

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.08.015

基于能量整形方法的永磁同步直线电机位置控制*

裘 君, 胡 超, 李英道

(浙江大学宁波理工学院 信息学院, 浙江 宁波 315100)

摘要:针对永磁同步直线电机(PMLSM)的位置控制问题,从能量整形控制的角度进行了研究。基于哈密顿反馈耗散控制方法,结合系统的物理能量特性,在 dq 旋转坐标系下建立了包含电能和动能的永磁同步直线电机闭环系统哈密顿函数,通过反馈耗散方法对永磁同步直线电机进行速度控制器设计,保证了系统在稳态运行点达到输入/输出能量的动态平衡。为了提高系统响应性能,提出了阻尼参数 PID 自整定方法实现阻尼参数的自调节,并通过设计位置控制外环构成了包含位置、速度的双环控制系统,实现了 PMLSM 位置控制。实验结果表明,所设计的控制器具有良好的稳定性、快速的位置跟踪性和抗干扰能力。

关键词:能量整形;永磁同步直线电机;位置控制;哈密顿反馈耗散控制方法

中图分类号:TH39;TM359.4;TP11

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2017)08-0891-06

Permanent magnet linear synchronous motor position control based on energy-shaping method

QIU Jun, HU Chao, LI Ying-dao

(School of Information Science and Engineering, Ningbo Institute of Technology, Zhejiang University, Ningbo 315100, China)

Abstract: Aiming at the problems of permanent magnet synchronous linear motor position control, controller was studied from the view of energy-shaping control. Based on the Hamiltonian feedback dissipative control method, combining the system's physical energy characteristics, the closed-loop system Hamiltonian function of PMLSM was built in dq rotating coordinate system, and the speed controller was designed with feedback dissipation control method which can guarantee system's input energy and output energy was balanced dynamically. The damping parameter PID self-tuning method was proposed to improve system performance. Then the position control outer-loop was added to control system to realize PMLSM position control, and the double closed loop control system was proposed with position loop and speed loop. The simulation results shows the designed controller has good stability, fast position tracking and good robust performance.

Key words: energy-shaping; permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); position control; Hamiltonian feedback dissipation control

0 引 言

高速机床进给系统所要求的高进给速度、高加速度、高精度需求,传统的“旋转伺服电机+滚珠丝杠”方式已经很难满足。20世纪90年代开始出现的永磁交流同步直线电机能直接产生直线推力,成为了高速机床进给系统的首选电机类型,被广泛应用于工业机器人、数控机床等高性能驱动设备中。

为了克服永磁直线同步电动机由于齿槽效应、磁链谐波等产生的动子质量变化、外部负载扰动等干扰因素,保证系统的伺服性能,许多研究者做了广泛的研究。文献[1-2]采用基于PID控制算法永磁同步直线电机控制,实现了对扰动的补充和抑制;文献[3]用自适应学习方法改善了PMLSM的轨迹跟踪性能;文献[4]将滑模变结构控制应用于PMLSM调速系统,设计的滑模变结构控制器实现了对定子磁链和推力的控

收稿日期:2017-01-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61304014);宁波市科技计划(创新团队)资助项目(2014B82015)

作者简介:裘君(1979-),男,浙江宁波人,副教授,主要从事运动控制、非线性控制方面的研究. E-mail:piujunb@zju.edu.cn

制;文献[5]为了解决抗干扰性能和系统良好的跟踪性能之间的矛盾,尝试将变增益零相位误差跟踪控制和 $H\infty$ 鲁棒控制相结合,实现了鲁棒跟踪控制;文献[6]利用磁链和推力差来预测下一个时刻的参考电压,然后确定逆变器开关时间,实现了直接推力电压矢量预测控制,该方法具有低脉动、快速动态响应、恒开关频率、可以减少相位延迟等优点。

哈密顿系统是经典力学的基础^[7-8],在哈密顿系统下,被控的动态系统可以认为是一个能量传输和存储装置,当系统的输入和输出能量相等时,也就是被控系统的总能量处于一个稳定动态平衡时,系统将处于一个稳定平衡点运行状态。因此如果可以从控制系统的输入输出能量入手,在期望平衡运行点时让系统达到能量输入输出的动态平衡,则系统将达到稳态运行,哈密顿反馈耗散控制方法就是一种系统能量整型方法。从能量控制的角度对永磁同步直线电机进行位置伺服控制,是一种新的尝试。

结合矢量控制的 dq 坐标变换,本研究利用哈密顿反馈耗散控制方法,将系统实时电流、速度和期望平衡点的电流、速度的差方和作为 Hamiltonian 函数,实现永磁同步直线电机系统的速度解耦控制,并构建位置外环,实现永磁同步直线电机的位置伺服控制。

1 哈密顿反馈耗散理论描述

哈密顿控制方法的目标是通过对输入控制量的设计,使得系统在期望平衡点的输入和输出能量达到一个动态平衡,从而使系统达到期望平衡点的稳定运行。ORTEGA R 在文献[9]中介绍了哈密顿控制方法,CHENG^[10]对哈密顿反馈耗散方法的稳定性进行了讨论,Qiu 在文献[11]中尝试用哈密顿反馈耗散控制方法对永磁同步电机进行了速度控制。

对于一个系统:

$$\dot{x} = F(x) \nabla H(x) \tag{1}$$

式中: x —状态变量, $x \in R^n$; $F(x)$ —结构矩阵, $F(x) \in R^{n \times n}$; $H(x)$ —闭环系统哈密顿函数。

如果所设计的结构矩阵 $F(x)$ 可以表示为:

$$F(x) + F^T(x) \leq 0 \tag{2}$$

则式(1)为一个耗散哈密顿系统, $F(x)$ 可以被表示为:

$$F(x) = J(x) - R(x) \tag{3}$$

式中: $J(x)$ —一个反对称矩阵,有 $J(x) = -J^T(x)$; $R(x)$ —一个半正定对称矩阵,有 $R(x) = R^T(x) \geq 0$ 。

一个非线性系统如下式所示:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u \tag{4}$$

式中: u —控制量, $x \in R^n, u \in R^n$; $G(x)$ —满秩矩阵。

反馈控制量 u 如果可以将式(4)表示为:

$$f(x) + G(x)u = F(x) \nabla H(x) \tag{5}$$

控制率 $u = \varphi(x)$ 满足下式:

$$G^\perp(x)(f(x) - F(x) \nabla H(x)) = 0 \tag{6}$$

式中: $G^\perp(x)$ —满秩矩阵 $G(x)$ 的左零化子。

式(4)为一个反馈耗散哈密顿实现。如果哈密顿函数 $H(x)$ 选定为正定矩阵,则所涉及的耗散哈密顿系统可以为:

$$\dot{x} = F(x) \nabla H(x) = (J(x) - R(x)) \nabla H(x) \tag{7}$$

有:

$$\frac{d}{dt}H(x) = -dH(x)R(x) \nabla H(x) \leq 0 \tag{8}$$

根据 Lyapunov 稳定性原理,系统渐进稳定。

2 PMLSM 控制器设计

由于永磁同步直线电机包含了速度和电流的非线性耦合,通常采用非线性控制方法对速度和电流进行解耦控制,在 dq 旋转坐标系下对永磁同步直线电机进行数学建模。

2.1 永磁同步直线伺服电机的数学模型

永磁同步直线电机在结构上和旋转电机相似,一般把永磁同步直线电机认为是把旋转电机沿径向刨开随后拉直形成,两类电机都可以被认为是由绕组电流产生气隙磁场进而与励磁磁场相互作用产生电推力。

如果只考虑电流分量,通常假设 PMLSM 有下述假设:(1)忽略了铁心饱和;(2)电机的反电动势是正弦的;(3)电机的初极上没有阻尼绕组,永磁体也没有阻尼绕组;(4)系统不计涡流和磁滞损耗。

在上述假设下可以得出 dq 轴下永磁直线同步点电压方程为:

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + \omega_e L_q i_q + u_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f + u_q \\ M \frac{dv}{dt} = F_e - F_L - B_e v \\ F_e = \frac{3\pi[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]}{2\tau} \end{cases} \tag{9}$$

式中: u_d, u_q — dq 轴坐标下的电压; i_d, i_q — dq 轴坐标下的电流; R —电枢绕组电阻; L_d, L_q — dq 轴坐标下的电感; ψ_f —电机永磁体磁链; v —电机动子速度; τ —绕组极距; F_e —电磁推力; F_L —负载阻力; B_e —粘性摩擦系数; M —运动部分质量。

对于隐极式永磁同步直线电机,有 $L_d = L_q = L$,如果采用实际控制策略 $i_d = 0$ 的控制方式,则推力方程可以简化为:

$$F_e = \frac{3\pi i_q \psi_f}{2\tau} \quad (10)$$

取 PMLSM 状态变量为:

$$x = (x_1 \quad x_2 \quad x_3)^T = (L_d i_d \quad L_q i_q \quad Mv)^T$$

$$u = (u_1 \quad u_2)^T = (u_d \quad u_q)^T$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{定义 } k_1 = -\frac{R_s}{L_d}, k_2 = \frac{\pi}{M\tau}, \\ k_3 = -\frac{R_s}{L_q}, k_4 = \frac{\pi\psi_f}{M\tau}, \\ k_5 = \frac{B_e}{M}, k_6 = \left(1.5n_p \frac{\pi}{\tau}\right) \left(\frac{\psi_f}{L_q}\right), \\ k_7 = \left(1.5n_p \frac{\pi}{\tau}\right) \left(\frac{(L_d - L_q)}{L_d L_q}\right) \end{array} \right.$$

则式(9)可以表示为:

$$f(x) = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 = k_1 x_1 + k_2 x_3 x_2 \\ \dot{x}_2 = k_3 x_2 - k_2 x_3 x_1 - k_4 x_3 \\ \dot{x}_3 = -k_5 x_3 + k_6 x_2 + k_7 x_1 x_2 - F_L \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$$

则 PMLSM 系统可以按照式(4)表示为 $\dot{x} = f(x) + Gu$ 的形式。

当 PMLSM 系统稳态运行在期望速度 v_0 下时,有:

$$\dot{v} = k_5 x_{10} x_{20} + k_6 x_{20} - k_7 x_{30} - F_L = 0 \quad (12)$$

考虑采用 $i_{d0} = 0$ 的控制策略,则在期望速度 v_0 下,可以得到稳态运行状态时电流 i_{q0} 值为:

$$L_q i_{q0} = x_{20} = \frac{k_7 x_{30} + F_L}{k_5 x_{10} + k_6} \quad (13)$$

2.2 PMLSM 哈密顿反馈耗散控制器设计

选取系统的反馈控制量 u 为:

$$u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_1 x_1 - k_2 x_2 x_3 + v_1 \\ k_3 x_2 + k_2 x_1 x_3 + k_4 x_3 + v_2 \end{pmatrix} \quad (14)$$

式中: v_1, v_2 —闭环系统控制参数。

闭环控制系统可以表述为:

$$\dot{x} = f'(x) + Gv \quad (15)$$

其中:

$$f'(x) = (0 \quad 0 \quad k_5 x_1 x_2 + k_6 x_2 - k_7 x_3 - F_L)^T$$

$$v = (v_1 \quad v_2)^T$$

PMLSM 的系统能量可以表示为机械能和电能的总和,选取闭环系统的哈密顿函数为:

$$H(x) = \frac{1}{2} \lambda_1 (x_1 - x_{10})^2 + \frac{1}{2} \lambda_2 (x_2 - x_{20})^2 +$$

$$\frac{1}{2} \lambda_3 (x_3 - x_{30})^2 \quad (16)$$

其中, $\lambda_1 = 1/L_d, \lambda_2 = 1/L_q, \lambda_3 = 1/M$,所选取的哈密顿函数表示 PMLSM 运行在期望平衡点时,系统的电流、速度和期望电流、速度值相等,表示系统运行在期望平衡点,闭环系统的哈密顿函数值最小,系统的能量交换达到一个动态平衡,则可以得到 $\nabla H(x)$ 为:

$$\nabla H(x) = \begin{pmatrix} \lambda_1 (x_1 - x_{10}) \\ \lambda_2 (x_2 - x_{20}) \\ \lambda_3 (x_3 - x_{30}) \end{pmatrix} \quad (17)$$

令:

$$f'(x) + Gv = F(x) \nabla H(x) \quad (18)$$

矩阵 G 的左零化子 G^\perp 为 $(0 \quad 0 \quad 1)^T$,假设 $F(x)$ 为:

$$F(x) = \begin{bmatrix} * & * & * \\ * & * & * \\ \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

则有:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ -k_5 x_3 + k_6 x_2 + k_7 x_1 x_2 - F_L \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} * & * & * \\ * & * & * \\ \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 (x_1 - x_{10}) \\ \lambda_2 (x_2 - x_{20}) \\ \lambda_3 (x_3 - x_{30}) \end{bmatrix} \quad (20)$$

通过计算得到:

$$\begin{cases} \eta_1 = k_7 \frac{x_2}{\lambda_1} \\ \eta_2 = \frac{(k_6 + k_7 x_{10})}{\lambda_2} \\ \eta_3 = -\frac{k_5}{\lambda_3} \end{cases} \quad (21)$$

考虑到 $F(x)$ 矩阵的结构要求,选取 $F(x)$ 为:

$$F(x) = \begin{bmatrix} * & * & * \\ * & * & * \\ \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha & 0 & -\eta_1 \\ 0 & -\beta & -\eta_2 \\ \eta_1 & \eta_2 & \eta_3 \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中, $\alpha, \beta > 0$,满足式(2)耗散哈密顿系统条件,则闭环系统成为:

$$\dot{x} = F(x) \nabla H(x) = (J(x) - R(x)) \nabla H(x) \quad (23)$$

可以得到:

$$\begin{cases} u_d = -k_1x_1 - k_2x_2 - \alpha r_1(x_1 - x_{10}) - \\ k_7 \frac{x_2}{\lambda_1} * \lambda_3(x_3 - x_{30}) \\ u_q = -k_3x_2 + k_2x_3x_1 + k_4x_3 - \beta r_2(x_2 - x_{20}) - \\ \frac{(k_6 + k_7x_{10})}{\lambda_2} * \lambda_3(x_3 - x_{30}) \end{cases} \quad (24)$$

代入系数,对于隐极式 PMLSM,有 $L_d = L_q$,化简后得到:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \pi v L_q \frac{i_q}{\tau} - \alpha(i_d - i_{d0}) \\ u_q = R_s i_q + \pi v L_d \frac{i_d}{\tau} + \pi \psi_f \frac{v}{\tau} - \\ \beta(i_q - i_{q0}) - \left(1.5n_p \frac{\pi}{\tau}\right) \psi_f(v - v_0) \end{cases} \quad (25)$$

式中: α, β —待定阻尼参数,在通常做法中采用固定参数设置,这里通过 PID 实现参数自适应调整^[12-15]。

2.3 系统稳定性分析

所设计的闭环系统哈密顿函数 $H(x)$ 中,选取 $H(x)$ 为式(15)中闭环系统的 Lyapunov 函数,通过式(7),可以得到:

$$\dot{H}(x) = -dH(x)R(x)\nabla H(x) \leq 0 \quad (26)$$

有 $H(x) \geq 0, H(x)$ 为负半定, $\dot{H}(x)$ 在 $x \neq x_0$ 时不恒等于零,从 Lyapunov 稳定性判据分析可得,所设计的系统在控制量 u 下可以在期望平衡点 x_0 保持渐进稳定。

2.4 位置伺服控制器设计

永磁同步直线电机的速度控制框图如图 1 所示。

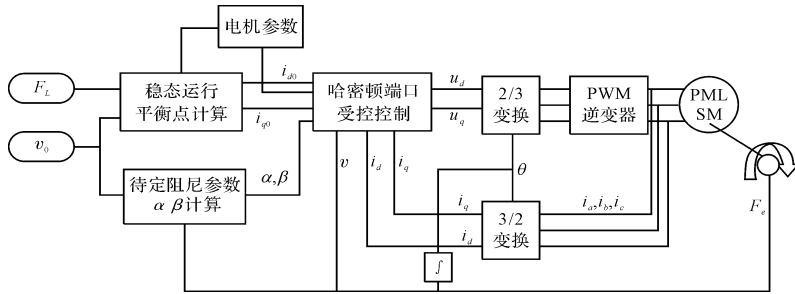


图 1 速度控制框图

根据输入的期望速度 v_0 和负载阻力 F_L , 计算出平衡状态下的期望电流 i_{d0} 和 i_{q0} , 根据期望速度和系统速度的误差, 通过 PID 实现参数 α 和 β 的计算, 然后根据哈密顿端口受控耗散系统控制方法, 计算出控制电压 u_d 和 u_q , 通过 2/3 变换, 输入到 PWM 逆变器对永磁同步直线电机进行速度

控制。

在永磁同步直线电机速度控制框架下, 外围增加一个位置控制闭环, 通过位置 PID 动态计算期望速度 v' , 利用速度控制器的快速响应性能, 实现永磁同步直线电机的位置控制, 保证实现位置跟踪的精确度。控制框图如图 2 所示。

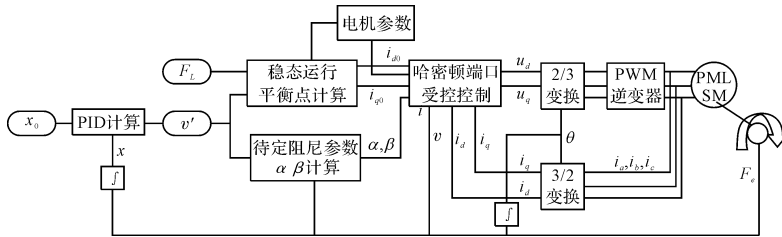


图 2 位置控制框图

3 实验及结果分析

在 Matlab/Simulink 环境下对所设计的哈密顿反馈耗散闭环控制系统进行试验仿真研究, 永磁同步直线电机参数选取如表 1 所示。

3.1 阻尼参数对速度控制的效果

不同阻尼参数对速度控制的仿真结果如图 3 所示。

表 1 永磁同步直线电机参数

参数名	数值
电感 L_d/mH	18.74
电阻 R/Ω	1.2
磁链值 φ/Wb	0.286
摩擦系数 $B/(Ns \cdot m^{-1})$	0.2
电感 L_q/mH	18.74
质量 M/kg	25
磁极距 τ/mm	36

图 3(a) 为阻尼参数恒定时的速度响应仿真曲

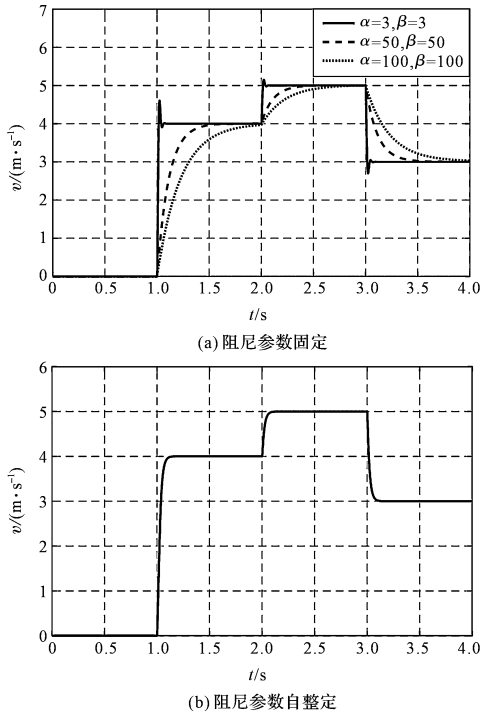


图3 不同阻尼参数对速度控制的仿真结果

线,设置系统在 $t = 1\text{ s}$ 时,负载转矩为 $F_L = 2\text{ N} \cdot \text{m}$, 给定期望速度在 $t = 0$ 为 $v_0 = 0$, $t = 1\text{ s}$ 时期望速度为 $v_0 = 4\text{ m/s}$, $t = 2\text{ s}$ 时期望速度 $v_0 = 5\text{ m/s}$, $t = 3\text{ s}$ 时期望速度 $v_0 = 3\text{ m/s}$, α, β 阻尼参数相等且分别取为 10、50、100。从图 3(a) 中可以看出,阻尼参数值大小会影响系统的超调量和稳定性。阻尼参数小可以使系统响应速度快,但是会引起系统超调,阻尼参数大,可以避免系统有超调,但是会增加系统的响应时间。

阻尼参数为 PID 控制时的转速响应曲线如图 3(b) 所示,取控制器 PI 参数分别为 5、1,从图中可以得出,通过阻尼参数 PID 自适应控制,实现了系统速度的快速响应,通过阻尼参数的 PID 自整定,提高了系统响应速度,并且同时保证了系统的响应稳定性。

3.2 负载阻力变化对速度控制的效果

加入负载阻力变化情况下的转速响应曲线如图 4 所示。

本研究取阻尼参数 α, β 为 PID 自整定设定,在 $t = 0\text{ s}$ 时,给定期望速度 $v_0 = 3\text{ m/s}$,初始负载阻力为 $F_L = 0\text{ N} \cdot \text{m}$,负载转矩在 $t = 2\text{ s}$ 时,加入大小为 $F_L = 11\text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载阻力。图 4 表明,系统能够快速跟随负载阻力的变化,具有较好的鲁棒性能。

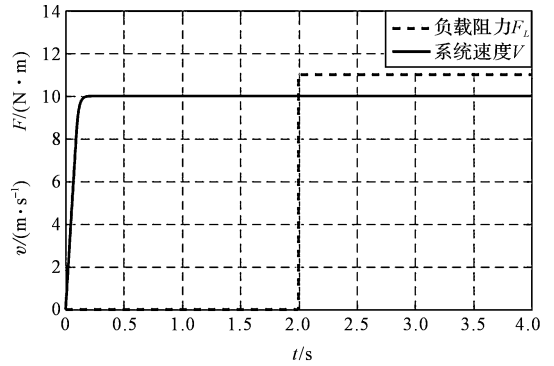


图4 负载阻力变化对系统转速的影响

3.3 位置伺服控制

根据图 2 的结构框图,构建永磁同步直线电机位置伺服控制仿真,设置期望运动轨迹为三角直线往复运动,运动周期为 4 s,运动幅度为 5 m,初始负载转矩为 $10\text{ N} \cdot \text{m}$,期望位置和实际位置的仿真曲线如图 5(a) 所示,期望位置与系统实际位置的误差曲线如图 5(b) 所示, α, β 阻尼参数采用 PID 自整定方式,从仿真曲线中可以看出系统具有位置跟踪速度快,跟踪误差小的控制优点。

哈密顿位置伺服控制的仿真结果如图 5 所示。

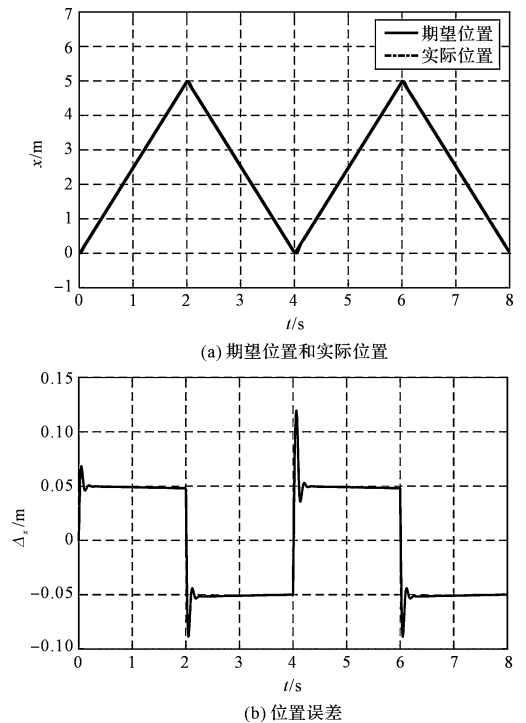


图5 哈密顿位置伺服控制的仿真结果

(下转第 932 页)

本文引用格式:

裘君,胡超,李英道.基于能量整形方法的永磁同步直线电机位置控制[J].机电工程,2017,34(8):891-895,932.

QIU Jun, HU Chao, LI Ying-dao. Permanent magnet linear synchronous motor position control based on energy-shaping method[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2017,34(8):891-895,932.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>