

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2021.02.004

基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制研究

周志宇, 文定都, 张 阳, 田其章, 刘建华

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘 要: 为解决传统直接转矩控制系统中存在的定子磁链与电磁转矩波动较大问题, 提出了一种基于滑模变结构的控制方案。利用 SVPWM 空间电压矢量脉冲宽度调制代替滞环控制以及开关表, 用转矩与磁链的二阶滑模控制器取代传统 PI 调节器, 加强了转矩和磁链的控制精度, 抑制其抖振。用滑模观测器代替传感器, 提高了调速系统的控制性能和抗干扰能力。Matlab 仿真实验结果表明: 改进后的控制系统可以有效地降低磁链和转矩脉动, 改善其静态、动态性能及系统的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 直接转矩控制; 二阶滑模控制器; 磁链脉动; 转矩脉动

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2021)02-0023-07

引文格式: 周志宇, 文定都, 张 阳, 等. 基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制研究 [J]. 湖南工业大学学报, 2021, 35(2): 23-29.

Research on Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Second Order Sliding Mode Algorithm

ZHOU Zhiyu, WEN Dingdou, ZHANG Yang, TIAN Qizhang, LIU Jianhua

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: In order to solve the problem of stator flux linkage and electromagnetic torque found in traditional direct torque control system, a control scheme based on sliding mode variable structure has thus been proposed. With SVPWM space voltage vector pulse width modulation adopted to replace hysteresis control and switch table, the second-order sliding mode controller of torque and flux linkage is used to replace traditional PI regulator, thus enhancing the control precision of torque and flux linkage and restraining its buffeting. The utilization of the sliding mode observer instead of the sensor helps to improve the control performance and anti-interference ability of speed control system. Matlab simulation results show that the improved control system can effectively reduce the flux linkage and torque ripple, improve its static and dynamic performance and robustness of the system as well.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; direct torque control; second order sliding mode controller; flux ripple; torque ripple

收稿日期: 2020-09-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51907061); 湖南省自然科学基金资助项目 (2019JJ50119)

作者简介: 周志宇 (1996-), 男, 湖南常德人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为永磁同步电机控制,

E-mail: 740510967@qq.com

通信作者: 张 阳 (1988-), 男, 山东潍坊人, 湖南工业大学讲师, 博士, 主要从事电力电子与新能源技术方面的教学与研究, E-mail: 459387623@qq.com

1 研究背景

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 结构简单、损耗小、效率高、电机形状及尺寸可灵活多样。随着材料技术的不断发展和性能提高, PMSM 已经在民用、航天和军事等领域广泛应用^[1-2]。然而, PMSM 是个多变量、非线性和变参数的复杂对象, 为获得较好性能, 需对其采用一定的控制算法。

无传感器控制技术采用一定的控制算法实现转子位置及速度估算, 这代表了 PMSM 控制系统的发展趋势。目前常用的算法包括滑模观测器算法、模型参考自适应控制算法、扩展卡尔曼滤波器算法等^[3]。其中, 滑模观测器算法对系统模型精度要求不高, 对参数变化和外部干扰反应不灵敏, 但这种算法鲁棒性较强。在 PMSM 控制系统中, 该算法是基于给定电流与反馈电流间的误差设计滑模观测器 (sliding mode observer, SMO), 通过该误差重构电机的反电动势, 估算转子速度^[4-5]。而实际控制量是不连续的高频切换信号, 为获得连续的扩展反电动势估计值, 需外加一个低通滤波器, 采用反正切函数来获得转子的位置信息。

传统的直接转矩控制 (direct torque control, DTC) 采用两个 Bang-bang 控制器分别对转矩与磁链进行控制, 响应速度较快、对系统参数变化和外界干扰鲁棒性较强, 但逆变器不稳定的开关频率, 导致一个数字控制周期中所选用的有效电压矢量无法与期望的电压矢量一致, 使得传统 DTC 中磁链和转矩脉动过大^[6]。为获得连续且更多的电压矢量, 保证逆变器开关频率的恒定, 本研究采用空间电压矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 方法, 同时引入二阶滑模控制器, 构建转矩与磁链调节器^[7-8]。基于理论与系统仿真分析表明, 该算法控制精度高, 抗干扰性强, 增强了系统的鲁棒性。

2 PMSM 数学模型

为了简化分析, 假设永磁同步电机在以下理想情况的基础上建立简单可行的数学模型: 1) 忽略铁芯的饱和; 2) 忽略电机中的涡流和磁滞损耗; 3) 电机中电流为对称的三相正弦波电流。

根据电机理论, 将同步旋转坐标系下的方程利用反 Park 变换, 可得静止坐标系下的方程:

$$\begin{cases} u_\alpha = Ri_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha, \\ u_\beta = Ri_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta. \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_α 、 u_β 为静止坐标系下的定子电压; i_α 、 i_β 为定子电流; R 、 L_s 分别为定子电阻与定子电感; e_α 、 e_β 为静止坐标系下的反电动势, 具体公式为

$$\begin{cases} e_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin \theta, \\ e_\beta = \omega_e \psi_f \cos \theta. \end{cases} \quad (2)$$

式中: ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁体磁链; θ 为转子角度。

根据式 (1) 可得出 PMSM 在静止坐标系下的电流模型:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} u_\alpha - \frac{1}{L_s} e_\alpha, \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s} i_\beta + \frac{1}{L_s} u_\beta - \frac{1}{L_s} e_\beta. \end{cases} \quad (3)$$

3 系统设计

3.1 滑模控制器的设计

3.1.1 速度控制器的设计

PMSM 是一个非线性、强耦合的多变量系统。控制系统受到外界扰动的影响, 电机内部参数发生变化时, 传统的 PI 控制方法并不能满足实际要求^[9]。因此, 为提高 PMSM 调速系统的动态品质, 本研究利用滑模控制器 (sliding mode control, SMC) 对扰动与参数不敏感、响应速度快等优点, 设计采用滑模速度控制器。以表贴式 PMSM 为例, 建立同步旋转坐标系下的数学模型如下:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_s \frac{di_d}{dt} - p_n \omega_m L_s i_q, \\ u_q = Ri_q + L_s \frac{di_q}{dt} + p_n \omega_m L_s i_d + p_n \omega_m \psi_f, \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - T_L - B \omega_m. \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为定子电压的 d - q 轴分量; i_d 、 i_q 分别为定子电流的 d - q 轴分量; ω_m 为角速度; p_n 为电机相数; J 为转动惯量; T_L 为负载转矩; B 为转矩阻尼系数。

当 $i_d=0$ 时, 转子磁场定向控制方法可以获得较好的控制效果, 数学模型变为

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (-Ri_q - p_n \omega_m \psi_f + u_q), \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(-T_L + \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - B \omega_m \right). \end{cases} \quad (5)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \psi_f, \quad (6)$$

定义永磁同步电机系统的状态变量方程为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega_m, \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m. \end{cases} \quad (7)$$

式中: ω_{ref} 为电机的参考转速; ω_m 为实际转速。

根据式(5)~(7), 联立求解可得方程组:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J}(T_L - T_e + B\omega_m), \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{\dot{T}_e}{J} - \frac{B}{J}\dot{\omega}_m. \end{cases} \quad (8)$$

将 $p = \dot{T}_e$ 、 $D = \frac{1}{J}$ 代入式(8), 则有

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & D \cdot B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} p. \quad (9)$$

定义滑模面函数为

$$z = cx_1 + x_2, \quad (10)$$

式中, c 为设计参数, 且 $c > 0$ 。

对式(10)求导, 可得出:

$$\dot{z} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 + \dot{x}_2 = cx_2 - Dp - \frac{B}{J}x_2. \quad (11)$$

本研究采用指数趋近率, 可得:

$$\dot{z} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(z) - mz, \quad \varepsilon, m > 0. \quad (12)$$

为了从根本上避免或削弱系统抖振, 采用准滑动模态控制。将继电特性连续化, 用连续函数 $\theta(z)$ 取代 $\operatorname{sgn}(z)$, 可得:

$$\theta(z) = \frac{z}{|z| + \delta}. \quad (13)$$

为保证 PMSM 驱动系统有良好的动态品质, 定义控制器的表达式如下:

$$p = \frac{1}{D} \left[cx_2 + \varepsilon \theta(z) + mz - \frac{B}{J}x_2 \right], \quad (14)$$

参考转矩为

$$T_e^* = \frac{1}{D} \int_0^t \left[cx_2 + \varepsilon \theta(z) + mz - \frac{B}{J}x_2 \right] d\tau, \quad (15)$$

由滑模的可达性条件 $z\dot{z} < 0$ 可得:

$$z\dot{z} = -\varepsilon z \cdot \operatorname{sgn}(z) - mz^2 < 0. \quad (16)$$

容易验证在滑模控制器的作用下, 系统逐渐趋于稳定。

3.1.2 直接转矩控制器设计

同步旋转坐标系 $d-q$ 下, 求解电磁转矩 T_e 的表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_n \psi_r i_q. \quad (17)$$

定子磁链矢量的方向与 d 轴方向相同时,

$\psi_r = \psi_d$, 定子磁链幅值可表示为

$$\psi_r = \int (u_d - Ri_d) dt. \quad (18)$$

在二阶滑模控制算法中, 对于一个动态系统, 其表达式如下:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = a(x, t) + b(x, t)n, \\ y = g(x, t). \end{cases} \quad (19)$$

式中: n 为输入变量; y 为输出量; a 、 b 、 g 为未知函数。

在二阶滑模控制中, 一个为不连续的滑动变量函数, 另一个为连续的导函数:

$$\begin{cases} \dot{n} = -K_p |y|^r \operatorname{sgn}(y) + n_1, \\ \frac{dn_1}{dt} = -K_i \operatorname{sgn}(y). \end{cases} \quad (20)$$

定义磁链的滑模面函数为

$$S_\psi = \psi_r^* - \psi_r. \quad (21)$$

利用二阶滑模控制原理, 此时磁链控制器的表达式为

$$u_d^* = K_p |S_\psi|^r \operatorname{sgn}(S_\psi) + u_d, \quad (22)$$

$$\frac{d}{dt} u_d = K_i \operatorname{sgn}(S_\psi). \quad (23)$$

式中 K_i 、 K_p 为待设计参数, 且 K_i 、 $K_p > 0$ 。

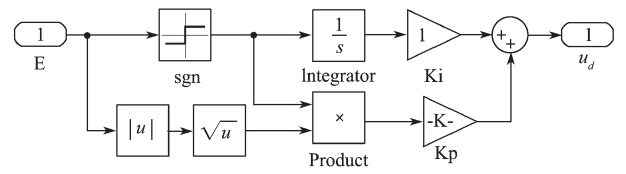
同样, 利用二阶滑模原理, 此时转矩控制器的表达式为

$$u_q^* = K_p |S_T|^r \operatorname{sgn}(S_T) + u_q, \quad (24)$$

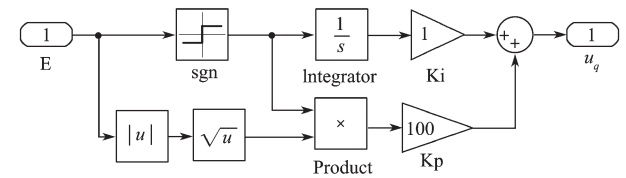
$$\frac{d}{dt} u_q = K_i \operatorname{sgn}(S_T). \quad (25)$$

式中 S_T 为转矩的滑模面函数。

令设计参数 $r=0.5$, 基于滑模控制的 DTC 控制框图如图 1 所示。



a) 磁链二阶滑模控制器



b) 转矩二阶滑模控制器

图 1 基于二阶滑模的 DTC 控制框图

Fig. 1 DTC control block diagram based on second order sliding mode

3.2 滑模观测器的设计

滑模控制系统是一种特殊的非线性控制系统, 它

与常规控制的根本区别在于控制的不连续性,即一种使系统“结构”随时变化的开关特性^[10-11]。这种方法实现的关键在于滑模面函数的选取和滑模增益的选择,既要保证收敛的速度,又要避免增益过大引起电机运行产生过大抖振^[12]。在PMSM控制系统中,该方法是基于给定电流与反馈电流间的误差,并由该误差来重构电机的反电动势、估算转子速度^[13]。

3.2.1 电流滑模观测器的搭建

电流SMO算法的设计是基于静止坐标系下的数学模型,电机方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & \omega_c(L_d - L_q) \\ -\omega_c(L_d - L_q) & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}, \quad (26)$$

式中 $[E_\alpha \ E_\beta]^T$ 为反电动势,其表达式为

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d - L_q)(\omega_c i_d - p i_q) + \omega_c \psi_f \\ -\sin \theta_c \\ \cos \theta_c \end{bmatrix}, \quad (27)$$

为方便观察扩展反电动势,将式(26)的电压方程改写为电流方程

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}, \quad (28)$$

$$\text{式中: } A = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R & -(L_d - L_q)\omega_c \\ (L_d - L_q)\omega_c & -R \end{bmatrix}.$$

为获得扩展反电动势的估计值,设计电流滑模为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (29)$$

式中: \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 为定子电流观测值; v_α 、 v_β 为观测器的控制输入。

将式(28)与式(29)作差,可得出电流的误差方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha - v_\alpha \\ E_\beta - v_\beta \end{bmatrix}, \quad (30)$$

式中: $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ 、 $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$, 均为电流观测误差。

滑模控制率设计为

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}, \quad (31)$$

式中:

$$k > \max \left\{ -R|\tilde{i}_\alpha| + E_\alpha \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha), -R|\tilde{i}_\beta| + E_\beta \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta) \right\}.$$

观测器的状态变化达到滑模面后,观测器状态会一直保持在滑模面上,根据滑模控制基本原理,可得:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha)_{\text{eq}} \\ k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta)_{\text{eq}} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

3.2.2 反正切函数的转子位置估计

实际控制量为不连续的高频切换信号,为提取连续的扩展反电动势估计值,需要加一个低通滤波器:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-\hat{E}_\alpha + k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha)) / \tau_0 \\ (-\hat{E}_\beta + k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta)) / \tau_0 \end{bmatrix}, \quad (33)$$

式中 τ_0 为低通滤波器时间常数。

在进行低通滤波处理时,滤除高频切换信号的同时,扩展反电动势的估计值也会相应变化,本研究采用反正切函数获得转子位置信息:

$$\hat{\theta}_{\text{eq}} = -\arctan(\hat{E}_\alpha / \hat{E}_\beta). \quad (34)$$

滤波处理获得的反电动势估算分量会引发相位延迟,通常需要在式(34)基础上加一个角度补偿,如式(35)所示:

$$\hat{\theta}_c = \hat{\theta}_{\text{eq}} + \arctan(\hat{\omega}_c / \omega_c). \quad (35)$$

式中 ω_c 为滤波器的截止频率。

反正切SMO算法的实现原理框图如图2所示。

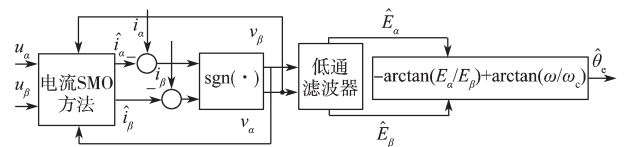


图2 反正切SMO原理框图

Fig. 2 Principle block diagram of arctangent SMO

4 系统建模仿真与结果分析

4.1 仿真模型的搭建

根据文中算法描述,在Matlab/Simulink环境下搭建仿真模型,以此验证基于二阶滑模的PMSM直接转矩控制系统在动态性能上的优势。其系统框图如图3所示。

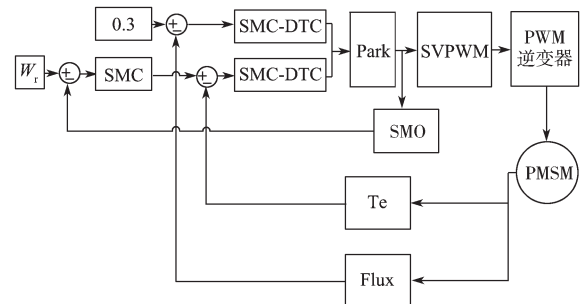


图3 基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制框图

Fig. 3 Direct torque control block diagram of permanent magnet synchronous motor based on second order sliding mode

根据滑模控制器的原理, 滑模速度控制环仿真模型如图4所示, 其中的参数设置为 $c=60$ 、 $\varepsilon=200$ 、 $m=300$ 。

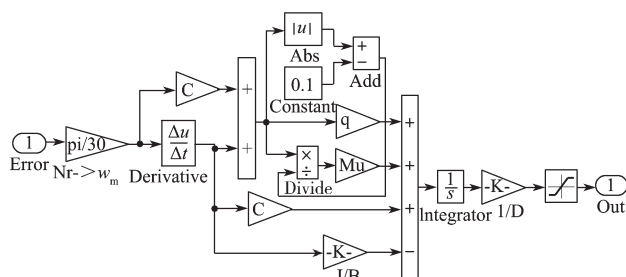


图4 滑模速度控制器仿真模型

Fig. 4 Simulation model of sliding mode speed controller

反正切观测器仿真模型如图5所示, 基于反正切函数部分仿真模型如图6所示。基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制系统仿真模型如图7所示, 永磁同步电机的参数设置如表1所示。其中的仿真的条件为 $V_{dc}=311$ V, SVPWM的开关频率为10 kHz, 仿真运行时间为0.4 s。

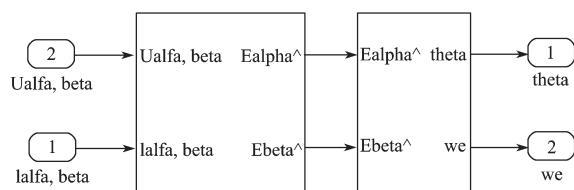


图5 反正切观测器仿真模型

Fig. 5 Simulation model of arctangent observer

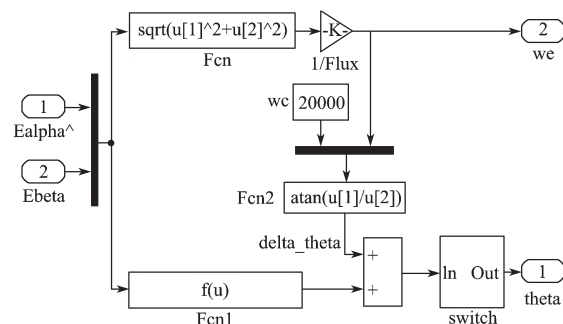


图6 滑模观测器中使用反正切函数仿真模型

Fig. 6 Simulation model use arctangent function in sliding mode observe

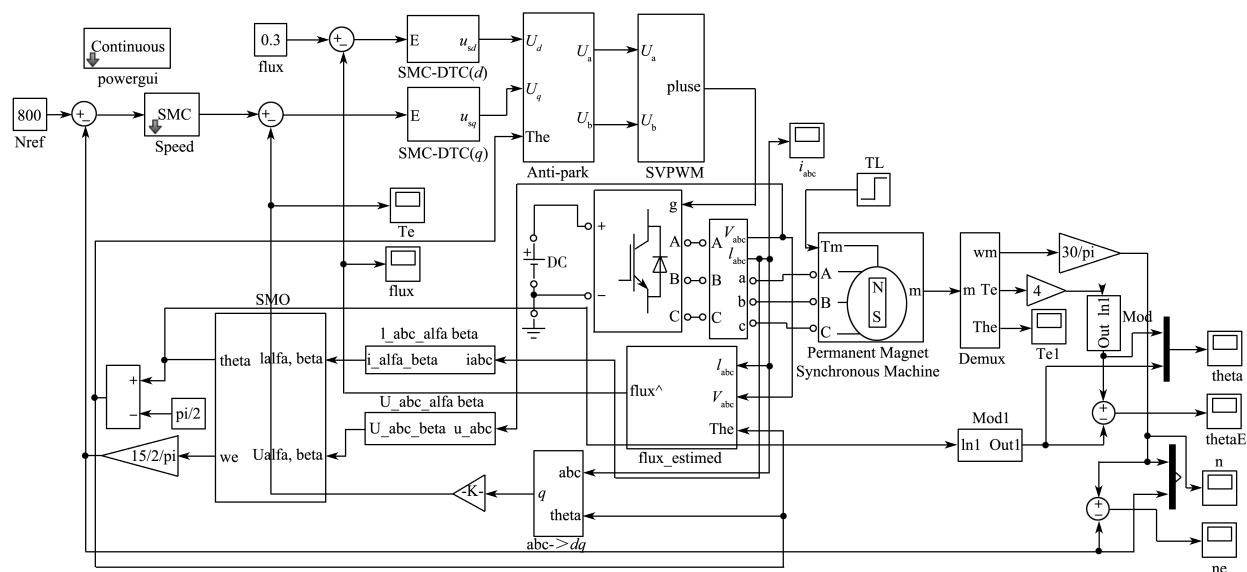


图7 基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制系统仿真模型

Fig. 7 Simulation model of PMSM direct torque control system based on second order sliding mode

表1 永磁同步电机参数

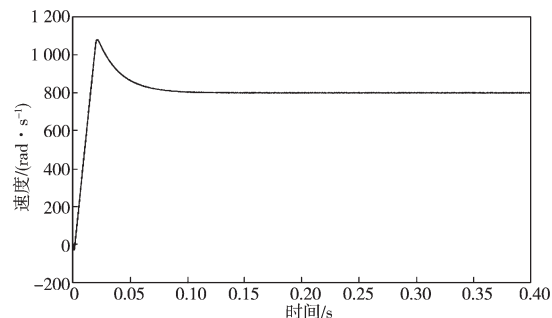
Table 1 Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	2.875
磁极对数 P_n	2
电感 L/mH	8.5
转动惯量 $J/(kgm^2)$	0.000 1
磁链 Ψ_f/Wb	0.175
阻尼系数 B	0.01

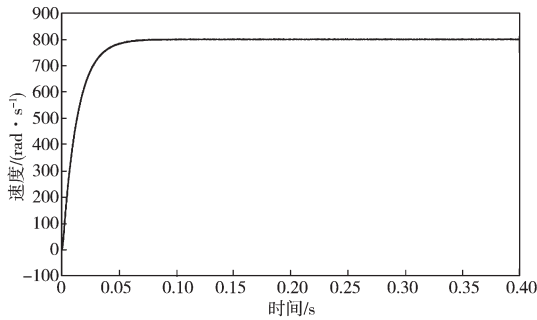
4.2 仿真结果与分析

永磁同步电机传统直接转矩控制和基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制仿真结果如图8~11所示。由图8a、b所示传统直接转矩系统转速波形与

改进后的控制系统转速波形可以看出, 与传统直接转矩控制相比, 改进后的转速观测值较为稳定, 超调量基本为0。



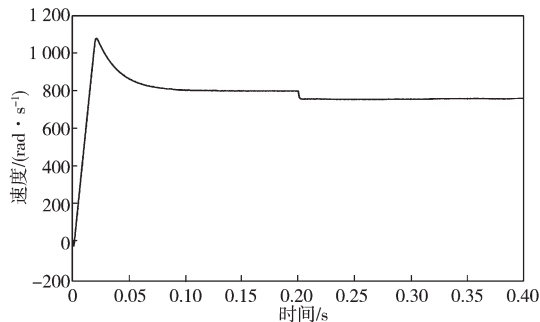
a) 传统直接转矩系统



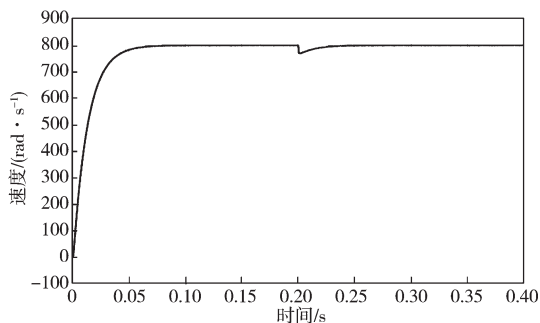
b) 基于二阶滑模的直接转矩系统

图8 系统转速波形

Fig. 8 System speed waveform



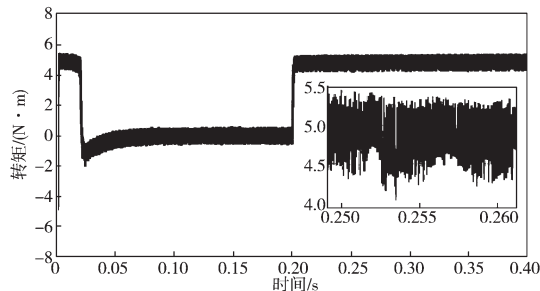
a) 传统直接转矩系统



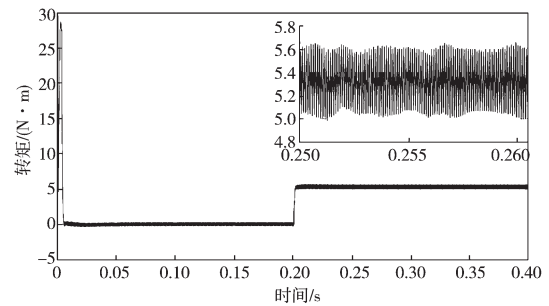
b) 基于二阶滑模的直接转矩系统

图9 $T_L=5\text{ N}\cdot\text{m}$ 时的系统转速波形Fig. 9 System speed waveform with $T_L=5\text{ N}\cdot\text{m}$

由图9可看出,系统动态加载 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 时,传统的直接转矩转速波形波动十分明显,超调量 σ 接近10%,调节时间为 0.07 s ,而改进后的控制系统转速波形响应速度快且超调量 σ 接近0,调节时间为 0.055 s 。在 0.2 s 后,传统直接转矩由于负载较大,无法恢复到额定转速,而改进后的控制系统能在较短时间内恢复到额定转速,表明系统的抗干扰能力增强。



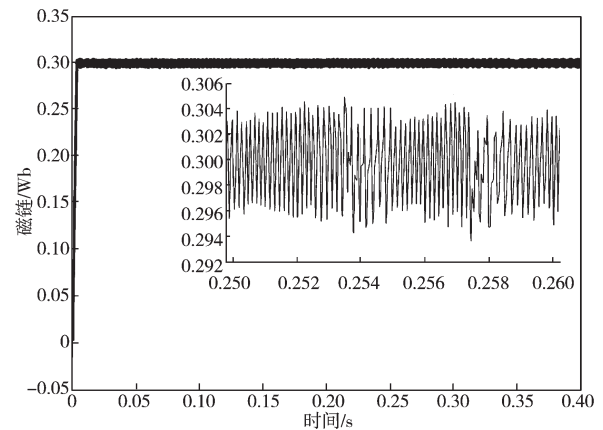
a) 传统直接转矩系统



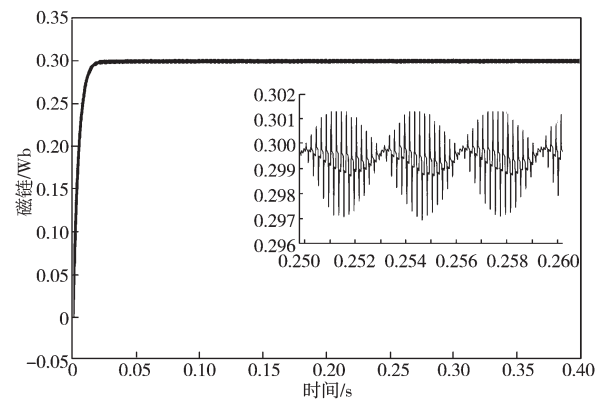
b) 基于二阶滑模的直接转矩系统

图10 $T_L=5\text{ N}\cdot\text{m}$ 时的系统电磁转矩波形Fig. 10 system electromagnetic torque waveform with $T_L=5\text{ N}\cdot\text{m}$

由图10可以看出,选取 $[0.250\text{ s}, 0.260\text{ s}]$ 时间段观察,传统直接转矩波动范围为 $4.0\sim 5.5\text{ N}\cdot\text{m}$,转矩波动为 $1.5\text{ N}\cdot\text{m}$,而改进后的系统转矩波动范围为 $5.0\sim 5.6\text{ N}\cdot\text{m}$,转矩波动为 $0.6\text{ N}\cdot\text{m}$,可见转矩波动范围明显减小。



a) 传统直接转矩系统



b) 基于二阶滑模的直接转矩系统

图11 系统磁链波形图

Fig. 11 Flux linkage waveform of system

由图11可看出,传统直接转矩控制系统的磁链波动为 $0.294\sim 0.304\text{ Wb}$,磁链脉动为 0.01 Wb ,而改进后的系统磁链波动范围为 $0.297\sim 0.301\text{ Wb}$,磁链脉动为 0.004 Wb ,可见磁链波动范围也明显减小,这样电机抖动噪声比明显减小。

根据上述的仿真曲线与分析可知, 传统直接转矩控制系统产生的超调量比较大, 响应时间比较长, 抖振严重; 改进后的基于二阶滑模直接转矩控制系统产生的超调量小, 响应时间短, 抖振很小, 抗干扰性能强, 具有较强的鲁棒性能。

5 结语

本研究提出了一种基于二阶滑模的直接转矩控制系统。用 SVPWM 空间矢量脉冲宽度调制技术代替滞环控制与开关表, 获取了更多连续的电压矢量, 使逆变器的开关频率得到控制。采用二阶滑模控制器调节磁链和转矩, 减少了电机参数与外界干扰对磁链和转矩控制的影响。仿真实验结果表明: 基于二阶滑模的直接转矩永磁同步电机调速系统, 在超调量、调节时间、转矩和磁链脉动上, 都优于传统直接转矩控制系统, 能较好地消除抖振, 提高了系统的抗干扰能力和鲁棒性能。

参考文献:

- [1] 宁博文, 刘莹, 程善美, 等. 基于参考磁链矢量计算的 PMSM 直接转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2017, 21(9): 1-7.
NING Bowen, LIU Ying, CHENG Shanmei, et al. Direct Torque Control of PMSM Based on Reference Flux Vector Calculation[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(9): 1-7.
- [2] GUO Yougui, PAN Dongqing, DENG Cheng, et al. Research on Direct Torque Control of Induction Motor Based on SVPWM[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(2): 483-491, 497.
- [3] 罗志伟, 谷爱昱, 洪俊杰, 等. 基于一种改进型滑模变结构控制的永磁同步电机伺服系统研究 [J]. 机床与液压, 2017, 45(19): 18-22.
LUO Zhiwei, GU Aiyu, HONG Junjie, et al. Research on Permanent Magnet Synchronous Servo System Based on an Improved Sliding Mode Variable Structure Control[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2017, 45(19): 18-22.
- [4] 肖萌, 史婷娜, 王志强, 等. 基于多级滞环控制器的永磁同步电机直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 4201-4211, 4300.
XIAO Meng, SHI Tingna, WANG Zhiqiang, et al. Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor with Multilevel Hysteresis Controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14): 4201-4211, 4300.
- [5] 吕帅帅, 林辉, 马冬麒. 基于最优占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(增刊 1): 35-42.
- [6] 朱元, 罗梦. 内插式永磁同步电机无速度传感器控制与研究 [J]. 微电机, 2015, 48(1): 33-36, 42.
ZHU Yuan, LUO Meng. Sensorless Control and Study of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Micromotors, 2015, 48(1): 33-36, 42.
- [7] 唐权, 胡益, 叶圣永, 等. 基于滑模变结构控制的 VSC-MTDC 输电系统控制策略研究 [J]. 电气自动化, 2017, 39(1): 29-33, 37.
TANG Quan, HU Yi, YE Shengyong, et al. A Study on Control Strategy for VSC-MTDC Transmission System Based on Sliding Mode Variable Structure Control[J]. Electrical Automation, 2017, 39(1): 29-33, 37.
- [8] 孙嘉伟, 郑泽东, 李永东. 无差拍直接转矩控制的 MRAS 参数辨识方法 [J]. 电气传动, 2018, 48(5): 3-7.
SUN Jiawei, ZHENG Zedong, LI Yongdong. Parameter Identification Based on MRAS Deadbeat-Direct Torque and Flux Control[J]. Electric Drive, 2018, 48(5): 3-7.
- [9] MORA A, ORELLANA A, JULIET J, et al. Model Predictive Torque Control for Torque Ripple Compensation in Variable-Speed PMSMs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4584-4592.
- [10] 王要强, 谢海霞, 秦明, 等. 基于转子磁场定向的永磁同步电机牵引控制策略 [J]. 现代电子技术, 2017, 40(1): 129-133.
WANG Yaoqiang, XIE Haixia, QIN Ming, et al. Permanent Magnet Synchronous Motor Traction Control Strategy Based on Rotor Field Orientation[J]. Modern Electronics Technique, 2017, 40(1): 129-133.
- [11] MANOHAR M, DAS S. Current Sensor Fault-Tolerant Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Flux-Linkage Observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(6): 2824-2833.
- [12] 毕坤, 邵民. 基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制 [J]. 微特电机, 2015, 43(9): 62-65.
BI Kun, SHAO Min. Research on Sliding Mode Variable Structure Control of PMSM Based on a Novel Reaching Law[J]. Small & Special Electrical Machines, 2015, 43(9): 62-65.
- [13] XIA Changliang, WANG Shuai, WANG Zhiqiang, et al. Direct Torque Control for VSI-PMSMs Using Four Dimensional Switching Table[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5774-5785.

(责任编辑: 姜利民)