsilon$, ε 是一小数。在式(5)中把 x_2 替换成 x 并令 $\Delta=0$ 可得

$$f(2X_o-x_2-\varepsilon)=2Y_o-2Y+f(x_1)$$

再应用拉格朗日中值定理,得到

$$\varepsilon \approx \frac{2(Y-Y_o)+f(2X_o-x_2)-f(x_1)}{\frac{df(x)}{dx}\big|_{x=2X_o-x_2}}$$

当需要对误差进行修正时,系统的调节秩序只需在表 1 的基础上略加修改,加入对 ε 的计算并用 $x_2+\varepsilon$ 代替原来的 x_2 即可,这里不再给出具体步骤。

因为两个作动器可以独立控制调节,最简单的办法是采用顺序调节的方法,也就是先把其中一个调节到新位置后再调节第二个。假设需要将系统位移输出按图 7 中 P_1, P_2, P_3 与 P_4 的次序进行调节,则其中一个作动器的位置将分别位于图 8 中 1,2,3,4 处;电压调节过程如图 8 所示,与图 8 中 4 点对应的电压值则是图 9 中 1,2,3,4 处的值。

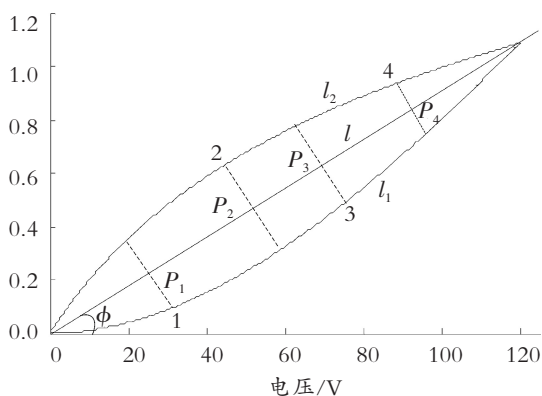


图 7 对称轴 l 上各点与作动器在回路上的位置变化
Fig. 7 Positions along the axis l and the sequential points on the loop paths

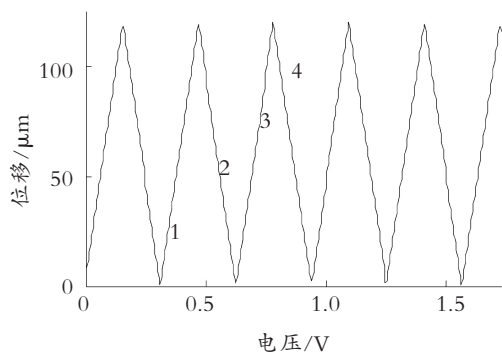


图 8 图 7 中 P_1-P_4 各位置相对应的作动器输入电压大小(1-4 处)

Fig. 8 Inputting voltages through the corresponding actuator to P_1-P_4 in Fig. 7 (at 1-4)

图 9 是系统输出位移与干涉仪位移差值的对比,此处干涉仪由于误差很小,可看成是近似的真实值。图中的水平虚线为干涉仪参考误差,而曲线反映了系统误差随输出位移大小变化的情况。从图中可以看到,最大输出位移为 $2 \times 1.086 = 2.172 \mu\text{m}$,此时电压最大值为 120 V。产生误差的主要根源是模

型假设的对称性与实际迟滞曲线的差异。如果不考虑其他因素,如老化、蠕变、温度等的影响,在不进行误差修正时,最大位移误差为 $0.039 \mu\text{m}$,是最大位移量的 1.76%,同时平均误差为 $0.0016 \mu\text{m}$,是最大位移的 0.074%。在误差补偿后,最大误差及平均误差分别减小至 $0.015 \mu\text{m}$ 及 $0.001 \mu\text{m}$ 。图 10 是系统位移输出的一半(即两个作动器输出平均值)与主回路对称轴的比较,在误差修正的条件下,作动器输出位移与两个作动器输入电压之和呈线性关系,两者之间的差异几乎可以忽略。从实验的结果来看,本文所提出的基于轴对称迟滞模型相比于其他已知模型,如 PI 模型、电荷控制模型、反函数模型或闭环控制类模型,其优点是明显的。除了误差较小、容易实现、结构简单、计算量小且易于电压控制等优势外,其最大的优点是可实现输入与输出之间的线性关系而无需额外的计算与设备;不足之处在于要应用两块性能一致的作动器,且需要选择一个尽可能符合轴对称要求的主循环回路。

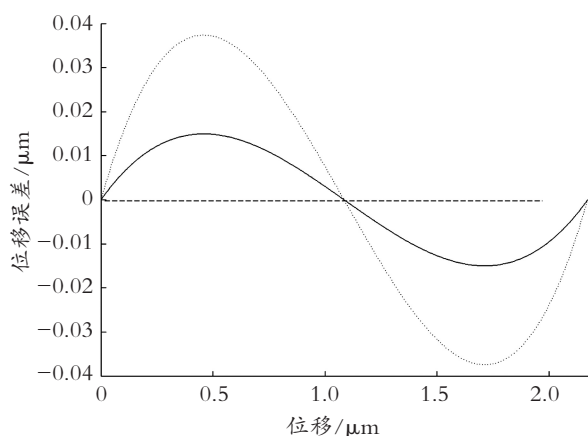


图 9 误差随位移大小的变化(带误差修正的为实线)

Fig. 9 Variation of error with position
(solid line with error correction)

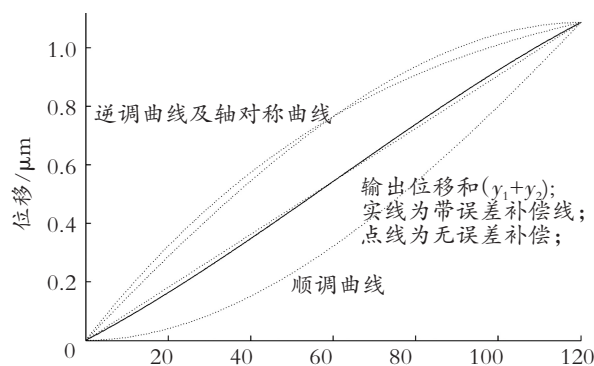


图 10 输出位移与输入电压之间的线性关系

Fig. 10 Linear relationship between output displacement and input voltage

4 结束语

提出了一种利用压电迟滞回线的轴对称性来改善由于迟滞效应产生的非线性。首先在满足位移量程与对称性要求的条件下,采用了单一的主回路以达到简化控制系统并提高精度的目的。文中对主回路顺调曲线与逆调曲线之间的对称性进行了研究,并把这种对称性应用于线性位移系统控制模型的建立。依据这种对称性,可在系统位移输出与电压输入之间建立一种简单的线性关系;而实现这种线性关系的关键是采用两个位移作动器沿主回路进行逆时针方向驱动,这样可避免其他不相关的次级回路的出现,并保证它们在最终位移输出时分别处于回路的两个对称点上。实验结果证明了所设想的线性位移模型的有效性和可实现性。文中还针对模型特点,对误差进行了讨论。根据实验结果,位移输出精度可达到1 nm量级,最大误差15 nm,平均误差约0 nm。与其他文献中报道的迟滞补偿模型相比,模型具备结构简单、计算量小、易于实现、输入与输出为线性关系等优点;不足之处是对迟滞回路对称性的依赖。下一步工作可针对其他压电非线性行为,如温度、蠕变等进行研究,同时考虑如何优化地确定用于驱动作动器的主回路,以进一步改善模型。

参考文献(References):

- [1] SHI P, LI F, WU L, et al. Neural network-based passive filtering for delayed neutral-type semi-Markovian jump systems[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2016, 28(9): 2101—2114.
- [2] SHI P, YIN S, SHI Y. Special issue on control and management of logistic systems based on information technologies[J]. Information Sciences, 2016, 373: 512—514.
- [3] QUANT M, ELIZALDE H, FLORES A, et al. A comprehensive model for piezoceramic actuators: modelling, validation and application[J]. Smart Materials and Structures, 2009, 18(12): 125011—125026.
- [4] ISLAM M N, SEETHALER R J. Sensorless position control for piezoelectric actuators using a hybrid position observer[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 19(2): 667—675.
- [5] RONKANEN P, KALLIO P, VILKKO M, et al. Displacement control of piezo-electric actuators using current and voltage[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2010, 16(1): 160—166.
- [6] TA V P, DANG X K. An innovative recurrent cerebellar model articulation controller for piezo-driven micromotion stage[J]. International Journal of Innovative Computing, Information and Control, 2018, 14(4): 1527—1535.
- [7] GEORGIOU M, MRAD R B. Electromechanical modeling of piezoceramic actuators for dynamic loading applications[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2006, 128(3): 558—567.
- [8] RAKOTONDRABE M, CL'EVY C, LUTZ P. Complete open loop control of hysteretic, creeped, and oscillating piezoelectric cantilevers[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2009, 7(3): 440—450.
- [9] 秦海辰,尹周平. 压电陶瓷晶体迟滞特性的本构关系研究[J]. 中国机械工程, 2014, 25(15): 2059—2063. QING Hai-chen, YIN Zhou-ping. Research on hysteresis constitutive relation on piezoceramic crystals[J]. China Mech Eng, 2014, 25(15): 2059—2063.
- [10] QIN Y, TIAN Y, ZHANG D, et al. A novel direct inverse modeling approach for hysteresis compensation of piezoelectric actuator in feedforward applications[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2012, 18(3): 981—989.
- [11] WANG D, ZHU W, YANG Q. Linearization of stack piezoelectric ceramic actuators based on Bouc-Wen model[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2011, 22(5): 401—413.
- [12] BADEL A, QIU J, NAKANO T. A new simple asymmetric hysteresis operator and its application to inverse control of piezoelectric actuators[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2008, 55(5): 1086—1094.
- [13] KAMLAHM U, BOHLE B, MUNZ D. On a non-linear finite element method for piezoelectric structures made of hysteretic ferroelectric ceramics[J]. Computational Materials Science, 2000, 19(14): 81—86.
- [14] LIU F, WANG H. Fuzzy PID tracking controller for two-axis airborne optoelectronic stabilized platform[J]. International Journal of Innovative Computing, Information and Control, 2017, 13(4): 1307—1322.
- [15] ALEMS, IZADI I, SHEIKHOLESLAM F. Adaptive sliding mode control of hysteresis in piezoelectric actuator[J]. IFAC-Papers on Line, 2017, 50(1): 15574—15579.
- [16] JUNG S B, KIM S W. Improvement of scanning accuracy of PZT piezoelectric actuators by feed-forward model-reference control[J]. Precision Engineering, 1994, 16(1): 49—55.
- [17] SU X, WEN Y, SHI P, et al. Event-triggered fuzzy filtering for nonlinear dynamic systems via reduced-order approach[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems,

- 2018, 27(6):1215—1225.
- [18] SU X, LIU X, SHI P, et al. Sliding mode control of hybrid switched systems via an event-triggered mechanism [J]. *Automatica*, 2018, 90:294—303.
- [19] WANG J, JIANG H, ZHU Y. Performance analysis of closed loop system with a tailor made parameterization [J]. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 2018, 14(1):181—196.
- [20] XIE X, ZOU L, WEN S, et al. A flux-controlled logarithmic memristor model and emulator [J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2019, 38(4):1452—1465.
- [21] LI S, ZHANG J, CHEN Y, et al. Robust stochastic stabilization for positive Markov jump systems with actuator saturation [J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2019, 38(2):625—642.
- [22] ZHOU Q, CHEN Z, LAM H K. Polynomial-approximation-based control for nonlinear systems [J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2016, 35(10):3575—3594.
- [23] WANG X, JIANG C Y, CHENG Y, et al. Research on hysteresis modeling for piezoelectric displacement actuators [C]//*International Conference on Intelligent and Interactive Systems and Applications*. Springer, 2016, 22—28.
- [24] AHN H S. Design of a repetitive control system for a piezoelectric actuator based on the inverse hysteresis model [C]//*4th International Conference on Control and Automation Proceedings*. IEEE, 2003, 128—132.

Linear Micro-displacement Control Actuator Based on Piezoelectric Hysteresis Symmetry

WANG Rong-xiu¹, WANG Bo²

- (1. School of Artificial Intelligence, Chongqing Technology and Business University, Chongqing 400067, China;
2. School of Science, Chongqing University of Technology, Chongqing 400050, China)

Abstract: Aiming at the shortcomings of the current piezoelectric micro-displacement control system, such as model nonlinearity, complex system or instability, a micro-displacement linear control system based on piezoelectric hysteresis symmetry and one-way single-loop cycle is proposed. Firstly, two piezoelectric displacement actuators with the same performance are located at the symmetric point of the loop by using the axisymmetric property between the positive and inverse hysteresis curves, and their hysteresis nonlinear effects cancel each other, so that the total displacement output has a linear relationship with the input drive voltage. Secondly, in order to avoid the complexity and instability caused by the appearance of the secondary loop and ensure the output precision of the piezoelectric system, only one determined main loop is used in the displacement adjustment process, and the two displacement actuators are adjusted according to the one-way counterclockwise direction of this main circuit. According to the proposed model and algorithm, experimental verification is carried out, and the error is analyzed and compensated. The results show that the displacement output precision of the model reaches nm level, the maximum error is 15nm, and the average error is about 0nm. At the same time, the model has the advantages of simple structure, small amount of calculation, easy implementation, and linear relationship between input and output.

Key words: hysteresis; piezoelectric actuator; displacement control system; symmetry

责任编辑:陈芳

引用本文/Cite this paper:

王荣秀,王波. 基于压电迟滞对称性的线性微位移控制作动器[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2022, 39(5):62—69.

WANG Rong-xiu, WANG Bo. Linear micro-displacement control actuator based on piezoelectric hysteresis symmetry[J]. *Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition)*, 2022, 39(5):62—69.