

文章编号 1004-924X(2007)10-1558-06

Jiles-Atherton 模型的超磁致 伸缩驱动器磁滞补偿控制

李欣欣^{1,2}, 王 文¹, 陈戩恒¹, 陈子辰¹

(1. 浙江大学 现代制造工程研究所, 浙江 杭州 310027;
2. 广西民族大学 物理与电子工程学院, 广西 南宁 530006)

摘要:研究了磁滞补偿控制的方法,建立了基于 Jiles-Atherton 模型的磁滞补偿控制系统。介绍了 Jiles-Atherton 磁滞模型的主要思想及其主要参数,对该模型反向运动时磁化强度变化与磁场强度变化的对应关系进行了分析,并在此基础上,提出了利用磁滞环的宽度,通过重新给定反向起始点的迭代初值,实现磁滞补偿的方法。实验结果表明:对于阶跃响应,采用磁滞补偿时没有延迟,且达到稳态时间比不进行磁滞补偿时缩短 12 ms;对于正弦响应,采用磁滞补偿时没有延迟,且均方误差比不进行磁滞补偿时提高了 0.19 μm ,能有效消除磁滞的影响,提高定位精度。

关键词:超磁致伸缩驱动器;磁滞补偿;Jiles-Atherton 模型

中图分类号:TP273;TP211.53 **文献标识码:**A

Hysteresis compensation of giant magnetostrictive actuator based on Jiles-Atherton model

LI Xin-xin^{1,2}, WANG Wen¹, CHEN Jian-heng¹, CHEN Zi-chen¹

(1. Institute of Advanced Manufacturing Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. College of Physics and Electrical Engineering, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530006, China)

Abstract: The hysteresis compensation method is studied. A control system is established based on Jiles-Atherton hysteresis model and its main parameters are introduced. Then, according to Jiles-Atherton hysteresis model, the variation relation between magnetization and field intensity is analyzed. Finally, based on above analysis, a hysteresis compensation method using the width of hysteresis ring to recalculate the initial value for recursive algorithm at turning point is proposed. The experiment results indicate that, comparing with a actuator without hysteresis compensation, there is no time delay in proposed system and the settled time is 12 ms reduced for step response. Also, there is no time delay and the MSE is 0.19 μm improved for sine wave tracking, which shows that the compensation method can overcome the hysteresis effect and improve positioning precision effectively.

Key words: giant magnetostrictive actuator; hysteresis compensation; Jiles-Atherton model

1 引 言

超磁致伸缩材料 (Giant Magnetostrictive Material, GMM) 制成的驱动器具有伸缩系数大、输出力大、响应速度快、准确度高等特点,并且能够由低电压驱动,对环境温度的要求也较低。主要应用于精密工程领域,如超精密加工控制、机器人位移调节器等,可精确、快速定位,提高输出功率,具有很高的应用价值。

在实际的动态控制应用中,执行器的输入电流与输出位移间呈现出显著的非线性和由材料固有特性所带来的滞回性。但当执行器应用在低驱动电流及准静态时,由于 GMM 芯棒的磁化过程可以类似于静态磁化过程,所以磁滞效应不显著。在这个场合中,使用的是 GMM 的线性区,输入电流与输出位移表现为线性关系。但是由于线性区的范围较小,GMM 的行程较短,所以在一些对行程范围要求较大的场合,如高速铣削以及混合电机设计中,必须提高输入电流,增大行程。但同时也会使 GMM 材料进入同时包含饱和与磁滞等非线性现象的非线性区^[1]。因此,对 GMM 材料的磁滞等非线性现象进行较为准确的补偿与控制是非常必要的。目前对超磁致伸缩材料驱动器 (Giant Magnetostrictive Material Actuator, GMA) 的控制主要有三种方式:一种是只考虑在线性范围内的控制,但该方式下驱动行程较小^[2-3];第二种是采用各种描述磁滞与饱和非线性模型的逆模型进行逆补偿^[4-5],进行线性化处理,最大限度地抵消非线性因素的影响,并结合线性控制理论实现驱动器的控制。如文献[4]采用的是自由能磁滞模型,但控制算法较为复杂,而文献[5]采用的是在压电陶瓷驱动器控制中常用的 Preisach 磁滞模型进行补偿^[6],需要大量的实验数据建立模型;第三种是结合自适应滤波、自适应控制理论及非线性建模方法,在线建立磁滞模型。这种方法对激励信号的选取、被估参数的收敛性、收敛速度以及控制系统的稳定性有较高的要求^[7]。

本文采用第二种方式进行控制,所选用的模型是基于畴壁 (Domain Wall) 理论的 Jiles-Atherton (J-A) 模型。值得注意的是,J-A 模型从理论上虽然只适合于低频状态,但如果能综合考虑涡

流影响因素^[8],也可以适用于较高的工作频率。J-A 模型的部分逆模型^[9]没有对磁滞进行补偿,而全逆模型在理论上能对磁滞进行补偿,但在驱动反向时会出现迭代发散的问题,因此目前应用较少。为了利用全逆模型能较好补偿磁滞的特点,本文提出了简单可行的解决方法,即利用磁滞环的宽度,通过重新给定反向起始点的迭代初值,并结合常用的 PID 控制方法,实现磁滞补偿。

2 基于 Jiles-Atherton 的 GMA 模型

GMM 的 J-A 模型是在畴壁理论的基础上推导出来的。J-A 模型的主要思想可由以下几个等式表达:

$$H(t) = n \cdot I(t), \quad (1)$$

$$H_{\text{eff}}(t) = H(t) + \tilde{\alpha} M(t), \quad (2)$$

$$M_{\text{an}}(t) = M_s \left[\coth\left(\frac{H_{\text{eff}}(t)}{a}\right) - \frac{a}{H_{\text{eff}}(t)} \right], \quad (3)$$

或

$$M_{\text{an}}(t) = M_s \cdot \tanh\left(\frac{H_{\text{eff}}(t)}{a}\right), \quad (4)$$

$$\frac{dM(H)}{dH}(t) = (1-c)\delta \cdot \frac{M_{\text{an}}(H_{\text{eff}}(t)) - M(H(t))}{k(1-c)\text{sgn}(\dot{H}(t)) - \alpha[M_{\text{an}}(H_{\text{eff}}(t)) - M(H(t))]} + c \frac{dM_{\text{an}}(H_{\text{eff}})}{dH_{\text{eff}}}(t), \quad (5)$$

$$M_{\text{rev}}(t) = c[M_{\text{an}}(t) - M_{\text{irr}}(t)], \quad (6)$$

$$M(t) = M_{\text{rev}}(t) + M_{\text{irr}}(t), \quad (7)$$

$$\lambda(t) = \frac{3\lambda_s}{2M_s^2} M(t)^2. \quad (8)$$

其中, H —磁场强度, I —输入电流, H_{eff} —有效磁场强度, M —磁化强度, M_{an} —无磁滞磁化强度, M_s —饱和磁化强度, λ 、 λ_s 分别是磁致伸缩系数和饱和磁致伸缩系数, k 、 a 、 c 、 α 、 δ 及 $\tilde{\alpha}$ 分别是模型参数,具体含义见表 1 及参考文献[10]。式(1)表示由 GMA 激励线圈输入电流 I 时产生的磁场强度。式(2)表示由式(1)的磁场强度、材料内部磁化强度及预压力共同作用形成的有效磁场强度,用于驱动 GMM 工作。式(3)与式(4)表示无磁滞磁化强度 M_{an} 。 M_{an} 只考虑磁畴移动所产生的可逆磁化强度 M_{rev} ,而忽略了由于磁畴的旋转所引起的不可逆磁化强度 M_{irr} ,而正是不可逆的磁化强度 M_{irr} 导致了磁滞现象的产生。因此, M_{an} 只

包含了可逆的磁化强度,也就只体现了 GMM 材料中除磁滞现象外的非线性关系。而式(5)考虑了可逆与不可逆两部分, M 等于可逆磁化强度 M_{rev} 与不可逆磁化强度 M_{irr} 之和,因此式(5)表达的磁化强度则是综合了磁滞与饱和等非线性关系(如图 1 所示)。式(6)表达的是可逆磁化强度 M_{rev} 、不可逆磁化强度 M_{irr} 以及无磁滞磁化强度 M_{an} 的关系。式(8)反映的是 GMM 伸长与磁化强度 M 的关系。

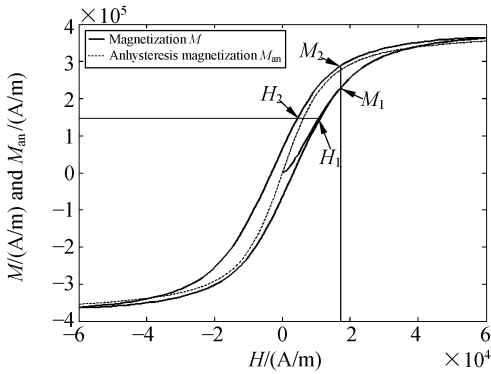


图 1 磁场强度 H 与磁化强度 M 、无磁滞磁化强度 M_{an} 的关系曲线

Fig. 1 Curves of field intensity H , magnetization M and anhysteresis magnetization M_{an}

为了进行 GMA 的补偿,较好的方法是利用现有磁滞模型,得到其逆模型,然后在控制实现中用于磁滞非线性的补偿。但由于目前的磁滞模型还不能够完全准确地描述磁滞现象,因此在补偿的同时,还需要增加线性系统的控制器来保证 GMA 能够精确跟踪给定的信号。

3 基于 J-A 模型的逆模型及其控制器的设计

采用逆模型进行的补偿主要是为了能最大限度地抵消 GMA 中饱和与磁滞等非线性影响。根据 J-A 模型式(1)~(6),可以得到两种不同的逆模型:一种是基于式(3)或(4),只补偿部分非线性而没有对磁滞进行补偿的部分逆模型;另一种是基于式(5)能同时补偿包括磁滞与饱和非线性的全逆模型。基于式(4)的部分逆模型可表示如下:

$$H(t) = a \cdot \arctan h(M_{\text{an}}(t)/M_s) - \bar{\alpha} M_{\text{an}}(t) \quad (9)$$

基于式(5)及式(4)的全逆模型表示如下:

当 $dM > 0$ 时,

$$\frac{dH}{dM} = 1 / \left[\frac{M_s \cdot \tan h((H + \alpha M)/a) - M}{k - \bar{\alpha} [M_s \cdot \tan h((H + \alpha M)/a) - M]} + \frac{cM_s}{a} \sec^2 h^2 \left(\frac{H + \alpha M}{a} \right) \left(1 + \alpha \frac{dM}{dH} \right) \right] \quad (10)$$

当 $dM < 0$ 时,

$$\frac{dH}{dM} = 1 / \left[\frac{M_s \cdot \tan h((H + \alpha M)/a) - M}{-k - \bar{\alpha} [M_s \cdot \tan h((H + \alpha M)/a) - M]} + \frac{cM_s}{a} \sec^2 h^2 \left(\frac{H + \alpha M}{a} \right) \left(1 + \alpha \frac{dM}{dH} \right) \right] \quad (11)$$

由图 1 中的 M_{an} 曲线可知,对于不在饱和区域中特定的 H 值,都有相应的 M 值与之——对应,这为通过已知 M 来求取 H 的逆问题求解带来方便。但因其没有考虑磁滞的影响,所以实际输入与输出之间会产生相移,而且要求控制器能在较大范围内进行调整。同时,由图 1 中的 M 曲线可知,对于特定的 H 值,会有两个 M 值与之对应,一个是当 H 上升时产生的磁化强度 M_1 ,另一个是当 H 下降时产生的磁化强度 M_2 。因此要通过已知的 M 获取 H 时就必须考虑此时的 M 是上升还是下降,因为 H 变化的方向总是与 M 变化的方向是一致的。也是由于上述原因,在采用全逆模型进行逆补偿时, dH/dM 或 dM/dH 的值必须为正,如果产生负的结果,则不能正确进行全逆补偿。

同时,在逆补偿的实现中磁场强度 H 的计算是通过欧拉前向差分法进行迭代计算的,所以要有合适的 H 与 M 的初值才能得到收敛的结果。本文在实验中是通过霍尔传感器在控制开始之前测量 GMM 材料的静态 M 值来确定全逆模型磁化强度 M 的初值。同时注意到模型的 H - M 曲线在回转处(即 $dH < (>) 0$ 转向 $dH > (<) 0$ 时)会产生 $dH/dM < 0$ 或 $dH/dM \rightarrow \infty$ (M 变化很小)的现象,从而导致迭代计算结果与实际不符,甚至出现迭代发散。由于在 GMA 使用时,很少会涉及 H - M 曲线的饱和阶段,而在中间部分,可观察到磁滞环的宽度(同一个 M 值所对应的两个 H 值的差)基本上是相等的。为了消除上述因初值选取不当造成迭代计算结果与实际不符的情况,本文在全逆模型 dH 反向时,利用了磁滞环的宽度,重新计算了 H 与 M 的迭代初值,使得全逆模型在 dH 反向后能够进行有效的磁滞补偿。

假设磁场强度 H 、磁化强度 M 的取值均在有效范围内,对于同一个 M 值,磁滞环上两个对应的磁场强度分别为 H_1 ($dM > 0$ 时)与 H_2 ($dM < 0$ 时)。假设磁滞环的宽度为:

$$W = |H_1 - H_2|, \quad (12)$$

则在全逆模型中当 dM 由 $dM > 0$ 转向 $dM < 0$ 时,可使:

$$H_0' = H_0 - q \cdot W, \quad (13)$$

反之,当 dM 由 $dM < 0$ 转向 $dM > 0$ 时,可使:

$$H_0' = H_0 + q \cdot W, \quad (14)$$

其中, H_0' 为开始进行反向迭代求逆时的磁场强度初值, H_0 为反向前最后一次正向迭代求逆得到的磁场强度, q 为宽度因子 ($0 < q < 1$)。 q 的取值可采用二分法来确定,使得以 H_0' 及下述 M_0' 为初值的反向迭代结果满足 dH/dM 或 dM/dH 必须为正的要求。而在 dM 转向时刻 (H 由 H_0 变化为 H_0') 不可逆磁化强度 M_{irr} 的变化 dM_{irr} 为零。此时 M 的变化主要是由 M_{rev} 的变化引起的,由式(6)和(7)得:

$$dM(t) = dM_{rev}(t) + dM_{irr}(t) = dM_{rev}(t) = c \cdot dM_{an}(t). \quad (15)$$

因此,磁化强度的初值 M_0' 为采用反向前最后一次正向迭代求逆时使用的 M_0 减去 dM 的值。

$$M_0' = M_0 - dM = M_0 - c \cdot dM_{an}(t). \quad (16)$$

对于部分及全逆补偿,本文采用如图 2 所示的控制器结构。

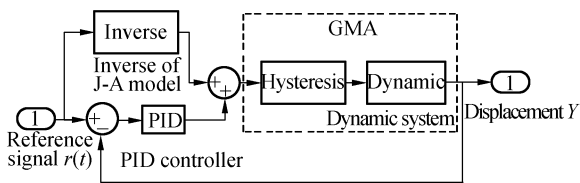


图 2 采用前馈逆补偿的控制器结构

Fig. 2 Controller structure with feedforward inverse compensation

4 实验结果与分析

本文实验使用的是自行设计的 GMA 驱动器,并根据实验数据对 J-A 模型的各个参数进行估计。实验平台各组成部分如图 3 所示。因模型

参数容易受到 GMA 结构的影响,因此需要对特定的 GMA 进行相应的模型参数估计。本实验中 J-A 模型的各项参数如表 1 所示。

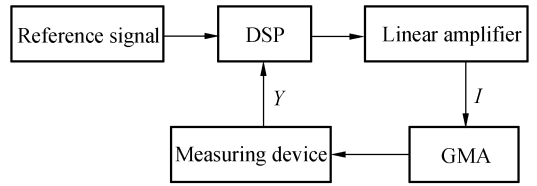


图 3 GMA 磁滞补偿控制系统实验平台

Fig. 3 Block diagram of GMA hysteresis compensation control system

表 1 Jiles-Atherton 模型参数值

Tab. 1 Parameters of Jiles-Atherton model

| 名称 | 参数 |
|--|---------|
| 无磁滞磁化强度形状参数 a (A/m) | 4 841 |
| 可逆磁化强度系数 c | 0.18 |
| 脱离钉扎点所需的平均能量 k (A/m) | 3 000 |
| 畴壁相互作用系数 α | -0.01 |
| 饱和磁化强度 M_s (A/m) | 401 000 |
| 饱和磁致伸缩率 λ_s ($\times 10^{-6}$) | 400 |

经辨识得到的 GMA 动态方程(传递函数)为:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{I(s)} = \frac{-3.958s^2 + 7.009s + 2.52 \times 10^5}{s^3 + 625.4s^2 + 9.551 \times 10^4s + 2.644 \times 10^6}, \quad (17)$$

其中 Y 为 GMA 输出位移, I 为 GMA 的输入电流。

当给定阶跃参考信号 $r(t) = 3 \mu\text{m}$ 时,部分逆与全逆模型的阶跃响应如图 4 所示。从图中可以看出:要求稳态值达到 $\pm 2\%$ 的误差,采用全逆模型进行补偿时的调节时间比部分逆补偿时短:全逆模型时的调节时间 $t_{s1} = 63 \text{ ms}$,而部分逆模型为 $t_{s2} = 75 \text{ ms}$,这一点对于需要利用 GMM 材料快速响应的场合来说显得尤为重要;同时,当在 4.5 ms 时刻加入阶跃信号后,全逆模型能立刻响应,而部分逆模型很明显地有一个大约 3.5 ms 的时延,这是由于如前所述磁滞造成相移的缘故。

当给定的正弦输入信号为: $r(t) = 2.2 + 1.8 \cdot \sin(2\pi \cdot t) \mu\text{m}$ 时,由图 5 与图 6 可知,采用部分逆模型进行磁滞补偿时,系统响应与参考

信号之间有一个明显的由相位差造成的时延,均方误差为 $0.33 \mu\text{m}$ 。采用全逆模型进行补偿时,由图 7 和图 8 可以看到系统响应与参考信号之间不存在相位差,说明对磁滞进行了较好的补偿,而且正弦信号跟踪的误差均方差较小,均方误差为 $0.14 \mu\text{m}$,提高了 $0.19 \mu\text{m}$ 。

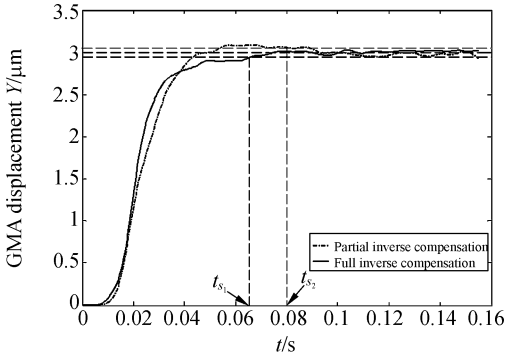


图 4 部分/全逆模型补偿时的 GMA 阶跃响应
Fig. 4 Step response with partial/full inverse compensation of GMA

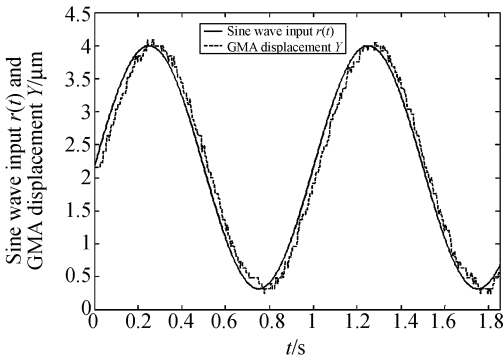


图 5 部分逆模型补偿时的 GMA 正弦信号响应
Fig. 5 Sine response with partial inverse compensation of GMA

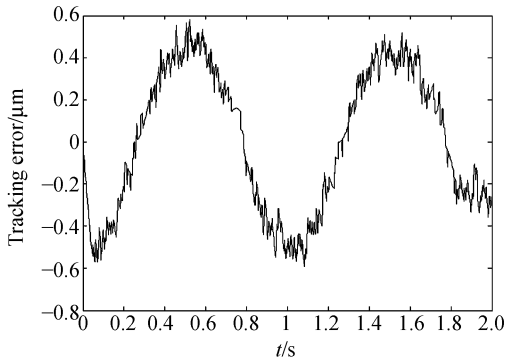


图 6 部分逆模型补偿时的 GMA 正弦信号响应误差
Fig. 6 Tracking error of sine response with partial inverse compensation of GMA

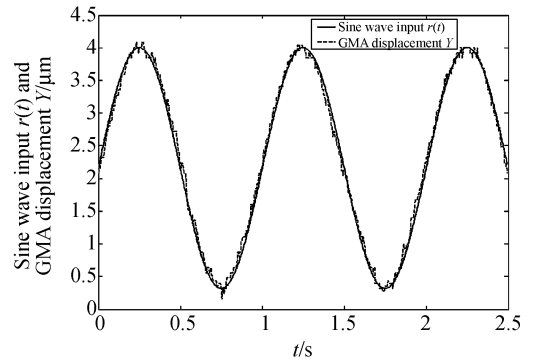


图 7 全逆模型补偿时的 GMA 正弦信号响应
Fig. 7 Sine response with full inverse compensation of GMA

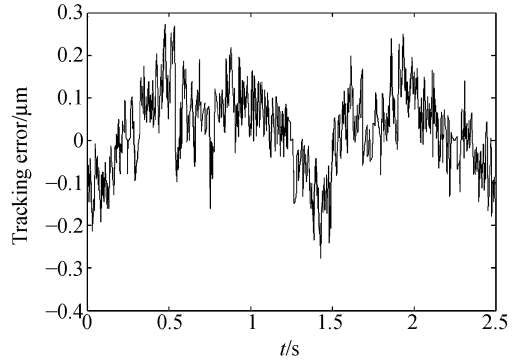


图 8 全逆模型补偿时的 GMA 正弦信号响应误差
Fig. 8 Tracking error of sine response with full inverse compensation of GMA

5 结 论

为了消除当超磁致伸缩驱动器用于精密驱动定位时磁滞现象带来的影响,在 J-A 模型及其全逆模型的基础上,分析了磁场强度与磁化强度变化之间的关系;提出了利用磁滞环的宽度,通过重新给定反向起始点的迭代初值,实现磁滞补偿的方法;并结合 PID 控制器进行了 GMA 的跟踪控制。实验表明:(1)对反向迭代的初始值进行处理后,采用输入与输出并非一一对应的全逆模型进行磁滞非线性补偿是可行的;(2)输入与输出没有出现磁滞引起的相移及时延;(3)均方误差较小,比没有进行磁滞补偿时提高了 $0.19 \mu\text{m}$;(4)阶跃响应稳态值误差控制在 2% 以内时,调节时间比采用部分逆补偿时减少了 12 ms,能有效消除磁滞的影响,提高定位精度。

参考文献:

- [1] 余佩琼,梅德庆,陈子辰,等.超磁致伸缩微致动器结构优化与静态特性试验[J].农业机械学报,2005,36(7):114-117.
YU P Q, MEI D Q, CHEN Z CH, *et al.*. Structure optimization and static characteristic experiment of giant magnetostrictive actuator [J]. *Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery*, 2005, 36(7):114-117. (in Chinese)
- [2] DOZOR J M, ENGEL B B, KILEY J E. Modeling, optimization, and control of magnetostrictive high force to mass ratio reaction mass actuators [J]. *SPIE*, 1997, 3044: 370-381.
- [3] 梅德庆,陈子辰.微制造平台的精密隔振系统研究[J].光学精密工程,2001,9(6):506-510.
MEI D Q, CHEN Z CH. Research on isolation system of micro manufacturing platform [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2001, 9(6): 506-510. (in Chinese)
- [4] NEALIS J M, SMITH R C. H infinity control design for a magnetostrictive transducer [C]. *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Maui, Hawaii USA*, 2003, 1802-1806.
- [5] TAN X B, JOHN S B. Control of Hysteresis in Smart Actuators [R]. *Technical Research Report, CDCSS TR 2002-8*, 2002.
- [6] 王岳宇,赵学增.补偿压电陶瓷迟滞和蠕变的逆控制算法[J].光学精密工程,2006,14(6):1032-1040.
WANG Y Y, ZHAO X Z. Inverse control algorithm to compensate the hysteresis and creep effect of piezoceramic [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(6): 1032-1040. (in Chinese)
- [7] 曹淑瑛,郑加驹,王博文,等.基于动态递归神经网络的超磁致伸缩驱动器精密位移控制[J].中国电机工程学报,2006,26(3):106-111.
CAO SH Y, ZHENG J J, WANG B W, *et al.*. Precision position control for giant magnetostrictive actuator based on dynamic recurrent neural network [J]. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*, 2006, 26(3):106-111. (in Chinese)
- [8] 王雷,谭久彬,刘玉涛.超磁致伸缩体内涡流效应有限元分析[J].光学精密工程,2006,14(3):445-449.
WANG L, TAN J B, LIU Y T. Analysis on eddy current effect in giant magnetostriction with finite element method [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(3): 445-449. (in Chinese)
- [9] NEALIS J, SMITH R C. Partial inverse compensation techniques for linear control design in magnetostrictive transducers [J]. *SPIE*, 2001, 4326: 462-473.
- [10] DAPINO M J, SMITH R C, FLATAU A B. Structural magnetic strain model for magnetostrictive transducers [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2000, 36(3): 545-556.

作者简介:李欣欣(1975-),男,浙江大学现代制造工程研究所在读博士,主要从事微位移驱动器方面的研究。E-mail: lxxnn221@sohu.com

王 文(1968-),男,浙江大学现代制造工程研究所副教授,工学博士,硕士生导师,主要从事精密测量与数字控制技术研究。E-mail: wangwn@zju.edu.cn

陈子辰(1950-),男,浙江大学现代制造工程研究所教授,博士生导师,主要从事精密工程、微机电系统、数控技术研究。E-mail: chenzc@zju.edu.cn