

变宽度分割电极片状压电致动器的 位移特性*

王志宏¹⁾ 田晓耕²⁾ 王三红¹⁾ 姚 熹¹⁾

¹⁾(西安交通大学电子材料与器件研究所, 西安 710049)

²⁾(西安交通大学工程力学系, 西安 710049)

(1998 年 3 月 26 日收到)

针对硬盘驱动器中磁头定位两级伺服系统设计了一种新型压电致动器——悬臂梁式变宽度分割电极片状压电致动器。沿厚度方向极化的 PZT 压电陶瓷薄长片, 宽度沿长度方向变化且沿长轴对称, 一端固定一端自由构成悬臂梁。其上下两表面的电极均沿长轴分割成对称的两部分。施加电场使其中一半在 d_{31} 模式作用下伸长, 而与其对称的另一半缩短, 则压电片沿宽度方向产生弯曲, 自由端便可产生致动位移。对该致动器的驱动电压-端部致动位移特性进行了理论分析、有限元模拟及实验验证。致动器中的电场诱导应力远小于陶瓷的抗张强度。致动器端部位移的测试结果略大于理论计算值。与现有磁头悬浮臂尺寸相近的致动器, 在 20—50 V 的电压驱动下均可获得 1—2 μm 的致动位移。对 25 kTPI(track per inch) 的高道密度硬盘, 该位移已能覆盖至少一个磁道宽度, 满足磁头定位两级伺服系统对第二级致动器致动位移的基本要求。

PACC: 7760; 0750; 0630C; 0260

1 引 言

压电致动器已被广泛应用于精密定位、振动噪声的传感与抑制、线性驱动马达等许多领域。常见的压电驱动器包括多层陶瓷致动器、压电双晶片或单晶片以及弯曲伸缩复合型致动器三大类^[1,2]。

多层陶瓷致动器通常由几十层或上百层具有内电极的压电片堆叠而成。它直接利用压电陶瓷的 d_{33} 特性, 具有驱动力大、响应速度快、共振频率高、驱动电压低等特点, 但其尺寸相对较大。通常只用于需要较大推动力和较小位移的场合。压电双晶片型致动器利用的是由 d_{31} 引发的弯曲振动, 其特性恰好与多层致动器相反, 具有驱动力小、共振频率低的缺陷, 但它可产生大的驱动位移。弯曲伸缩复合型致动器以所谓的 moonie 和 cymbal 致动器^[2,3] 为代表, 由压电陶瓷或电致伸缩陶瓷片和金属端帽复合而成。利用 d_{31} 在陶瓷片中激励横向伸缩振动, 则金属端帽发生弯曲振动并把陶瓷片的径向位移转化和放大为线性轴向位移。因此复合型致动器具有很大的等效压电系数 d_{33} , 其致动位移、驱动力和响

* 高等学校博士学科点专项科研基金(批准号:96069809)资助的课题。

应速度等特性介于多层陶瓷致动器和压电双晶片之间。

为了避免传统致动器尤其是弯曲致动器中粘接层引起的诸如开裂、剥离及降低共振频率等弊端,一类以 Rainbow^[2,4]为代表的独石型弯曲致动器近来已成为压电致动器研究的热点。此类致动器可承受很高的压力并可获得极大的轴向位移。

磁盘存储密度取决于位密度和道密度两个因素。磁记录介质和磁头技术的发展使磁盘存储的位密度远远高于道密度。制约道密度提高的主要因素是磁头定位技术。目前商品化的磁盘所能达到的最高道密度为 5000 TPI(track per inch),一个磁道的宽度约为 $5\ \mu\text{m}$ ^[5]。而在磁道上记录一个字节只需不到 $1\ \mu\text{m}$ 的长度^[6]。因此对提高磁盘存储容量而言,提高道密度的需求远比提高位密度迫切。预计到 2000 年磁盘存储的道密度将超过 25 kTPI^[5],磁道宽度接近 $1\ \mu\text{m}$ 。若主轴电机的转速达到 7200 r/min,则 25 kTPI 的道密度将要求相应的磁头定位系统具有大于 5 kHz 的伺服带宽^[7]、覆盖若干个磁道宽度的位移调整量和亚微米级的定位精度。目前商品化硬磁盘中采用一级音圈电机进行磁头定位,其定位精度约为 $1\ \mu\text{m}$,伺服带宽徘徊在 500 Hz 左右,很难进一步提高,根本达不到 5 kHz 的指标。采用两级伺服提高磁头定位系统的伺服带宽是磁头定位技术发展的主要趋势^[5-7]。两级伺服系统以传统的音圈电机作为第一级致动器配合安装在其上的高带宽的第二级致动器共同完成寻道、定位及磁道跟踪。第二级致动器的选择是两级伺服定位系统的关键。从已有的研究看,第二级致动器主要有两种类型,一类是由 MEMS 技术制备的微型电磁式^[5]或静电式^[7]致动器,另一类是压电致动器^[6]。后者以其结构简单、响应速度快尤其是连续可控的可达纳米量级的致动位移,最有希望成功地用作第二级致动器。希望第二级致动器的安装位置尽可能地靠近磁头,但其质量和驱动电场又不能影响磁头的读写。因此磁头悬浮臂(suspension)应当是第二级致动器理想的安装位置。对于具有多个磁头和磁片的硬盘来讲,由于高密度组装,磁片之间的间距很小,而且磁头悬浮臂本身很薄,这就对压电致动器的重量和尺寸提出了要求。考察上述已有的压电致动器可以发现,它们都有一个共同的特征,即致动器在垂直于致动位移方向上的尺寸较大且很难小型化。因此它们都不可能安装在磁头悬浮臂上。

针对磁头定位两级伺服系统,我们提出了一种新型片状压电弯曲致动器。该致动器可获得微米量级的致动位移,谐振频率高达十余千赫兹,而且是单片结构,具有独石型弯曲致动器的优点,非常适合安装在磁头悬浮臂上作第二级致动器。本文对该致动器的驱动电压-位移特性进行了理论分析、有限元数值模拟和实验验证。

2 变宽度分割电极片状压电致动器的结构描述

压电陶瓷薄长片,一端固定,构成等直悬臂梁,如图 1。沿 z 轴正向极化,厚度为 t ,长度为 l ,固定端($x=0$)截面宽度为 w_0 ,自由端($x=l$)截面宽度为 w_1 ,而 $0 < x < l$ 时,截面宽为 $w(x)$ 且关于 x 轴对称。上下两表面电极均沿 x 轴分割为对称的两部分,分割线宽度假定为零。

若在 $y < 0$ 部分 B 施加沿 z 轴正向电场 E ,在 $y > 0$ 部分 A 施加沿 z 轴反向电场 E ,则由逆压电效应 $y > 0$ 部分要伸长, $y < 0$ 部分要缩短,由于 A、B 两部分在材料结构上实际是

一个整体,因此压电片沿宽度方向(y 方向)产生弯曲,其端部产生沿 y 轴负向的位移 δ 。

由于压电片极化方向与外加电场方向不垂直,因此逆压电效应不产生剪切应力,若假定 $l \gg w_0, t$,则致动器在电压作用下的变形可看成是梁的纯弯曲问题,此时压电片内部的六个应力分量只有 $T_1 \neq 0$ 。要求解致动位移与驱动电压的关系需要从压电方程入手。

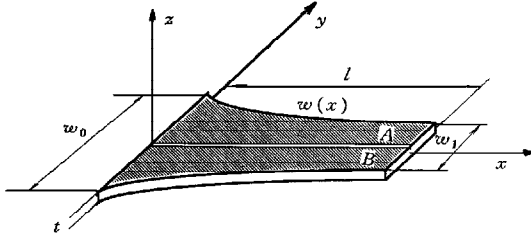


图1 理想变宽度分割电极片状压电致动器的结构模型

3 压电方程

Smits 等^[8]研究过压电双晶片的本构方程,可用类似的方法研究分割电极片状压电致动器。选取应力 T 和电场 E 为独立变量,则相应的压电方程为

$$\begin{cases} S_I = s_{IJ}^E T_J + d_{jI} E_j & I, J = 1, 2, 3, 4, 5, 6; \\ D_i = d_{ij} T_j + \epsilon_{ij}^T E_j & i, j = 1, 2, 3, \end{cases} \quad (1)$$

式中 S_I, D_j 分别为应变和电位移矢量的分量; s_{IJ}^E 为短路弹性柔顺系数; ϵ_{ij}^T 为应力自由介电常量; I, J 和 i, j 分别代表力学和电学分量; d_{jI} 为压电应变常量。

由于在上述致动器模型中应力和电场分量满足

$$\begin{cases} T_1 \neq 0, & T_2 = T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = 0; \\ E_3 \neq 0, & E_1 = E_2 = 0, \end{cases}$$

因此对图1所描述的致动器, A, B 两部分的压电方程可分别简化为

$$A \begin{cases} S_1^A = s_{11}^E T_1^A - d_{31} E_3; \\ D_3^A = -d_{31} T_1^A + \epsilon_{33}^T E_3, \end{cases} \quad (2)$$

$$B \begin{cases} S_1^B = s_{11}^E T_1^B + d_{31} E_3; \\ D_3^B = d_{31} T_1^B + \epsilon_{33}^T E_3, \end{cases} \quad (3)$$

式中上标 A, B 分别代表致动器的 A, B 两部分。(2)式中的负号是由于外电场 E 与压电片极化方向相反所致。

4 自由端致动位移

作为压电致动器,其自由端的致动位移是我们最关心的问题。如图1所示,若所施电场为 E ,则所加电压为 $V = Et$ 。由于致动器不受外力作用,因此致动器的弯曲纯粹是由外加电场引起的。从致动器中 x 处取出长为 dx 的微段,加电压后由于应变被约束而在微段

中产生等效应力和弯矩,假设在微段 A、B 两部分内分别产生通过截面几何中心的法向合力为 F^A, F^B ,在微段 A、B 两端产生正向弯矩 M^A, M^B ,如图 2 所示.它们的共同作用使致动器发生弯曲,端部产生沿 y 轴负向的位移 δ .

由于压电片在结构上是单片,因此在 A、B 界面(即电极分割线)上两部分的应变连续、曲率相等.梁静态平衡时

$$F^A + F^B = 0, \tag{4}$$

$$M^A + M^B - F^A \frac{w(x)}{4} + F^B \frac{w(x)}{4} = 0, \tag{5}$$

$$\frac{2 F^A s_{11}^E}{tw(x)} + \frac{M^A w(x)}{4 Y I_z} - d_{31} E_3 = \frac{2 F^B s_{11}^E}{tw(x)} - \frac{M^B w(x)}{4 Y I_z} + d_{31} E_3, \tag{6}$$

$$\frac{1}{\rho} = \frac{M^A}{Y I_z} = \frac{M^B}{Y I_z}, \tag{7}$$

式中 ρ 为曲率半径, $Y=1/s_{11}^E$ 为杨氏模量, I_z 为 A、B 两部分横截面对各自中性轴(与 z 轴同向)的惯性矩,且

$$I_z = \frac{tw^3(x)}{2^3 \times 12}. \tag{8}$$

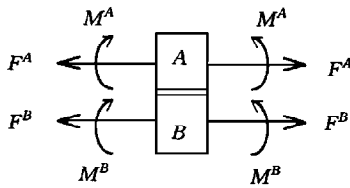
(6)式等式两端的第一项是均匀应力引起的应变,第二项为弯矩引起的应变,第三项是由逆压电效应产生的应变.联立方程(4)–(7)可以解出

$$M^A = M^B = M = tw^2(x) d_{31} E_3 / 32 s_{11}^E, \tag{9}$$

$$F^A = tw(x) d_{31} E_3 / 8 s_{11}^E, \tag{10}$$

$$F^B = -tw(x) d_{31} E_3 / 8 s_{11}^E. \tag{11}$$

注意到 $d_{31} < 0$,因此 M^A 和 M^B 是负的,与图 2 中所标方向恰好相反,而 F^B 实际上是沿 x 轴正向的.由梁的挠曲线微分方程



$$Y I_z y'' = M, \tag{12}$$

可以解出宽度弯曲致动器的曲率

$$y'' = M / Y I_z = 3 d_{31} E_3 / w(x). \tag{13}$$

图 2 致动器中 dx 微段所受法向合力和弯矩的假设

下面针对几种特殊形状的致动器,即不同的 $w(x)$ 进行讨论.

4.1 矩形致动器

若 $w(x) = w_0$,则致动器为宽 w_0 的矩形致动器.由(13)式及悬臂梁的边界条件 $x=0, y'=0, y=0$ 可得自由端($x=l$)的转角 α 和致动位移 δ 分别为

$$\alpha = 3 d_{31} E_3 l / w_0, \tag{14}$$

$$\delta = 3 d_{31} E_3 l^2 / 2 w_0 = 3 d_{31} V l^2 / 2 w_0 t. \tag{15}$$

由于 $d_{31} < 0$,因此 $\delta < 0$,宽度弯曲压电致动器沿 y 轴反向弯曲,挠度曲线方程为

$$y = 3 d_{31} E_3 x^2 / 2 w_0. \tag{16}$$

4.2 指数形致动器

$$\text{若 } w(x) = \frac{w_0 w_1 l}{(w_0 - w_1)} \left/ \left(x + \frac{w_1 l}{w_0 - w_1} \right) \right.,$$

代人(13)式得

$$y'' = \frac{3 d_{31} E_3 (w_0 - w_1)}{w_0 w_1 l} \left(\frac{w_1 l}{w_0 - w_1} + x \right). \quad (17)$$

对(17)式积分两次并考虑夹持端的边界条件,可得

$$y' = \frac{3 d_{31} E_3 (w_0 - w_1)}{w_0 w_1 l} \left(\frac{w_1 l}{w_0 - w_1} x + \frac{1}{2} x^2 \right), \quad (18)$$

$$y = \frac{3 d_{31} E_3 (w_0 - w_1)}{2 w_0 w_1 l} \left(\frac{w_1 l}{w_0 - w_1} x^2 + \frac{1}{3} x^3 \right). \quad (19)$$

所以 $x = l$ 的端部致动位移为

$$\delta = \frac{d_{31} E_3 l^2}{2} \left(\frac{1}{w_1} + \frac{2}{w_0} \right). \quad (20)$$

4.3 三角形致动器

$$w(x) = -\frac{w_0}{l}(x - l), \quad (21)$$

用与 4.2 同样的处理方法可得

$$y'' = -3 d_{31} E_3 l / w_0 (x - l), \quad (22)$$

$$y' = -\frac{3 d_{31} E_3 l}{w_0} \ln \left(1 - \frac{x}{l} \right), \quad (23)$$

$$y = \frac{3 d_{31} E_3 l x}{w_0} + \frac{3 d_{31} E_3 l (l - x)}{w_0} \ln \left(1 - \frac{x}{l} \right), \quad (24)$$

$$\delta = 3 d_{31} E_3 l^2 / w_0. \quad (25)$$

4.4 梯形致动器

$$w(x) = -\frac{w_0 - w_1}{l} x + w_0, \quad (26)$$

$$y'' = 3 d_{31} E_3 \left/ \left(-\frac{w_0 - w_1}{l} x + w_0 \right) \right., \quad (27)$$

$$y' = -\frac{3 d_{31} E_3 l}{w_0 - w_1} \ln \left(-\frac{w_0 - w_1}{l w_0} x + 1 \right), \quad (28)$$

$$y = \frac{3 d_{31} E_3 l^2 w_0}{(w_0 - w_1)^2} \left\{ \left(-\frac{w_0 - w_1}{l w_0} x + 1 \right) \left[\ln \left(-\frac{w_0 - w_1}{l w_0} x + 1 \right) - 1 \right] + 1 \right\}, \quad (29)$$

$$\delta = \frac{3 d_{31} E_3 l^2 w_1}{(w_0 - w_1)^2} \left(\ln \frac{w_1}{w_0} + \frac{w_0}{w_1} - 1 \right). \quad (30)$$

由洛必达(L'Hospital)法则对(29)式求极限可得

$$\begin{aligned} \lim_{w_1 \rightarrow w_0} y &= 3 d_{31} E_3 l^2 w_0 \lim_{w_1 \rightarrow w_0} \frac{\frac{x}{lw_0} \left[\ln \left(-\frac{w_0 - w_1}{lw_0} x + 1 \right) - 1 \right] + \frac{x}{lw_0}}{-2(w_0 - w_1)} \\ &= 3 d_{31} E_3 l^2 w_0 \lim_{w_1 \rightarrow w_0} \frac{\frac{x}{lw_0} \left(-\frac{w_0 - w_1}{lw_0} x + 1 \right)^{-1} \frac{x}{lw_0}}{2} \\ &= 3 d_{31} E_3 l^2 / 2 w_0. \end{aligned}$$

与矩形致动器的结果(16)式相同. 若令 $w_1 = 0$, 则(29)式变为

$$\begin{aligned} y &= \frac{3 d_{31} E_3 l^2}{w_0} \left\{ \left(-\frac{w_0}{lw_0} x + 1 \right) \left[\ln \left(-\frac{w_0}{lw_0} x + 1 \right) - 1 \right] + 1 \right\} \\ &= \frac{3 d_{31} E_3 l(l-x)}{w_0} \left[\ln \left(1 - \frac{x}{l} \right) + \frac{x}{l-x} \right] \\ &= \frac{3 d_{31} E_3 lx}{w_0} + \frac{3 d_{31} E_3 l(l-x)}{w_0} \ln \left(1 - \frac{x}{l} \right) \end{aligned}$$

化为三角梁的结果(24)式.

4.5 不同形状致动器自由端致动位移的比较

我们已经得到了不同形状致动器自由端致动位移的解析表达式

$$\delta_1 = 3 d_{31} E_3 l^2 / 2 w_0, \quad (15a)$$

$$\delta_2 = \frac{d_{31} E_3 l^2}{2} \left(\frac{1}{w_1} + \frac{2}{w_0} \right), \quad (20a)$$

$$\delta_3 = 3 d_{31} E_3 l^2 / w_0, \quad (25a)$$

$$\delta_4 = \frac{3 d_{31} E_3 l^2 w_1}{(w_0 - w_1)^2} \left(\ln \frac{w_1}{w_0} + \frac{w_0}{w_1} - 1 \right), \quad (30a)$$

其中 δ_1 — δ_4 分别表示矩形、指数形、三角形、梯形致动器. 下面比较各种形状致动器的位移特性.

若倒数曲线梁和梯形梁的 $w_1 = w_0/2$, 则

$$\delta_2 = 2 d_{31} E_3 l^2 / w_0, \quad \delta_4 = 1.84 d_{31} E_3 l^2 / w_0.$$

因此若夹持端宽度均为 w_0 , 则四种形状致动器的致动位移的大小依下列次序变小

$$\delta_3 > \delta_2 > \delta_4 > \delta_1.$$

因此, 若要求致动器根部宽度固定, 同时又要获得较大的端部致动位移, 则实际应用时采用指数形致动器为宜.

若矩形梁宽度取为梯形梁夹持端和自由端宽度的平均值, 即 $(w_0 + w_1)/2$, 则由(15a)式得

$$\delta_1 = 3 d_{31} E_3 l^2 / (w_0 + w_1), \quad (15b)$$

与(30a)比较得

$$\delta_1 / \delta_4 = (w_0 - w_1)^2 / (w_0 + w_1) w_1 \left(\ln \frac{w_1}{w_0} + \frac{w_0}{w_1} - 1 \right).$$

令 $\xi \equiv w_1/w_0$, $\Delta(\xi) \equiv \delta_1/\delta_4$, 则有

$$\Delta(\xi) = \frac{(1-\xi)^2}{(1+\xi)(\xi \ln \xi + 1 - \xi)}. \quad (31)$$

$\Delta(\xi)$ 与 ξ 的关系示于图 3. ξ 在 1 附近时 $\Delta(\xi)$ 的奇异性对真实致动器可忽略. 由图 3 中可以看出, 当 $\xi < 1$ 时, 即 $w_1 < w_0$ 时, 矩形致动器的位移均大于梯形致动器的位移, 但不超过梯形致动器的 12%; 当 $\xi = 0.23$ 时, $\Delta(\xi) = 1.116$, 为最大. 当 $w_1 > w_0$ 时, 矩形致动器的致动位移小于梯形致动器. 通常 $w_1 < w_0$, 因此当梯形致动器与矩形致动器在 xy 平面内的面积相同时, 从致动位移的角度来看, 采用矩形致动器优于梯形致动器.

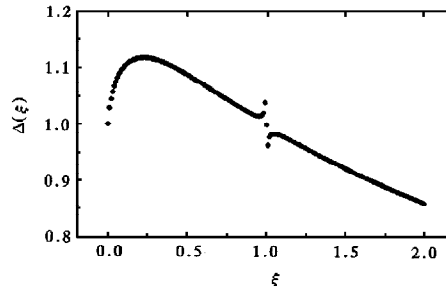


图 3 $\Delta(\xi)$ 与 ξ 的关系曲线

5 电场诱导应力

陶瓷的抗压强度远大于抗张强度, 因此从强度方面考虑, 只需讨论致动器横截面上的正应力. 弯曲梁横截面上距中性层 y 处的纵向 (x 方向) 线应变为

$$\epsilon = yM/YI_z. \quad (32)$$

若令 A 部分 y 值由坐标上 $y=0$ 处算起, B 部分 y 值由坐标上 $y = -w(x)/2$ 处算起, 则可分别得到 A, B 两部分中任意 y 处的应变

$$S_1^A = \frac{2F^A s_{11}^E}{tw(x)} - \frac{M^A \left(y^A - \frac{w(x)}{4} \right)}{YI_z} - d_{31} E_3, \quad (33)$$

$$S_1^B = \frac{2F^B s_{11}^E}{tw(x)} - \frac{M^B \left(y^B - \frac{w(x)}{4} \right)}{YI_z} + d_{31} E_3. \quad (34)$$

将(9)–(11)式代入(33), (34)式可得

$$S_1^A = -\frac{3}{4} d_{31} E_3 - 3 d_{31} E_3 \left(y^A - \frac{w(x)}{4} \right) / w(x) \quad 0 < y^A < w(x)/2, \quad (35)$$

$$S_1^B = \frac{3}{4} d_{31} E_3 - 3 d_{31} E_3 \left(y^B - \frac{w(x)}{4} \right) / w(x) \quad 0 < y^B < \frac{w(x)}{2}. \quad (36)$$

由于 $S_1^A|_{y^A=0} = S_1^B|_{y^B=w(x)/2} = 0$, 因此 A, B 两部分的连接处实际上是零应变平面. 比较(35), (36)式与(2), (3)式可得

$$T_1^A = \frac{d_{31} E_3}{s_{11}^E} \left(1 - \frac{3y^A}{w(x)} \right), \quad (37)$$

$$T_1^B = \frac{d_{31} E_3}{s_{11}^E} \left(\frac{1}{2} - \frac{3y^B}{w(x)} \right). \quad (38)$$

分别令(37), (38)式等于零可得 A, B 两部分零应力平面距 x 轴的距离分别为

$$y = y^A = \frac{1}{3} w(x),$$

$$y = y^B - \frac{1}{2} w(x) = \frac{1}{6} w(x) - \frac{1}{2} w(x) = -\frac{1}{3} w(x).$$

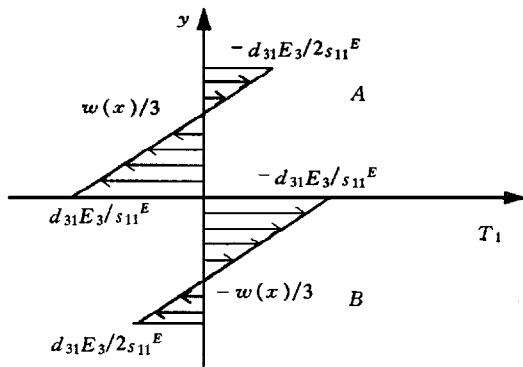


图 4 致动器横截面上法向内力示意图

由此可得致动器 x 处横截面上的正应力图, 示于图 4. 最大张应力 T_{1max} 在 $y=0$ 处的 B 部分中且

$$T_{1max} = -d_{31} E_3 / s_{11}^E. \quad (39)$$

由(37)–(39)式可以看出, 致动器宽度边上任意 x 处的正应力均相等, 致动器中的等应力线是满足 $y^A/w(x)$ 或 $y^B/w(x)$ 等于常数的点的连线, 由电场诱导的最大张应力与致动器的形状及长宽无关.

若采用表 1 所列 PZT-5A 压电陶瓷的性能参量^[9], 则由材料力学强度判据可得压电陶瓷的动态许用张应力

$$[\sigma]_{动} = 28/n_b = 11.2\text{MPa},$$

式中 $n_b=2.5$ 为安全系数.

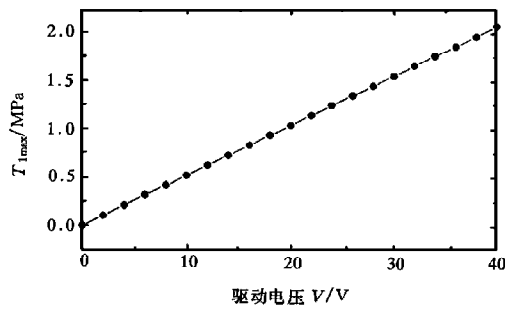


图 5 电场诱导界面最大张应力与驱动电压的关系

表 1 压电陶瓷的性能参量

$d_{31}/(10^{-12}\text{C/N})$	$s_{11}^E/(10^{-12}\text{m}^2/\text{N})$	动态抗张强度/ MPa
-171	16.4	28

由(39)式可计算出 T_{1max} 与电压 V 的关系, 示于图 5, 其中压电片厚度取为 0.2 mm. 对典型工作电压 $V=20\text{V}$,

$$T_{1max} = 1.04\text{MPa} \ll [\sigma]_{动},$$

即电场诱导应力水平远低于许用拉应力, 因此对致动器来讲, 电场诱导应力是绝对安全的.

6 致动器端部致动位移的有限元数值模拟及实验验证

用 PZT-5A 制备了不同尺寸的矩形致动器. 采用迈克耳孙(Michelson)干涉仪测量致动器的端部位移^[10]. 将致动器端部的 xz 面作为迈克耳孙干涉仪的可移动镜, 通过等厚干涉条纹移动的数目可计算出致动器的实际位移. 采用一阶剪切理论(FOST), 四节点板单元对致动器的端部致动位移进行了有限元数值分析. 计算中为避免剪切锁死采用了缩减积分技术.

对长、宽、厚分别为 9 mm , 3 mm , 0.2 mm 的典型矩形致动器,图 6 示出了端部致动位移随驱动电压变化的关系曲线.从测量结果可以看出位移在升降压过程中有一定回滞,这是强场驱动的必然结果.

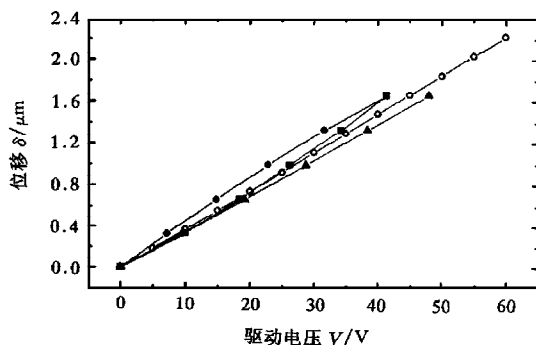


图 6 矩形致动器的驱动电压-端部致动位移关系曲线 致动器尺寸为 $9\text{ mm} \times 3\text{ mm} \times 0.2\text{ mm}$; ■为增加电压; ●为降低电压; ▲为解析结果; ○为有限元结果

作为比较图 6 中同时也绘出了根据(15)式计算的理论值和有限元数值分析结果,可以看出测量值比计算值略大,尤其在驱动电压较高时更为明显,其主要原因是强电场下的实际压电系数比传输线路法给出的结果大.理论值与数值分析结果相差不大,但有限元的结果与测量结果更为接近.

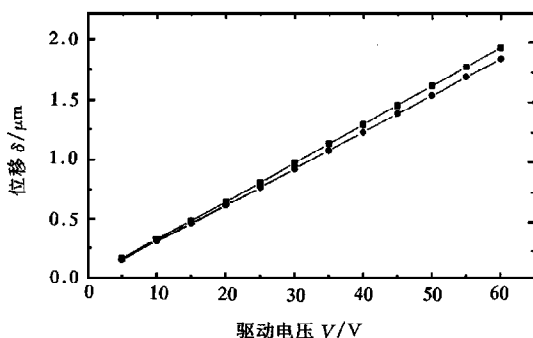


图 7 梯形致动器的驱动电压-端部致动位移关系曲线 致动器尺寸为 $w_0 = 5\text{ mm}$, $w_1 = 1\text{ mm}$, $l = 9\text{ mm}$, $t = 0.2\text{ mm}$; ■为有限元结果; ●为解析结果

系统的实验研究表明^[10],长度介于 $8\text{—}12\text{ mm}$,宽度介于 $2\text{—}4\text{ mm}$,厚度为 0.24 mm 的不同长宽比的矩形致动器,在 $20\text{—}50\text{ V}$ 的电压驱动下均可获得 $1\text{—}2\text{ }\mu\text{m}$ 的致动位移.位移滞后的程度随致动器长宽比的增大而减小.

对于 $w_0 = 5\text{ mm}$, $w_1 = 1\text{ mm}$, $l = 9\text{ mm}$, $t = 0.2\text{ mm}$ 的梯形致动器,图 7 比较了有限元数值分析结果和(30)式给出的解析结果.很明显,两者相差不大.因此本文中推导出的

变宽度分割电极压电致动器端部致动位移与驱动电压的各解析关系,可以作为对致动器进行尺寸优化的理论依据。

本文设计的各种形状的致动器均可达到 $1\text{--}2\ \mu\text{m}$ 的位移量,而该位移量至少可覆盖 25 kTPI 高道密度硬盘的一个磁道宽度,已满足磁头定位两级伺服系统对第二级致动器的位移要求。

7 结 语

针对硬盘中磁头定位两级伺服系统设计了一种新型压电致动器——变宽度分割电极片状压电致动器。从理论上计算出了端部致动位移、电场诱导应力与驱动电压的解析关系,并对端部致动位移进行了有限元数值模拟和实验验证。结果表明,在 $20\text{--}50\ \text{V}$ 的驱动电压作用下,毫米尺寸的致动器可产生微米量级的端部致动位移。电场诱导应力远低于压电陶瓷材料的许用张应力,不影响致动器的安全使用。

感谢新加坡数据存储研究所国际合作项目“Piezoelectric Actuators for Hard Disk Drives”的资助。本文第一作者感谢与赵明 博士的有益讨论。

- [1] Robert E. Newnham and Gregory R. Rusehau, *Am. Ceram. Bull.*, **75**(1996), 51.
- [2] Kenji Uchino, *Piezoelectric Actuators/Ultrasonic Motors* (Kluwer Academic Publishers, 1996).
- [3] Aydin Dogen, Jose F. Fernandez, Kenji Uchino *et al.*, *Proceeding of ISAF'96*, 213.
- [4] Gene H. Haerting, *Am. Ceram. Bull.*, **73**(1994), 93.
- [5] Denny K. Miu, *Data Storage* (July/August 1995), p. 33.
- [6] K. Mori, H. Hirai, T. Takahashi *et al.*, U.S. Patent 5189578(Feb. 23. 1993).
- [7] Long-sheng Fan, Hal H. Ottesen, Timothy C. Reiley *et al.*, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **42**(1995), 222.
- [8] Jan G. Smits, Susan I. Dalke and Thomas K. Coony, *Sensors and Actuators*, **A28**(1991), 41.
- [9] Wang Rong-jing, *Handbook of Marine Acoustic Materials* (Science Press, Beijing, 1983) (in Chinese).
- [10] Wang San-hong, *Mini Piezo-actuator*, M.E.S. Thesis (Xi'an Jiaotong University, 1997) (in Chinese).

DEFLECTION CHARACTERISTICS OF SPLIT ELECTRODE INPLANE BENDING PIEZOELECTRIC ACTUATORS WITH VARYING WIDTH *

WANG ZHI-HONG^{a)} TIAN XIAO-GENG^{b)} WANG SAN-HONG^{a)} YAO XI^{a)}

^{a)} (*Electronic Materials Research Laboratory, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049*)

^{b)} (*Department of Engineering Mechanics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049*)

(Received 26 March 1998)

ABSTRACT

The cantilever split-morph, a new type of piezoelectric actuator, have been designed for dual-stage head positioning servo system of high density hard disk drives. In this actuator configuration, a PZT ceramic plate, with one end mechanically clamped and the other free, was poled along its thickness and divided into two symmetric parts along length by splitting electrodes. Driving voltages are preferably so arranged that they make one of the two parts expand by the "31" action while the other part, i. e., the symmetric part, contracts. This will result in a bending motion of the actuator along the direction of its width. The driving voltage-tip displacement characteristics of the actuator have been investigated by theoretical analysis, finite element modeling and experiment. Theoretical analysis indicated that the electric field induced stress is much smaller than stretch strength of piezoelectric ceramic. Tip displacement measured by Michelson interferometer is a little larger than the calculated result. This is mainly due to the increase of piezoelectric coefficient d_{31} at high driving field. Tip displacement of 1 to 2 μm can be achieved at 20 to 50 V driving voltage for the split-morph whose size is similar to that of the existing suspension. As to 25 kTPI (track per inch) high track density hard disk drives, this actuating stroke can cover at least one track width and meet the primary requirements of dual-stage head positioning servo system for displacement of the secondary actuator.

PACC: 7760; 0750; 0630C; 0260

* Project supported by the Doctoral Program Foundation of Institution of Higher Education of China (Grant No. 96069809).