

文章编号: 1000-8152(2004)03-0391-07

## 基于滑模观测器的直线伺服系统反馈线性化速度跟踪控制

孙宜标, 郭庆鼎

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110023)

**摘要:** 在许多高速、高精的直线伺服系统中, 要求能实现对速度的快速精确跟踪, 但其模型的非线性和变量间的耦合给控制带来难度. 对高速、高精速度跟踪控制中, 电流和速度的变化过程在时间尺度上相对接近, 不能简单地采用磁场定向矢量控制方法实现静态解耦, 否则电流和速度间的非线性耦合将破坏速度跟踪品质. 采用状态反馈线性化方法来实现永磁直线同步电动机(PMLSM)模型的精确线性化和动态解耦. 利用非线性坐标变换和非线性反馈将系统解耦成独立的线性电流子系统和速度子系统. 通过扩展滑模观测器来实现对所需要的动子速度、加速度和负载扰动的鲁棒观测. 并利用李雅普诺夫理论对由反馈线性化和滑模观测器构成的非线性闭环系统的稳定性进行了证明. 仿真结果表明该方案使 PMLSM 伺服系统具有良好的鲁棒速度跟踪性能.

**关键词:** 永磁直线同步电动机; 速度跟踪控制; 非线性系统; 反馈线性化; 滑模观测器

**中图分类号:** TP273; TM383.42 **文献标识码:** A

## Feedback linearization speed-tracking control of linear servo system based on sliding mode observer

SUN Yi-biao, GUO Qing-ding

(Electrical Engineering Institute, Shenyang University of Technology, Shenyang Liaoning 110023, China)

**Abstract:** The rapid precision tracking of speed is required in many high speed and high precision linear servo systems, but it is difficult to control because of the nonlinearity of the system model and the coupling between the variables. The variable processes of the current and speed is relative propinquity in the time scale, therefore the magnetic field directional vector control method cannot simply be used for the static decoupling, otherwise the quality of speed tracking will be damaged by the nonlinear coupling between the current and speed. The feedback linearization method is used to achieve the precision linearization and dynamic decoupling of the permanent-magnet linear synchronous motor(PMLSM) servo system. The nonlinear coordinate commutation and nonlinear feedback are used for decoupling the servo to unattached linear current sub-system and speed sub-system. A sliding mode extended observer is designed to realize the robust observation of the speed, acceleration and unknown load resistance necessary for speed-tracking control. Furthermore, the stability of the speed-tracking control closed loop system constituted of feedback linearization control and sliding mode observer is analyzed using Lyapunov stability theory. Some simulation results show that this control scheme makes the PMLSM servo system have good robust speed-tracking performance.

**Key words:** permanent-magnet linear synchronous motor; speed-tracking control; nonlinear system; feedback linearization; sliding mode observer

### 1 引言(Introduction)

永磁直线同步电动机(PMLSM)在高精度、快速响应的伺服系统应用中具有非常大的优势<sup>[1,2]</sup>. 但其模型的非线性和变量间的耦合给控制带来难度. 许多学者曾对 PMLSM 伺服系统的控制做过大量的研究, 但多数是有关鲁棒控制的, 而较少涉及到跟踪控制特别是速度跟踪控制<sup>[3-5]</sup>. 然而, 在许多高

速、高精的直线伺服系统(如虚拟轴机床等)中, 要求能实现对速度的快速精确跟踪.

PMLSM 伺服系统由电流控制(电气)子系统和速度控制(机械)子系统所构成. 两个子系统中电流和速度各自的变化过程在时间尺度上相差很大, 至少在一个数量级以上. 在控制要求相对不高的情况下, 为简化控制, 通常忽略速度和电流间的非线性动

态耦合,并可采用磁场定向矢量控制方法实现 PMLSM 的部分变量间静态解耦,以获得线性化模型.同时视两个子系统间彼此独立,互不耦合干扰,继而采用线性控制方法组成电流-速度双闭环结构以分别独立控制电流和速度.但是,对高速、高精速度跟踪控制系统来说,如果上述两个子系统的时间尺度大小相对接近,就必须考虑模型的非线性以及电流和速度之间耦合,因为电流和速度之间的非线性耦合作用将直接导致系统速度跟踪品质变坏.

本文采用源于微分几何理论的状态反馈线性化方法<sup>[6]</sup>来实现 PMLSM 模型的精确线性化和动态解耦.该方法是利用非线性坐标变换和非线性反馈将系统解耦成相互独立的线性的电流子系统和速度子系统.然后,再使用线性控制方法来设计控制器.要实现速度跟踪控制就必须知道电动机动子加速度的精确信息.采用加速度计造价过高.而速度微分法又会引入噪声.假设只有动子线位移和相电流可以测量,通常可采用观测器来来实现对状态的观测.而一般的线性观测器的精度对系统模型和参数有很强的依赖性.所以本文设计一种扩展滑模观测器来实现对动子速度、加速度和负载扰动的鲁棒观测.

利用李雅普诺夫理论对由反馈线性化和滑模观测器构成的非线性闭环系统的稳定性进行了证明.并对本文的控制方案进行了仿真验证.

## 2 PMLSM 的非线性数学模型 (Nonlinear model of PMLSM)

设可测量值为动子位移  $s$  (可由直线光栅尺获取) 和动子三相电流  $i_a, i_b, i_c$ , 由 3/2 变换

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(-\theta_r) & \cos(-\theta_r+2\pi/3) & \cos(-\theta_r-2\pi/3) \\ \sin(-\theta_r) & \sin(-\theta_r+2\pi/3) & \sin(-\theta_r-2\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

可得  $d$ - $q$  轴电流  $i_d$  和  $i_q$ . 在动子参考坐标系 ( $d$ - $q$  轴) 中, PMLSM 的电气和机械方程表示如下

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - v \phi_q, \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + v \phi_d. \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \Phi_f, \\ \phi_q = L_q i_q. \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $u_d, u_q, i_d, i_q, L_d, L_q$  和  $\phi_d, \phi_q$  分别为  $d, q$  轴动子电压、电流、电感和磁链;  $\Phi_f$  为定子永磁体磁通;  $R_s$  为动子电阻;  $v$  为动子线速度.

电磁推力方程为

$$F_e = \frac{3p}{2} (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (4)$$

式中,  $p$  为极对数.

动子的动态方程为

$$\frac{d^2 s}{dt^2} = \frac{1}{M} (F_e - F_l - Bv). \quad (5)$$

式中,  $s$  为动子的线位移,  $F_l$  为负载阻力,  $M$  为动子总质量,  $B$  为粘滞摩擦系数.

选择状态变量  $x = (i_d \ i_q \ s \ v)^T$ , 则 PMLSM 系统的非线性数学模型表示为

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_d + g_2(x)u_q. \quad (6)$$

式中

$$f(x) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} i_q v \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} i_d v - \frac{p\Phi_f}{L_q} v \\ \frac{3p\Phi_f}{2M} i_q + \frac{3p}{2M} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{B}{M} v - \frac{1}{M} F_l \end{pmatrix},$$

$$g_1(x) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T,$$

$$g_2(x) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T.$$

由式(6)可知,该系统模型含有速度和电流的非线性耦合项  $i_q v, i_d v, i_d i_q$ . 因此,实现高速、高精速度跟踪控制,首先要对非线性项进行处理,以消除速度和电流之间的耦合对速度跟踪控制精度的影响.

## 3 状态反馈线性化控制律 (Control law of state feedback linearization)

非线性系统反馈线性化理论是应用微分几何的原理和方法,选择适当的非线性坐标变换和非线性状态反馈,从而使非线性系统得以在大范围甚至在全局范围内精确线性化,对于多变量非线性系统,在实现线性化的同时,还能实现解耦<sup>[7]</sup>.

首先,假设状态和负载扰动都是已知的,来进行速度控制器的设计.它由一个精确线性化反馈控制器和一个线性速度跟踪控制器所组成.而对于动子速度和加速度以及负载扰动的观测将在后面讨论.

为获得线性化控制模型,对式(5)中的  $s$  进行 3 次求导,得到

$$\frac{d^3 s}{dt^3} = \lambda_0 + \lambda_1 v + \lambda_2 i_q + \lambda_3 v i_q^2 + \lambda_4 i_q u_d + \lambda_5 u_q. \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned} \lambda_0 &= \frac{B}{M^2} F_1, \\ \lambda_1 &= -\left( \frac{3p}{2ML_q} ((L_d - L_q) i_d + 1) (\Phi_f + L_d I_d) - \frac{B^2}{M^2} \right), \\ \lambda_2 &= -\frac{3p}{2M} \left( \frac{\Phi_f R_s}{L_q} + \frac{B}{M} + \left( \frac{R_s}{L_q} + \frac{R_s}{L_d} + \frac{B}{M} \right) (L_d - L_q) i_d \right), \\ \lambda_3 &= \frac{3p}{2M} \frac{L_q}{L_d} (L_d - L_q), \\ \lambda_4 &= \frac{3p}{2ML_d} (L_d - L_q), \\ \lambda_5 &= \frac{3p}{2ML_q} (\Phi_f + (L_d - L_q) i_d). \end{aligned} \quad (8)$$

重新定义状态向量  $z = (i_d \quad s \quad v \quad \dot{v})^T$ , 根据非线性系统反馈线性化理论, 由式(4)和式(5)可得两组状态变量间的非线性坐标变换为

$$x = T(z) = \begin{pmatrix} i_d & \frac{2}{3} \frac{Bv + M\dot{v} + F_1}{p(\Phi_f + (L_d - L_q) i_d)} & s & v \end{pmatrix}. \quad (9)$$

引入非线性状态反馈控制律

$$u = \alpha(x) + \beta(x)w. \quad (10)$$

其中

$$u = (u_d \quad u_q)^T, \quad x = (i_d \quad i_q \quad s \quad v)^T, \quad w = (w_1 \quad w_2)^T, \quad \alpha(x) =$$

$$\begin{pmatrix} R_s i_d - pL_q i_q v \\ (-\lambda_1 v - \lambda_2 i_q - \lambda_3 v i_q^2 + \lambda_4 i_q (pL_q i_q v - R_s i_d)) / \lambda_5 \end{pmatrix}, \quad \beta(x) = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ -\frac{\lambda_4 i_q L_d}{\lambda_5} & \frac{1}{\lambda_5} \end{pmatrix}.$$

式(10)中, 第一项和第二项分别为非线性反馈控制和线性反馈控制部分. 这样, 由坐标变换(9)和状态反馈(10)就可以对系统(6)进行反馈线性化解耦. 由此可得状态变量为  $z$  的系统的闭环方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = w_1, \\ \frac{d^3 s}{dt^3} = w_2 + \lambda_0. \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知, 反馈线性化后非线性耦合系统(6)解耦成两个相互独立的线性子系统: 电气子系统和机械子系统. 由式(9)可知, 为实现上述线性化控制律, 必须保证  $(\Phi_f + (L_d - L_q) i_d) \neq 0$ . 所以, 通常使直轴电流  $i_d = 0$ , 所以上述条件总能够得到满足.

#### 4 速度跟踪控制的设计 (Design of speed tracking control)

反馈线性化后的系统(11)有两个输入:  $w$  为线性跟踪控制,  $\lambda_0$  为负载扰动. 利用线性控制理论设计被线性化后系统(10)的速度跟踪控制律为

$$\begin{cases} w_1 = -k_{id}(i_d - i_{d_{ref}}), \\ w_2 = \ddot{v}_{ref} - k_D(\dot{v} - \dot{v}_{ref}) - k_P(v - v_{ref}) - k_I(s - s_{ref}) - \lambda_0. \end{cases} \quad (12)$$

其中:  $i_{d_{ref}}$  表示直轴参考电流(这里设为零),  $v_{ref}$  为速度参考轨线(假设至少可以求两阶微分). 实际上上式中  $w_2$  就是关于被跟踪状态  $v$  的 PID 控制器, 可等效为如下形式:

$$w_2 = \ddot{v}_{ref} - k_D(\dot{v} - \dot{v}_{ref}) - k_P(v - v_{ref}) - k_I \int_0^t (v - v_{ref}) dt - \lambda_0. \quad (13)$$

由线性跟踪控制律(12)可得到误差动态方程

$$\dot{\epsilon} = A_C \epsilon. \quad (14)$$

其中

$$\epsilon = \begin{pmatrix} \epsilon_{id} \\ \epsilon_s \\ \epsilon_v \\ \dot{\epsilon}_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d - i_{d_{ref}} \\ s - s_{ref} \\ v - v_{ref} \\ \dot{v} - \dot{v}_{ref} \end{pmatrix}, \quad A_C = \begin{pmatrix} -k_{id} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -k_I & -k_P & -k_D \end{pmatrix}.$$

由线性控制理论可知, 适当地选择控制器增益  $k_{id}$ ,  $k_I$ ,  $k_P$ ,  $k_D$  就能使误差系统按指数规律达到稳定点  $\epsilon = 0$ , 这样, 当  $t \rightarrow \infty$  时,  $i_d \rightarrow i_{d_{ref}}$ , 且  $v \rightarrow v_{ref}$ .

#### 5 滑模扩展观测器的设计 (Design of extended sliding mode observer)

上述反馈线性化和跟踪控制需要相电流、转子位移、速度和加速度信号, 以及负载扰动  $\lambda_0$ . 引入状态观测器可以省掉对速度、加速度和扰动的测量. 采用扩展观测器, 使其在估计系统状态的同时也能够观测扰动. 通过对扰动的观测和反馈就可使未知扰动得到衰减, 这样就使系统的闭环渐近稳定性得到了保证.

通常的线性观测器由于其对系统参数的依赖性往往很难满足实际系统的估计要求, 本文采用鲁棒性很强的滑模观测器来实现对速度、加速度和扰动的观测. 实际上, 负载扰动与速度和加速度相比, 其变化相对缓慢, 所以可以假设其为一常数. 因此, 可以考虑对应于系统(11)的如下扩展系统

$$\begin{cases} \frac{d^3 s}{dt^3} = w_2 + \lambda_0, \\ \frac{d\lambda_0}{dt} = 0. \end{cases} \quad (15)$$

针对已被线性化的系统(15)来进行滑模观测器的设计.定义误差变量  $e_s = \hat{s} - s$ , 其中  $\hat{s}$  为观测位移,  $s$  为位移的实测值.在常规线性观测器的基础上加上高频切换函数  $\text{sgn}(\ast)$ , 可得滑模观测器的形式为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{s}}{dt} = \hat{v} - k_s \text{sgn}(e_s), \\ \frac{d\hat{v}}{dt} = \hat{v} - k_r \text{sgn}(e_s), \\ \frac{d\hat{v}}{dt} = w_2 + \hat{\lambda}_0 - k_a \text{sgn}(e_s), \\ \frac{d\hat{\lambda}}{dt} = -k_\lambda \text{sgn}(e_s). \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $k_s, k_r, k_a, k_\lambda$  为滑模观测器增益系数,  $\text{sgn}(e_s)$  为符号函数.定义变量  $e_v = \hat{v} - v, e_r = \dot{\hat{v}} - \dot{v}, e_\lambda = \hat{\lambda}_0 - \lambda_0$ , 由式(15)、(16)可得估计误差动态方程如下:

$$\dot{e} = A_0 e. \quad (17)$$

其中

$$e = \begin{pmatrix} e_s \\ e_v \\ e_r \\ e_\lambda \end{pmatrix}, A_0 = \begin{bmatrix} -k_s \text{sgn}(e_s) & 1 & 0 & 0 \\ -k_r \text{sgn}(e_s) & 0 & 1 & 0 \\ -k_a \text{sgn}(e_s) & 0 & 0 & 1 \\ -k_\lambda \text{sgn}(e_s) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

选择观测器的滑模超平面为  $\sigma = e_s = \hat{s} - s$  和 Lyapunov 函数  $V_1 = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma$ . 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_s^T [e_v - k_s \text{sgn}(e_s)] \leq \\ &|e_s| \cdot [|e_v| - k_s \text{sgn}(e_s)]. \end{aligned} \quad (18)$$

只要  $e_s \neq 0$ , 如果  $k_s$  满足

$$k_s > |e_v|_{\max}, \quad (19)$$

那么就有  $\dot{V} < 0$ , 此即滑模能达条件<sup>[8]</sup>. 此时, 当  $t \rightarrow \infty$ , 则  $e_s \rightarrow 0, \dot{e}_s \rightarrow 0$ .

当观测器状态处于滑模平面上时, 有

$$\dot{e}_s = e_v - k_s \text{sgn}(e_s) = 0. \quad (20)$$

解得  $\text{sgn}(e_s) = e_v/k_s$ , 代入式(17)可得降阶的观测器方程为

$$\dot{\delta} = \bar{A}_0 \delta. \quad (21)$$

$$\text{其中, } \delta = \begin{pmatrix} e_v \\ e_r \\ e_\lambda \end{pmatrix}, \bar{A}_0 = \begin{pmatrix} -k_r/k_s & 1 & 0 \\ -k_a/k_s & 0 & 1 \\ -k_\lambda/k_s & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

由于系统(21)完全能观, 所以可以选取适当的增益系数  $k_r, k_a, k_\lambda$  使矩阵  $\bar{A}_0$  成为具有期望特征值的 Hurwitz 矩阵. 从而系统(17)成为按指数收敛的滑模观测器. 滑模观测器的结构原理图如图 1 所示.

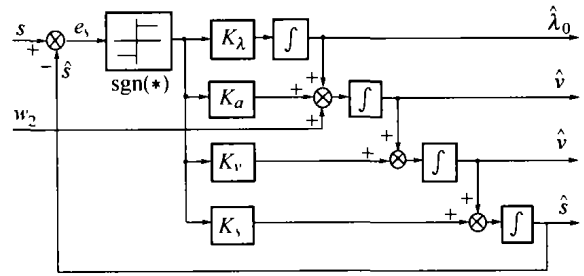


图 1 滑模观测器的结构原理图

Fig. 1 Block diagram of the sliding mode observer

这样, 将包括式(10)和式(12)的控制策略中变量  $v, \dot{v}, \lambda_0$  分别由式(16)中的各自的估计值  $\hat{v}, \dot{\hat{v}}, \hat{\lambda}_0$  代替, 就可得到基于滑模观测器的控制策略为

$$\begin{cases} \hat{u}_d = (R_s i_d - pL_q i_q \hat{v}) + L_d \hat{w}_1, \\ \hat{u}_q = \frac{\lambda_4 i_q}{\lambda_5} (-R_s i_d + pL_q i_q \hat{v}) - \\ \frac{1}{\lambda_5} (\lambda_1 \hat{v} + \lambda_2 i_q + \lambda_3 \hat{v} i_q^2) - \frac{L_d \lambda_4 i_q}{\lambda_5} \hat{w}_1 + \frac{1}{\lambda_5} \hat{w}_2, \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} \hat{w}_1 = w_1 = -k_{id}(i_d - i_{d\text{ref}}), \\ \hat{w}_2 = \ddot{v}_{\text{ref}} - k_D(\dot{\hat{v}} - \dot{v}_{\text{ref}}) - k_P(\hat{v} - v_{\text{ref}}) - k_I(s - s_{\text{ref}}) - \hat{\lambda}_0. \end{cases} \quad (23)$$

在该控制策略下, 由式(6)、(7)、(12)和式(22)可获得整个系统的闭环方程

$$\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{d^3 s}{dt^3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{pL_q}{L_d} i_q (v - \hat{v}) \\ (\lambda_1 + \lambda_3 i_q^2)(v - \hat{v}) + \lambda_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1 \\ \hat{w}_2 \end{pmatrix}. \quad (24)$$

那么, 跟踪误差的动态方程为

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_{id} = -k_{id} \epsilon_{id} + \frac{pL_q}{L_d} i_q e_v, \\ \ddot{\epsilon}_r = -k_D(\dot{\hat{v}} - \dot{v}_{\text{ref}} - k_P(\hat{v} - v_{\text{ref}}) - k_I \epsilon_s + \\ (\lambda_1 + \lambda_3 i_q^2)(v - \hat{v}) + (\lambda_0 - \hat{\lambda}_0) = \\ -k_D(\dot{\epsilon}_v - e_v) - k_P(\epsilon_v - e_v) - k_I \epsilon_s + \\ (\lambda_1 + \lambda_3 i_q^2) e_v + (\lambda_0 - \hat{\lambda}_0). \end{cases} \quad (25)$$

由滑模观测器和反馈控制器构成的闭环系统误差状态方程为

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon} &= A_C \epsilon + D e, \\ \dot{e} &= A_0 e + d e_v. \end{aligned} \quad (26)$$

其中,  $A_C$  和  $A_0$  的定义见式(14)和式(17),

$$D = \begin{pmatrix} 0 & \frac{pL_q}{L_d}i_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_p + \lambda_1 + \lambda_3 i_q^2 & k_D & 1 \end{pmatrix}, d = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \lambda_1 + \lambda_3 i_q^2 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

基于滑模观测器的直线伺服系统的速度跟踪控制的原理框图如图2所示。

图2中,LTC(linear tracking controller)为线性跟踪控制器;NLFC(nonlinear feedback controller)为非线性反馈控制器;SMO(sliding mode observer)为滑模观测器;SVPWM为电压源脉宽调制.直线光栅尺安装在PMLSM的定子上。

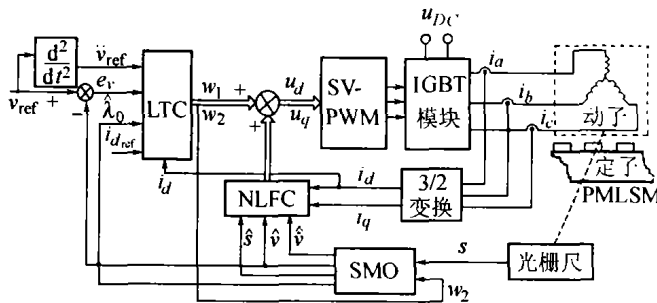


图2 PMLSM速度跟踪伺服系统的原理框图

Fig.2 Block diagram of the PMLSM speed tracking servo system

### 6 系统闭环稳定性分析 (Stability analysis of closed system)

闭环系统的稳定性是以闭环系统误差动态方程(26)稳定于原点为充分条件的.设  $A(x)$  为正有界矩阵,对于任意的  $x$  值,  $A_m$  和  $A_n$  分别为其最大和最小的特征值.  $m \times 1$  维向量  $x$  的范数定义为  $\|x\| =$

$$\sqrt{\sum_{i=1}^m x_i^2}.$$

由于  $A_c$  和  $A_0$  是 Hurwitz 矩阵,所以存在正定矩阵  $P_c, Q_c, P_0, Q_0$  使

$$A_c^T P_c + P_c A_c = -2Q_c, A_0^T P_0 + P_0 A_0 = -2Q_0 \quad (27)$$

成立。

选取 Lyapunov 函数为

$$V(\epsilon, e) = \frac{1}{2}(\epsilon^T P_c \epsilon + e^T P_0 e). \quad (28)$$

求其对时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}(\epsilon, e) = & -\epsilon^T Q_c \epsilon - e^T Q_0 e + \frac{1}{2} \epsilon^T P_c D e + \\ & \frac{1}{2} e^T d^T P_0 e + \frac{1}{2} e^T P_0 d e. \end{aligned} \quad (29)$$

$\dot{V}(\epsilon, e)$  的边界约束条件为

$$\begin{aligned} \dot{V}(\epsilon, e) \leq & -\|\epsilon\|^2 Q_{cm} - \|e\|^2 Q_{om} + \\ & \|\epsilon\| \|e\| D_M P_{cm} + \|e\|^2 d_m P_{om} = \\ & -\begin{pmatrix} \|\epsilon\| \\ \|e\| \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} Q_{cm} & -\frac{1}{2} D_M P_{cm} \\ -\frac{1}{2} D_M P_{cm} & Q_{om} - d_m P_{om} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \|\epsilon\| \\ \|e\| \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (30)$$

其中,  $D_M$  和  $d_M = \sup_{(i_d, i_q)} \|d(i_d, i_q)\|$  被定义在原点的邻域内.当且仅当

$$Q_{om} > d_M P_{om} + \frac{D_M^2 P_{cm}^2}{4Q_{cm}} \quad (31)$$

成立时,式(30)中的矩阵为正定矩阵.此时,存在一个正常数  $\kappa$  使得

$$\dot{V} \leq -\gamma \|\epsilon\|^2, \quad (32)$$

进而

$$\begin{cases} \frac{1}{2}(\|\epsilon\|^2 P_{cm} + \|e\|^2 P_{om}) \leq V(\epsilon, e) \leq \\ \frac{1}{2}(\|\epsilon\|^2 P_{cm} + \|e\|^2 P_{om}), \\ \forall t \geq 0, \epsilon, e \in \mathbb{R}^4. \end{cases} \quad (33)$$

由式(32)和式(33)可知,Lyapunov 函数为关于  $\epsilon, e$  的二次函数,因此,存在正常数  $\gamma_1, \gamma_2 > 0$  使得

$$\|\epsilon\|^2 \leq \gamma_1 \exp(-\gamma_2 t) \|\epsilon(0)\|^2, \quad (34)$$

则闭环系统局部指数稳定。

### 7 仿真结果 (Simulation results)

永磁直线同步电动机的参数如下:

$R_s = 1.2 \Omega, L_d = L_q = L = 18.0 \text{ mH}, \tau = 30 \text{ mm}, M_n = 11 \text{ kg}, B_n = 1.2 \text{ Ns/m}, \Phi_f = 0.00144 \text{ Wb}, p = 3, F_{en} = 100 \text{ N}, i_{d_{ref}} = 0.$  速度参考输入轨线为  $v_{ref} = 2.0 \sin(8t) \text{ m/s}.$

采用 MATLAB6.1 进行反复的仿真实验,选取线性跟踪控制器的增益为  $k_{id} = 30, k_p = 251, k_I = 24.6, k_D = 0.34.$  选择滑模观测器的增益系数为  $k_s = 120, k_v = 6000, k_a = 1.24 \times 10^4, k_\lambda = 10^6.$  为了便于比较,对采用传统矢量控制方法来实现线性化的速度跟踪控制系统进行了仿真.以下各图中①、②分别为速度给定和响应曲线。

PMLSM 空载起动,在  $t = 0.4 \text{ s}$  时突加  $F_L = 100 \text{ N}$  的负载阻力.图3和图4分别为矢量控制法和基于滑模观测器的非线性反馈线性化法系统的速度跟踪响应曲线。

由图3和4可知,采用本文的策略时 PMLSM 速度起动无超调且迅速收敛于参考输入值,对负载阻

力扰动具有很强的抗扰能力.而采用传统的矢量控制策略时,速度起动有超调,且在负载阻力扰动时存在较大的跟踪误差,跟踪性能和抗扰性能差.

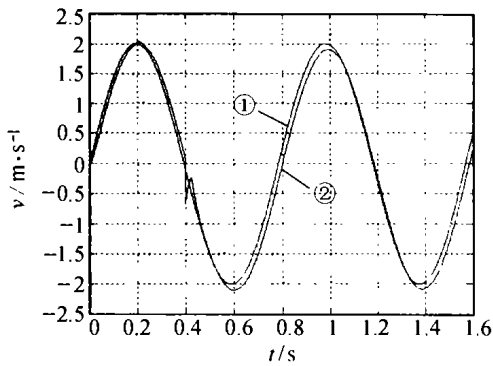


图3 矢量控制法  
Fig.3 Vector control method

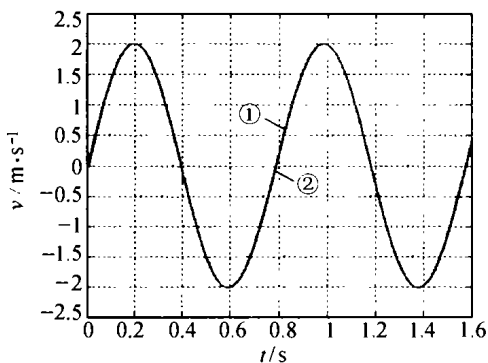


图4 基于滑模观测器的非线性反馈线性化法  
Fig.4 Nonlinear feedback linearization based on sliding mode observer

图5和图6为在加时变扰动  $F_1 = 100 \sin 2t \text{ N}$  且系统参数  $L_d$  和  $L_q$  发生变化  $\Delta L = 20\%$  时,两种控制策略下系统的速度响应曲线.

由图5和图6可以看出,在系统参数变化并存在时变扰动时,传统的矢量控制方法存在很大的跟踪误差;而本文的控制策略则由于精确的反馈线性化和滑模观测器对状态和扰动的实时鲁棒估计,使系统在参数变化的情况下仍具有很强的鲁棒跟踪性能.

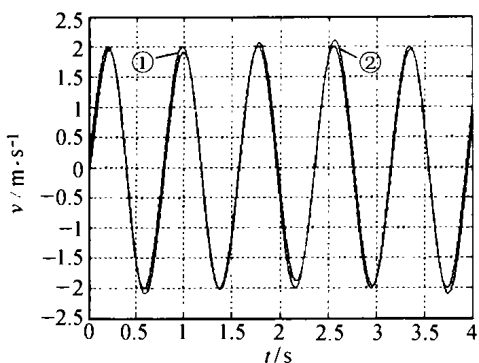


图5 矢量控制法  
Fig.5 Vector control method

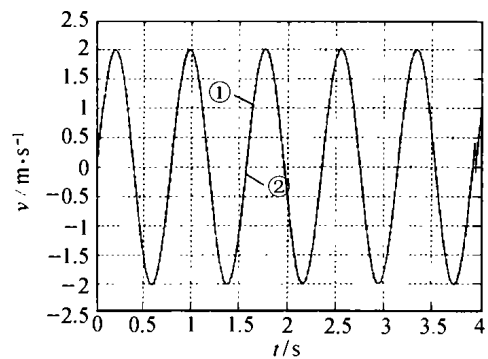


图6 基于滑模观测器的非线性反馈线性化法  
Fig.6 Nonlinear feedback linearization based on sliding mode observer

## 8 结论(Conclusion)

本文将非线性控制器和非线性观测器方法用于实现直线伺服系统的速度跟踪控制.采用精确反馈线性化和滑模观测器技术来设计 PMLSM 的速度跟踪控制器.该策略不需要速度和加速度传感器及微分计算.利用具有很强鲁棒性的滑模观测器来实现对 PMLSM 的速度、加速度和负载阻力的实时观测.并利用 Lyapunov 稳定性理论分析了系统的闭环稳定性.仿真结果表明,该控制策略具有良好的跟踪特性和鲁棒性.

## 参考文献(References):

- [1] 郭庆鼎,王成元,周美文,等.直线交流伺服系统的精密控制技术[M].北京:机械工业出版社,2000.  
(GUO Qingding, WANG Chengyuan, ZHOU Meiwen, et al. *Precision Control for Linear AC Servo System* [M]. Beijing: Machine Industry Press, 2000.)
- [2] BOLDEA I, NASAR A. *Linear Electric Actuators and Generators* [M]. London: Cambridge University Press, 1997.
- [3] 孙宜标,郭庆鼎,石丽梅.基于推力观测器的直线式交流伺服系统滑模变结构控制[J].电工技术学报,1998,13(2):1-5.  
(SUN Yibiao, GUO Qingding, SHI Limei. Sliding mode variable structure control for linear AC servo system based on thrust observer [J]. *Trans on China Electro Technical Society*, 1998, 13(2): 1-5.)
- [4] SUN Yibiao, GUO Qingding, LIU Yang. Research on fuzzy self-learning sliding mode structure control and its application to linear AC servo system [J]. *Control Theory & Applications*, 2001, 18(6): 833-837.
- [5] KADDOURI A, AKHRIF O, HUY H L, et al. Nonlinear feedback control of a permanent magnet synchronous motor [C] // *Conf of Electrical and Computer Engineering*. Toronto: Toronto University Press, 1994: 77-80.
- [6] 陈代展.非线性系统的几何理论[M].北京:科学出版社,1988.  
(CHEN Daizhan. *Geometry Theory of Nonlinear System* [M]. Beijing: Science Press, 1988.)

- [7] 陈伯时,徐荫定. 电流滞环控制 PWM 逆变器异步电动机的非线性解耦控制系统[J]. 自动化学报, 1994, 20(1): 50 - 56.  
(CHEN Boshi, XU Yinding. Nonlinear decoupling control of hysteresis-band current-controlled induction motor drive fed by PWM inverter [J]. *Acta Automatica Sinica*, 1994, 20(1): 50 - 56.)
- [8] 王丰尧. 滑模变结构控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995.  
(WANG Fengyao. *Sliding Mode Variable Structure Control* [M]. Beijing: Machine Industry Press, 1995.)

#### 作者简介:

孙宜标 (1970 —), 男, 沈阳工业大学讲师, 在读博士, 主要研究方向为交流伺服系统, 鲁棒控制, 非线性系统等, E-mail: yuefei2002@hotmail.com;

郭庆鼎 (1941 —), 男, 沈阳工业大学电气工程学院教授, 博士生导师, 主要研究方向为交流伺服, 数控技术, 鲁棒控制, 智能控制, E-mail: guoqd@sut.edu.cn.

(上接第 390 页)

## 5 结论(Conclusion)

本文改进了经典的 DMC 算法, 使之能够适应带有积分环节的非自衡对象. 由于本文的算法仅改动了在时间基点移动时的移位阵, 使得算法的模型获得、优化、校正都与传统的算法完全一致. 很多理论分析结果可以直接应用到本文算法. 数值仿真与实际应用都验证了算法的有效性. 目前, 该算法已经成功地嵌入到控制系统中去, 操作者可以根据实际需要, 选择手动控制、PID 和本文算法.

#### 参考文献(References):

- [1] LUNDSTROM P, LEE J H, MORARI M. Limitation of dynamic matrix control [J]. *Computer and Chemical Engineering*, 1995, 19(4): 409 - 421.
- [2] 戴连奎. 非自衡系统的动态矩阵控制[J]. 控制理论与应用, 1999, 16(5): 744 - 746.  
(DAI Liankui. Dynamic matrix control of integrating systems [J]. *Control Theory & Applications*, 1999, 16(5): 744 - 746.)

- [3] 张政江, 孙优贤. 基于阶跃响应的非自衡对象预测控制[J]. 控制与决策, 2001, 16(3): 378 - 379.  
(ZHANG Zhengjiang, SUN Youxian. Predictive control algorithm of integrating plant based on step-response [J]. *Control and Decision*, 2001, 16(3): 378 - 379.)
- [4] 席裕庚. 预测控制[M]. 北京: 国防工业出版社, 1993.  
(XI Yugeng. *Predictive Control* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1993.)

#### 作者简介:

邹涛 (1975 —), 男, 上海交通大学自动化研究所在读博士研究生, 主要从事预测控制与过程控制方面研究, E-mail: ykzoutao@sjtu.edu.cn;

刘红波 (1964 —), 男, 2001 年在东北大学自动化所获博士学位, 现在上海交通大学自动化研究所作博士后研究工作, 研究领域为复杂工业过程的建模与控制, 模糊控制, 自适应控制等;

李少远 (1965 —), 男, 上海交通大学自动化研究所教授, 博士生导师, 1997 年在南开大学计算机与系统科学系获博士学位, 研究领域为预测控制, 模糊控制, 自适应控制理论与应用, E-mail: syli@sjtu.edu.cn.