

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.09.025

基于干扰观测器的永磁同步电机反推控制*

兰永红¹ 黄奇卉¹ 颜渐德²

(1. 湘潭大学信息工程学院 湘潭 411105; 2. 湖南大学电气工程学院 长沙 410082)

摘要:为了改善具有外源干扰的永磁同步电机(PMSM)调速控制系统的控制性能,提出一种基于干扰观测器(DOB)的反推控制调速策略。首先,针对来源于PMSM外部系统的动态干扰,利用系统状态变量构造干扰观测器,并将DOB的设计问题转化为系统误差的稳定性问题。进一步,利用Lyapunov稳定性理论,获得基于线性矩阵不等式的DOB的存在条件和设计方法。然后,在实时重构干扰的基础上,采用反推控制策略来设计系统控制器,使系统具有良好的速度跟踪、转矩响应及干扰抑制性能。最后,通过MATLAB仿真和实验验证系统设计的有效性和可行性。仿真表明,与传统的PID控制相比,当设定速度为500 r/min,电机起动直至达到稳定状态所需时间从0.025 s缩短为0.008 s,转速峰值从680降至520 r/min。通过基于DSP的实验测试表明,所提出的控制策略响应速度快、超调量小、稳态精度高,能够有效抑制负载干扰。

关键词: 永磁同步电机;干扰观测器;反推控制;Lyapunov稳定性理论

中图分类号: TM351;TP272 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Disturbance observer-based backstepping control for PMSM

Lan Yonghong¹ Huang Qihui¹ Yan Jiande²

(1. School of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;

2. School of Electrical Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: In order to improve the control performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) with exogenous disturbance, a disturbance observer (DOB)-based backstepping control strategy for speed regulation is proposed in this paper. First, aiming at the dynamic disturbance originated from the external system of PMSM, a disturbance observer is constructed by using system state variables. The design problem of DOB is transformed into the stability problem of system error. Furthermore, based on Lyapunov stability theory, the existence condition based on linear matrix inequality and design method of DOB are obtained. Next, on the base of real-time reconstruction of the dynamic disturbance, a backstepping control strategy is designed, which makes the system has good performance of speed tracking, torque response and disturbance rejection. Finally, the effectiveness and feasibility of the designed system are verified by Matlab simulation and experiment results. The simulation results show that when the setting speed is 500 r/min, the time required for the motor starting to reach the steady state is shortened from 0.025 s to 0.008 s, and the peak speed of the motor is reduced from 680 r/min to 520 r/min compared with the traditional PID control. The DSP-based experimental results show that the proposed control strategy has the advantages of fast response, small overshoot, high steady-state accuracy, and can effectively reject the load disturbance.

Keywords: PMSM; disturbance observer; backstepping control; Lyapunov stability theory

0 引 言

永磁同步电机^[1-3] (permanent magnet synchronous

motor, PMSM) 由于转矩密度高、转动惯量小、可靠性强、控制灵活等优点而广泛应用于伺服控制系统中。由于PMSM本身是一个变参数、强耦合的非线性系统,因此常规的控制方法难以兼顾系统的快速性、高准确性及鲁棒

性。为了克服这些不足,目前常采用滑模变结构控制^[4]、自适应控制^[5]及模糊控制^[6]等方法。这些方法对系统数学模型的精度要求不高,既能满足系统性能的要求,还具有良好的自适应能力,但设计比较复杂、控制器参数不易求解,从而限制了其在实际场合的应用。

反推控制是一种针对不确定非线性系统的控制策略,尤其适合不满足匹配条件的控制系统。文献[7]将反推控制应用于 PMSM 直接转矩控制中,采用速度反推控制器取代传统的速度 PI 控制器,具有响应迅速、可调参数少的特点。文献[8]分析了反推控制器参数增益对系统跟踪误差的影响,使用变增益函数实现了系统控制精度和动态响应的优化。文献[9]将自适应反推控制应用于具有不确定性参数的 PMSM 速度跟踪控制中,实现了定子电阻和负载的实时估计,保证控制系统的快速跟踪性。

注意到在实际工程中,不可避免地存在外部干扰、模型不确定等因素,从而影响了系统的控制性能,导致系统不稳定。如何使非线性控制系统具有良好的干扰抑制性能已经成为控制理论与应用的研究热点^[10]。由于干扰观测器不需要对干扰信号建立准确的数学模型,而且本身结构简单,充分满足了实际需要。因此,基于干扰观测器的控制方法被广泛地应用于电机调速系统^[11]。文献[12]提出在干扰观测器的基础上,采用三环的 PID 控制器方法实现 PMSM 的控制,控制设计中的低通滤波器对传感器的噪声十分敏感,使得对低通滤波器和频率的选取困难;文献[13]提出将 PMSM 系统中的扰动量作为一个状态变量,结合原有状态变量,构造状态观测器,利用系统中可测的转速、电流等估计出系统不可测的扰动量,从而提高系统的抗扰动性。文献[14]利用非线性干扰观测器逼近系统不确定性,结合动态面控制将一阶低通滤波器应用于反推设计中。

受以上文献启发,本文利用系统状态变量构造了 PMSM 干扰观测器,在此基础上,根据 Lyapunov 稳定性理论设计了反推控制策略获得基于干扰观测的集成控制器,较好的解决了控制器参数不易求解的问题,且具有良好的速度跟踪和鲁棒性能。

1 PMSM 数学模型

假设 PMSM 磁路不饱和、磁滞以及涡流损耗被忽略,传统的面装式 PMSM 的数学模型在 $d-q$ 坐标框架如下^[15]:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p\phi_f i_q}{2J} - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - p\omega i_d - \frac{p\phi_f \omega}{L} + \frac{1}{L}u_q \quad (2)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d \quad (3)$$

式中: u_d, u_q 为 d, q 轴定子电压, i_d, i_q 为 d, q 轴定子电流, R 为定子电阻, L 为定子电感, T_L 为负载转矩, J 为转动惯量, B 为粘滞摩擦系数, p 为极对数, ω 为转子机械角速度。

定义 $x = [\omega \quad i_q \quad i_d]^T$, PMSM 数学模型可写成如下状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \phi(x) + Bu + \eta \\ y = Cx \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{其中, } A = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{3P\phi_f}{2J} & 0 \\ -\frac{P\phi_f}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix},$$

$$C = [0 \quad 1 \quad 0], \phi(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -P\omega i_d \\ P\omega i_q \end{bmatrix}, \eta = \begin{bmatrix} -\frac{T_L}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

2 干扰观测器的设计

上述模型没有考虑系统的外部干扰,为此,在非线形系统(4)的基础上引入干扰 d , 写成如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \phi(x) + B(u + d) + \eta \\ y = Cx \end{cases} \quad (5)$$

进一步假设干扰 d 来源于如下线性外源系统^[16-18]:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = W\xi \\ d = V\xi \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\xi \in R^{3 \times 1}, d \in R^{3 \times 1}$, W 和 V 是相同维度的矩阵,且

$$W = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega \end{bmatrix}, V = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \end{bmatrix}.$$

注 1 线性系统(6)可表示多类外部干扰,如谐波干扰、负载干扰等。此类谐波干扰的频率为 ω , 相位和大小未知,且 $a \in R, b \in R$ 。若干扰为未知的恒负载扰动,则 $W = 0, V = 1$ 。

将(6)式代入式(5)可得:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \phi(x) + Bu + \eta + BV\xi \\ y = Cx \end{cases} \quad (7)$$

$$BV\xi = B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{a\xi_1}{L} \\ \frac{b\xi_2}{L} \end{bmatrix} \quad (8)$$

因此, PMSM 的数学模型可以重新写成如下形式:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p\phi_f i_q}{2J} - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \quad (9)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - p\omega i_d - \frac{p\phi_f \omega}{L} + \frac{1}{L}u_q + \frac{\alpha\xi_1}{L} \quad (10)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d + \frac{b\xi_2}{L} \quad (11)$$

为了估计系统中未知干扰 d , 构造具有如下形式的干扰观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\zeta}}(t) = (W + L_d BV)(\zeta(t) - L_d x(t)) \\ \quad + L_d (Ax(t) + \phi(x(t)) + Bu + \eta) \\ \hat{\xi}(t) = \zeta(t) - L_d x(t) \\ \hat{d}(t) = V\hat{\xi}(t) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $L_d \in R^{3 \times 3}$ 是干扰观测器中的增益矩阵。

定义观测误差 $\tilde{\xi}(t) = \xi(t) - \hat{\xi}(t)$, 则误差方程为:

$$\dot{\tilde{\xi}}(t) = \dot{\xi}(t) - \dot{\hat{\xi}}(t) =$$

$$\begin{aligned} & W\tilde{\xi}(t) - (W + L_d BV)(\varepsilon(t) - L_d x(t)) - \\ & L_d [Ax(t) + \phi(x(t)) + Bu + \eta] + \\ & L_d [Ax(t) + \phi(x(t)) + Bu + \eta + BV\tilde{\xi}] = \\ & (W + L_d BV)\tilde{\xi}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

可见, 观测器的设计问题转化为误差方程(13)的稳定性问题。利用 Lyapunov 稳定性理论^[19], 可得出如下基于 LMI^[20]的观测器设计方法。

定理 1 对于非线性系统(4), 如果存在正定矩阵 P 和矩阵 H , 使得:

$$PW + W^T P + HBV + (HBV)^T < 0 \quad (14)$$

则观测误差系统(13)渐近稳定, 且观测器(13)中的增益矩阵 $L_d = P^{-1}H$ 。

证明 对观测误差系统(13), 构造 Lyapunov 函数 $V = \tilde{\xi}(t)^T P \tilde{\xi}(t)$, 并对其沿系统(13)求导得:

$$\dot{V} = \dot{\tilde{\xi}}(t)^T P \tilde{\xi}(t) + \tilde{\xi}(t)^T P \dot{\tilde{\xi}}(t) =$$

$$\begin{aligned} & \tilde{\xi}(t)^T [(W + L_d BV)^T P + P(W + L_d BV)]\tilde{\xi}(t) \quad \text{可知,} \\ & (W + L_d BV)^T P + P(W + L_d BV) = PW + W^T P + \\ & (PL_d BV)^T + PL_d BV. \end{aligned}$$

定义 $\psi = PW + W^T P + (PL_d BV)^T + PL_d BV$ 。从而, 如果 $\psi < 0$, 则 $\dot{V} \leq \lambda_{\min}(\psi) \|\tilde{\xi}(t)\|^2 = -\alpha \|\tilde{\xi}(t)\|^2$, $\alpha > 0$ 。

由 Lyapunov 稳定性理论, 观测器动态误差系统渐近稳定。进一步, 设 $H = PL_d$, 不等式 $\psi < 0$ 等价于式(14)。命题得证。

3 反推控制器的设计

反推^[21-22]作为一种有效的非线性控制设计方法, 其

设计过程是逐步选取虚拟状态和虚拟控制函数, 从原系统方程选取状态构造新的子系统, 然后构造 Lyapunov 函数, 得到合适的系统控制输入, 使得整个系统稳定。

与以往反推方法不同的是, 本文考虑在外加干扰因素的基础上, 利用不等式性质推导出控制器参数的解析整定方法, 避免了参数选择的盲目性。反推方法总体可分为3步。

1) 考虑电机转子机械角速度动力学:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p\phi_f i_q}{2J} - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \quad (15)$$

对于永磁同步电机调速系统, 其控制目标主要是速度跟踪, 定义跟踪误差为:

$$e_\omega = \omega_r^* - \omega \quad (16)$$

选择 e_ω 为新的状态变量, 构成子系统, 系统方程为:

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega} = \frac{1}{J}(B\omega + T_L - \frac{3p\phi_f i_q}{2}) \quad (17)$$

为了使得速度跟踪误差为0, 对于子系统(17)构造如下 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2}e_\omega^2 + V \quad (18)$$

对 V_1 求导数可得:

$$\dot{V}_1 = e_\omega \frac{de_\omega}{dt} + \dot{V} \leq \frac{e_\omega}{J}(B\omega + T_L - \frac{3p\phi_f i_q}{2}) - \alpha \|\tilde{\xi}(t)\|^2 \quad (19)$$

为了使得式(19)恒满足于 $V_1 < 0$, 选择:

$$\frac{1}{J}(B\omega + T_L - \frac{3p\phi_f i_q}{2}) = -k_1 e_\omega \quad (20)$$

其中 $k_1 > 0$, 从式(20)可得到如下虚拟控制输入:

$$i_q = \frac{2}{3p\phi_f}(B\omega + T_L + k_1 J e_\omega) \quad (21)$$

可以使得:

$$\dot{V}_1 \leq -k_1 e_\omega^2 - \alpha \|\tilde{\xi}(t)\|^2 \quad (22)$$

因此实现控制式(21), 即可达到速度全局渐近跟踪的目的。

2) 为了实现永磁同步电机的完全解耦和速度跟踪, 选择如下假定电流输入:

$$i_q^* = \frac{2}{3p\phi_f}(B\omega + T_L + k_1 J e_\omega) \quad (23)$$

$$i_d^* = 0 \quad (24)$$

为了实现电流跟踪, 选择 q 轴电流跟踪误差为新的状态变量:

$$e_q = i_q^* - i_q \quad (25)$$

由 e, e_q 可以组成新的系统, 对式(25)求导可得:

$$\dot{e}_q = \frac{di_q^*}{dt} - \frac{di_q}{dt} = \frac{2}{3p\phi_f} \left(B \frac{d\omega}{dt} + k_1 J \frac{de_\omega}{dt} \right) - \frac{di_q}{dt} =$$

$$\frac{2(B - k_1 J)}{3p\phi_f J} \left(\frac{3p\phi_f i_q}{2} - B\omega - T_L \right) + \frac{Ri_q}{L} + p\omega i_d -$$

$$\frac{u_q}{L} + \frac{p\phi_f}{L}\omega - \frac{a\tilde{\xi}_1}{L} - \frac{a\hat{\xi}_1}{L} \quad (26)$$

式中: $\xi_1 = \hat{\xi}_1 + \tilde{\xi}_1$ 。

选取第2个 Lyapunov 函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_q^2 \quad (27)$$

对式(26)求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_q \frac{de_q}{dt} \\ &\leq -k_1 e_\omega^2 + e_q \left[\frac{2(B - k_1 J)}{3p\phi_f J} \left(\frac{3p\phi_f i_q}{2} - B\omega - T_L \right) + \frac{Ri_q}{L} + \right. \\ &\quad \left. p\omega i_d - \frac{u_q}{L} + \frac{p\phi_f}{L}\omega - \frac{a\hat{\xi}_1}{L} \right] - \frac{a\tilde{\xi}_1}{L} e_q - \alpha \|\tilde{\xi}(t)\|^2 \end{aligned} \quad (28)$$

式(28)中包含了系统的实际控制 u_q , 为了使式(28)恒满足于 $\dot{V}_2 < 0$, 选择:

$$\begin{aligned} \frac{2(B - k_1 J)}{3p\phi_f J} \left(\frac{3p\phi_f i_q}{2} - B\omega - T_L \right) + \frac{Ri_q}{L} + p\omega i_d - \frac{u_q}{L} + \\ \frac{p\phi_f}{L}\omega - \frac{a\hat{\xi}_1}{L} = -k_2 e_q \end{aligned} \quad (29)$$

式中: $k_2 > 0$, 从式(29)中可设计实际的控制 u_q 为:

$$\begin{aligned} u_q &= L \left[\frac{B}{J} i_q - \frac{2B^2}{3p\phi_f J} \omega - \frac{2BT_L}{3p\phi_f J} - \frac{2k_1^2 J}{3p\phi_f} e_\omega + \frac{R}{L} i_q + \right. \\ &\quad \left. p\omega i_d + \frac{p\phi_f}{L} \omega + k_2 e_q - \frac{a\hat{\xi}_1}{L} \right] \end{aligned} \quad (30)$$

利用经典不等式:

$$\pm ab \leq \varepsilon a^2 + (1/4\varepsilon)b^2 \quad (\varepsilon > 0) \quad (31)$$

则:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -k_1 e_\omega^2 - k_2 e_q^2 - \frac{a\tilde{\xi}_1}{L} e_q - \alpha \|\tilde{\xi}(t)\|^2 \\ &\leq -k_1 e_\omega^2 - k_2 e_q^2 + \frac{1}{L} \left(\varepsilon_1 e_q^2 + \frac{a^2}{4\varepsilon_1} \tilde{\xi}_1^2 \right) - \alpha \|\tilde{\xi}(t)\|^2 \end{aligned} \quad (32)$$

式(32)可写成:

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 e_\omega^2 - C_1 e_q^2 - C_2 \|\tilde{\xi}(t)\|^2 \quad (33)$$

式中: $C_1 = k_2 - \frac{\varepsilon_1}{L}, C_2 = \alpha - \frac{a^2}{4L\varepsilon_1}$ 。

如果选择合适的参数 $\varepsilon_1 > 0, \alpha > 0, k_1 > 0$ 和 $k_2 > 0$, 使得 $C_1 > 0, C_2 > 0$, 那么:

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 e_\omega^2 - C_1 e_q^2 - C_2 \|\tilde{\xi}(t)\|^2 < 0 \quad (34)$$

从而 q 轴电流跟踪动态误差渐近稳定。

3) 选择 d 轴电流跟踪误差为新的状态变量

$$e_d = i_d^* - i_d \quad (35)$$

由 e_ω, e_q, e_d 又可以组成新的系统。对式(35)求导可得

$$\dot{e}_d = \frac{di_d^*}{dt} - \frac{di_d}{dt} = \frac{R}{L} i_d - p\omega i_q - \frac{u_d}{L} - \frac{b\tilde{\xi}_2}{L} - \frac{b\tilde{\xi}_2}{L} \quad (36)$$

式中: $\xi_2 = \hat{\xi}_2 + \tilde{\xi}_2$ 。构造第3个 Lyapunov 函数:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}e_d^2 \quad (37)$$

对式(37)求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + e_d \frac{de_d}{dt} \leq -k_1 e_\omega^2 - C_1 e_q^2 - \\ &\quad C_2 \|\tilde{\xi}(t)\|^2 + e_d \left(\frac{R}{L} i_d - p\omega i_q - \frac{u_d}{L} - \frac{b\tilde{\xi}_2}{L} \right) - \frac{b\tilde{\xi}_2}{L} e_d \end{aligned} \quad (38)$$

式(38)中包含了系统的实际控制 u_d , 为了使式(38)恒满足于 $\dot{V}_3 < 0$, 选择:

$$\frac{R}{L} i_d - p\omega i_q - \frac{u_d}{L} - \frac{b\tilde{\xi}_2}{L} = -k_3 e_d \quad (39)$$

式中: $k_3 > 0$ 。从式(39)中可设计实际的控制 u_d 为:

$$u_d = Ri_d - pL\omega i_q + Lk_3 e_d - b\tilde{\xi}_2 \quad (40)$$

那么式(38)可化成:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq -k_1 e_\omega^2 - C_1 e_q^2 - C_2 \|\tilde{\xi}(t)\|^2 - k_3 e_d^2 - \frac{b\tilde{\xi}_2}{L} e_d \\ &\quad (41) \end{aligned}$$

利用经典不等式(31), 不等式(41)可写成:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq -k_1 e_\omega^2 - C_1 e_q^2 - C_2 \|\tilde{\xi}(t)\|^2 - k_3 e_d^2 + \\ &\quad \frac{1}{L} \left(\varepsilon_2 e_d^2 + \frac{b^2}{4\varepsilon_2} \tilde{\xi}_2^2 \right) \end{aligned} \quad (42)$$

即:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq -k_1 e_\omega^2 - C_1 e_q^2 - \left(k_3 - \frac{\varepsilon_2}{L} \right) e_d^2 - \\ &\quad \left(C_2 - \frac{b^2}{4L\varepsilon_2} \right) \|\tilde{\xi}(t)\|^2 \end{aligned} \quad (43)$$

如果选择合适的参数 C_1, C_2 和 k_1, k_3, ε_2 使得下式成立:

$$k_1 > 0, C_1 > 0, k_3 - \frac{\varepsilon_2}{L} > 0, C_2 - \frac{b^2}{4L\varepsilon_2} > 0$$

那么有 $\dot{V}_3 < 0$, 从而 d 轴电流跟踪动态误差渐近稳定。

4 系统仿真与实验结果

4.1 仿真结果

为验证本文所提方法的有效性, 本节利用 MATLAB 中的 Simulink 进行仿真。永磁同步电机参数如表 1 所示。

设电机初始跟踪速度为 500 r/min, 在 0.5 s 的时候设定跟踪速度为 100 r/min, 在 0.8 s 的时候设定跟踪速度为 250 r/min。

线性外源系统(6)具有如下参数:

$$W = \begin{bmatrix} 0 & 1.5 & 0 \\ -1.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.5 \end{bmatrix}, V = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

表 1 永磁同步电机参数
Table 1 Parameters of PMSM

参数	数值
定子电阻 R/Ω	0.56
极对数 P	3
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.002 1
永磁磁通 ϕ/Wb	0.82
定子电感 L/H	0.015 3
滞摩擦系数 B	0.000 1

利用 MATLAB LMI 工具箱求解 LMI (14), 获得观测器的增益矩阵为:

$$L_d = \begin{bmatrix} 1.037 4 & -0.842 2 & -0.859 8 \\ 0.324 5 & 0.859 8 & 0 \\ 0.859 8 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

选取参数 $k_1 = 250, k_2 = 600, k_3 = 150$, 经检验, 均满足于反推控制器条件。

电机速度跟踪控制仿真结果如图 1 ~ 5 所示。图 1 表明电机在 0.5 s 时由于转速速降到 100 r/min, 转矩瞬态发生变化, 同时, 在 0.8 s 时转速升到 250 r/min, 转矩瞬态发生变化, 由此可知, 本文计的控制器的系统具有快速的转矩响应。

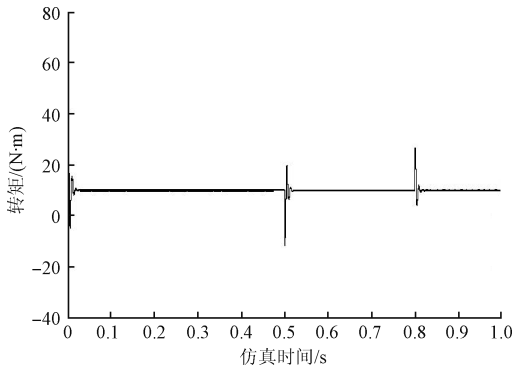


图 1 负载转矩
Fig. 1 Load torque

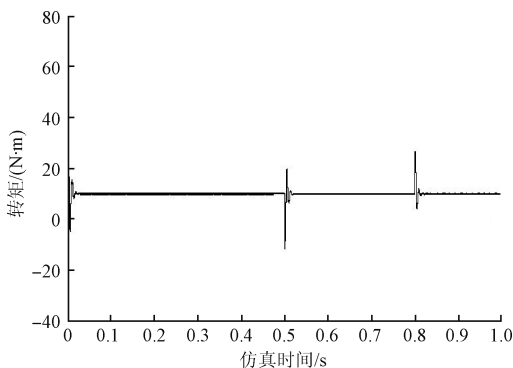


图 2 q 轴电流
Fig. 2 The q-axis current

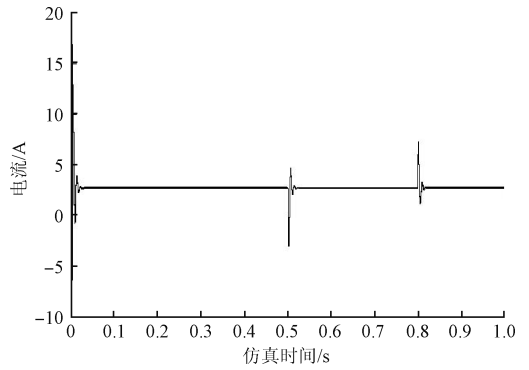


图 3 d 轴电流
Fig. 3 The d-axis current

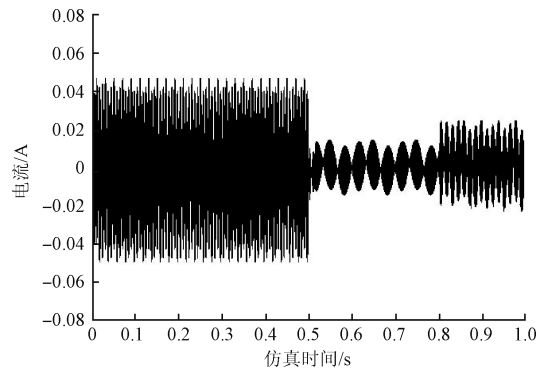


图 4 三相电流
Fig. 4 Three phase current

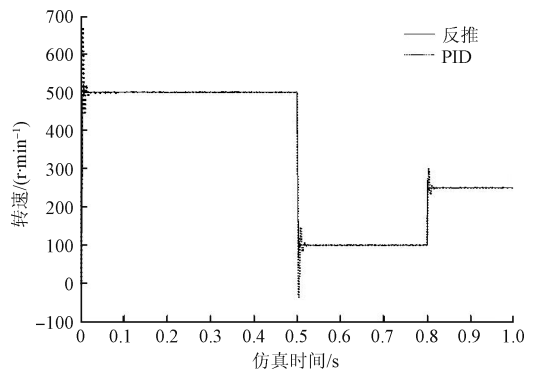


图 5 转速响应
Fig. 5 The speed response

图 2 ~ 4 分别表示电机的 q 轴、 d 轴和三相电流变化曲线。由图 2 ~ 4 可见, 电流的幅值随负载转矩的变化而发生变化, 且转矩与电流成正比, 同时也可以看出电流的频率与给定速度相对应。从图 4 看出 d 轴电流趋于 0, 与本文的控制策略一致。

便于比较, 采用传统的 PID 三环控制方法进行对比仿真, 图 5 和 6 给出了电机速度响应曲线对比效果图, 其中实线为本文所提控制方法得的速度跟踪曲线, 虚线是

利用 PID 三环控制方法所得的速度跟踪曲线。图 5 表明电机转速能很好的跟踪给定速度。由图 6 可见,电机启动直至到达稳定状态, PID 三环控制方法所需时间为 0.025 s, 转速峰值为 680 r/min; 采用本文方法所需时间只需 0.008 s, 且转速峰值 520 r/min。图 6 表明, 电机启动时, 与传统 PID 控制方法相比, 本文提出的方法具有更小的超调量和更快的响应速度。综上所述, 本文提出的控制方法, 具有超调小、动态响应快、稳态精度高及良好的负载干扰抑制等优点。

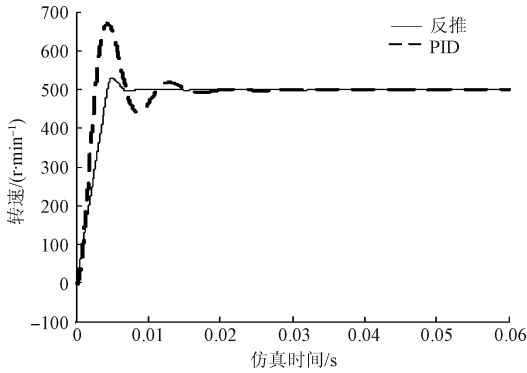


图 6 启动时刻速度响应
Fig. 6 Initial speed response

4.2 实验结果

将本文提出的控制方法应用于永磁同步电机调速控制系统中进行实验的实验平台如图 7 所示, 其中一台 PMSM 作为被控电机, 另一台作为负载装置。采用主控板为 TMS320F28035 的 DSP 处理器及英飞凌智能模块 IPM 组成驱动控制板。示波器采集 DSP 输出端数据, 编码器用于实际转速与给定转速的对比, 电机控制算法通过 CCS 软件编写。

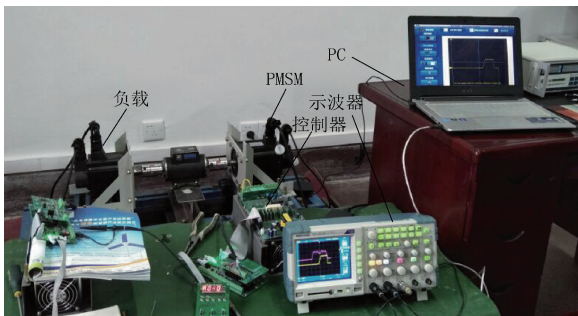


图 7 永磁同步电机实验平台
Fig. 7 Experiment platform of PMSM

由于实验条件受限, 难以获得外部动态干扰。为此, 实验中以突加负载视为外部干扰, 即相当于外源系统 (6) 取 $W = 0, V = 1$ 时的情形。电机的设定跟踪速度为 500 r/min, 电机初始负载转矩为 0, 在 0.25 s 时设定为

10 N·m。实验参数与前述数值仿真参数保持一致。实验结果如图 8 ~ 10 所示。

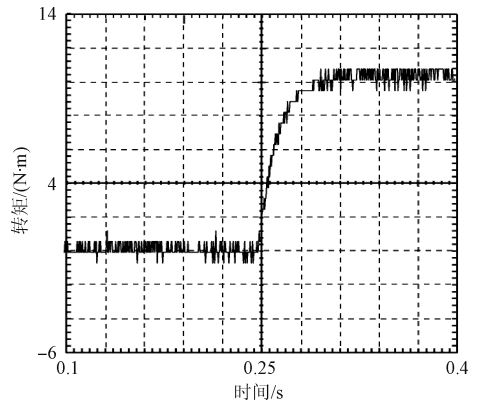


图 8 负载转矩
Fig. 8 Load torque

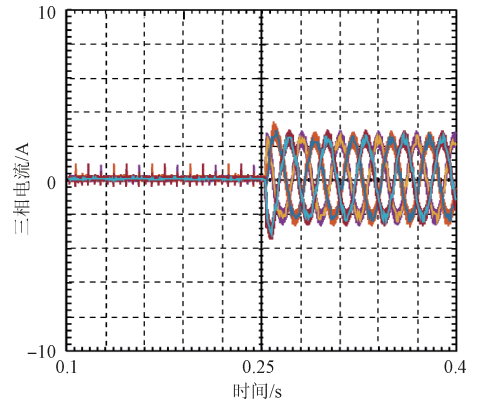


图 9 突加负载时的三相电流
Fig. 9 Three phase current under a sudden load

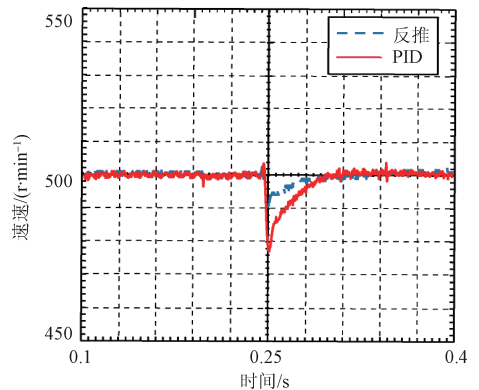


图 10 突加负载时速度响应
Fig. 10 Speed response under a sudden load

图 8 为负载转矩波形。由图可见, 电机在 0.30 s 时能跟踪外部给定转矩, 具有较好的转矩响应。图 9 表明加入突变负载以后, 电流的幅值随转矩的变化而发生变

化,电流响应迅速且电流与转矩成正比关系。图10为突加负载时对应的速度波形图,其中,虚线为采用基于干扰观测器的反推控制时所得的转速跟踪曲线,实线为采用传统PID控制的转速跟踪曲线。由图10可知,突加负载扰动时,传统PID控制方法所得速度响应曲线对应的峰值约为477 r/min,其超调量为4.6%。采用本文的方法,其速度响应曲线对应峰值约为490 r/min,其超调量为2%。综上所述,本文提出的控制方法能使系统具有快速的速度跟踪和转矩响应。在电机的转矩发生变化时,控制器能很好地抑制突加负载的干扰,提高了系统的鲁棒性。

5 结论

本文针对永磁同步电机速度的跟踪控制问题,提出了一种基于干扰观测器的反推控制方法。该方法应用Lyapunov稳定性理论和线性矩阵不等式处理技巧,获得干扰观测器设计方法。在重构干扰的基础上,采用反推控制策略来设计系统控制器,实现电机的速度跟踪控制。仿真和实验结果表明,本文提出的方法使得PMSM的转速跟踪性能良好,而且对系统的非线性和外部扰动具有很好的鲁棒性。

参考文献

- [1] 李红梅,陈涛. 永磁同步电机参数辨识研究综述[J]. 电子测量与仪器学报, 2015,29(5):638-647.
LI H M, CHEN T. Review of research on parameter identification of PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement & Instrumentation, 2015,29(5):638-647.
- [2] 刘洋,王帅,杨晓霞,等. 一种永磁同步电动机的宽调速范围控制方法[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(4):50-54.
LIU Y, WANG SH, YANG X X, et al. Wide speed range control method of permanent magnet synchronous motor[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2016,35(4):50-54.
- [3] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. IPMSM非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(2):294-303.
ZHAO K H, CHEN T F, ZHANG CH F, et al. Sensorless and torque control of IPMSM applying NFTSMO[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(2):294-303.
- [4] 黄家才,崔磊,施昕昕. Simulink/QuaRC环境下PMSM分数阶滑模控制实时仿真[J]. 系统仿真学报, 2014, 26(12):2957-2963.
HUANG J C, CUI L, SHI X X. Simulink/QuaRC based real time simulation for fractional order sliding mode control of PMSM[J]. Journal of System Simulation, 2014, 26(12):2957-2963.
- [5] 卢涛,于海生,山炳强,等. 永磁同步电机伺服系统的自适应滑模最大转矩/电流控制[J]. 控制理论与应用, 2015,32(2):251-255.
LU T, YU H SH, SHAN B Q, et al. Adaptive sliding mode maximum torque per ampere control of permanent magnet synchronous motor servo system [J]. Control Theory & Applications, 2015,32(2):251-255.
- [6] 马立新,范洪成,黄阳龙. 永磁伺服电机模糊PID自整定SVPWM控制研究[J]. 电子测量技术, 2016, 39(6):20-23.
MA L X, FAN H CH, HUANG Y L. Fuzzy PID self-tuning SVPWM control research of PMSM[J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(6):20-23.
- [7] 徐艳平,雷亚洲,马灵芝,等. 基于反推控制的永磁同步电机新型直接转矩控制方法[J]. 电工技术学报, 2015,30(10):83-89.
XU Y P, LEI Y ZH, MA L ZH, et al. A novel direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on backstepping control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10):83-89.
- [8] 周昌宇,成燕,王斌,等. 永磁同步电动机位置伺服反推优化控制[J]. 计算机仿真, 2016,33(4):368-372.
ZHOU CH Y, CHENG Y, WANG B, et al. Optimized back-stepping control of pmsm position servo system[J]. Computer Simulation, 2016,33(4):368-372.
- [9] 刘栋良,王家军,崔丽丽. 永磁同步电机参数自适应调速控制[J]. 电工技术学报, 2011,26(8):159-165.
LIU D L, WANG J J, CUI L L. Speed tracking control of permanent magnet synchronous motors with adaptive parameters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8):159-165.
- [10] LIU R J, LIU G P, WU M, et al. Robust disturbance rejection in modified repetitive control system [J]. Systems & Control Letters, 2014,70(8):100-108.
- [11] 马阳,张怀存,杨庆东,等. 基于干扰观测器的直线电机速度控制研究[J]. 机械工程与自动化, 2016(4):4-5.
MA Y, ZHANG H C, YANG Q D, et al. Permanent magnet synchronous linear motor speed control research[J]. Mechanical Engineering & Aotomation, 2016(4):4-5.
- [12] 秦金义,朱光起,徐永向. 含干扰观测器的永磁同步电机位置伺服系统设计[J]. 微电机, 2013, 46(2):33-36.
QIN J Y, ZHU G Q, XU Y X. Design of PMSM position servo system with disturbance observer[J]. Micromotors,

- 2013,46(2):33-36.
- [13] 刘旭东,李珂,孙静,等. 基于广义预测控制和扩展状态观测器的永磁同步电机控制[J]. 控制理论与应用, 2015,32(12):1613-1619.
LIU X D, LI K, SUN J, et al. Generalized predictive control based on extended state observe for permanent magnet synchronous motor system[J]. Control Theory & Applications, 2015,32(12):1613-1619.
- [14] 王坚浩,胡剑波,张博锋. 应用非线性干扰观测器的反推终端滑模飞行控制[J]. 应用科学学报, 2012, 30(4):408-414.
WANG J H, HU J B, ZHANG B F. Backstepping terminal sliding mode for flight control based on nonlinear disturbance observer[J]. Journal of Applied Sciences, 2012, 30(4):408-414.
- [15] 常军. 基于等价输入干扰估计器的永磁同步电机控制器的设计与实现[D]. 无锡:江南大学,2009.
CHANG J. Construction and realization of permanent magnet synchronous motor's controller based on equivalent input disturbance estimator[D]. Wuxi: Jiangnan University, 2009.
- [16] CHEN M, CHEN W H. Disturbance-observer-based robust control for time delay uncertain systems[J]. International Journal of Control Automation & Systems, 2010, 8(2):445-453.
- [17] CHEN W H. Disturbance observer based control for nonlinear systems[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2005,9(4):706-710.
- [18] 文新宇. 一类含输入时滞非线性系统的干扰观测器控制[J]. 自动化学报, 2014,40(9):1882-1888.
WEN X Y. Disturbance observer based control for a class of nonlinear systems with input time-delay[J]. Acta Automatica Sinica, 2014,40(9):1882-1888.
- [19] GAO F, WU M, SHE J, et al. Disturbance rejection in nonlinear systems based on equivalent-input-disturbance approach[J]. Applied Mathematics & Computation, 2016,282(C):244-253.
- [20] 俞立. 鲁棒控制:线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京:清华大学出版社,2002:59-64.
YU L. Robust Control: Linear Matrix Inequality Method[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 59-64.
- [21] 刘栋良,郑谢辉,崔丽丽. 无速度传感器永磁同步电机反推控制[J]. 电工技术学报, 2011,26(9):67-72.
LIU D L, ZHENG X H, CUI L L. Backstepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9):67-72.
- [22] CHEN C X, XIE Y X, LAN Y H. Backstepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor based on slide model observer[J]. International Journal of Automation and Computing, 2015, 12(2):149-155.

作者简介



兰永红,分别在1999年和2004年于湘潭大学获得学士学位和硕士学位,2010年于中南大学获得博士学位,现为湘潭大学信息工程学院自动化系教授,主要研究方向为先进控制理论及应用、伺服驱动与控制。
E-mail:lanyonghong@163.com

Lan Yonghong received B. Sc. and M. Sc. from Xiangtan University in 1999 and 2004, and Ph. D. from Central South University in 2010, respectively. Now he is a professor in the School of Information Engineering, Xiangtan University. His main research interest includes advanced control theory and application, servo drive and control.