

研
究
开
发基于非线性观测器的 IPMSM
无位置传感器控制

白 锐, 毛永乐, 陈阳生

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)



摘 要:为了解决内嵌式永磁同步电机(IPMSM)无位置传感器控制中转子角度和速度估计问题,根据 IPMSM 的状态方程和非线性理论,设计了一种非线性状态观测器,并基于 Lyapunov 稳定性原理讨论了观测器稳定条件。同时考虑负载影响,加入了负载转矩的观测。由于模型参数问题和采样精度问题,状态变量的观测值和实际值存在一定误差,因此对角度和速度观测值分别进行了修正。仿真和试验研究表明,改进后的非线性观测器能够准确估计转子角度和速度,可以获得良好的动态和稳态性能。

作者简介:白 锐 (1987-), 男, 硕士研究生, 主要从事永磁电机控制方面的研究。

关键词:内嵌式永磁同步电机 (IPMSM); 无位置传感器控制; 非线性观测器; 负载转矩观测

中图分类号: TM341

文献标识码: A

文章编号: 1000-128X(2012)02-0001-06

Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
Based on Extended Nonlinear Observer with Load Torque Estimation

BAI Rui, MAO Yong-le, CHEN Yang-sheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract: In order to accurately estimate the rotor angle and speed for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), a nonlinear state observer was presented based on motor state equations and nonlinear theory, and the stable criteria of the observer was stated based on Lyapunov stable theory. Considering the influence of load disturbance, the load torque estimation was added to the observer. Because the modeling and sampling were not perfect, errors existed between the real states and the estimated states, so a compensation method was introduced. The convergence and accuracy of the state observer were proved through simulations and experiments.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); sensorless control; nonlinear observer; load torque estimation

0 引言

永磁同步电机相比于传统交直流电机具有能量密度高、转矩惯量大、效率高、结构简单、便于维护、控制性能优越等优点,因而在工业领域获得广泛应用,遍及航天航空、数控机床、机器人等各个领域。目前永磁同步电机伺服系统中,通常采用矢量控制,这就需要安装位置或速度传感器,以获得转子磁极的位置。传感器多采用光电编码盘或旋转变压器,在实际应用中存在安装或维护困难,成本高等问题。在电磁干扰大或振动大的环境中,传感器很可能工作不正常,所以,永磁同步电机无位置传感器的控制方法研究越来越受到重视。

对于永磁同步电机的无传感器控制最关键的问题就是要提高转子的速度与角度的估计精度,目前主要分为两大类方法:一类是适用于低速和零速范围的高频注入法^[1-2],由于直流母线电压的限制,不适合高速区间;另一类是适用于中高速范围的方法,主要包括模型参考自适应法^[3]、基于观测器的方法^[4-10]以及基于人工智能理论的估算方法^[11]等。文献[8-9]利用表贴式永磁同步电机(SPM SM, $L_d=L_q$)在两相静止坐标系中的状态方程,设计了一种非线性观测器来估计转子角度和速度,讨论了电机系统的可观性和观测器的稳定性,仿真和试验结果证明非线性观测器在中高速范围内能准确估计转子速度与角度,但是观测器的设计和试验都只是针对表贴式永磁同步电机,且没有考虑负载的影响。本文在文献[8-9]的基础上,基于内嵌式永磁同步电

收稿日期:2011-11-25

机(IPMSM, $L_d < L_q$)在两相静止坐标系中的状态方程,设计了非线性观测器方程,同时将负载转矩作为新的状态变量进行观测,针对负载条件下观测器的输出值和实际值存在稳态误差的问题,提出了角度和速度估计值的修正方法,通过仿真和试验验证了方法的可行性。

1 IPMSM 的数学模型

IPMSM 在 dq 坐标系中的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: p 为微分算子; u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 L_d 和 L_q 分别为 dq 轴电压、电流和电感; R_s 、 ψ_f 为定子电阻和转子永磁体磁链; ω_e 为转子电角速度。

由于 dq 轴电感不等,将式 (1) 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系时,电感矩阵中会出现 $\sin(2\theta_e)$ 、 $\cos(2\theta_e)$, 给观测器设计带来很大困难,故将式 (1) 改写成如下形式:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f + (L_d - L_q)(\omega_e i_d - p i_q) \end{bmatrix} \quad (2)$$

将式 (2) 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系,得

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & \omega_e (L_d - L_q) \\ -\omega_e (L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} [\omega_e \psi_f + (L_d - L_q)(\omega_e i_d - p i_q)] \quad (3)$$

式中: i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 分别是 $\alpha\beta$ 坐标系中的电流和电压; θ_e 为转子电角度。

由式 (3) 可得到 IPMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系中的状态方程,下文都用 p 表示电机极对数,并将电角度 θ_e 和电角速度 ω_e 转换为机械角度 θ 和机械角速度 ω ,得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_\alpha + \frac{\psi_f}{L_d} p\omega \sin(p\theta) \\ -\frac{R_s}{L_d} i_\beta - \frac{\psi_f}{L_d} p\omega \cos(p\theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_\alpha}{L_d} \\ \frac{u_\beta}{L_d} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{L_d - L_q}{L_d} p\omega i_q \cos(p\theta) + \frac{L_d - L_q}{L_d} \dot{i}_q \sin(p\theta) \\ \frac{L_d - L_q}{L_d} p\omega i_q \sin(p\theta) - \frac{L_d - L_q}{L_d} \dot{i}_q \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

定义一个新的附加输入量 $v = (v_\alpha \ v_\beta)^T$ 满足下式:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (L_d - L_q)(p\omega i_q \cos(p\theta) + \dot{i}_q \sin(p\theta)) \\ (L_d - L_q)(p\omega i_q \sin(p\theta) - \dot{i}_q \cos(p\theta)) \end{bmatrix} \quad (5)$$

则式 (4) 可以写成如下形式:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_\alpha + \frac{\psi_f}{L_d} p\omega \sin(p\theta) \\ -\frac{R_s}{L_d} i_\beta - \frac{\psi_f}{L_d} p\omega \cos(p\theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha}{L_d} \\ \frac{v_\beta}{L_d} \end{bmatrix} \quad (6)$$

经过上述的处理,IPMSM 的状态方程形式与 SPMSM 的状态方程形式相同,这将大大简化非线性观测器的推导过程。

IPMSM 的机械运动方程为

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3p\psi_f}{2J} (i_\beta \cos(p\theta) - i_\alpha \sin(p\theta)) + \\ &\quad \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L \end{aligned} \quad (7)$$

式中: J 、 B 、 T_L 分别是转子惯量、粘滞摩擦系数和负载转矩。

电机系统中容易测量的是相电流,在 $\alpha\beta$ 坐标系中表示如下:

$$y = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

2 状态观测器的设计

将式 (6)、式 (7) 所述系统用如下状态方程表示:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u) \quad (9)$$

式中:

$$x = (\theta \ \omega \ i_\alpha \ i_\beta)^T$$

设计一个渐进稳定的观测器如下:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = f(\hat{x}, u) + K \cdot (y - \hat{y}) \quad (10)$$

式中: $\hat{x}$ 表示状态变量 x 的估计值; $\hat{y}$ 是系统输出的估计值; K 是观测器的增益。

如果用 $e = x - \hat{x}$ 表示状态变量的观测误差,有

$$\frac{de}{dt} = f(x, u) - f(\hat{x}, u) - K \cdot (y - \hat{y}) \quad (11)$$

观测器设计的主要工作就是设计一个合适的观测器增益 K , 使得观测误差能够渐进稳定。由于电机系统非线性耦合程度很强,在 $\alpha\beta$ 坐标系中很难找到合适的观测器增益,使得观测器误差能够渐进稳定,所以引入如下的坐标变换^[8-10]:

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = T(\theta, \omega) = \begin{bmatrix} \frac{\psi_f}{L_d} p\omega \sin(p\theta) \\ -\frac{\psi_f}{L_d} p\omega \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

用 (z_1, z_2) 取代原来的状态变量 (θ, ω) , 先不考虑负载转矩的影响,则式 (6)、式 (7) 对应的系统在 (z_1, z_2) 坐标系下的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{B}{J} z_1 + \eta_1(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) \\ -\frac{B}{J} z_2 + \eta_2(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) \\ -\frac{R_s}{L_d} i_\alpha + z_1 + \frac{1}{L_s} v_\alpha \\ -\frac{R_s}{L_d} i_\beta + z_2 + \frac{1}{L_s} v_\beta \end{pmatrix} \quad (13)$$

或简写成如下形式

$$\begin{pmatrix} \dot{z} \\ \dot{y} \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} z \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \eta(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) \\ \frac{1}{L_d} v \end{pmatrix} \quad (14)$$

式中:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{B}{J} \cdot I_{2 \times 2} & 0 \\ I_{2 \times 2} & -\frac{R_s}{L_d} \cdot I_{2 \times 2} \end{pmatrix}, v = \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix}$$

$$\eta(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) = \begin{pmatrix} \eta_1(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) \\ \eta_2(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} \Gamma \frac{i_\alpha z_1^2 + i_\beta z_1 z_2}{z_1^2 + z_2^2} - \text{sgn}(\omega) \frac{L_d}{\psi_f} z_2 \sqrt{z_1^2 + z_2^2} \\ \Gamma \frac{i_\alpha z_1 z_2 + i_\beta z_2^2}{z_1^2 + z_2^2} + \text{sgn}(\omega) \frac{L_d}{\psi_f} z_1 \sqrt{z_1^2 + z_2^2} \end{pmatrix}$$

$$\Gamma = - \left(\frac{3p^2 \psi_f^2}{2L_d J} + \frac{3p \psi_f}{2L_d J} (L_d - L_q) i_d \right)$$

根据式(14)构建状态观测器方程为

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{z}} \\ \dot{\hat{y}} \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} \hat{z} \\ \hat{y} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{\eta}(\hat{z}_1, \hat{z}_2, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta) \\ \frac{1}{L_d} v \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} K_z \\ K_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ i_\beta - \hat{i}_\beta \end{pmatrix} \quad (15)$$

式(14)与式(15)相减得观测器误差的动态方程为

$$\dot{e} = (A - K_O) e + \Delta \eta = A_O e + \Delta \eta \quad (16)$$

式中:

$$e = (e_{z1} \quad e_{z2} \quad e_{i\alpha} \quad e_{i\beta})^T;$$

$$A_O = A - K_O;$$

$$K_O = \begin{pmatrix} K_z \\ K_y \end{pmatrix} \cdot (0_{2 \times 2} \quad I_{2 \times 2});$$

$$\Delta \eta = \eta(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) - \hat{\eta}(\hat{z}_1, \hat{z}_2, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta)。$$

如果合理选择 K_O 使 A_O 成为一个Hurwitz矩阵,那么对于任意给定的一个 $n \times n$ 正定对称矩阵 Q , Lyapunov方程

$$A_O^T P + P A_O = -Q \quad (17)$$

有唯一 $n \times n$ 正定对称解 $P^{[12]}$ 。

选取Lyapunov函数:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T P e \quad (18)$$

$V(e)$ 对时间的导数经过化简后可以得到:

$$\frac{d}{dt} V(e) = \frac{1}{2} (-e^T Q e + e^T P \Delta \rho + \Delta \rho^T P e) \quad (19)$$

如果 $\eta(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta)$ 满足Lipschitz条件,那么存在一个正的常数 M_η ,满足

$$\|\Delta \eta\| = \|\eta(z_1, z_2, i_\alpha, i_\beta) - \hat{\eta}(\hat{z}_1, \hat{z}_2, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta)\| \leq M_\eta \|e\| \quad (20)$$

令 $p_{\max}$ 为矩阵 P 的最大特征根, $q_{\min}$ 为矩阵 Q 的最小特征根,那么

$$\frac{d}{dt} V(e) \leq \left(p_{\max} M_\eta - \frac{1}{2} q_{\min} \right) \|e\|^2 \quad (21)$$

从式(21)可以知道,如果可以找到 $p_{\max}$ 、 $q_{\min}$ 、 M_η 使得 $\delta = p_{\max} M_\eta - \frac{1}{2} q_{\min} < 0$ 成立,那么状态误差在 $e=0$ 这

点就是渐进稳定的,这为观测器增益设计提供了依据。但由于Lyapunov稳定性原理是充分条件,即使观测器增益矩阵不满足上式,也不能说明观测器就不稳定。 M_η 的直接求解是非常困难的,一般只能进行试验和仿真调试,根据经验选定增益矩阵。在本文中,矩阵 Q 被选为单位阵 I , K_O 通过试验来调整直到观测器收敛。

基于式(15)的观测器方程,可以通过下式来求得角度和速度的估计值:

$$\hat{\theta} = \frac{1}{p} \arctan \left(\frac{\hat{z}_1}{\hat{z}_2} \right) \quad (22)$$

$$\hat{\omega} = \pm \frac{L_d}{p \psi_f} \sqrt{\hat{z}_1^2 + \hat{z}_2^2} \quad (23)$$

按照式(22)、式(23)计算显然会造成 $(\hat{\theta} + k\pi, \pm \hat{\omega})$ 和 $(\hat{\theta}, \hat{\omega})$ 不能区分, $(\hat{\theta} + k\pi, \hat{\omega})$ 和 $(\hat{\theta}, \hat{\omega})$ 的问题还可以通过 (z_1, z_2) 的符号来进一步修正,但是 $(\hat{\theta}, \hat{\omega})$ 和 $(\hat{\theta}, \pm \hat{\omega})$ 的问题在双向运行时却很难解决,因此需要将观测器的状态方程还原到 $\alpha\beta$ 坐标系中。

令 $\gamma = (\theta \quad \omega)^T$,那么

$$\dot{\hat{\gamma}} = \frac{\partial T(\gamma)}{\partial \gamma} \Big|_{\gamma=\hat{\gamma}} \dot{\gamma} \text{ 或 } \dot{\hat{\gamma}} = \left(\frac{\partial T(\gamma)}{\partial \gamma} \Big|_{\gamma=\hat{\gamma}} \right)^{-1} \dot{\hat{z}} = \Lambda \dot{\hat{z}} \quad (24)$$

代入式(12)求解得

$$\Lambda = \frac{L_d}{p \psi_f} \begin{pmatrix} \cos(p\hat{\theta})/(p\hat{\omega}) & \sin(p\hat{\theta})/(p\hat{\omega}) \\ \sin(p\hat{\theta}) & -\cos(p\hat{\theta}) \end{pmatrix} \quad (25)$$

由式(15),式(24),式(25)可以求得

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\gamma}(\hat{\theta}, \hat{\omega}, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta) \end{pmatrix} + \Lambda K_z \begin{pmatrix} i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ i_\beta - \hat{i}_\beta \end{pmatrix} \quad (26)$$

式中:

$$\hat{\gamma}(\hat{\theta}, \hat{\omega}, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta) =$$

$$\frac{3p}{2J} \psi_f (-\hat{i}_\alpha \sin(p\hat{\theta}) + \hat{i}_\beta \cos(p\hat{\theta})) +$$

$$\frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{B}{J} \hat{\omega} \quad (27)$$

由式(12)、式(15)、式(26)联合求解,可以得到 IPMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的非线性全阶状态观测器如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\gamma}(\hat{\theta}, \hat{\omega}, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta) \\ -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_\alpha + \frac{\psi_f}{L_d} p \hat{\omega} \sin(p\hat{\theta}) + \frac{1}{L_d} v_\alpha \\ -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_\beta - \frac{\psi_f}{L_d} p \hat{\omega} \cos(p\hat{\theta}) + \frac{1}{L_d} v_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Lambda K_z \\ K_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ i_\beta - \hat{i}_\beta \end{pmatrix} \quad (28)$$

式中: $\hat{\gamma}(\hat{\theta}, \hat{\omega}, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta)$ 如式(27)所示; Λ 如式(25)所示; $K_z = \text{diag}(k_z, k_z)$; $K_y = \text{diag}(k_y, k_y)$ 。

3 负载转矩观测

由于负载转矩相对于控制系统的采样周期是缓变量,当把负载转矩作为新的状态变量时,可以用下式来描述:

$$dT_L/dt = 0 \quad (29)$$

当负载变换时,控制系统会调节 d 轴和 q 轴电流,使电磁转矩与负载转矩相平衡。IPMSM的电磁转矩中还包括磁阻转矩,但是磁阻转矩所占成分很小,所以负载转矩变化主要影响的是 q 轴电流。基于上述分析,构建如下的负载观测器:

$$d\hat{T}_L/dt = \frac{3p\psi_f}{2} K_x (i_q - \hat{i}_q) \quad (30)$$

变换到 $\alpha\beta$ 坐标系中得

$$\frac{d\hat{T}_L}{dt} = \frac{3p\psi_f}{2} K_x \left[-(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \sin(p\theta) + (i_\beta - \hat{i}_\beta) \cos(p\theta) \right] \quad (31)$$

将式(31)加入IPMSM的状态观测器式(28)后,由粘滞摩擦产生的转矩被包含在负载转矩中,所以式(28)中的 $\hat{\gamma}(\hat{\theta}, \hat{\omega}, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta)$ 要改写成如下形式:

$$\hat{\gamma}(\hat{\theta}, \hat{\omega}, \hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta) = \frac{3p}{2J} \psi_f (-\hat{i}_\alpha \sin(p\hat{\theta}) + \hat{i}_\beta \cos(p\hat{\theta})) + \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{1}{J} \hat{T}_L \quad (32)$$

4 观测器的修正

由于观测器是建立在IPMSM电机模型上,模型中用到的定子电阻、电感、转子永磁体磁链和机械参数都和实际值存在误差,同时由于饱和效应,电感也会随电流变化,电阻和永磁体会随温度变化,因此观测器的输出值和实际值相比会有误差。试验中也发现,采用观测器的状态变量 $\hat{\theta}$ 和 $\hat{\omega}$ 直接反馈回控制系统时,转子的角度和速度估计值和实际值有稳态误差和随机误差,且在负载条件下,稳态误差较大。由图1可以看

出,角度估计值与实际值主要存在一个稳态误差 $\Delta\theta$ 。利用电机在 dq 轴坐标系中的稳态电压方程,可以通过试验计算出电机的反电动势常数、 d 轴电感、 q 轴电感以及电阻。基于试验计算出的电机参数,通过试验可以得到角度估计值的稳态误差随负载和速度变化的曲线,如图2所示。

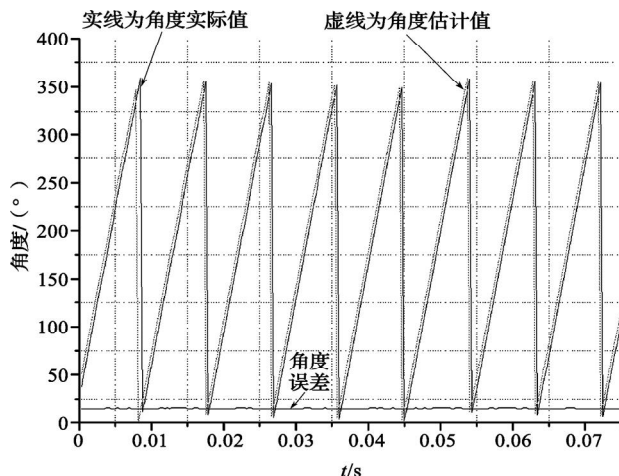


图1 1500 r/min 时转子角度的实际值、估计值与角度误差

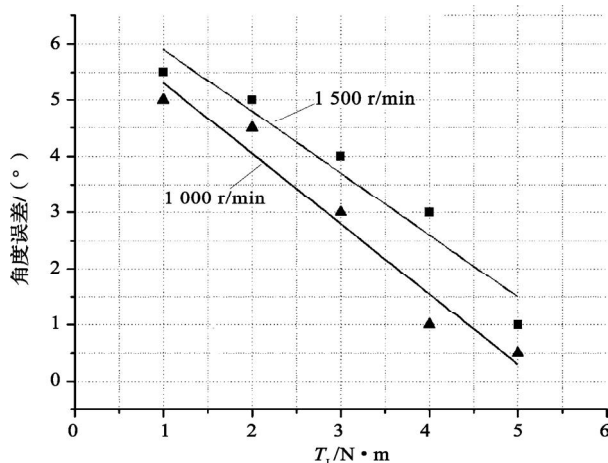


图2 不同转速时角度稳态误差随负载变化

因此针对角度估计值的稳态误差按 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} + \Delta\theta$ 进行修正。为了解决速度估计值的稳态误差,首先利用式(28)可以求得 $d\hat{\theta}/dt$,然后经过低通滤波求得速度的修正值 $\tilde{\omega}$,最后将 $\tilde{\theta}$ 和 $\tilde{\omega}$ 反馈回控制系统,改进后的观测器框图如图3所示。

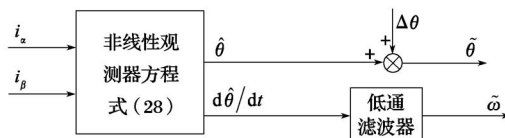


图3 改进后的非线性观测器结构

5 试验结果与分析

为了验证本文提出的观测器的性能,在图4所示的试验平台上开展试验。试验中,使用1台8极IPMSM作为被测电机,同轴连接1台直流发电机作为负载,发电机连接纯阻性负载,驱动器采用SVPWM控制方式,控

制器采用TI公司的TMS320F2812 芯片, 控制系统需要采集母线电压以及a、b两相电流。由于电机系统在 $\omega=0$ 这一点是不可观测的^[9], 并且在低速区域, 电流和电压采样误差较大, 因此试验中, 在启动阶段以及换向阶段采用开环控制, 即采用最简单的恒定幅值变化频率的模式。

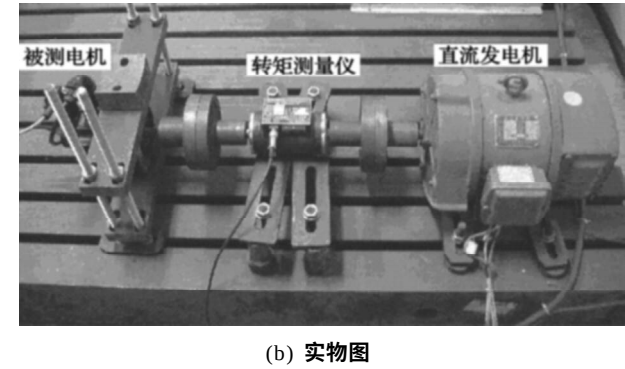
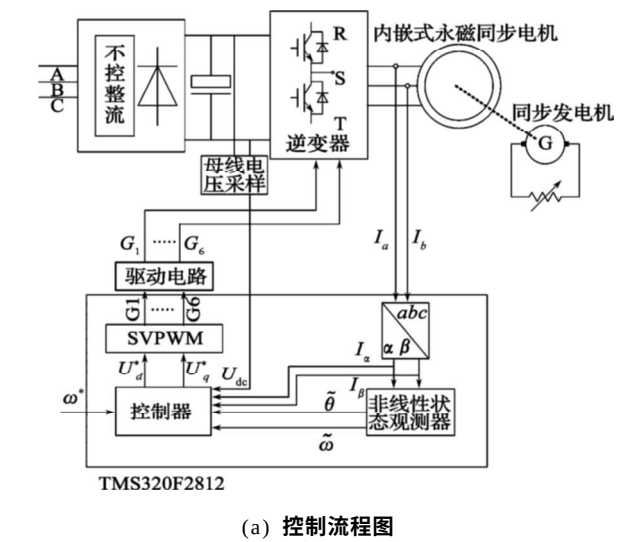


图 4 基于非线性观测器的IPMSM 无传感器控制平台

根据IPMSM 的电压稳态方程, 通过试验测得所用IPMSM 的电机参数如表 1 所示。

表 1 IPMSM 参数					
量	数值	量	数值	量	数值
极对数	4	R/Ω	1.6	$\psi_f/V \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$	0.2
L_d/mH	16.1	L_q/mH	26.3	$J/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	1.5

试验一用于对比观测器改进前后稳态性能。电机从零速启动, 然后稳定在 500 r/min, 由于负载是直流电机, 负载转矩会随着转速变化而变化。图 5(a)采用改进前观测器的效果, 此时电机实际转速只有 420 r/min 左右, 负载转矩约为 2.2 N·m; 而图 5(b)是采用改进后观测器的效果, 此时电机实际转速在 500 r/min 附近波动, 波动幅度大约为 5 r/min, 负载转矩约为 2.56 N·m。从图 5 中可以看出, 采用改进后的观测器, 电机转速能够准确跟踪给定, 并且波动很小。

试验二用于对比改进前后 2 种观测器的动态性能。电机从零速启动, 到 500 r/min 稳定后, 速度给定指令在 500 r/min 和 1 000 r/min 间阶跃变化, 由于负载是直流电

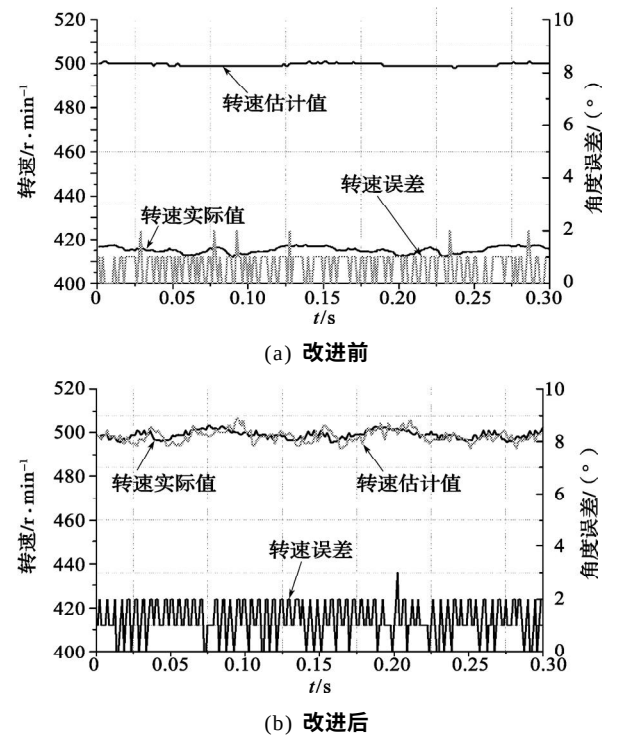


图 5 500 r/min 给定时改进前后观测器稳态性能对比

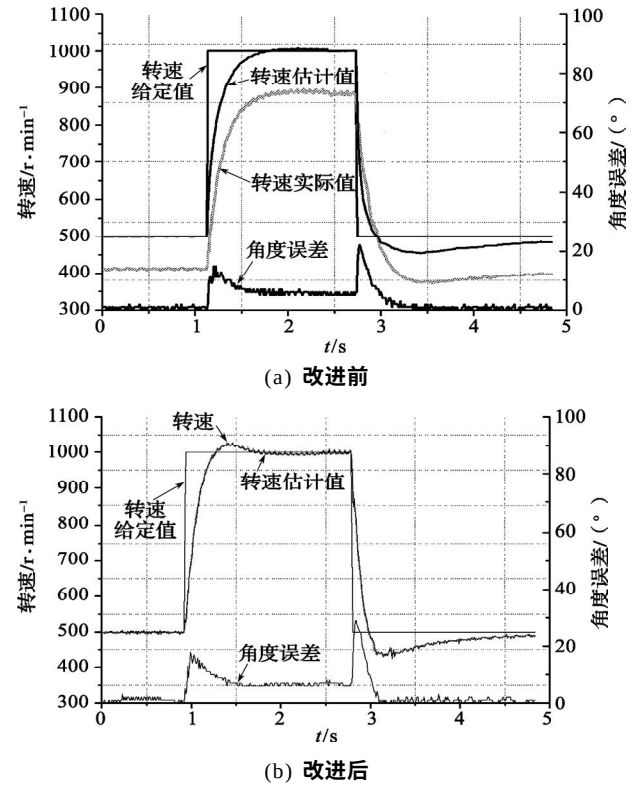


图 6 在 500 r/min 与 1 000 r/min 之间阶跃给定时改进前后观测器动态性能对比

机, 负载转矩会随着转速变化。图 6(a)是采用改进前观测器的效果, 电机实际转速约为 420 r/min 时, 负载转矩约为 2.2 N·m; 电机实际转速约为 880 r/min 时, 负载转矩约为 3.8 N·m。图 6(b)是采用改进后观测器的效果, 电机实际转速约为 500 r/min 时, 负载转矩约为 2.56 N·m; 电机实际转速约为 1 000 r/min 时, 负载转矩约为 4.05 N·m。角度误差 2 种情况下相近, 负载转矩增大后, 角度误差

也增大到 8° 左右。从图6中可以看出,采用改进后的观测器,电机转速在动态过程中能够准确跟踪给定。

试验三用于比较改进前后2种观测器在突加负载条件下的性能。在电机稳定在 1500 r/min 时,突加负载,负载转矩由 $0.56\text{ N}\cdot\text{m}$ 突变到 $5.1\text{ N}\cdot\text{m}$,图7(a)是采用改进前观测器的效果,突加负载后,电机转速先被拉低到 1330 r/min 左右,然后慢慢稳定到 1400 r/min 左右,角度稳态误差也由 3° 增大到 7° 左右;图7(b)是采用改进后观测器的效果,突加负载后,电机转速先被拉低到 1420 r/min 左右,然后很快收敛到速度给定值,估算的角度误差由 3° 增大到 8° 左右,但是观测器仍然可以稳定运行。从图7中可以看出,采用改进后的观测器能够抵抗大的负载扰动,电机转速能够很快恢复到给定值。

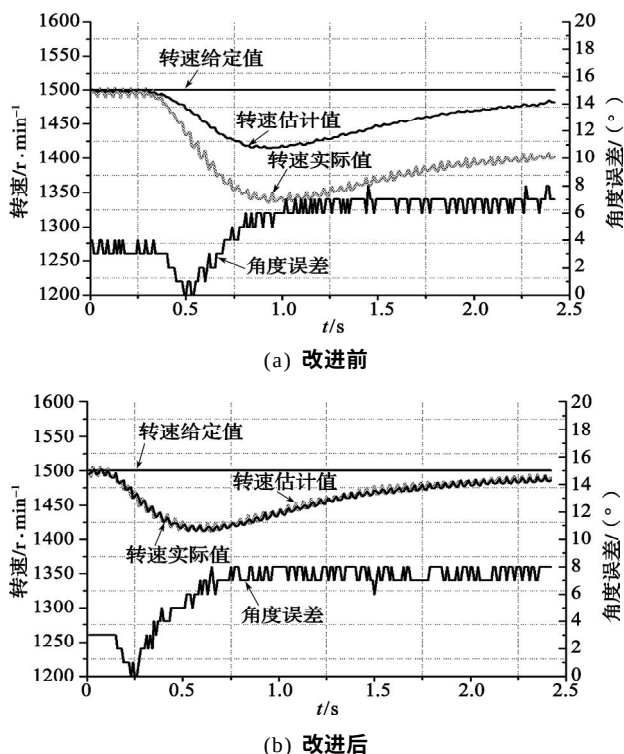


图7 在 1500 r/min 时突加负载改进后观测器效果

6 结语

本文介绍了一种适用于IPMSM无位置传感器控制的非线性观测器,通过简化IPMSM在两相静止坐标系中的状态方程形式,使其形式与SPMSM的状态方程形式相同,大大简化了非线性观测器的推导。采用Lyapunov稳定性原理讨论了观测器的稳定条件,同时

加入了负载转矩的观测。

由于采用观测器的状态量直接反馈时电机转子的速度和角度的估计值和实际值有一定稳态误差,因此对角度采用补偿的办法修正,角度的导数经过滤波后得到速度的修正值,然后将修正后的角度和速度反馈回控制系统。在以TMS320F2812为控制器的硬件平台上通过试验验证,修正后的观测器估计值能准确估计转子的角度和速度,并具有更好的抗扰动性能。

参考文献:

- [1] 贾洪平,贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电动机转子初始位置检测研究[J]. 电机工程学报, 2007, 27(15): 15-20.
- [2] Consoli A, Scarcella G, Testa A. Industry application of zero-speed sensorless control techniques for PM synchronous motors [J]. IEEE transactions on industry applications, 2001, 37(2): 513-521.
- [3] 齐放,邓智泉,等. 基于MRAS的永磁同步电机无速度传感器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 53-58.
- [4] 黄雷,赵光宙,年珩. 基于扩展反电势估算的内插式永磁同步电动机无传感器控制[J]. 电机工程学报, 2007, 27(9): 59-63.
- [5] 尚喆,赵荣祥,窦汝振. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 电机工程学报, 2007, 27(3): 23-27.
- [6] 张猛,肖曦,李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 电机工程学报, 2007, 27(36): 36-40.
- [7] Silverio Bolognani, Luca Tubiana, Mauro Zigliotto. Extended Kalman Filter Tuning in Sensorless PMSM Drives [J]. IEEE transaction on industrial applications, 2003, 39(6): 1741-1747.
- [8] Jorge Solsona, Maria-I Valla, Carlos Muravchik. A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors [J]. IEEE transaction on industrial electronics, 1996, 43(4): 492-497.
- [9] Guchuan Zhu, Azeddine Kaddouri, etc. A Nonlinear State Observer for the Sensorless Control of a Permanent-Magnet AC Machine [J]. IEEE transaction on industrial electronics, 2001, 48(6): 1098-1108.
- [10] Nijmeijer H, van der Schaft A J. Nonlinear Dynamical Control Systems [M]. New York: Springer-Verlag, 1990.
- [11] 李鸿儒,顾树生. 基于神经网络的PMSM速度和位置自适应观测器的设计[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 32-35.
- [12] 郑大钟. 线性系统理论 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 238-244.