

文章编号 1004-924X(2018)07-1680-11

叠堆式超磁致伸缩致动器的模型预测滑模控制

何忠波, 荣 策*, 周景涛, 薛光明, 郑佳伟
(机械工程学院 车辆与电气工程系, 河北 石家庄 050003)

摘要:根据新型电液伺服阀的驱动要求,设计了叠堆式超磁致伸缩致动器(SGMA),为补偿其固有的非线性,提高位移输出精度,研究了 SGMA 的控制策略,并对控制策略进行了仿真和实验验证。首先,采用永磁体和 GMM 棒交替排布的结构形式设计了 SGMA,有助于提高偏置磁场的均匀性;然后,根据 SGMA 的结构特点,将其视为多自由度振动系统,建立了系统的位移输出模型;接着,在输出模型的基础上,结合模型预测控制与滑模控制策略,设计了模型预测滑模控制器;最后,进行了控制策略仿真和实验验证。实验结果表明,模型预测滑模控制器能够实现 SGMA 的精密控制。在阶跃控制实验中,系统稳定时间低于 1.5 ms,无超调和稳态误差;在正弦控制实验中,系统最大控制误差约为 0.83 μm ,相对值约为 6.9%,证明了控制策略的有效性。

关键词:叠堆式超磁致伸缩致动器;多自由度输出模型;非线性;模型预测滑模控制器;实验验证

中图分类号:TP273 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20182607.1680

Model predictive sliding mode control for stack giant magnetostrictive actuators

HE Zhong-bo, RONG Ce*, ZHOU Jing-tao, XUE Guang-ming, ZHENG Jia-wei

(Department of Vehicle and Electrical Engineering,
Shijiazhuang Mechanical Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

* Corresponding author, E-mail: rongc1102@sohu.com

Abstract: According to the requirements of actuators for novel electro-hydraulic servo valves (EHSV's), this paper proposes a design for a special stack giant magnetostrictive actuator (SGMA). In order to compensate for the nonlinear property of the SGMA, a controlling strategy was proposed and verified by simulation and experimentation. First, with permanent magnets (PMs) and short giant magnetostrictive material (GMM) rods located iteratively, a highly uniform bias magnetic field was obtained in the SGMA. Then, based on the structure of the SGMA, a multi-DOF model was established to describe the dynamic properties of this actuator. In addition, a control methodology was developed, which combines model predictive control and sliding mode control. Finally, to validate the proposed controller, both simulation and experimentation are conducted, and the results indicate that the proposed controller can realize the ultra-precise control of the SGMA. In the step control experiment, the system achieves stability within 1.5 ms with no overshoot or steady-state error. In the sinusoidal control experiment, the maximum tracking error of the system is approximately 0.83 μm , 6.9% of the total output of the SGMA, proving that the model predictive sliding mode

收稿日期:2017-11-14;修订日期:2018-01-09.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 51275525)

control can significantly reduce the nonlinearity of the SGMA.

Key words: stack giant magnetostrictive actuator; multi-DOF output model; nonlinearity; model predictive sliding mode control; experimental validation

1 引言

超磁致伸缩致动器(Giant Magnetostrictive Actuator, GMA)是一种基于超磁致伸缩材料(Giant Magnetostrictive Material, GMM)的新型智能驱动元件,具有响应速度快、应变大、输出力大、能量密度高等优点^[1-3];并且能够在低电压驱动下迅速精确地输出微位移,因而被视为新型电液伺服阀(Electro-hydraulic Servo Valve, EHSV)的理想驱动元件^[4-5]。然而,由于GMM本身存在饱和、磁滞等非线性因素,加之其工作状态易受外界温度、应力变化的影响,导致GMA的输入输出之间存在较强的非线性,不仅大大降低了开环系统的输出精度,还容易造成闭环系统的不稳定^[6-8]。为提高GMA的定位精度,发挥GMA的优异性能,需要研究合理的控制策略。

目前,应用较为广泛的是基于逆模型和PID算法的复合控制器。这种控制策略通过逆模型补偿GMA的磁滞效应,并利用PID控制器对线性化后的系统进行跟踪控制^[9-11]。当系统模型较复杂时,求解精确逆模型的过程十分复杂,甚至可能无法求解,这会大大降低系统的控制精度^[12-13]。为解决这一问题,研究人员将非线性控制策略应用于GMA控制,该控制策略无需对系统进行逆补偿,仍能获得较好的控制效果^[14-15]。其中,比较典型的是滑模控制器,滑模控制具有响应迅速、对干扰不敏感、物理实现简单等优点^[16-18]。但与此同时,滑模控制固有的抖振现象如果不加以抑制,不仅影响系统的控制精度,增加能量损耗,甚至可能激发出系统的未建模动态,带来难以预料的后果^[19]。

本文拟设计一种应用于新型EHSV的叠堆式超磁致伸缩致动器(Stack Giant Magnetostrictive Actuator, SGMA),相比于传统GMA,其偏置磁场分布更加均匀^[20]。针对这一特殊类型的致动器,为补偿其非线性,实现高精度控制,将模型预测控制与滑模控制相结合,提出模型预测滑模控制策略,在提高控制精度的同时能够消除滑模控制中的抖振现象。

2 SGMA 结构及工作原理

SGMA 结构如图 1 所示,其基本工作原理可以表示为:分布放置的永磁体提供偏置磁场,当驱动线圈内通入电流信号时,产生沿线圈轴线方向的驱动磁场。在偏置磁场和驱动磁场的共同作用下,GMM 棒产生轴向应变,通过输出杆实现位移和力的输出。位于右端盖和输出杆之间的碟簧能够将一定的预紧力施加于 GMM 棒上,预紧力可以通过左右端盖和外壳之间的螺纹调整。GMM 棒为脆性材料,抗拉强度较低,合适的预紧力可以避免 GMM 棒工作于拉应力状态,同时也有利于增大致动器的输出位移。冷却液通过进液口进入 SGMA 腔体,从出液口流出,带走工作过程中产生的热量,使 SGMA 工作于相对恒温的状态。

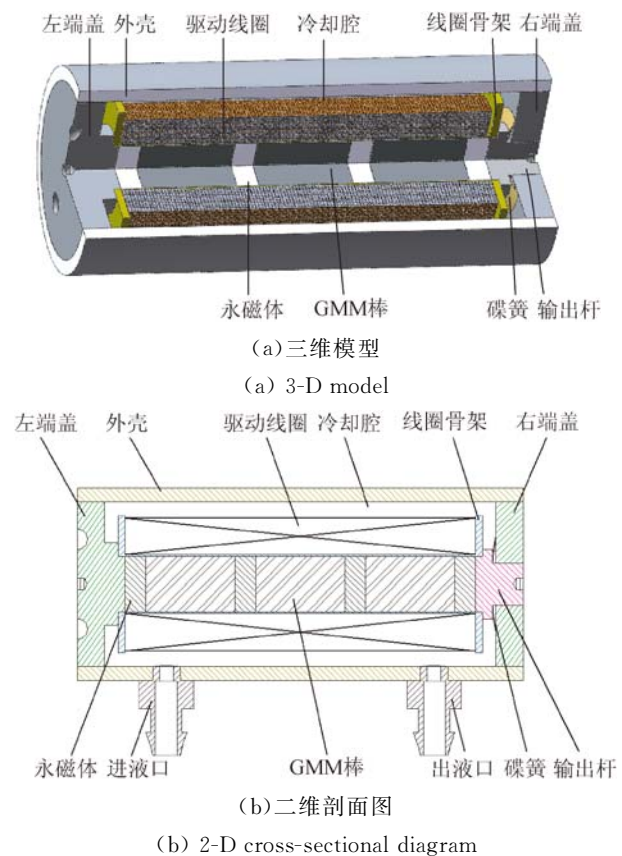


图 1 叠堆式超磁致伸缩致动器结构图

Fig. 1 Structure diagram of Stack Giant Magnetostrictive Actuator(SGMA)

3 SGMA 多自由度输出模型

SGMA 的偏置磁场均匀性较好,但其驱动磁场仍存在一定程度的不均匀性。为准确描述其驱动磁场的分布特征,将磁路模型与毕奥-萨伐尔定律相结合,则 SGMA 的驱动磁场分布函数可以表示为:

$$H(I, z) = \bar{H}(I) \Psi(z), \quad (1)$$

式中: $H(I, z)$ 为 GMM 棒上的磁场强度, \bar{H} 为磁路方法求得的 GMM 棒上的平均磁场强度, I 为驱动线圈中的电流, z 为 GMM 棒的轴向坐标。

$$\begin{cases} K_1 = (L_c - z) \ln \frac{r_2 + \sqrt{(L_c - z)^2 + r_2^2}}{r_1 + \sqrt{(L_c - z)^2 + r_1^2}} + z \ln \frac{r_2 + \sqrt{z^2 + r_2^2}}{r_1 + \sqrt{z^2 + r_1^2}} \\ K_2 = (l_3 - z) \ln \frac{r_2 + \sqrt{(l_3 - z)^2 + r_2^2}}{r_1 + \sqrt{(l_3 - z)^2 + r_1^2}} + z \ln \frac{r_2 + \sqrt{z^2 + r_2^2}}{r_1 + \sqrt{z^2 + r_1^2}} \end{cases}, \quad (5)$$

式中: μ_r 为 GMM 棒的相对磁导率, κ 为修正系数, l_2 为每段永磁体的长度, l_3 为每段 GMM 棒的长度, r_1 为线圈的内径, r_2 为线圈的外径, L_c 为线圈长度。

当致动器存在偏置磁场时, GMM 棒近似工作于线性段, 此时, 忽略材料本身的磁滞特性, 则 GMM 棒产生的磁致伸缩应变为:

\bar{H} 的公式计算如下^[21]:

$$\bar{H} = C \frac{NI}{S \cdot \sum_{i=1}^6 R_i}, \quad (2)$$

式中: N 为驱动线圈匝数, I 为驱动电流, C 为磁路的漏磁系数, S 为 GMM 棒的横截面积, R_i 为磁路中各部分的磁阻。

Ψ 的计算公式为:

$$\Psi(z) = \frac{1}{\mu_r^2(\bar{H})} (\Psi'(z) - 1) + 1, \quad (3)$$

$$\Psi'(z) = \frac{K_1 K_2}{\sum_{i=0}^{n-1} \int_{i(l_2+l_3)}^{i(l_2+l_3)+l_3} K_1 K_2 dz}, \quad (4)$$

$$\lambda(I, z) = dH(I, z), \quad (6)$$

式中 d 为 GMM 的压磁系数。

由式(6)可知, 驱动磁场的不均匀将导致应变分布的不均匀, 因此, 将处于工作状态的 SGMA 视为多自由度振动系统。考虑一般情况, 假设所设计的 SGMA 中有 m 段 GMM 棒, 每段划分为 n 个质量-弹簧-阻尼单元, 如图 2 所示。

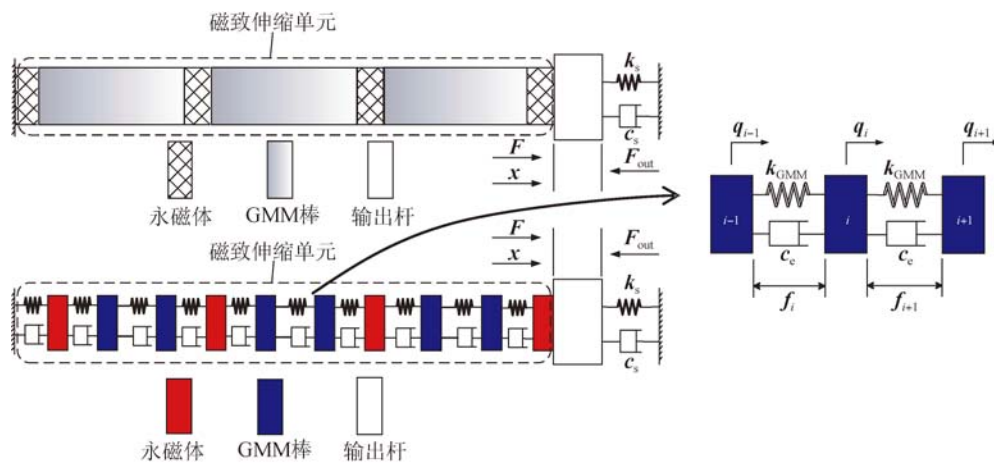


图 2 SGMA 位移模型等效图

Fig. 2 Equivalent diagram of displacement model for SGMA

以系统静平衡位置为坐标原点,该多自由度系统的运动微分方程为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_e & & & \\ & \mathbf{M}_e & & \\ & & \mathbf{M}_e & \\ & & & m_{PM} + m_s \end{bmatrix} \ddot{\mathbf{X}} + \begin{bmatrix} \mathbf{C}_e & & & \\ & \mathbf{C}_e & & \\ & & \mathbf{C}_e & \\ & & & -c_{PM} \end{bmatrix} \dot{\mathbf{X}} + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_e & & & \\ & \mathbf{K}_e & & \\ & & \mathbf{K}_e & \\ & & & -k_{PM} \end{bmatrix} \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{Q}_n \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

其中:

$$\mathbf{M}_e = \begin{bmatrix} m_{PM} & & & & & \\ & m_1 & & & & \\ & & m_2 & & & \\ & & & \ddots & & \\ & & & & \ddots & \\ & & & & & m_n \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{K}_e = \begin{bmatrix} k_{PM} + k_e & -k_e & & & & \\ -k_e & 2k_e & -k_e & & & \\ & -k_e & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & 2k_e & -k_e & \\ & & & -k_e & k_{PM} + k_e & \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_e = \begin{bmatrix} c_{PM} + c_e & -c_e & & & & \\ -c_e & 2c_e & -c_e & & & \\ & -c_e & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & 2c_e & -c_e & \\ & & & -c_e & c_{PM} + c_e & \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q}_n = [0 \quad q_{n1} \quad \cdots \quad q_{n2} \quad \cdots \quad q_{nk}]^T.$$

式中: k_{PM} 为永磁体刚度, c_{PM} 为永磁体阻尼, m_s 为输出杆质量, c_s 为输出杆与外壳之间的阻尼, k_s 为碟簧刚度, k_e 为 GMM 棒中任一质量-弹簧-阻尼单元的刚度, c_e 为 GMM 棒中任一质量-弹簧-阻尼单元的阻尼, \mathbf{X} 为 SGMA 的位移向量。

在等效磁致伸缩驱动力向量 $[\mathbf{Q}_1, \dots, \mathbf{Q}_n, 0]^T$ 中, \mathbf{Q}_n 为包含 $n+1$ 个元素的子向量。其中, 永磁体在磁场作用下不产生应变, 不受磁致伸缩驱动力作用, 所以对应位置的元素为 0。在 GMM 棒上, 第 k 段 GMM 棒上第 i 个质量-弹簧-阻尼单元所受的等效磁致伸缩驱动力可用 q_{ki} 表示 ($k=1, 2, 3; i=1, 2, \dots, n$), 如图 2 所示。

$$\begin{cases} f_{ki} = SE^H \lambda(I, z) \\ q_{ki} = f_{ki} - f_{k(i+1)}, i=1, 2, \dots, n, \\ q_{kn} = f_{kn} \end{cases} \quad (8)$$

其中: E^H 为 GMM 棒的弹性模量, f_{ki} 为第 k 段 GMM 棒中第 i 个的质量-弹簧-阻尼单元所受的磁致伸缩力。

在图 2 中, 最后一个永磁体产生的位移即为

SGMA 的输出位移, 表示为:

$$x_{out} = (0, 0, \dots, 0, 1) \mathbf{X}. \quad (9)$$

4 控制器设计

在第 3 节中建立的 SGMA 输出模型没有考虑磁滞效应对致动器输出的影响, 但实际上, GMM 的磁滞以及其他非线性因素对 SGMA 输出的影响不能忽略。为补偿 SGMA 的非线性, 提高控制精度, 将模型预测控制与滑模控制相结合, 设计了模型预测滑模控制器, 控制系统示意图如图 3 所示。所设计的控制器能够以最优的方式使系统趋向滑模面, 克服滑模控制固有的抖振现象。

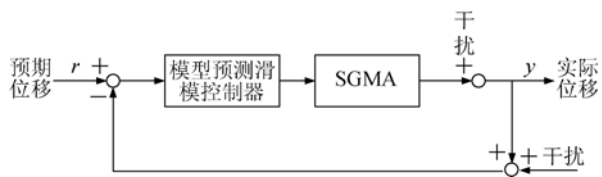


图 3 模型预测滑模控制系统

Fig. 3 Model predictive sliding mode control system

4.1 模型的状态空间表示

在设计计算机控制系统时, 为方便计算机运算, 通常将系统模型改写成状态空间形式。需要注意的是, 计算机的输出量一般为电压, 因此, 还需考虑致动器两端电压与线圈内驱动电流的关系。将驱动线圈视为理想电感与理想电阻的串联, 则回路中电流 i 与电压 u 之间的关系可表示为:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = u, \quad (10)$$

式中: R 为线圈电阻, L 为线圈电感。

定义系统的状态向量为 $\tilde{\mathbf{X}} = [\mathbf{X}(t), \dot{\mathbf{X}}(t), I(t)]^T$, 其中, $\mathbf{X}(t)$ 、 $\dot{\mathbf{X}}(t)$ 分别为 SGMA 等效的多自由度系统的位移向量和速度向量, $I(t)$ 为 SGMA 的驱动电流, 则系统的状态方程为:

$$\dot{\tilde{\mathbf{X}}}(t) = \mathbf{A}_c \tilde{\mathbf{X}}(t) + \mathbf{H}_c V(t), \quad (11)$$

$$y = \mathbf{B}_c \tilde{\mathbf{X}}(t), \quad (12)$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{C} & \beta\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\Psi} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_c = \left[\mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \frac{1}{L} \right]^T, \mathbf{B}_c = [(0, 0, \dots, 1)(\mathbf{I} \quad \mathbf{0}) \quad \mathbf{0}],$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Psi} = [0 \quad \boldsymbol{\Psi}_1 \quad \dots \quad \boldsymbol{\Psi}_i \quad \dots \quad \boldsymbol{\Psi}_m \quad 0]^T \\ \boldsymbol{\Psi}_i = [0 \quad \boldsymbol{\Psi}(z_{k1}) - \boldsymbol{\Psi}(z_{k2}) \quad \dots \quad \boldsymbol{\Psi}(z_{ki}) - \boldsymbol{\Psi}(z_{k(i-1)}) \quad \dots \quad \boldsymbol{\Psi}(z_{km})]^T \end{cases}$$

式中: \mathbf{M} 为多自由度系统的质量矩阵, \mathbf{K} 为刚度矩阵, \mathbf{C} 为阻尼矩阵, β 为常数。 β 为:

$$\beta = \frac{CNd}{6 \sum_{i=1}^m R_i} \quad (13)$$

4.2 模型预测滑模控制

定义系统滑模面函数为:

$$s(t) = g_1 e(t) + g_2 \dot{e}(t) = [g_1 \quad g_2] \begin{bmatrix} r(t) - y(t) \\ \dot{r}(t) - \dot{y}(t) \end{bmatrix} = [g_1 \quad g_2] \begin{bmatrix} r(t) - \mathbf{B}\tilde{\mathbf{X}}(t) \\ \dot{r}(t) - \mathbf{B}\mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}}(t) - \mathbf{B}\mathbf{H}\mathbf{V}(t) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

式中: g_1, g_2 为大于 0 的常数, $e(t)$ 为系统的误差函数, $r(t)$ 为参考位移信号, $y(t)$ 为 SGMA 的实际位移信号。

$$s(t) = g_1 e(t) + g_2 \dot{e}(t) + g_3 \ddot{e}(t) = [g_1 \quad g_2 \quad g_3] \begin{bmatrix} r(t) - y(t) \\ \dot{r}(t) - \dot{y}(t) \\ \ddot{r}(t) - \ddot{y}(t) \end{bmatrix} = [g_1 \quad g_2 \quad g_3] \begin{bmatrix} r(t) - \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{X}}(t) \\ \dot{r}(t) - \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{X}}(t) \\ \ddot{r}(t) - \mathbf{C}_3 \tilde{\mathbf{X}}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{G}[\mathbf{R}(t) - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{X}}(t)], \quad (18)$$

式中: g_1, g_2, g_3 为大于 0 的常数。

由于计算机输出的控制量是离散的, 将系统的状态空间形式改写为离散形式, 表示为:

$$\tilde{\mathbf{X}}(t_{k+1}) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}}(t_k) + \mathbf{H}\mathbf{V}(t_k), \quad (19)$$

$$y(t_k) = \mathbf{B}\tilde{\mathbf{X}}(t_k), \quad (20)$$

其中:

$$\mathbf{A} = \boldsymbol{\Theta}(t) \Big|_{t=T}, \mathbf{H} = \int_0^T \boldsymbol{\Theta}(t) \mathbf{H}_c dt, \mathbf{B} = \mathbf{B}_c,$$

式中: t_k, t_{k+1} 为第 k 和 $k+1$ 个采样点的时刻, T 为两相邻采样点的时间间隔, $\boldsymbol{\Theta}(t)$ 为系统的状态转移矩阵。

同样, 将滑模函数改写为离散形式, 表示为:

$$s(t_k) = \mathbf{G}[\mathbf{R}(t_k) - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{X}}(t_k)]. \quad (21)$$

考虑 GMM 的磁滞、传感器噪声以及其他原因造成的模型误差, 在模型中引入干扰向量 $\mathbf{d}(t_k)$, 则式(19)可改写为:

$$\tilde{\mathbf{X}}(t_{k+1}) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}}(t_k) + \mathbf{H}\mathbf{V}(t_k) + \mathbf{d}(t_k). \quad (22)$$

可以发现, 由于系统状态向量中 $\mathbf{X}(t)$ 与 $\mathbf{I}(t)$ 存在间接耦合, 导致矩阵 \mathbf{B} 和 \mathbf{H} 的乘积为零矩阵, 消去了滑模面中的输出控制量^[16]。为解决这一问题, 重新定义系统的输出矩阵:

$$y(t) = \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{X}}(t), \quad (15)$$

$$\dot{y}(t) = \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{C}_3 \mathbf{X}(t), \quad (16)$$

$$\ddot{y}(t) = \mathbf{C}_3 \dot{\mathbf{X}}(t) =$$

$$\mathbf{C}_3 [-\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} \quad -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{C} \quad \beta\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\Psi}] \mathbf{X}(t) = \mathbf{C}_4 \tilde{\mathbf{X}}(t), \quad (17)$$

其中: $\mathbf{C}_1 = \mathbf{B}, \mathbf{C}_2 = [(0, 0, \dots, 1) \quad (0 \quad \mathbf{I}) \quad \mathbf{0}],$

$$\mathbf{C}_3 = (0, 0, \dots, 1, 0),$$

$$\mathbf{C}_4 = [-\mathbf{C}_3 \mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} \quad -\mathbf{C}_3 \mathbf{M}^{-1}\mathbf{C} \quad \beta\mathbf{C}_3 \mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\Psi}].$$

重新定义系统滑模面函数:

联立式(21)和式(22), 考虑第 k 个采样点之后的 N 个采样点, 在这些采样点处的预测滑模面可以表示为:

$$s(t_{k+1} : t_{k+N}) = \tilde{\mathbf{R}}(t_{k+1} : t_{k+N}) - \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{X}}(t_k) - \tilde{\mathbf{P}}(t_k : t_{k+N-1}) - \tilde{\boldsymbol{\Phi}}\mathbf{d}(t_k : t_{k+N-1}), \quad (23)$$

$$\text{其中: } \tilde{\mathbf{R}}(t_{k+1} : t_{k+N}) = \begin{bmatrix} \mathbf{GR}(t_{k+1}) \\ \mathbf{GR}(t_{k+2}) \\ \vdots \\ \mathbf{GR}(t_{k+N}) \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} \mathbf{GCA} \\ \mathbf{GCA}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{GCA}^N \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \mathbf{GCH} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{GCAH} & \mathbf{GCH} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{GCA}^{N-1}\mathbf{H} & \mathbf{GCA}^{N-2}\mathbf{H} & \dots & \mathbf{GCH} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\Phi} = \begin{bmatrix} \mathbf{GC} & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{GCA} & \mathbf{GC} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{GCA}^{N-1} & \mathbf{GCA}^{N-2} & \cdots & \mathbf{GC} \end{bmatrix},$$

式中: $\mathbf{R}(t_{k+1}:t_{k+N})$ 为参考位移序列, $\mathbf{s}(t_{k+1}:t_{k+N})$ 为滑模面序列, $\mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1})$ 为输入序列, $\mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1})$ 为干扰序列, N 为控制时域长度。

$\mathbf{s}(t_{k+1}:t_{k+N})$, $\mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1})$ 和 $\mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1})$ 可分别表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{s}(t_{k+1}:t_{k+N}) = [\mathbf{s}(t_{k+1}) & \cdots & \mathbf{s}(t_{k+N})]^T \\ \mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1}) = [\mathbf{V}(t_k) & \cdots & \mathbf{V}(t_{k+N-1})]^T \\ \mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1}) = [\mathbf{d}(t_k) & \cdots & \mathbf{d}(t_{k+N-1})]^T \end{cases} \quad (24)$$

为获得最优的控制输出向量, 定义优化目标函数为:

$$J = \|\mathbf{s}(t_{k+1}:t_{k+N})\|^2 + \lambda \|\mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1})\|^2, \quad (25)$$

式中 λ 为权值因子, 取值为正数。

当目标函数取最小值时, 所求得的控制输出量即为最优解。在不考虑系统所受约束条件的情况下, 求解目标函数的最小值转化为一个凸二次规划问题, 可以通过求解目标函数的极值得到, 即有:

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1})} = 0, \quad (26)$$

求得的控制量序列为:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1}) = & (\tilde{\mathbf{P}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{P}}^T (\tilde{\mathbf{R}}(t_{k+1}:t_{k+N}) - \\ & \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{X}}(t_k) - \tilde{\Phi}\mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1})). \end{aligned} \quad (27)$$

在实际控制中, 需要将控制量序列中的第一个元素取出, 作为当前时刻的控制量输出, 表示为:

$$\mathbf{V}(t_k) = (1 \ 0 \ \cdots \ 0) \mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1}). \quad (28)$$

由式(27)可以看出, 在求解控制量序列 $\mathbf{V}(t_k:t_{k+N-1})$ 时, 需要预先得到干扰序列 $\mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1})$ 的取值。但在通常情况下, 预测未来一段时间的干扰序列是非常困难的。为解决这一问题, 假设在未来 N 个采样点处, 干扰是恒定不变的, 均用 $k-1$ 时刻的干扰量代替, 则干扰序列可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_{\text{est}}(t_k:t_{k+N-1}) = & [d(t_{k-1}) \ d(t_{k-1}) \ \cdots \ d(t_{k-1})]^T. \end{aligned} \quad (29)$$

当控制时域长度 N 较小, 采样率足够大时,

获得干扰序列估计量与实际值相差不大。 $k-1$ 时刻的干扰量可以通过式(30)求得:

$$\mathbf{d}(t_{k-1}) = \tilde{\mathbf{X}}(t_k) - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}}(t_{k-1}) - \mathbf{H}\mathbf{V}(t_{k-1}). \quad (30)$$

4.3 稳定性分析

在完成控制器设计的基础上, 需要对其进行稳定性分析, 将式(27)和式(28)代入式(23), 可得系统实际滑模面为:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(t_{k+1}:t_{k+N}) = & \tilde{\mathbf{R}}(t_{k+1}:t_{k+N}) - \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{X}}(t_k) - \\ & \tilde{\mathbf{P}}(\tilde{\mathbf{P}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{P}}^T (\tilde{\mathbf{R}}(t_{k+1}:t_{k+N}) - \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{X}}(t_k) - \\ & \tilde{\Phi}\mathbf{d}_{\text{est}}(t_k:t_{k+N-1})) - \tilde{\Phi}\mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1}). \end{aligned} \quad (31)$$

在式(25)中, 权值因子 λ 的作用是限制输出控制量 $\mathbf{V}(t_k)$ 。为简化分析, 假设 λ 为 0, 此时不再对 $\mathbf{V}(t_k)$ 进行限制, 式(31)可以化简为:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(t_{k+1}) = & \mathbf{\Gamma}\tilde{\Phi}\mathbf{d}_{\text{est}}(t_k:t_{k+N-1}) - \tilde{\Phi}\mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1}) = \\ & \mathbf{\Gamma}\tilde{\Phi}(\mathbf{d}_{\text{est}}(t_k:t_{k+N-1}) - \mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1})). \end{aligned} \quad (32)$$

在实际控制系统中, 干扰是有界的, 存在下面的不等式:

$$|\mathbf{s}(t_{k+1})| = |\mathbf{\Gamma}\tilde{\Phi}\Delta\mathbf{d}(t_k:t_{k+N-1})| \leq \Delta S. \quad (33)$$

所以实际的滑模动态函数将收敛到滑模面的 ΔS 邻域内, 并保持稳定, 由此可以证明所设计的控制系统是稳定的。

5 SGMA 控制仿真及实验

为检验控制策略的有效性, 分别进行控制仿真和实验。仿真在 SIMULINK 环境中进行, 实验依托所设计的 SGMA 控制系统开展, 仿真和实验过程中涉及的基本参数如表 1 所示。

表 1 SGMA 的主要参数
Tab. 1 Main parameters of SGMA

参数	取值
永磁体总长 L_{PM}/mm	14
GMM 棒总长 L_{GMM}/mm	45
GMM 棒段数 m	3
永磁体和 GMM 棒截面积 S/mm^2	25π
GMM 压磁系数 $d/(\text{m}^2 \cdot \text{A}^{-1})$	9.5×10^{-9}
线圈匝数 N	500
线圈内径 r_1/mm	6
线圈外径 r_2/mm	13
GMM 弹性模量 E^H/GPa	30
位移模型维数	60

5.1 控制仿真与分析

在仿真中,采用 100 Hz 幅值为 12 μm 的正弦信号作为控制中的参考信号,为检验系统的鲁棒性,在 $t = 0.063$ s 时对系统施加干扰信号 $De^{-100(t-0.063)}$,干扰信号幅值与输入信号相等。同时,为模拟控制过程中系统所受到的随机干扰,在系统中叠加高斯白噪声,白噪声的幅值为输入信号的 20%。图 4 是模型预测滑模控制器作用下系统的时域跟踪曲线和误差曲线。

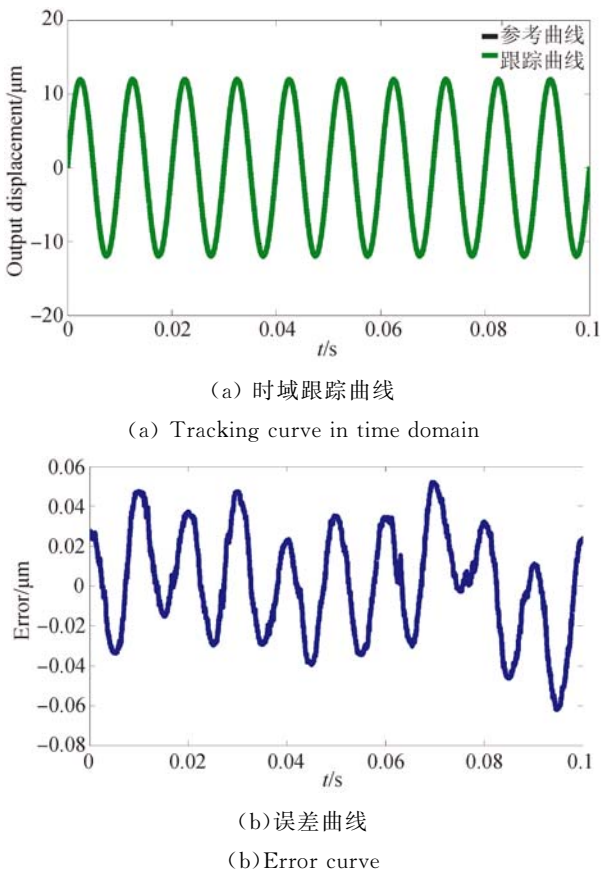


图 4 模型预测滑模控制的仿真结果

Fig. 4 Simulation results of model predictive sliding mode control

由图 4 可以看出,模型预测滑模控制器有较好的跟踪精度和抗干扰能力,跟踪曲线与参考曲线几乎重合,误差最大值不足 0.06 μm,相对值约为 0.5%。当系统受到较强的外界干扰时,系统的跟踪误差几乎没有变化,说明系统有较强的鲁棒性。为验证所设计控制器的优越性,在同样的环境下,采用传统的滑模控制器进行仿真,传统滑模控制的控制律可表示为:

$$i(t) = \frac{m+m_s}{k_M d_{33} N} \left[-c\dot{e}(t) + \frac{c+c_s}{m+m_s} \dot{x}(t) + \frac{k+k_s}{m+m_s} x(t) + \ddot{x}_d(t) - K \operatorname{sgn}(s) \right], \quad (34)$$

其中: m, m_s 分别为 GMM 棒和输出杆的等效质量, c, c_s 分别为 GMM 和输出杆的等效阻尼系数, k, k_s 分别为 GMM 和输出杆的等效刚度系数, $x(t), x_d(t)$ 分别为 SGMA 的实际和理想位移函数, $e(t)$ 为系统的误差函数, s 为滑模面函数, sgn 为符号函数, K 为常数。仿真结果如图 5 所示。

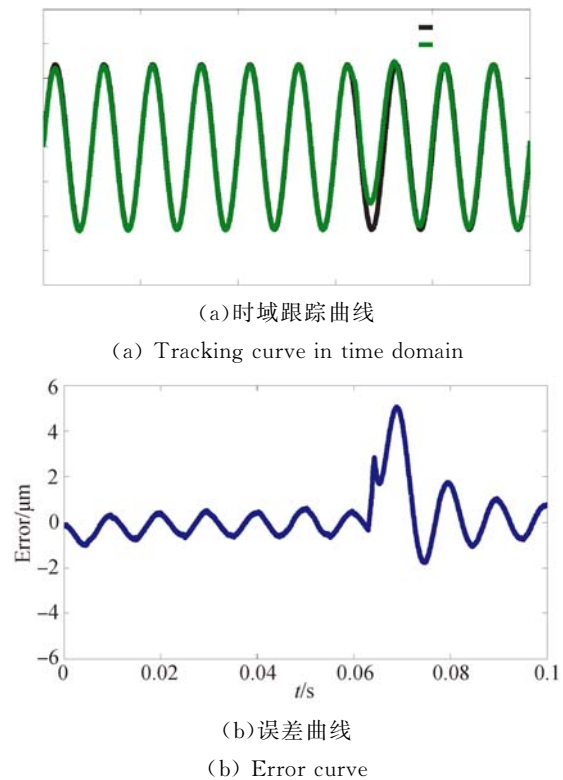


图 5 传统滑模控制的仿真结果

Fig. 5 Simulation results of traditional sliding mode control

由图 5 可知,传统滑模控制的误差相对较大,稳定状态下最大误差约为 0.5 μm,相对值约为 4%。当系统受到较大幅度的干扰时,跟踪误差迅速扩大到 5 μm 以上,并且在短时间内难以回到稳定的状态,由此可见,传统滑模控制器的抗干扰能力较差。模型预测滑模控制器和传统滑模控制器在控制过程中的控制电压信号分别如图 6 和图 7 所示。通过对比可以发现,在控制过程中,模型预测滑模控制器输出的电压信号光滑平稳,仅在系统受到较大扰动时出现轻微抖动,并能很

快恢复。而在传统滑模控制器中,高频抖振贯穿整个控制过程,在实际控制中可能会对系统硬件造成破坏。

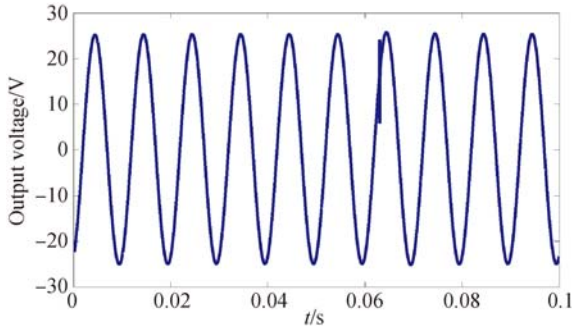


图 6 模型预测滑模控制器的输出控制量

Fig. 6 Control output of model predictive sliding mode control

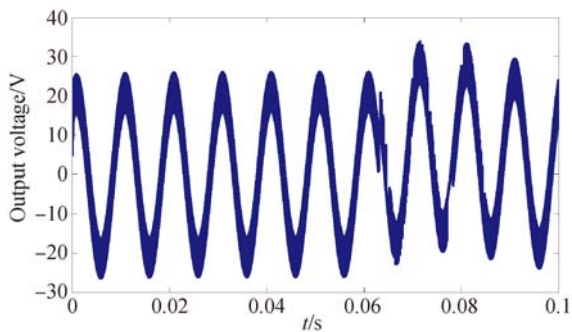


图 7 传统滑模控制器的输出控制量

Fig. 7 Control output of traditional sliding mode control

5.2 控制实验与分析

控制系统组成如图 8 所示,在系统中,NI 数据采集卡是核心和中枢,负责采集 SGMA 的位移信号、实现控制算法以及输出控制电压。控制算法在计算机上通过 Labwindows/CVI 编写,并利用 Real-time 模块下载到采集卡中。在控制过程中,主控计算机对控制过程进行实时监控。

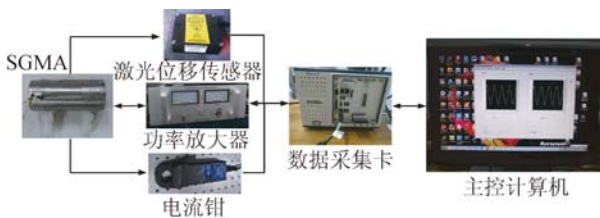


图 8 SGMA 控制系统原理图

Fig. 8 Principle for control system of SGMA

5.2.1 阶跃控制实验

为验证模型预测滑模控制器达到预期输出的速度和精度,进行了阶跃控制实验。在实验中,预

期位移为 $12 \mu\text{m}$ 。同时,在实验中引入 PID 控制器和传统滑模控制器,完成对比实验。对于离散系统,若采样周期为 T ,则 PID 控制器的控制律可表示为:

$$u(k) = k_p e(k) + k_i \sum_{j=0}^k e(j) T + k_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T}, \quad (35)$$

其中: k_p, k_i, k_d 分别为比例系数、积分系数和微分系数。

实验结果如图 9 所示。由图 9 可知,模型预测滑模控制器能够在 1.5 ms 左右到达预期位移,相比于其他两种控制器,速度更快,而且几乎不存在超调及稳态误差,控制效果比两种传统控制器更好。

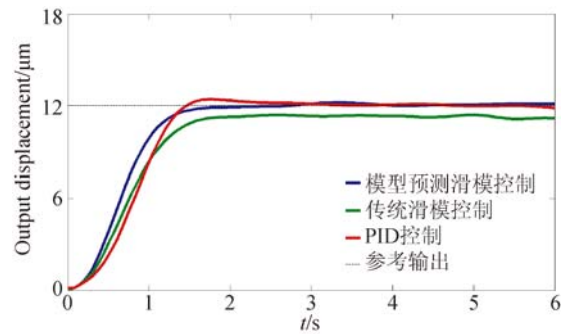
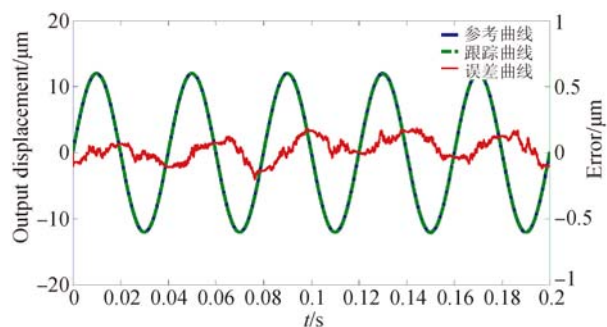


图 9 阶跃控制实验对比图

Fig. 9 Results of step control experiment

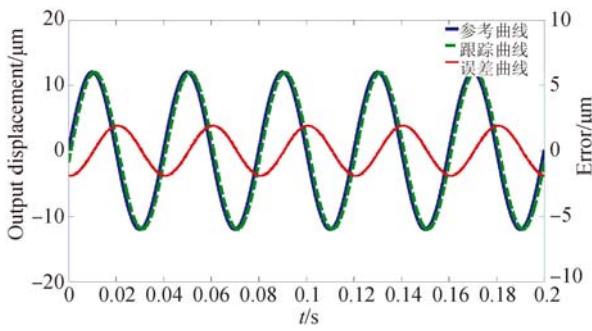
5.2.2 正弦控制实验

在阶跃控制实验的基础上,为验证模型预测滑模控制器对动态信号的追踪能力,进行了正弦控制实验。在实验中,分别对系统施加 $25, 50, 75$ 和 100 Hz 的正弦参考信号,参考信号幅值为 $12 \mu\text{m}$,同时将控制效果与 PID 控制器进行对比,结果如图 10~图 13 所示。



(a)模型预测滑模控制器

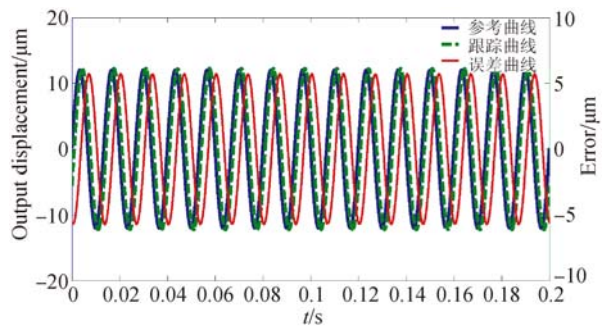
(a) Model predictive sliding mode controller



(b) PID 控制器
(b) PID controller

图 10 25 Hz 控制效果图

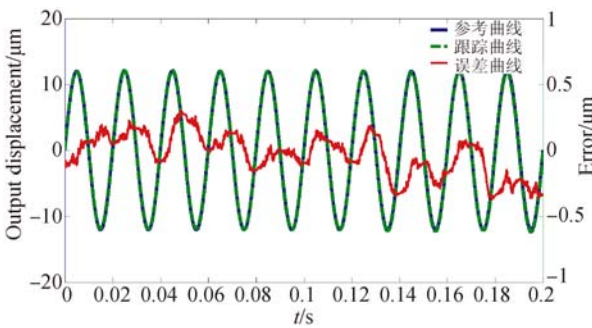
Fig. 10 Control results in 25 Hz



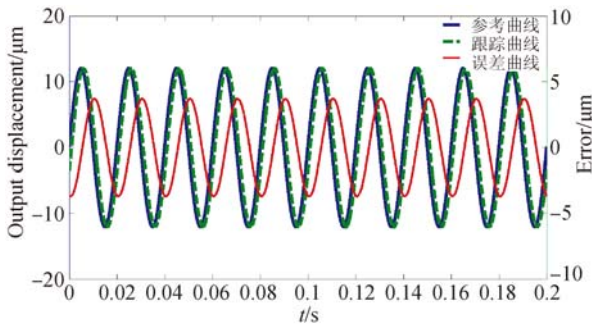
(b) PID 控制器
(b) PID controller

图 12 75 Hz 控制效果图

Fig. 12 Control results in 75 Hz



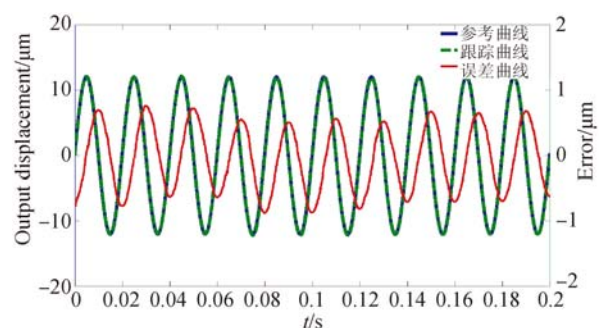
(a) 模型预测滑模控制器
(a) Model predictive sliding mode controller



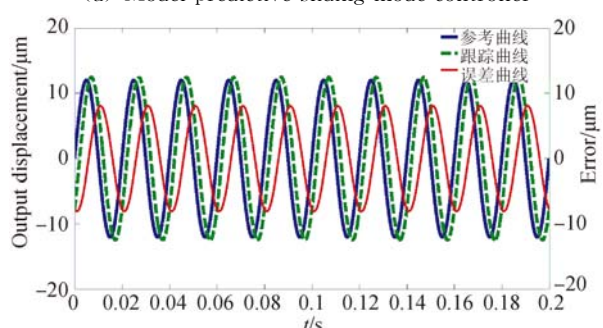
(b) PID 控制器
(b) PID controller

图 11 50 Hz 控制效果图

Fig. 11 Control results in 50 Hz



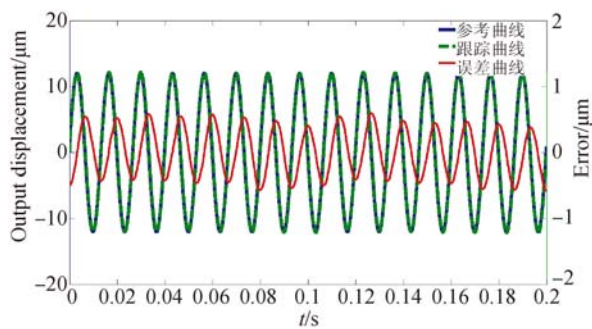
(a) 模型预测滑模控制器
(a) Model predictive sliding mode controller



(b) PID 控制器
(b) PID controller

图 13 100 Hz 控制效果图

Fig. 13 Control results in 100 Hz



(a) 模型预测滑模控制器
(a) Model predictive sliding mode controller

通过对比可以看出,相比于 PID 控制器,模型预测滑模控制器的控制效果更加理想。当参考信号的频率低于 50 Hz 时,模型预测滑模控制器几乎能够完全跟踪参考信号,最大控制误差仅为 0.36 μm 左右,相对误差约为 3%,而此时 PID 控制器得到的控制效果与参考信号之间存在较为明显的相位差。当参考信号频率大于 50 Hz 时, PID 控制器所得的跟踪信号在幅值和相位上都与目标信号有较大差距,控制精度较低。此时,模型

预测滑模控制的跟踪曲线与参考信号之间有微小相位差,最大控制误差约为 $0.83 \mu\text{m}$,相对误差约为 6.9% 。高频状态下系统跟踪误差增大的原因主要包括以下两点:(1)GMM 的磁滞效应加剧,非线性增强,影响了控制器的精度;(2)本文所设计的控制器将 SGMA 的磁滞效应视为外界干扰,在采样率不变的情况下,当参考信号频率较高时,利用式(30)估计干扰信号的方法引起的误差会增大。

6 结 论

本文设计了伺服阀用叠堆式超磁致伸缩致动器,将碟片状永磁体与 GMM 棒交替排布,克服

了筒状永磁偏置 GMA 质量、体积大的不足,同时提高了偏置磁场分布的均匀性。根据 SGMA 的结构特点,建立了致动器的输出模型,模型假设 GMM 的磁滞效应为外界干扰,将处于工作状态的 SGMA 视为多自由度振动系统,进行动力学分析,同时,考虑线圈的电感效应,推导了系统的整体状态方程。为补偿 SGMA 的非线性,提高致动器的输出精度,将模型预测控制与滑模控制相结合,设计了模型预测滑模控制器,完成了控制器的仿真和实验验证。在控制实验中,系统的最大控制误差约为 $0.83 \mu\text{m}$,相对值约为 6.9% ,证明了控制策略的有效性。相比于 PID 和传统滑模控制器,模型预测滑模控制器的控制精度更高,响应速度更快,且没有超调、抖振等缺陷。

参考文献:

- [1] 贾振元,郭东明. 超磁致伸缩微位移执行器原理与应用[M]. 北京:科学出版社,2008.
JIA ZH Y, GUO D M. *Theory and Application of Giant Magnetostrictive Microdisplacement Actuator* [M]. Beijing: Science Press, 2008. (in Chinese)
- [2] 薛光明,张培林,何忠波,等. 强偏置超磁致伸缩致动器准静态位移建模与实验[J]. 农业机械学报, 2015, 46(7): 318-324.
XUE G M, ZHANG P L, HE ZH B, *et al.*. Modeling and experiment of strong bias giant magnetostrictive actuator's semi-static displacement [J]. *Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery*, 2015, 46(7): 318-324. (in Chinese)
- [3] 朱玉川,李跃松. 射流伺服阀用放大型超磁致伸缩执行器建模及分析[J]. 航空学报, 2014, 35(11): 3156-3165.
ZHU Y CH, LI Y S. Modeling and analysis for amplified giant magnetostrictive actuator applied to jet-pipe electro-hydraulic servovalve [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2014, 35(11): 3156-3165. (in Chinese)
- [4] YANG ZH SH, HE ZH B, LI D W, *et al.*. Dynamic analysis and application of a novel hydraulic displacement amplifier based on flexible pistons for micro stage actuator[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2015, 236: 228-246.
- [5] KARUNANIDHI S, SINGAPERUMAL M. Design, analysis and simulation of magnetostrictive actuator and its application to high dynamic servo valve [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2010, 157(2): 185-197.
- [6] 李莹,袁惠群,梁明轩. 超磁致伸缩微致动器车削加工系统模糊自适应精密位移控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(2): 256-262.
LI Y, YUN H Q, LIANG M X. Chaotic adaptive precision-displacement control for giant magnetostrictive actuator cutting systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(2): 256-262. (in Chinese)
- [7] LIU X L, WU Y J, ZHANG Y ZH, *et al.*. Inverse model-based iterative learning control on hysteresis in giant magnetostrictive actuator [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2014, 25(10): 1233-1242.
- [8] LI Y S, ZHU Y CH, WU H T, *et al.*. Modeling and inverse compensation for giant magnetostrictive transducer applied in smart material electrohydrostatic actuator[J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2013, 25(3): 378-388.
- [9] 翟鹏,肖博涵,贺凯,等. 超磁致伸缩致动器的复合反馈控制及其在变椭圆销孔精密加工中的应用[J]. 光学精密工程, 2016, 24(6): 1389-1398.
ZHAI P, XIAO B H, HE K, *et al.*. Composite backward control for GMA and its application in high precision machining of variable ellipse pinhole [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2016, 24(6): 1389-1398. (in Chinese)
- [10] 孟爱华,刘成龙,陈文艺,等. 超磁致伸缩致动器的小脑神经网络前馈逆补偿-模糊 PID 控制[J]. 光学精密工程, 2015, 23(3): 753-759.

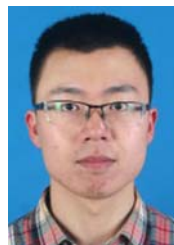
- MENG A H, LIU CH L, CHEN W Y, *et al.*. CMAC feed forward inverse compensation-fuzzy PID control for giant magnetostrictive actuator [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(3): 753-759. (in Chinese)
- [11] 杨斌堂, 徐彭有, 孟光, 等. 大行程精密定位超磁致伸缩驱动器的设计与控制[J]. *机械工程学报*, 2012, 48(1): 25-31.
- YANG B T, XU P Y, MENG G, *et al.*. Design and control of giant magnetostrictive actuator for long-stroke precision positioning [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2012, 48(1): 25-31. (in Chinese)
- [12] CHENG L, LIU W CH, HOU Z G, *et al.*. Neural network based nonlinear model predictive control for piezoelectric actuators [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(12): 7717-7727.
- [13] LIU W CH, CHENG L, HOU Z G, *et al.*. An inversion-free model predictive control with error compensation for piezoelectric actuators [C]. *American Control Conference*, Chicago, 2015.
- [14] OATES W, SMITH R. Optimal tracking using magnetostrictive actuators operating in nonlinear and hysteretic regimes [J]. *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-Transactions of the ASME*, 2009, 131(3): 031001.
- [15] VENKATARAMAN R. *Modeling and Adaptive Control of Magnetostrictive Actuators* [D]. City of College Park: University of Maryland, 1999.
- [16] SHU L, DAPINO M, WU G, *et al.*. Frequency-dependent sliding-mode control of Galfenol-driven unimorph actuator based on finite-element model [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(2): 1071-1082.
- [17] 杨朝舒, 何忠波, 李冬伟, 等. 强干扰条件下超磁致伸缩驱动器的模糊滑模动态控制[J]. *机械科学与技术*, 2015, 34(7): 1063-1067.
- YANG ZH SH, HE ZH B, LI D W, *et al.*. Fuzzy sliding mode control of giant magnetostrictive actuator under strong perturbation [J]. *Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering*, 2015, 34(7): 1063-1067. (in Chinese)
- [18] 张雷, 郭义杰, 王彬, 等. 超磁致伸缩构件精密加工异型孔滑膜控制[J]. *浙江大学学报: 工学版*, 2012, 46(8): 1412-1418.
- ZHANG L, WU Y J, WANG B, *et al.*. Non-cylinder holes precision machining by giant magnetostrictive components with sliding mode control [J]. *Journal of Zhejiang University: Engineering Science*, 2012, 46(8): 1412-1418. (in Chinese)
- [19] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- LIU J K. *Sliding Mode Control Design and MATLAB Simulation* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2012. (in Chinese)
- [20] YANG ZH SH, HE ZH B, LI D W, *et al.*. Bias magnetic field of stack giant magnetostrictive actuator: design, analysis and optimization [J]. *Advances in Materials Science and Engineering*, 2016, 2016: 1-13.
- [21] 何忠波, 荣策, 李冬伟, 等. 叠堆式超磁致伸缩致动器磁场分布建模及分析[J]. *光学精密工程*, 2017, 25(9): 2347-2358.
- HE ZH B, RONG C, LI D W, *et al.*. Magnetic field distribution modeling and analysis of stack giant magnetostrictive actuator [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(9): 2347-2358. (in Chinese)

作者简介:



何忠波(1968—),男,吉林长春人,教授,博士生导师,1991年于军械工程学院获得学士学位,2004年于北京理工大学获得博士学位,主要从事智能材料及应用方面的研究。E-mail: hzb_hcl_xq@sina.com

通讯作者:



荣策(1992—),男,河北辛集人,硕士研究生,2015年于军械工程学院获得学士学位,主要从事超磁致伸缩致动器及驱动技术的研究。E-mail: rongc1102@sohu.com