

# 基于观测器的永磁同步电动机微分代数非线性控制

王江<sup>1,2</sup>, 李韬<sup>1</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, 香港特别行政区)

## DIFFERENTIAL ALGEBRAIC OBSERVER-BASED NONLINEAR CONTROL OF PM SYNCHRONOUS MOTOR

WANG Jiang<sup>1,2</sup>, LI Tao<sup>1</sup>, TSANG K M<sup>2</sup>, CHEUNG N 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 SAR, China)

**ABSTRACT:** The PM synchronous motor (PMSM) is a widely used typical nonlinear multi-variable coupled system. Differential algebraic strategy can be applied to address the dynamic feedback control problems effectively in the nonlinear systems, with Flatness an important concept in the differential algebra. First of all, the  $(d, q)$  mathematical model of the PMSM is presented. Then the new input-output model of PMSM is obtained by coordinate transformation. According to the derived model we can design the stable observer using any control scheme for linear systems. In this paper, the linearized system is controlled by the Proportional-Integral approach. The main goal is the position control of PMSM, according to which the high-gain observer is formed to observe the current and velocity. The stability of the controller-observer system, which is composed of controllers and observers, is verified by the Lyapunov theory. The simulation studies are done using MATLAB, and the simulation results demonstrate that the system has the advantages of fastness rapid response, stability, no over-shoot, rejecting load disturbance, no steady error observation and etc.

**KEY WORDS:** Electric machine; Differential algebraic; High-gain observer; Flatness; PMSM (Permanent-magnet synchronous motor)

**摘要:** 永磁同步电动机(PMSM)是一个典型的非线性多变量耦合系统。微分代数采用动态反馈控制实现一类非线性系统的控制,平滑性是微分代数的重要概念。该文首先给出PMSM的 $(d, q)$ 数学模型并利用平滑性将其线性化,在此基础上构造了前馈反馈控制器。利用位置可测的特点,构造了非线性高增益观测器,实现了电流和速度观测,得到了控制一观测器系统,并给出了系统稳定的条件。通过对系统的位

置给定仿真试验,结果表明:该系统具有快速性、稳定性、无超调、抗负载扰动以及无稳态误差观测等优点。

**关键词:** 电机;微分代数;高增益观测器;平滑;永磁同步电动机

## 1 引言

与传统的电励磁电动机相比,永磁同步电动机<sup>[1-2]</sup>有体积小、重量轻、响应快、高转矩/惯量比和高速率/重量比、高效率和高启动转矩、高功率因数以及维修简单运行可靠等优点。自20世纪80年代开始,各国学者和研究人员都纷纷致力于高磁场永磁材料、永磁式同步电动机及其驱动理论和应用的研究<sup>[3-10]</sup>,并取得了卓有成效的研究和开发成果。控制理论在电力电子及电气传动中的应用是当前控制理论发展的一个重要领域<sup>[1,4,11-13]</sup>,通常PMSM控制一般采用线性模型和线性控制,控制结构采用双环结构,内环为电流环,外环为速度环,控制方法一般采用PI调节器<sup>[3]</sup>。但永磁同步电动机是一典型的非线性多变量耦合系统<sup>[2,4,13]</sup>,特别是作为伺服电机应用受到未知负载和摩擦等非线性因素的影响,线性控制不能满足控制性能要求。随着计算机技术和控制理论的发展,为非线性控制提供了硬件和软件技术。对PMSM采用矢量控制<sup>[3,14]</sup>方法进行解耦,可以达到与直流电动机相同的控制效果,但这种方法要求系统参数精确可知;采用微分几何方法对PMSM实现反馈精确线性化<sup>[11,13,15-16]</sup>,然后采用线性系统的控制方案,控制效果与矢量控制相同,同样这种方法要求系统参数精确可知,

并且微分几何动态线性化存在病态问题<sup>[17]</sup>；采用自适应控制方法实现对参数变化和外部干扰的抑制<sup>[11,13,18-20]</sup>，但这种方法实现困难，算法复杂；采用能量成型的方法实现 PMSM 的非线性控制，此方法物理意义明确，但是存在奇异点问题<sup>[11]</sup>；采用 Backstepping<sup>[21]</sup> 方法能对不满足匹配条件的干扰和参数变化进行抑制，但实现复杂<sup>[12,19]</sup>。目前 H<sub>∞</sub> 控制和智能控制也已运用于 PMSM<sup>[2,12,19]</sup>。

变结构控制是控制 PMSM 和逆变器的最好方法<sup>[22]</sup>，它能实现全局解耦和鲁棒控制，并且能直接实现 PWM 控制；此方法的最大缺点是抖振问题。目前采用各种不同类型方法消除抖振如高阶滑模<sup>[23]</sup>。微分代数是解决非线性系统动态反馈控制问题的有效方法，Flatness 是微分代数重要的概念之一，非线性系统的 Flatness 是由 Fliess<sup>[17]</sup> 首先提出并被深入研究，已在机器人、起重机、化工、电力电子变换等系统应用并解决了非最小相位问题。本文利用微分代数理论实现 PMSM 线性化和动态反馈控制，利用高增益观测器实现电流和速度观测。仿真结果表明：该控制一观测器系统具有快速、无超调、抗负载扰动以及无稳态观测误差等优点。

## 2 PMSM 系统模型

永磁电动机的驱动系统由逆变器和 PMSM 组成。PMSM 驱动系统的结构如图 1 所示。

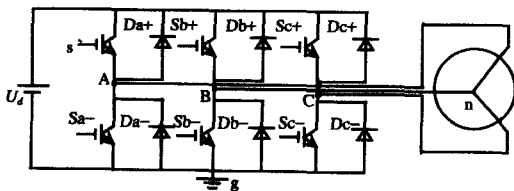


图1 PMSM 的驱动系统结构  
Fig.1 Structure of drive system of PMSM

本文的研究对象是定子为星型 (Y) 接法三相交流电供电、转子为平面永磁式同步电动机，并作如下假设：①磁路不饱和，磁滞及涡流的影响忽略不计；②空间磁势及磁通呈正弦分布；③PMSM 的交直流轴电感相等，即： $L_q = L_d = L$ 。则在转子同步的旋转坐标  $(d, q)$  下，系统的动态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega_e i_d - \frac{1}{L}\lambda_0\omega_e + \frac{1}{L}u_q \end{cases} \quad (1)$$

式中  $i_d$ 、 $i_q$  为  $(d, q)$  坐标下的电流； $u_d$ 、 $u_q$  为  $(d, q)$  坐标下的电压； $\omega_e$  为电角速度； $\lambda_0\omega_e = e_q$  为  $q$  轴的反电势； $d$  轴的反电势等于零。

如果能使电流  $i_d$  等于零，可以像控制他激直流电动机一样控制它的转矩。实际上这也是磁场定向控制的主要思想。电动机的机械运动方程为

$$\begin{cases} J \frac{d\omega_r}{dt} = K_t i_q - B\omega_r - T_l \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (2)$$

式中  $K_t$  为转矩常数，一般为  $(3/2)\lambda_0 N_r$ ； $N_r$  为电动机的极对数； $\omega_r$  为电动机的机械角速度； $B$  为粘度摩擦系数； $J$  为转动惯量； $T_l$  和  $\theta_r$  为负载转矩和电动机的机械角度。

电角度、电角速度与机械角度、角速度的关系为

$$\omega_e = N_r \omega_r, \quad \theta_e = N_r \theta_r \quad (3)$$

经上述转变，可得 PMSM 的  $d-q$  轴下系统的动态方程为

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{K_t}{J}i_q - \frac{T_l}{J} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \frac{\lambda_0 N_r}{L}\omega_r - N_r i_d \omega_r + \frac{1}{L}u_q \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + i_q N_r \omega_r + \frac{1}{L}u_d \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可以看出，PMSM 模型为一个多变量、非线性、强耦合的系统。设

$$x_1 = i_d, x_2 = i_q, x_3 = \omega_r, x_4 = \theta_r, x = (x_1, x_2, x_3, x_4),$$

$$k_1 = \frac{R}{L}, k_2 = \frac{N_r \lambda_0}{L}, k_3 = 1.5 \frac{N_r \lambda_0}{J}, k_4 = \frac{B}{J},$$

$$k_5 = N_r, u_1 = \frac{u_d}{L}, u_2 = \frac{u_q}{L}$$

则式(4)可以变为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 x_1 + k_5 x_2 x_3 + u_1 \\ \dot{x}_2 = -k_1 x_2 - k_5 x_1 x_3 - k_2 x_3 + u_2 \\ \dot{x}_3 = k_3 x_2 - k_4 x_3 - \frac{T_l}{J} \\ \dot{x}_4 = x_3 \\ y_1 = x_1 \\ y_2 = C\bar{x} \end{cases} \quad (5)$$

式中  $x_1$  为直轴电流； $x_2$  为交轴电流； $x_3$  为电动机的角速度； $x_4$  为电动机转子位置；并且  $C = [0, 0, 1]$ ， $\bar{x} = [x_2, x_3, x_4]^T$ 。

### 3 PMSM 的平滑化

根据微分代数<sup>[17]</sup>控制非线性系统, 利用微分超越基<sup>[17]</sup> $y=\{y_1, \dots, y_m\}$ 组成系统线性化输出。这些输出变量与系统状态有关, 可能与系统控制输入和它的有限时间导数有关。针对式(5), 有

$$\begin{cases} y_1 = x_1 = z_{11} \\ y_2 = x_4 = z_{21} \\ z_{22} = \dot{y}_2 \\ z_{23} = \ddot{y}_2 \end{cases} \quad (6)$$

则

$$\begin{cases} \dot{z}_{11} = -k_1 x_1 + k_5 x_2 x_3 + u_1 \\ \dot{z}_{21} = z_{22} \\ \dot{z}_{22} = z_{23} \\ \dot{z}_{23} = -k_3 k_1 x_2 - k_3 k_5 x_1 x_3 - k_3 k_2 x_3 + \\ k_3 u_2 - k_4 k_3 x_2 + k_4^2 x_3 + k_4 \frac{T_L}{J} - \frac{\dot{T}_L}{J} \end{cases} \quad (7)$$

伺服系统控制的目标是控制系统的位置, 笔者给定位置为  $y_{2d}$ 。为了实现矢量控制, 保证电动机的磁通  $y_{1d}$  为恒定, 设

$$\begin{cases} e_{11} = y_1 - y_{1d} \\ e_{21} = y_2 - y_{2d} \end{cases} \quad (8)$$

则

$$\begin{cases} \dot{e}_{11} = -k_1 x_1 + k_5 x_2 x_3 + u_1 - \dot{y}_{1d} \\ \dot{e}_{21} = e_{22} \\ \dot{e}_{22} = e_{23} \\ \dot{e}_{23} = -k_3 k_1 x_2 - k_3 k_5 x_1 x_3 - k_3 k_2 x_3 + k_3 u_2 - \\ k_4 k_3 x_2 + k_4^2 x_3 - \ddot{y}_{2d} + \frac{k_4 T_L}{J} - \frac{\dot{T}_L}{J} \end{cases} \quad (9)$$

根据式(7)、(9)则有

$$\begin{cases} x_1 = z_{11} \\ x_2 = \frac{1}{k_3}(\dot{x}_3 + k_4 x_3 + T_L) = \frac{1}{k_3}(z_{23} + k_4 z_{22} + \frac{T_L}{J}) \\ x_3 = z_{22} \\ x_4 = z_{21} \end{cases} \quad (10)$$

则

$$\begin{cases} \dot{z}_{11} = -k_1 z_{11} + \frac{k_5}{k_3} z_{22} z_{23} + \frac{k_5 k_4}{k_3} z_{22}^2 + \frac{k_5 T_L}{k_3 J} z_{22} + u_1 \\ \dot{z}_{21} = z_{22} \\ \dot{z}_{22} = z_{23} \\ \dot{z}_{23} = -(k_1 + k_4) z_{23} - (k_1 k_4 + k_3 k_2) z_{22} + k_3 u_2 - \\ k_5 k_3 z_{11} z_{22} - k_1 \frac{T_L}{J} - \frac{\dot{T}_L}{J} \end{cases}$$

并且

$$\begin{cases} z_{11} = e_{11} + y_{1d} \\ z_{21} = e_{21} + y_{2d} \\ z_{22} = e_{22} + \dot{y}_{2d} \\ z_{23} = e_{23} + \ddot{y}_{2d} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \dot{e}_{11} = -k_1(e_{11} + y_{1d}) + \frac{k_5}{k_3}(e_{23} + \ddot{y}_{2d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + \\ \frac{k_5 k_4}{k_3}(e_{22} + \dot{y}_{2d})^2 + \frac{k_5 T_L}{k_3 J}(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + u_1 - \dot{y}_{1d} \\ \dot{e}_{21} = e_{22} \\ \dot{e}_{22} = e_{23} \\ \dot{e}_{23} = -(k_1 + k_4)(e_{23} + \ddot{y}_{2d}) - (k_1 k_4 + k_3 k_2)(e_{22} + \dot{y}_{2d}) - \\ k_3 k_5(e_{11} + y_{1d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + k_3 u_2 - \ddot{y}_{2d} - \frac{k_1 T_L}{J} - \frac{\dot{T}_L}{J} \end{cases} \quad (12)$$

设

$$\begin{cases} -l_{10} = -k_1(e_{11} + y_{1d}) + \frac{k_5}{k_3}(e_{23} + \ddot{y}_{2d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + \\ \frac{k_5 k_4}{k_3}(e_{22} + \dot{y}_{2d})^2 + u_1 - \dot{y}_{1d} \\ -l_{20} = -(k_1 + k_4)(e_{23} + \ddot{y}_{2d}) - (k_1 k_4 + k_3 k_2)(e_{22} + \dot{y}_{2d}) - \\ k_3 k_5(e_{11} + y_{1d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + k_3 u_2 - \ddot{y}_{2d} - \frac{k_1 T_L}{J} - \frac{\dot{T}_L}{J} \end{cases} \quad (13)$$

则

$$\begin{cases} \dot{e}_{11} = -l_{10} \\ \dot{e}_{21} = e_{22} \\ \dot{e}_{22} = e_{23} \\ \dot{e}_{23} = -l_{20} \end{cases} \quad (14)$$

根据式(14)确定控制作用, 选择

$$\begin{cases} -l_{10} = -k_{11} e_{11} \\ -l_{20} = -\sum_{j=1}^3 k_{2j} e_{2j} \end{cases} \quad (15)$$

根据式(13)、(15)可以求出控制  $u_1, u_2$  为

$$\begin{cases} u_1 = -k_{11} e_{11} + k_1(e_{11} + y_{1d}) - \frac{k_5}{k_3}(e_{23} + \ddot{y}_{2d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + \\ \dot{y}_{2d} - \frac{k_5 k_4}{k_3}(e_{22} + \dot{y}_{2d})^2 - \frac{k_5 T_L}{k_3 J}(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + \dot{y}_{1d} \\ u_2 = \frac{1}{k_3}[-\sum_{j=1}^3 k_{2j} e_{2j} + (k_1 + k_4)(e_{23} + \ddot{y}_{2d}) + (k_1 k_4 + \\ k_3 k_2)(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + k_3 k_5(e_{11} + y_{1d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + \\ \ddot{y}_{2d} + \frac{k_1 T_L}{J} + \frac{\dot{T}_L}{J}] \end{cases} \quad (16)$$

上面的控制  $u_1$  和  $u_2$  分成两部分, 一部分为前馈控制即

$$k_1(e_{11} + y_{1d}) - \frac{k_5}{k_3}(e_{23} + \ddot{y}_{2d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) - \frac{k_5 k_4}{k_3}(e_{22} + \dot{y}_{2d})^2 - \frac{k_5 T_L}{k_3 J}(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + \dot{y}_{1d}$$

$$\text{和 } (k_1 + k_4)(e_{23} + \ddot{y}_{2d}) + k_3 k_5(e_{11} + (k_1 k_4 + k_3 k_2)(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + y_{1d})(e_{22} + \dot{y}_{2d}) + \ddot{y}_{2d} + \frac{k_1 T_L}{J} + \frac{\dot{T}_L}{J}$$

实现系统的解耦和矢量控制及消除已知干扰; 另一部分为反馈控制即  $-k_{11}e_{11}$  和  $-\sum_{j=1}^3 k_{2j}e_{2j}$ , 改善系统的控制性能。

### 4 观测器设计

从控制器的各项可以看出, 含有所有的状态变量, 所以构造系统的观测器。对于位置控制系统和永磁同步电动机的控制来说, 转子位置是必需的。所以设计的系统假设有位置传感器, 即  $y_1$  可测。

针对微分代数变换系统式(14), 设计采用高增益 (High-gain) 非线性观测器<sup>[24]</sup>

$$\frac{d\hat{e}}{dt} = A\hat{e} + \varphi - \Delta_\theta^{-1}K(C\hat{e} - e_{21}) \quad (17)$$

式中  $\hat{e} = [\hat{e}_{21}, \hat{e}_{22}, \hat{e}_{23}]^T$ ;  $\varphi = [0, 0, -l_{20}]^T$ ;  $A_\theta = \text{diag}(\frac{1}{\theta}, \frac{1}{\theta^2}, \frac{1}{\theta^3})$ ;  $\theta > 0$ ;  $K$  为使  $A-KC$  为稳定的矩阵,  $C = (1, 0, \dots, 0)$ 。根据式(17)得出系统状态, 代入式(40)得到新的控制

$$\begin{cases} u_{1\hat{e}_1} = -k_{11}\hat{e}_{11} + k_1(\hat{e}_{11} + y_{1d}) - \frac{k_5}{k_3}(\hat{e}_{23} + \ddot{y}_{2d})(\hat{e}_{22} + \dot{y}_{2d}) - \frac{k_5 k_4}{k_3}(\hat{e}_{22} + \dot{y}_{2d})^2 - \frac{k_5 T_L}{k_3 J}(\hat{e}_{22} + \dot{y}_{2d}) + \dot{y}_{1d} \\ u_{2\hat{e}} = \frac{1}{k_3}[-\sum_{j=1}^3 k_{2j}\hat{e}_{2j} + (k_1 + k_4)(\hat{e}_{23} + \ddot{y}_{2d}) + (k_1 k_4 + k_3 k_2)(\hat{e}_{22} + \dot{y}_{2d}) + k_3 k_5(\hat{e}_{11} + y_{1d})(\hat{e}_{22} + \dot{y}_{2d}) + \ddot{y}_{2d} + \frac{k_1 T_L}{J} + \frac{\dot{T}_L}{j}] \end{cases} \quad (18)$$

可以得到控制器-观测器系统

$$\begin{cases} \frac{d\hat{e}}{dt} = A\hat{e} + \varphi - \Delta_\theta^{-1}K(C\hat{e} - e_{21}) \\ \frac{d\epsilon}{dt} = (A - \Delta_\theta^{-1}KC)\epsilon + \Phi(\epsilon, \hat{e}) \end{cases} \quad (19)$$

式中  $\epsilon = [e_{21} - \hat{e}_{21}, e_{22} - \hat{e}_{22}, e_{23} - \hat{e}_{23}]$ ,  $\Phi(\epsilon, \hat{e}) = \varphi(\hat{e}, u_{1\hat{e}}, y_{2d} \dots y_{2d}^{(m+1)}) - \varphi(\hat{e} - \epsilon, u_{1\hat{e}}, y_{2d} \dots y_{2d}^{(m+1)})$ 。

如果在式(18)中含有  $u^{(1)}, u^{(2)} \dots u^{(n)}$  各项 (微分

代数系统动态微分反馈必有) 则可以组成另一动态系统, 与式(19)组成控制器-观测器系统, 可以一起利用 Lyapunov 稳定性理论来判别系统的稳定性。

定理: 设  $y_{2d}$  是  $m+1$  阶可微的, 系统式(19)如果有稳定的零动态系统并且采用式(19)所示的观测器系统, 则系统式(19)是渐近稳定的。

注 1: 定理的证明采用 Lyapunov  $V = 1/2\hat{e}^T P\hat{e} + 1/2\epsilon^T \Delta_\theta \epsilon$ , 可以很容易证明。

根据 PMSM 系统的结构, 观测器的结构为

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{e}}_{21} \\ \dot{\hat{e}}_{22} \\ \dot{\hat{e}}_{23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{e}_{22} \\ \hat{e}_{23} \\ -l_{20}(\hat{e}, u) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 3\theta \\ 3\theta^2 \\ \theta^3 \end{pmatrix} (\hat{e}_{21} - e_{21}) \quad (20)$$

利用式(20)观测得到  $q$  轴电流, 根据 PMSM 的对称三相的电流的关系, 利用坐标变换和转子位置就可以得到  $d$  轴电流。

### 5 仿真结果

根据上述算法, 利用 Matlab 进行仿真。仿真参数为: PMSM: 0.75 kW, 3000r/min, 220V; 其参数为  $R=2.875\Omega$ ,  $\lambda_0=0.175\text{Wb}$ ,  $L=8.5 \times 10^{-3}\text{H}$ ,  $J=0.6 \times 10^{-3}\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $B=0.01$ ,  $P=4$ 。控制器式(18)的参数分别为:  $k_{11}=600$ ,  $k_{21}=20000$ ,  $k_{22}=600$ ,  $k_{23}=200$ 。观测器参数  $\theta=200$ 。在  $t=0.04\text{s}$  时负载转矩发生变化  $T_L = 2 \rightarrow 1\text{N}\cdot\text{m}$ 。采用是式(1)、(2)方法。 $u_d, u_q$  经过 2/3 变换得到三相电压, 利用 PWM 调制实现逆变器控制。

给定参考位置  $\theta_d = \pi$ , 仿真结果如图 2-10 所示, 图 2 为位置响应曲线, 可以看出系统可以达到无超调控制; 图 3 为速度响应曲线, 图 4 是电动机转矩响应曲线, 图 5 电流响应曲线, 所得曲线都是基于观测器得到。图 6~10 为观测器的输出, 为系统的反馈值。图 6 为观测器的位置误差曲线 ( $x_4 - y_{2d}$ ), 即  $e_{21}$ 。图 7 为位置观测器观测误差曲线即  $\hat{e}_{21} - e_{21}$ ; 图 8 为速度观测器的观测误差曲线  $\hat{e}_{22}$ ; 图 9 为交轴

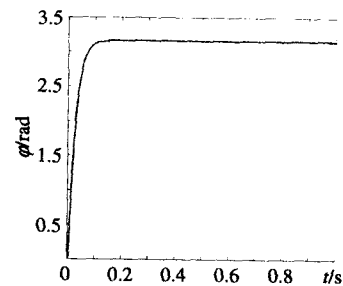


图 2 位置响应曲线  
Fig.2 Position response

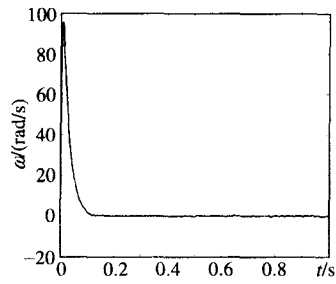


图 3 速度响应曲线  
Fig.3 Speed repondence

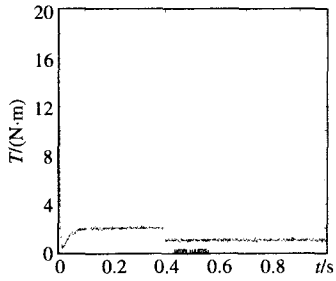


图 4 转矩响应曲线  
Fig.4 Torque repondence

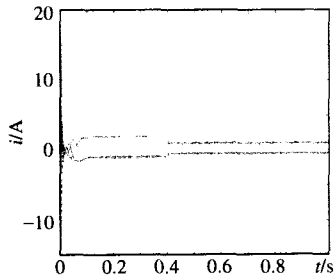


图 5 三相电流响应曲线  
Fig.5 Three phase currents repondence

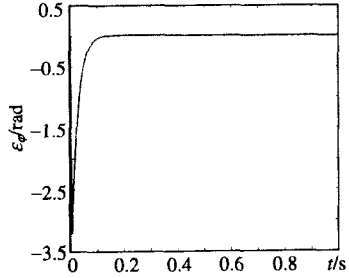


图 6 位置误差观测曲线  
Fig.6 Observer repondence of position error

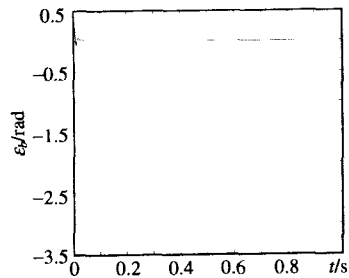


图 7 位置观测器观测误差曲线  
Fig.7 Observer error repondence of position observer

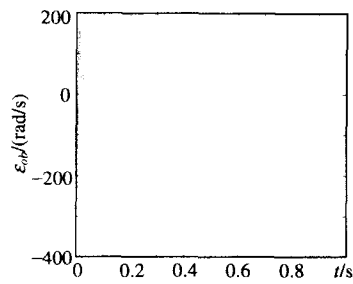


图 8 速度观测曲线  
Fig.8 Observer speed output

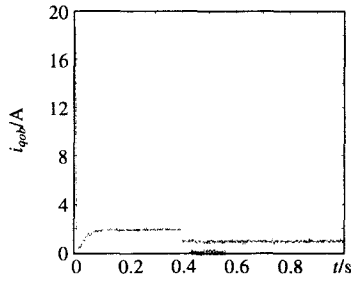


图 9 iq 观测曲线  
Fig.9 Observer repondence of iq

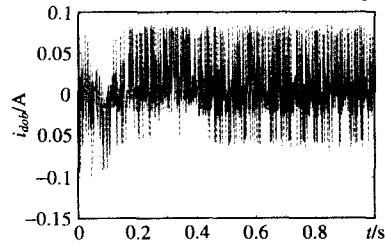


图 10 id 观测曲线  
Fig.10 Observer repondence of id

电流曲线即  $i_q$ ；图 10 为直轴电流曲线即  $i_d$ 。从仿真结果可以看出，观测器误差满足控制要求，可以通过图 2 与图 6，图 3 与图 8，图 4 与图 9 比较看出，观测值和实际值误差趋于 0。

从仿真结果可以看出，通过观测器得出的状态值用于控制方案，其控制效果与采用传感器反馈相同，但是减少了电流传感器。采用微分代数实现控制可以达到动态反馈，没有奇异点。

## 6 结论

本文针对永磁同步电动机的数学模型，利用微分代数的概念将其线性化，得到线性模型。微分几何虽然也可以实现非线性系统的线性化，但在动态反馈时却出现病态问题。微分代数却避免了这个缺点，可以实现非线性系统的动态反馈。本文利用微分代数得到的线性模型构造了前馈反馈的控制器，实现了解耦和矢量控制及干扰前馈。根据伺服系统的特点，位置检测是必要的，在位置检测的基础上

本文构造了高增益非线性系统观测器,实现了电流和速度观测。通过仿真可以看出所构造控制—观测系统具有快速、无超调、抗负载扰动以及无稳态误差观测等优点,满足实际要求。

## 参考文献

- [1] Utkin V I. Sliding mode control design principles and application to electric drives[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 23-36.
- [2] Wai RongJong. Total sliding-mode controller for PM synchronous servo motor drive using recurrent fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(5): 926-944.
- [3] Bose B K. Power electronics and variable frequency drives technology and application[M]. IEEE Press, 1997.
- [4] Krause P C, Wasynczuk O. Analysis of Electric machinery and drive system[M]. IEEE Press, 2002.
- [5] 王宏 于泳 徐殿国. 永磁同步电动机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7): 151-155.  
Wang Hong, Yu Yong, Xu Dianguo. The position servo system of the PMSM[J]. Proceedings of CSEE, 2004, 24(7): 151-155.
- [6] 张涛, 蒋静坪, 张国宏. 交流永磁同步电机伺服系统的线性化控制[J]. 中国电机工程学报; 2001, 21(6): 40-43.  
Zhang Tao, Jiang Jingping, Zhang Guohong. Feedback Linearization control of permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of CSEE, 2001, 21(6): 40-43.
- [7] 葛宝明, 蒋静坪. 永磁同步电动机传动系统的模型算法控制[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(10): 27-31, 49.  
Ge Baoming, Jiang Jingping. Model algorithmic control for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of CSEE, 1999, 19(10): 27-31, 49.
- [8] 吴忠强. 非线性系统的最优模糊保代价控制及在永磁同步电动机混沌系统中的应用中国电机工程学报, 2003, 23(9): 152-157.  
Wu Zhongqiang. Optimal FUZZY guaranteed cost control for nonlinear system and its application in permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of CSEE, 2003, 23(9): 152-157.
- [9] 孙强, 程明, 周勇, 等. 新型双凸极永磁电机调速系统的变参数PI控制[J]. 中国电机工程学报; 2003, 23(6): 117-121.  
Sun Qiang, Cheng Ming, Zhou E *et al.* Variable PI control of a novel Doubly salient permanent magnet motor drive[J]. Proceedings of CSEE, 2003, 23(6): 117-121.
- [10] 王江, 王家军, 许镇琳. 基于逆变器死区特性的永磁同步电动机系统的自适应变结构控制[J]. 中国电机工程学报; 2001, 21(8): 37-41.  
Wang Jiang, Wang Jiajun, Xu Zhenlin. Adaptive variable structure control of PMSM system based on inverter dead-time[J]. Proceedings of CSEE, 2001, 21(8): 37-41.
- [11] Taylor D G. Nonlinear control of electric machines: an overview [J]. IEEE Control Systems Magazine, 1994, 14(6): 41-51.
- [12] Xu Jianxin. On adaptive robust back-stepping control scheme suitable for PM synchronous motors[J]. International Journal of control, 1998, 70 (6): 893-920.
- [13] Dawson D M, Hu J, Burg T M. Nonlinear control of electric machinery[M]. Marcel Dekker, 1998.
- [14] Holtz. Pulse width modulation for power conversion[J], Proceedings of the IEEE, 1994, 82(8): 1194-1214.
- [15] In-cheol Baikl. DSP-based robust nonlinear speed control of PM synchronous motor [J]. Electric Machine and Power systems, 1999, 27(5): 481-499.
- [16] Caravani P, Gennaro S D. Robust control of synchronous motors with non-linearity and parameter uncertainties [J]. Automatica, 1998, 34(4): 445-450.
- [17] Fliess M, Levine L, Martin P. Rouchon, Flatness and defect of nonlinear systems: introductory theory and example[J]. Inter. Journal of Control, 1995, 61: 1327-1362.
- [18] Pioufle L. Comparison of speed nonlinear control strategies for the synchronous servomotor[J]. Electric Machine and Power systems, 1999, 21: 151-169.
- [19] Sabanovic A. Sliding mode control of AC drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1989, 25(1): 70-75.
- [20] Lin F J, Chiu S L. Adaptive fuzzy sliding-mode control for PM synchronous servo motor drives[J]. IEE Proceedings- Control Theory and Applications, 1998, 145(1): 63-72.
- [21] Fung R F, Chen K W, Yen J Y. Fuzzy sliding mode controlled slider-crank mechanism using a PM synchronous servo motor drive[J]. I. J. of Mechanical Sciences, 1999, 41(1): 337-355.
- [22] Chen J, Tang P C. A sliding mode current control scheme for PWM brushless DC motor drives [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1999, 14(3): 541-551.
- [23] Young K D, Utkin V I, Ozguner U. A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1999, 7(3): 328-342.
- [24] Martinez-guerra R J, Leon-morales D E. Observer based tracking of bilinear systems: A differential algebraic approach [J]. Apple. Math. Lett., 1996, 9(5): 51-57.

收稿日期: 2004-11-10。

作者简介:

王江, 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为非线性控制理论及在电力系统中的应用, 生物信息处理与控制;

李韬, 男, 硕士, 研究方向为非线性控制和智能控制;

曾启明, 男, 博士, 教授, 研究方向为非线性控制、模式识别等。