

# 线性开关磁阻电动机的二阶离散平滑滤波器跟踪控制

王 江<sup>1,2</sup>, 曾启明<sup>2</sup>, 张 宙<sup>2</sup>

(1. 天津大学电气与自动化工程学院, 天津市 南开区 300072; 2. 香港理工大学电机工程系, 香港)

## TRACKING CONTROL OF THE LSRM BASED ON THE SECOND DISCRETE FILTER

WANG Jiang<sup>1,2</sup>, TSANG K. M.<sup>2</sup>, CHEUNG Norbert C.<sup>2</sup>

(1. Department of Automation, Tianjin University, Nankai District, Tianjin 300072, China; 2. Department of Electrical Engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong)

**ABSTRACT:** Linear switched reluctance motor (LSRM) has never been a popular choice for high precision and high speed motion actuator. This paper presents simple algorithm for control LSRM. The cascade control structure is implemented to control LSRM. The second discrete filter control is applied to position control; lookup table force-linearization scheme is applied to force and current control. With the advantages of the combination of nonlinear and linear, this new method, compared with traditional linear control, evidently restrains the influence on servo motor by the nonlinear factors such as unknown load condition and friction etc. and, compared with the completely nonlinear control, has more extensive application with the simple control arithmetic to realize easily. Simulation results verify efficiency of proposed algorithm.

**KEY WORDS:** Electric machinery; LSRM(Linear switched reluctance motor); Second discrete filter; Look-table; Cascade control

**摘要:** 线性开关磁阻电动机的结构简单可靠, 对于高精度和快速加工执行器是最好的选择。该文提出一种适合于计算机实现的简单的线性开关磁阻电动机控制算法。所提算法采用级联控制结构, 外环采用二阶数字平滑滤波器实现控制, 内环采用查表法实现电流的控制。离散二阶平滑滤波器实现了位置和速度的良好的跟踪, 比例积分控制提高了系统的性能。采用查表的方法可以减少运算时间并实现了力和电流的非线性关系。仿真结果证明算法的有效性。

**关键词:** 电机; 线性开关磁阻电动机; 二阶离散滤波器; 查表; 级联控制

## 1 引言

由于开关磁阻电机的可靠性和直接驱动能力, 它引起了广泛的研究兴趣<sup>[1-11]</sup>。文献[2-3]研究了 SRM 应用运输系统并且控制输出是速度; 在[4-5]中

给出了详细的电机设计程序和控制算法, 但是其控制输出也不是面向位置控制。LSRM 运用于位置控制具有明显的优点<sup>[8]</sup>, 尤其适用于高精度和高速率的机械设计。与其它类型的位置执行器相比, 开关磁阻线性执行器<sup>[7]</sup>中不需要机械耦合如导螺杆、磁体和磁刷等; 也不需要特定的机械调节器和校正装置。相对于永磁线性电机, 此执行器具有较简单的结构和较低的价格, 并且有更强的鲁棒性、容错能力和更少的过热问题。但是由于其结构决定了电机的非线性, 控制复杂<sup>[1-11]</sup>; 本文利用查表的方法解决了 LSRM 输出力和电流的非线性问题。传统的位置控制是采用三环结构, 控制器采用 PID, 响应速度受到系统截止频率的限制。滑模控制具有较强的鲁棒性, 控制简单, 但是存在抖振的缺点, 控制精度很差。如果能够避免滑模控制的抖振问题, 则其控制思想可以应用于其它控制方法之中。本文将二阶离散非线性平滑滤波器应用于位置伺服系统, 这种控制 LSRM 的设计思想是非线性策略控制线性模型的方法, 并由非线性策略代替位置和速度环。与传统的典型控制方法相比, 这一新方法可以明显的抑制由非线性因素例如未知负载和摩擦等引起的对伺服系统的影响作用。不仅如此, 与完全的非线性控制相比, 所提方法应用简单易实现, 特别适合采用计算机离散控制。仿真结果证明了算法的有效性。

## 2 平滑轨迹跟踪非线性控制器

连续平滑轨迹非线性控制器<sup>[12-14]</sup>的设计主要基于由 Utkin<sup>[15]</sup>提出的变结构理论思想, 正确的选择滑模平面和边界层面可以同时保证系统瞬态和最终稳态的要求。平滑轨迹非线性控制器的核心是由

非线性状态滤波器构成，它确保了具有边界条件限制的输出变量各阶导数适合前馈控制。

当采用计算机实现控制算法，必须利用离散的平滑跟踪滤波器。直接将连续时域下的非线性控制器离散化，不能确保系统输出信号的导数在瞬态过程中仍然保持在边界范围内，并且超调现象很明显。图1所示为离散形式的二阶平滑跟踪滤波器。图1中的两个离散时域的分积分器有“不同”的结构。这样做是为了确保离散时域同连续时域的平滑跟踪滤波器具有相同的动态特性。

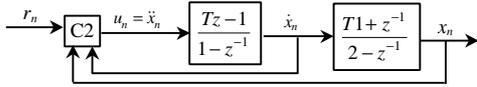


图1 二阶离散系统

Fig.1 Second discrete system

系统的采样时间为  $T$ ，令  $y_n = x_n - r_n$ ；

$\dot{y}_n = \dot{x}_n - \dot{r}_n$ ；且  $\dot{r}_n$  用以下公式计算

$$\dot{r}_n = \frac{2}{T}(r_n - r_{n-1}) - \dot{r}_{n-1} \quad (1)$$

则图1中的二阶离散平滑跟踪滤波器的状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} y_{n+1} \\ \dot{y}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_n \\ \dot{y}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} \\ T \end{bmatrix} (u_n - \dot{r}_n) \quad (2)$$

对  $[y_n \ \dot{y}_n]^T$  进行矢量变换，即

$$\begin{bmatrix} z_n \\ \dot{z}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ T^2U & 2TU \\ 0 & 1/TU \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_n \\ \dot{y}_n \end{bmatrix} \quad (3)$$

式(3)可以变换为如下的形式

$$\begin{bmatrix} z_{n+1} \\ \dot{z}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_n \\ \dot{z}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/U \\ 1/U \end{bmatrix} (u_n - \dot{r}_n) \quad (4)$$

式中  $U = \ddot{x}_M$ 。

根据图1和式(3)~(4)设计如下离散非线性控制器

$$u'_n = -\text{sat}(s_n) \frac{1 + \text{sgn}(\dot{x}_n \text{sgn} s_n + \dot{x}_M - TU)}{2} + \frac{\ddot{r}_n}{U} \quad (5)$$

$$u_n = U \text{sat}(u'_n) \quad (6)$$

$$s_n = \dot{z}_n + \frac{z_n}{m} + \frac{(m-1)}{2} \text{sgn}(z_n), m = \text{Int} \left[ \frac{1 + \sqrt{1 + 8|z_n|}}{2} \right] \quad (7)$$

$$z_n = \frac{1}{TU} \left( \frac{y_n}{T} + \frac{\dot{y}_n}{2} \right), \dot{z}_n = \frac{\dot{y}_n}{TU} \quad (8)$$

式中  $y_n = x_n - r_n$  为离散时域的跟踪误差；

$\dot{y}_n = \dot{x}_n - \dot{r}_n$  为离散时域的速度误差； $u_n = \ddot{x}_n$ ； $U = \ddot{x}_M$ ； $\dot{r}_n$  为参考信号  $r_n$  的离散时域的一阶导数； $s_n = 0$  为滑模平面。

从式(5)~(8)中可以看出，离散控制率与文[16]采用的不同，文[16]假设  $\dot{r}_n$  是分段恒定的，也就是说  $\dot{r}_n$  各区间均为零（除区间边界点外），因而不用考虑输入的二阶导数  $\ddot{r}_n$  对控制率的影响，但并不是所有的输入信号都满足这样的条件，例如正弦波。本文基于这样的考虑，对原来参考文献中的控制率进行了推广，使其能够应用于各种输入信号，唯一需要满足的条件是：输入信号的各阶导数满足边界限制条件。对于二阶系统来说，要求满足  $|\dot{r}| < \dot{x}_M$ ； $|\ddot{r}| < \ddot{x}_M$ 。在式(5)~(8)控制器的作用下，对于满足条件的输入  $r$ ，输出能够完美跟踪输入。

### 3 LSRM 的模型和位置控制

#### 3.1 LSRM 的模型

图2是LSRM的结构，线性开关磁阻驱动系统因其磁路是非线性可变的，所以具有很高的非线性特性。

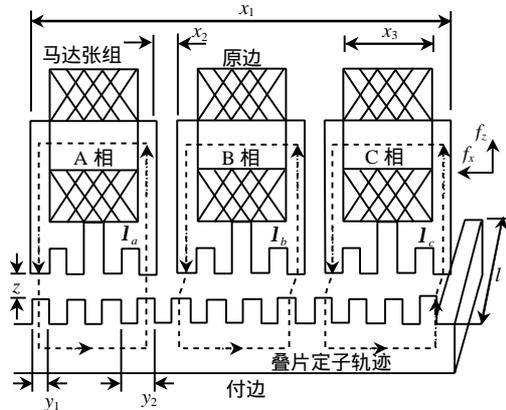


图2 LSRM 的结构

Fig.2 Structure of LSRM

开关磁阻执行器的动态方程如下

$$[V_j]_{j=1-3} = \left[ R_j i_j + \frac{\partial I_j(x, i)}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial I_j(x, i)}{\partial i} \frac{di_j}{dt} \right]_{j=1-3} \quad (9)$$

$$F = \sum_1^3 \frac{\partial I_j(x, i)}{\partial x} i_j \quad (10)$$

式中  $R_j$  为相电阻； $i_j$  为相电流； $I_j$  为磁通； $V_j$  为相电压； $F$  为电磁力。

设  $F = \frac{\partial I(x, i)}{\partial x} i$ ， $x$  为控制对象的位置， $v$  为电机转速。 $F_{\text{overall}}$  为负载和摩擦力的总和， $F_{\text{overall}} = F_L + F_f$ 。

则系统动态方程如下

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = v \\ \frac{dv}{dt} = (F - Bv - F_{\text{overall}}) \cdot \frac{1}{M} \\ \frac{di}{dt} = \left( V - Ri - \frac{\partial I(x, i)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \right) \frac{1}{L_e + \frac{\partial I(x, i)}{\partial i}} \end{cases} \quad (11)$$

式中  $i = [i_1, i_2, i_3]^T$ ,  $V = [V_1, V_2, V_3]^T$ 。  
选取

$$x_1 = x, x_2 = v \quad (12)$$

则机械运动方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{F}{M} - \frac{B}{M} x_2 - \frac{F_{\text{overall}}}{M} \end{cases} \quad (13)$$

### 3.2 基于二阶平滑滤波器的 LSRM 伺服控制

根据式(13), 设

$$\begin{cases} \frac{dx_r}{dt} = v_r \\ \frac{dv_r}{dt} = -\frac{B}{M} v_r + \frac{F}{M} - \frac{F_{\text{overall}}}{M} \end{cases} \quad (14)$$

令式(14)中的  $\frac{dv_r}{dt} = u_r$ , 则有

$$\begin{cases} \frac{dx_r}{dt} = v_r \\ \frac{dv_r}{dt} = u_r \end{cases}, \text{ 且 } u_r = -\frac{B}{M} v_r + \frac{F}{M} - \frac{F_{\text{overall}}}{M} \quad (15)$$

式(15)为典型由两个积分器构成的连续时域二阶系统, 这与前面提到的二阶系统完全一致, 因而在速度和加速度有边界条件限制的条件下可基于轨迹平滑最小跟踪策略构造一个非线性控制器得到一个满足条件的平滑参考信号  $x$ , 并得到控制率  $u$  (或  $\ddot{x}$ )。由式 (15)可以直接计算出电磁力的参考输入  $F^*$ , 然后再利用查表方式求出电流实现内环的控制。 $F^*$ 的表达式为

$$F^* = (M\ddot{x} + B\dot{x} + F_{\text{overall}}) \quad (16)$$

式中  $x$  为二阶轨迹平滑跟踪滤波器的输出。

为了保证系统更好的动态性能, 仅用式(16)作为电流环的输入  $F^*$ 是不能满足要求的, 对式(16) 做改进如下

$$F^* = \underbrace{(M\ddot{x} + B\dot{x})}_{\text{FF}} + \underbrace{K_p e + K_v \dot{e}}_{\text{LR}} + F_{\text{overall}} \quad (17)$$

式中  $e = x - x_r$ ;  $\dot{e} = \dot{x} - v_r$ ;  $K_p$  和  $K_v$  为比例常数。可以看出电流环的控制输入  $F^*$ 有两个部分组

成: 前馈控制<sup>[3]</sup>FF 和线性反馈控制 LR。前馈控制 FF 直接用到了二阶轨迹平滑跟踪滤波器的输出  $x$  的一阶和二阶导数。将式(17)变形为

$$M\ddot{x} + (B + K_v)\dot{x} + K_p x = F^* - F_{\text{overall}} + K_v v_r + K_p x_r \quad (18)$$

由于  $M, B$  都是常数, 从式(18)中可以看出取任意大于零的  $K_p$  和  $K_v$  系统都是稳定的, 但正确的选取  $K_p$  和  $K_v$  可使系统获得高质量的动态性能。根据特征方程取  $K_p = (B + K_v)^2 / 4M$ , 系统有

两个相同的负实极点。以上分析的是针对连续时域分析的结果, 对于离散时域, 只需将式(18)离散化即可得到离散形式的电流环的控制参考输入  $F_{q(n)}^*$ , 其表达式为

$$F_{q(n)}^* = \underbrace{(M\ddot{x}_n + B\dot{x}_n)}_{\text{FF}} + \underbrace{K_p e_n + K_v \dot{e}_n}_{\text{LR}} + t_{l(n)} \quad (19)$$

式中  $e_n = x_n - q_{r(n)}$ ;  $\dot{e}_n = \dot{x}_n - v_{r(n)}$ ;  $t_{l(n)}$  为  $t_l$  的采样值, 采样时间为系统的采样时间。

### 3.3 负载观测

开关磁阻伺服驱动系统存在不可知的负载和不可测量的某些参数变化。如果不考虑这些扰动因素, 系统不能获得高质量的动态性能。为了提高系统的鲁棒性能, 设计合理的负载观测器是十分必要而有效的。假设不可知的负载扰动在每一个采样时间间隔内 (采样时间足够小) 是恒定不变, 则对传统的负载观测器<sup>[7]</sup>进行降阶得到简化的负载观测器。从式(14)中可知

$$\frac{dv_r}{dt} = -\frac{B}{M} v_r + \frac{F}{M} - \frac{F_{\text{overall}}}{M} \quad (20)$$

令  $\Delta M = M - M_0$ ;  $\Delta B = B - B_0$ ; 其中  $M_0$  和  $B_0$  分别为参考转动惯量和参考粘滞摩擦系数 (均为常数), 将式(14) 带入式(20) 整理如下

$$\frac{dv_r}{dt} = \frac{F}{M} - \frac{B_0}{M_0} v_r - \frac{1}{M_0} F_d \quad (21)$$

$$F_d = \Delta M \frac{dv_r}{dt} + \Delta B v_r + F_{\text{overall}} \quad (22)$$

式中  $F_d$  为不可知的扰动转矩, 包括负载转矩和由于参数变化引起的扰动转矩。

假设在采样时间间隔里  $F_d$  恒定不变, 即  $\dot{F}_d = 0$ , 结合式(21)可得以下状态方程

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= AX_1 + Bu \\ y_1 &= CX_1 \end{aligned} \quad (23)$$

其中  $X_1 = [x_{11}, x_{12}]^T = [v_r, F_d]^T$ ,  $u_1 = F$ ,  $y_1 = v_r$ ,

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_0}{M_0} & -\frac{1}{M_0} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M}{M_0} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0]$$

式(23)构成的状态方程中的可观测矩阵为

$$W = [C^T \quad A^T \quad C^T] \quad (24)$$

因为矩阵  $W$  的秩为 2, 所以系统的状态变量  $X_1$  完全可观, 由直接可以测量的  $v_r$  和不可测量的  $F_d$  两个状态变量构成。为了简化状态变量  $F_d$  的估计, 设计降阶的状态观测器如下

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_{12} &= (a_{22} - L_1 a_{12})\hat{x}_{12} + a_{21}x_{11} + b_2 u_1 + \\ &L_1(\dot{x}_{11} - a_{11}x_{11} - b_1 u_1) \end{aligned} \quad (25)$$

式中  $L_1$  为状态观测器的观测增益, 决定观测器的动态性能, 采用式(25), 需要用到  $x_{11}$  ( $v_r$ ) 的导数, 然而实际中却不能直接测量得到  $\dot{x}_{11}$  ( $\dot{v}_r$ )

为了克服这个矛盾, 定义一个新的状态变量

$$x_{13} = \hat{x}_{12} - L_1 x_{11} \quad (26)$$

结合式(26), 则扰动负载转矩的状态观测器设计如下

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_{13} &= (a_{22} - L_1 a_{12})\hat{x}_{12} + (a_{21} - \\ &L_1 a_{11})x_{11} + (b_2 - L_1 b_1)u_1 \end{aligned} \quad (27)$$

令状态估计误差为  $e_1 = x_{12} - \hat{x}_{12}$ , 则状态观测器的估计误差动态方程为

$$\dot{e}_1 = (a_{22} - L_1 a_{12})e_1 \quad (28)$$

由式(28)可以证明, 只要取  $L_1$  使得  $(a_{22} - L_1 a_{12})$  小于零, 状态观测器的稳态误差为零, 即  $\hat{x}_{12}$  趋于  $x_{12}$  ( $F_d$ ) 的实际值。

考虑到未知的负载和由参数变化引起的负载扰动, 加入负载观测器后, 电流环的控制参考输入  $F_{q(n)}^*$  表达式变为

$$F_{q(n)}^* = \underbrace{(M_0 \ddot{x}_n + B_0 \dot{x}_n)}_{FF} + \underbrace{K_p e_n + K_v \dot{e}_n}_{LR} + F_{d(n)} \quad (29)$$

式中  $F_{d(n)}$  为负载观测  $F_d$  的采样值, 采样时间为系统的采样时间。

### 4 LSRM 电磁力线性化策略

由于电流的动态时间常数远小于机械的系统的的时间常数, 则位置环和电流控制可以单独设计。位置控制的输出是电磁力, 但作用力、电流和位置在本质上是非线性的, 本文建立如图 3 所示的三维

查表<sup>[8]</sup>实现作用力、电流和位置的线性化。作用力线性化方案有两部分组成。第一部分将  $F_{in}$  分为三个部分,  $F_A, F_B$  和  $F_C$ , 第二部分实现对于每一象限实现电流-作用力、位置查表得到三相期望电流  $i_A, i_B$  和  $i_C$ 。表 1 所示为线性执行器的相位激励表格。

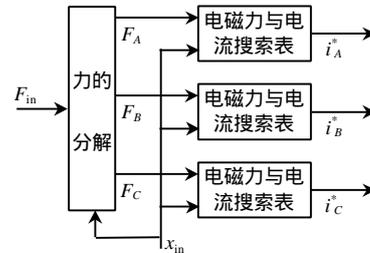


图 3 电磁力与电流的关系

Fig.3 Relationship of force and current

表 1 每相激励磁表

Tab.1 Every phase excited rules

分区	位置范围/mm	+ve 力指令	-ve 力指令
1	0-1.6666	B	C,A
2	1.6666-3.3333	B,C	A
3	3.3333-5	C	A,B
4	5-6.6666	C,A	B
5	6-8.33333	A	B,C
6	8.3333-10	B,A	C

电流-驱动力-位置查找表是实时控制器的主要组成部分, 用以实现驱动力的线性化。对于嵌入式低成本微控制器/数字信号处理器 (DSPs) 而言数据 ( $61 \times 61 = 3721$  数据点) 数量太大。在实时控制器实现过程中, 需要限制表格大小在 512 个数据点内, 从而, 通过低成本微处理器/小存储空间的 DSP 来实现作用力线性化策略。实时控制器存储了如图 4 所示的采样点, 表格大小为  $21 \times 21 = 441$  个数据点, 被用以实现 512 个数据点的要求。这样, 一个从原始网格中采样出的用到  $21 \times 21$  数据矩阵的三维查找表就被用于实现电动机控制器的实时操作。二维线性插值方法用于寻找中间值。图 4 显示由二维线性插值得到需要的电流  $i^*$  的方法。首先, 由位置  $x_{in}$  和作用力  $F_{in}$  为输入, 两对在查找表中的数据  $i_{(F_1, x_1)}$ 、 $i_{(F_2, x_1)}$  和  $i_{(F_1, x_2)}$ 、 $i_{(F_2, x_2)}$  是确定的。根据每一对  $F_1, F_2$  和  $F_{in}$  的比率, 线性插值被设定, 从而得到两个插值  $i_{(F_{1-2}, x_1)}$  和  $i_{(F_{1-2}, x_2)}$ 。最后, 由两个插值成分及  $x_1, x_2$  and  $x_{in}$  得到输出电流值  $i^*$ 。为了限定小而有效的电流-作用力-位置查找表, 错误-预算分析被加以执行。

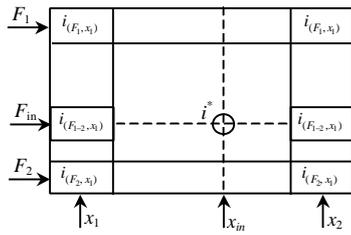


图 4 插值图  
Fig.4 Interpolation table

### 5 仿真

仿真参数为：电机负载（移动平台+外部负载）4.6kg，最大加速/减速 2.5g，最大速度，1 m/s，最大距离 300mm。 $M = M_0 = 4.6\text{kg}$ ,  $B = B_0 = 0.01$  设  $U = \ddot{x}_M = 2.5\text{g}$ ,  $\dot{x}_M = 1$ ;  $T = 0.0001$ ，线性反馈调整参数： $K_p = 2200$ ,  $K_v = 100$ 。转矩负载观测器的参数为： $(a_{22} - L_1 a_{12}) = -1000$ ,  $-L_1 / M_0 = -1000$ ,  $L_1 = -800$ 。

图 5 为阶跃位置给定情况下的仿真结果。图 5(a)为系统位置输出跟踪情况，跟踪时间响应时间大约

0.14s。图 5(b)为跟踪误差曲线，最大动态跟踪误差为  $50\mu\text{m}$ ，稳态误差为零。图 5(c)是速度输出；图 5(d)为速度跟踪误差；图 5(e)为控制输出和 LSRM 驱动力的输出；图 5(f)是 LSRM 的 A 相电流；图 5(g)表明负载驱动力和观测器的负载驱动力。从仿真结果可以看出显示系统位置速度跟踪的有效性及其很强的鲁棒性。图 6 为  $t=0.8$  时， $M=2M_0$  的仿真结果。图 6(a)为系统位置输出跟踪情况，跟踪时间响应时间大约 0.14s。图 6(b)为跟踪误差曲线，最大动态跟踪误差为  $50\mu\text{m}$ ，稳态误差为零。图 6(c)是速度输出；图 6(d)为速度跟踪误差；图 6(e)为控制输出和 LSRM 驱动力的输出；图 6(f)是 LSRM 的 A 相电流；图 6(g)表明负载驱动力和观测器的负载驱动力。从仿真结果可以看出位置跟踪和速度跟踪与图 5 没有区别。显示系统位置速度跟踪的有效性及其很强的鲁棒性。

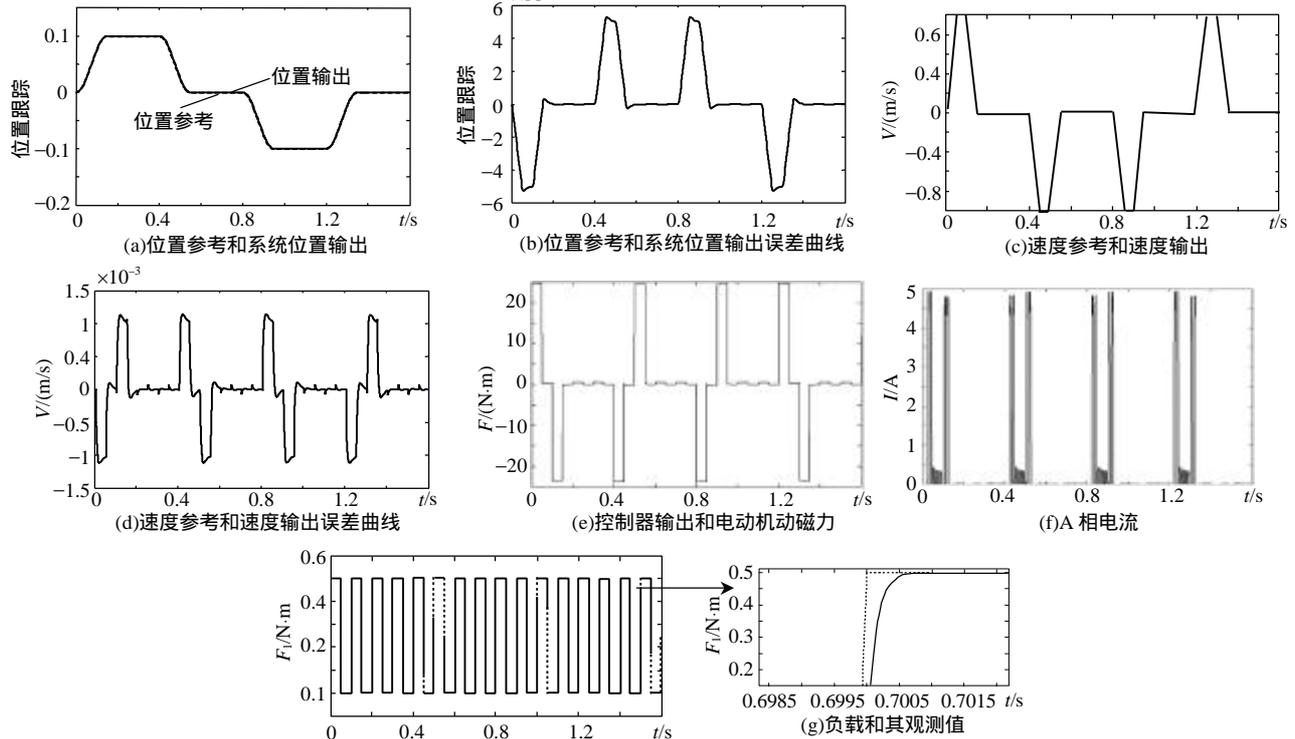
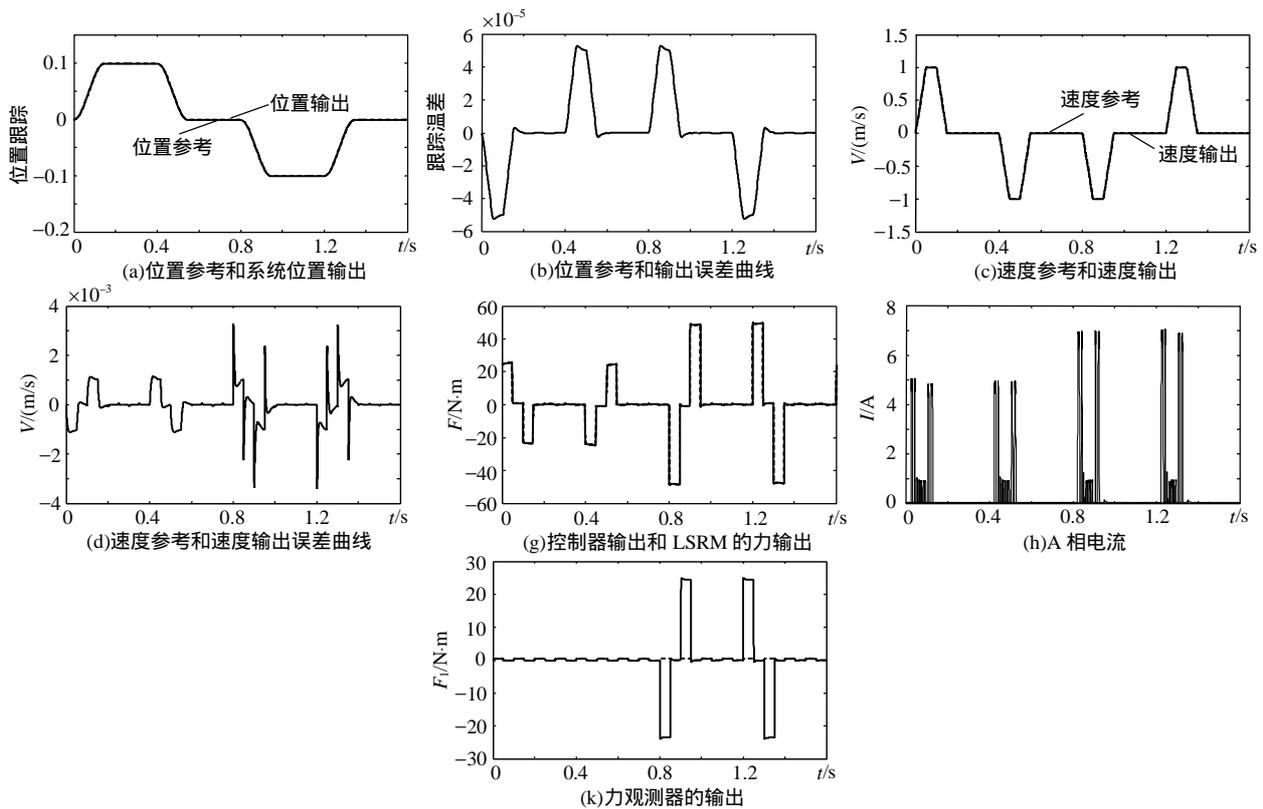


图 5  $M=M_0, B=B_0$  系统特性  
Fig.5  $M=M_0, B=B_0$  system performances

### 6 结论

本文应用平滑滤波器控制 LSRM，位置伺服控制器的目的是实现轨迹跟踪，并得到动态和稳定的性能。由于 LSRM 的非线性，本文利用查表的方法解决了电磁力和磁场电流的非线性问题，实现了电流线性化控制。利用平滑轨迹滤波器，由一个非线性

性控制器实现了位置、速度控制；仿真结果证明了方法的有效性。由于一般的伺服系统等同于二阶或三阶系统，这一方法有一定的普遍性。上述讨论和仿真证实了二阶离散轨迹平滑器在 LSRM 位置伺服控制中应用的可行性，并且简单的离散控制规律由计算机很容易实现。

图6  $t=0.8$ 时,  $M=2M_0$ 系统性能Fig.6  $t=0.8$ 时,  $M=2M_0$  system performance

## 参考文献

- [1] Miller T J E . Switched reluctance motor and their control[D] . London, U.K.: Oxford Univ . Press, 1993 .
- [2] Kjaer P C, Gribble J J, Miller T J E . High-grade control of switched reluctance machines[J] . IEEE Trans . Ind . Electron., 1997 , 33(12) : 1585-1593 .
- [3] Dawson D M, Hu J, Burg T C . Nonlinear control of electric machinery[D] . New York: Marcel Dekker, 1998 .
- [4] Boldea I, Nasar S A . Linear electric actuators and generators [D] . Cambridge, U.K.: Cambridge Univ . Press, 1997 .
- [5] Liu C T, Kuo J L . Experimental investigation and 3-D modeling of linear variable-reluctance machine with magnetic-flux decoupled windings[J] . IEEE Trans . Magn. , 1994 , 33(6) : 4737-4739 .
- [6] Liu C T, Chen L F, Kuo J L, et al . Microcomputer control implementation of transverse flux linear switched reluctance machine with rule-based compensator[J] . IEEE Trans . Energy Conversion , 1996 , 11(1) : 70-75 .
- [7] Bae H K, Lee B S, Vijayraghavan P, et al . A linear switched reluctance motor: converter and control[J] . IEEE Trans . Ind . Applicat., 2000 , 33(5) : 1351-1359 .
- [8] Gan W C, Cheung N C . Development and control of a low-cost linear variable-reluctance motor for precision manufacturing automation[J] . IEEE/ASME Transactions on Mechatronics , 2003 , 8(3) : 326-333 .
- [9] 白凤仙, 邵玉槐, 孙建中 . 利用智能型模拟退火算法进行开关磁阻电机磁极几何形状的优化[J] . 中国电机工程学报, 2003 , 23(1) : 126-131 .  
Bai Fengxian, Shao Yuhuai, Sun Jianzhong . Optimization design of pole shape of srm by Using intelligent simulated annealing algorithm[J] . Proceedings of the CSEE, 2003 , 23(1) : 126-131 .
- [10] 曹家勇, 陈幼平, 詹琼华, 等 . 机械手直接驱动的开关磁阻电动机的鲁棒控制[J] . 中国电机工程学报, 2002 , 22(12) : 66-69 .  
Cao Jiayong, Chen Youping, Zhan Qionghua, et al . Robust control of switched reluctance motors for direct-driving of manipulators [J] . Proceedings of the CSEE, 2002 , 22(12) : 66-69 .
- [11] 邱亦慧, 詹琼华, 马志源, 等 . 基于简化磁链法的开关磁阻电机间接位置检测[J] . 中国电机工程学报, 2001 , 21(10) : 59-62 .  
Qiu Yihui, Zhan Qionghua, Ma Zhiyuan, et al . The Indirect position sensing of srm on the basis of simplified flux method[J] . Proceedings of the CSEE, 2001 , 21(10) : 59-62 .
- [12] Bianco G L C, Tonielli A, Zanasi R . Nonlinear trajectory generator[C] . IECON'96- 22nd annual international conference on the IEEE Industrial Electronics Society, Taipei, Taiwan . 1996 .
- [13] Zanasi R, Bianco C G L, Tonielli A . Nonlinear filter for smooth trajectory generation[C] . NOLCOS'98 . University of Twente, Enschede, The Netherlands, 1998 .
- [14] Zanasi R, Bianco C G L, Tonielli A . Nonlinear filter for the generation of smooth trajectories[J] . Automatica, 2000 , 36(3) : 439-448 .
- [15] Utkin V I . Variable structure systems with sliding modes[J] . IEEE Transactions on Automatic Control, 1977 , 22(2) : 212-222 .
- [16] Morselli R, Zanasi R . Discrete minimum time tracking problem for a chain of three integrators with bounded input[J] . Automatica, 2003 , 39(9) : 1643-1649 .

收稿日期: 2004-03-06.

作者简介:

王江(1964-), 男, 博士, 教授, 研究方向为非线性控制、电动机控制、生物电学等;

曾启明, 男, 博士, 副教授, 研究方向为智能控制, 模式识别等;

张宙, 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子、电机控制等。