

引用格式:董绍江,胡宇,王艳,等.一种改进的永磁同步电机直接转矩控制方法[J].北京化工大学学报(自然科学版),2019,46(3):105-111.

DONG ShaoJiang, HU Yu, WANG Yan, et al. An improved direct torque control method for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Beijing University of Chemical Technology (Natural Science), 2019, 46(3):105-111.

一种改进的永磁同步电机直接转矩控制方法

董绍江¹ 胡宇¹ 王艳² 姜保军¹ 蔡巍巍³ 江松秦¹ 张潇汀⁴

(1. 重庆交通大学 机电与车辆工程学院, 重庆 400074; 2. 重庆电力设计院有限责任公司, 重庆 401121;

3. 大陆汽车研发(重庆)有限公司, 重庆 400074; 4. 重庆交通大学 财务处, 重庆 400074)

摘要:针对传统的永磁同步电机直接转矩控制在低速运行时磁链和转矩脉动大,以及低速时定子电阻的变化导致磁链估算产生较大误差等影响电机稳定运行的问题,提出了一种改进的永磁同步电机直接转矩控制方法。该方法首先利用饱和函数—sat 函数代替二阶滑模算法中的符号函数,实现滑模控制切换的连续性,削弱滑模控制中的抖振;然后再利用改进的二阶滑模算法来设计速度和磁链控制器,替代传统的直接转矩中的滞环比较器,抑制转矩和转速的波动;最后通过在磁链估算中建立基于模糊比例积分(proportional integral, PI)控制的定子电阻补偿器,消除定子电阻变化对磁链估算的影响。仿真结果证明了所提方法的有效性与可行性。

关键词:直接转矩;永磁同步电机;二阶滑模算法;模糊比例积分(PI);定子电阻补偿

中图分类号: TH39 **DOI:** 10.13543/j.bhxbzr.2019.03.016

引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有功率密度大、可靠性强、调速范围宽等优点^[1],在机器人、汽车、精密制造设备等领域应用非常广泛。但是PMSM是一个强耦合、多变量的复合系统,要保证电机的有效运转,需采取相应的控制方法对PMSM的核心电磁转矩进行精确控制^[2-3]。

当前最常用的控制方法为矢量控制和直接转矩控制(direct torque control, DTC)^[4-5]。矢量控制需要通过坐标变换实现转矩与磁链的解耦,计算量大且对电机参数依赖性较强。直接转矩控制则采用滞环比较器实现对转矩和磁链的直接控制,不需要进行矢量解耦,具有控制结构简单、转矩动态响应良好等优点,但是传统的直接转矩控制存在转矩和磁链脉动较大以及低速时磁链估算误差大等问题,严重

影响了其应用^[6]。肖萌等^[7]提出将滞环控制器与离散扩展开关表相结合的方法,可以较为有效地抑制磁链与转矩的脉动,但需要依据不同的系统设置转矩和磁链的增减程度,控制结构比较复杂。张红伟等^[8]提出一种模糊DTC系统,依据估算的最优转矩和磁链来控制电机,但运行工况的变化会导致转矩与磁链产生误差,降低模糊DTC的性能。李福等^[9]通过改进电流环引入主动电阻,补偿定子电阻由于温度等因素所引起的变化,但该方法会在一定程度上引起系统的振荡和不稳定。Baratieri等^[10]提出一种变增益的二阶滑模算法,将其用于速度及反电势的估算,并通过实验验证了该算法能够减弱滑模观测中的抖动,但在低速下的控制效果不太明显。

以上方法在抑制磁链与转矩脉动上都存在较大的局限性,为了解决永磁同步电机低速运行时磁链和转矩脉动大,以及定子电阻变化导致磁链估算产生较大误差等问题,本文提出了一种基于改进二阶滑模算法和定子电阻补偿的方法对永磁同步电机直接转矩控制进行优化。该方法通过构建滑模控制器以代替传统的速度和磁链控制器,同时在磁链估算中建立基于模糊比例积分(PI)控制的定子电阻补偿器来抑制定子电阻变化对系统的影响,仿真结果表明转矩及磁链的脉动得到明

收稿日期:2018-10-29

基金项目:国家自然科学基金(51775072);重庆市科委基础与前沿项目(cstc2017jcyjAX0279)

第一作者:男,1982年生,教授

E-mail: 913264318@qq.com

显的抑制。

1 永磁同步电机数学模型

忽略电机铁心不饱和及磁滞、涡流损耗等因素,在 dq 坐标系下,永磁同步电机的电压方程为

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

则定子磁链在 dq 坐标系下的方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} P_0 (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3)$$

对于隐极式永磁同步电机有 $L_d = L_q$, 故而有

$$T_e = \frac{3}{2} P_0 \psi_f i_q \quad (4)$$

运动方程为

$$T_e - T_L - B\omega_r = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5)$$

式中, T_e 为电磁转矩; T_L 为电机负载转矩; B 为黏滞系数; J 为转动惯量; P_0 为极对数; L_d 、 L_q 分别为 d 轴、 q 轴的电感; ω_r 为转子机械角速度; R_s 为定子电阻; i_d 、 i_q 分别为 d 轴、 q 轴的电流。

2 基于二阶滑模的转矩及磁链控制器

传统的永磁同步电机直接转矩控制在运行时磁链和转矩脉动较大,为了抑制这种现象以实现电机的平稳控制,选用二阶滑模控制中的 Super-Twisting 算法^[11-12]。该算法结合了滑模控制器和 PI 控制的优点,主要通过控制误差及误差的积分来构造控制器,与其他控制方法相比具有更好的鲁棒性和动态特性^[13]。Super-Twisting 滑模控制包括两个方面,一个是不连续的滑动变量函数,另一方面是连续的导函数,因此有

$$u = -K_p |y|^r \text{sgn}(y) + u_1 \quad (6)$$

$$\frac{du_1}{dt} = -K_i \text{sgn}(y) \quad (7)$$

式中, u_1 为输入量, K_p 、 $K_i > 0$, 为待设计参数, $\text{sgn}(y)$ 为开关函数。

但滑模控制中存在抖振现象,影响系统控制的稳定性。为削弱抖振的影响,在滑模控制中引入边界层法,利用饱和函数 $\text{sat}(s, \delta)$ 代替 $\text{sign}(s)$ 。饱和

函数公式为

$$\text{sat}(s, \delta) = \begin{cases} \frac{s}{\delta}, & |s| < \delta \\ \text{sign}(s), & |s| \geq \delta, k > 0, \delta > 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中, k 为趋近率, δ 为边界层厚度。

为获得磁链控制器表达式,将磁链的滑模面控制函数定义为

$$s_\psi = \psi_s^* - \psi_s \quad (9)$$

滑模控制器按照式(6)、(7)得

$$u_d^* = -K_p |s_\psi|^r \text{sat}(s_\psi) + u_d \quad (10)$$

$$\frac{du_d}{dt} = -K_i \text{sat}(s_\psi) \quad (11)$$

假设定子磁链幅值 ψ_s 是常数,则电磁转矩的微分方程为

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2} p_0 \psi_s \frac{d}{dt} i_q \quad (12)$$

为获得转矩控制器表达式,将转矩滑模面控制函数定义为

$$s_T = T_e^* - T_e \quad (13)$$

$$u_q^* = -K_p |s_T|^r \text{sat}(s_T) + u_q \quad (14)$$

$$\frac{du_q}{dt} = -K_i \text{sat}(s_T) \quad (15)$$

转矩滑模控制器和磁链滑模控制器构成框图如图1所示。

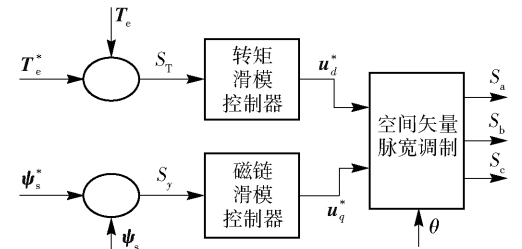


图1 转矩滑模控制器和磁链滑模控制器原理图

Fig.1 Torque sliding mode controller and flux linkage sliding mode controller

3 基于模糊 PI 的定子电阻补偿

3.1 定子电阻补偿器设计

电机在运行时由于自身温度变化导致定子电阻发生改变,而在低速时由于电流较大,对于磁链观测的影响尤为明显,会导致转矩脉动变大。因此,为了更好地实现对永磁同步电机的控制,本文在改进二阶滑模控制的磁链观测中加入定子电阻补偿器,进一步减小估算磁链的误差。在 PMSM 两相定子坐标中可以得到定子磁链为

$$\psi_s = \int (V_s - R_s i_s) \quad (16)$$

式中, ψ_s 为定子磁链矢量, V_s 为电压矢量, R_s 为定子电阻矢量, i_s 为定子电流矢量。

从式(16)可以看出定子电阻的变化会导致磁链估算产生误差,同时由式(3)可知磁链的变化将会使转矩也发生变化,尤其在低速时电流较大,电阻压降将会占据很大的比例。定子电阻的任何变动都会对磁链的估算带来比较大的误差,进而使得转矩发生较大的波动,降低控制性能,因此本文提出了如图 2 所示的定子电阻补偿方法来抑制定子电阻的变化。

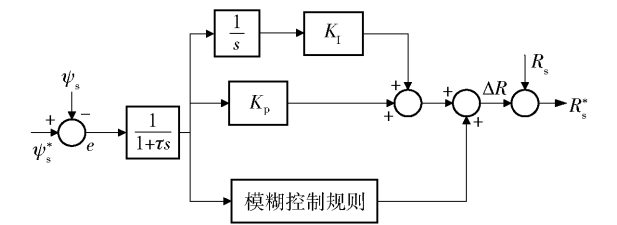


图 2 基于模糊控制的定子补偿原理图

Fig. 2 Schematic diagram of stator compensation based on fuzzy control

定子的电阻变化将会导致估算磁链 ψ_s 改变,则 ψ_s 与参考磁链 ψ_s^* 之间产生误差 e 。误差 e 通过一个低截止频率的低通滤波器削弱高频噪声,随后再把获取的信号输入到模糊 PI 控制器,该控制器输出的则为定子电阻的变化量 ΔR_s , ΔR_s 的表达式为

$$\Delta R_s = \left(k_p + k_i \frac{1}{s} \right) \Delta \psi_s \quad (17)$$

式中, k_p 和 k_i 分别为比例增益和积分增益。

最后再将变化量 ΔR_s 与之前的定子电阻 R_s 进行求和得到最终的电阻值 R_s^* 。

3.2 模糊控制规则设计

模糊控制对被控对象的依赖程度较低,与其他控制方法相比对参数变化有着较强的自适应性,因此控制的精度也相对较高^[14]。为了减少磁链对控制系统的影响,将估算磁链 ψ_s 与参考磁链 ψ_s^* 之间产生的误差 e 以及误差变化率 e^* 作为输入变量,考虑到控制精度以及模糊运算量,将模糊集合元素设定为 7 个,其模糊语言为 {NB(负大), NM(负中), NS(负小), ZE(零), PS(正小), PM(正中), PB(正大)}, 误差 e 论域以及误差变化率 e^* 论域为 $[-6, 6]$, 取偏差变化范围为 $[-3, 3]$, 偏差的变化率为 $[-0.6, 0.6]$, 则量化因子 $K_e = 2, K_{ec} = 10$ 。构

建的模糊控制规则为:当 e 较小时,使 ΔK_p 和 ΔK_i 输出量变大;当 e 处于中间范围时, ΔK_p 和 ΔK_i 输出量取适中值;当 e 较大时,将 ΔK_p 取值变大, ΔK_i 取值变小。具体控制规则如表 1 所示,隶属度函数如图 3 所示。

表 1 控制规则

Table 1 Control rules

e	输出						
	$e^* =$	$e^* =$	$e^* =$	$e^* =$	$e^* =$	$e^* =$	$e^* =$
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NM	NM	NS	ZE	ZE
NS	NB	NM	NM	NS	ZE	ZE	PS
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NS	ZE	ZE	PS	PM	PM	PB
PM	ZE	ZE	PS	PM	PM	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

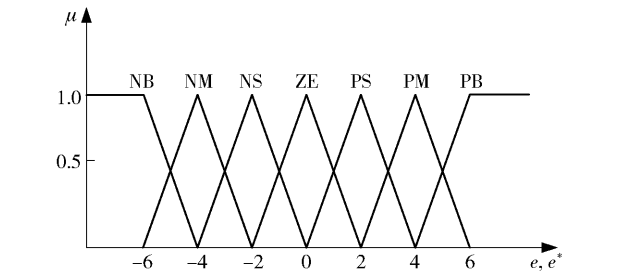


图 3 模糊控制器输入量 e 和 e^* 隶属度函数

Fig. 3 Membership function of input e and e^* of the fuzzy controller

模糊控制器输出量为 ΔK_p 和 ΔK_i , 其论域为 $[-3, 3]$, 都选用三角形隶属函数,采用 Mamdani 模糊推理算法和重心法进行判定, ΔK_p 和 ΔK_i 的隶属度函数如图 4 所示。

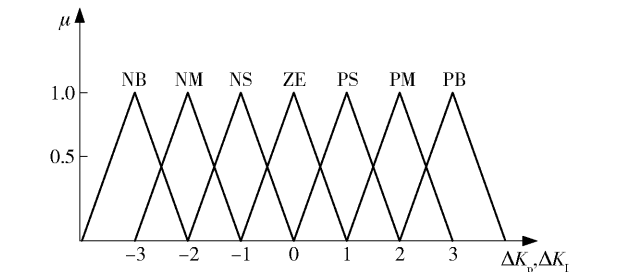


图 4 模糊控制器输出量 ΔK_p 和 ΔK_i 隶属度函数

Fig. 4 Membership function of output ΔK_p and ΔK_i of the fuzzy controller

4 仿真结果分析

利用 Matlab/Simulink 建立永磁同步电机控制模型,分别采用传统直接转矩方法和加入滑模控制的直接转矩方法与本文所提方法进行比较。仿真中永磁同步电机参数如表 2 所示。

表 2 永磁同步电机参数

Table 2 Parameters of the permanent magnet synchronous motor

参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	1.5
极对数 P_0	2
电感 L_s/mH	8.5
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{cm}^2)$	0.000 8
磁链 ψ_f/Wb	0.185
黏滞系数 $B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})^{-1})$	0.001

在仿真过程中给定转速 ω_r 为 100 r/min,给定定子磁链 ψ_s^* 为 0.22 Wb,初始负载转矩加载为 1 N·m,之后在 0.2 s 时将负载转矩突加至 1.5 N·m。

图 5 所示为补偿后的电阻与实际电阻曲线图。从图中可以看出在电机稳定运行时,补偿后的电阻 R_s^* 能够比较好地跟随实际定子电阻,同时由图 6(b)、图 7(b)及图 8(b)对比可知,传统直接转矩磁链波动处于 0.214 Wb ~0.224 Wb,磁链脉动为 0.01 Wb;基于二阶滑模控制的磁链波动处于 0.217 Wb ~0.222 Wb,磁链脉动为 0.005 Wb;而本文所提方法磁链波动为 0.219 4 ~0.221 5 Wb,磁链脉动为 0.002 1 Wb。可以得出本文方法的磁链脉动比传统方法减少了 79%,比基于二阶滑模控制的磁链脉动减少了 58%。由此可见,基于定子电阻补偿的方法可以有效降低电机低速时定子电阻变化对磁链估算的影响。

从图 6(a)可以看出在低速下传统的直接转矩控制方法速度一直在波动,稳定性较弱,同时在 0.2 s 突加载荷后波动很大。从图 7(a)可以看出基于二阶滑模控制的转速较为平稳,响应也比较快,在 0.03 s 达到稳定值,但存在较大的超调现象,同时在 0.2 s 突加载荷后波动较大。从图 8(a)可以看出本文所提方法转速能够精确快速地达到给定速度,在 0.02 s 就可以趋于稳定,抗干扰能力强,渐近收敛且超调量比较小。

从图 6(c)转矩波形图可知,在电机稳定运行

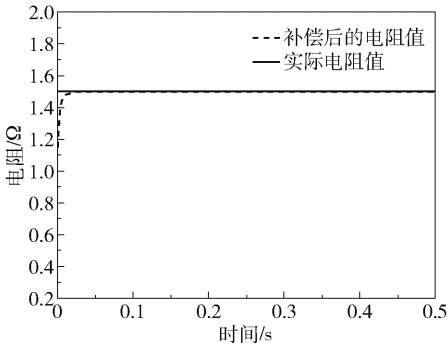
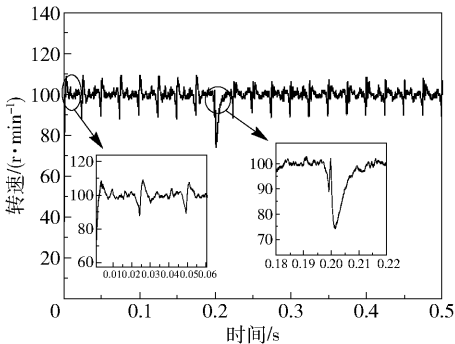
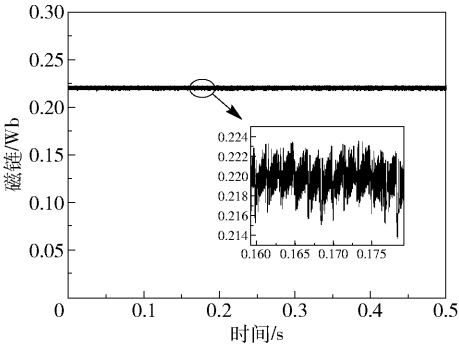


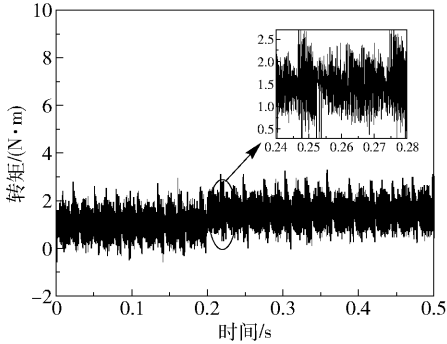
图 5 补偿后的电阻与实际电阻曲线图
Fig. 5 Diagram of resistance and actual resistance after compensation



(a) 转速波形图



(b) 磁链波形图



(c) 转矩波形图

图 6 传统永磁同步电机 DTC 的转速、磁链和转矩波形图
Fig. 6 Waveforms of DTC speed, flux linkage and torque of a traditional permanent magnet synchronous motor

后,传统的永磁同步电机直接转矩波动范围在 0.5 ~

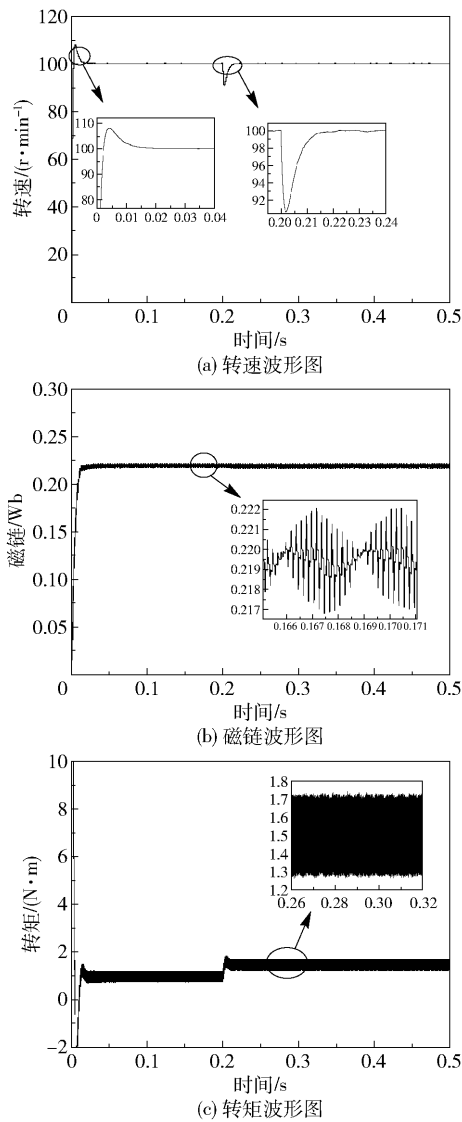


图 7 基于二阶滑模控制的永磁同步电机 DTC 的转速、磁链和转矩波形图

Fig.7 Speed, flux linkage and torque waveforms of permanent magnet synchronous motor DTC based on second-order sliding mode control

2.5 N·m, 转矩脉动为 2 N·m; 由图 7(c) 转矩波形图可以看出基于二阶滑模控制转矩波动范围在 1.3 ~ 1.7 N·m, 转矩脉动为 0.4 N·m; 由图 8(c) 转矩波形图可以看出本文所提的方法转矩波动范围为 1.4 ~ 1.6 N·m, 转矩脉动为 0.2 N·m, 比传统的直接转矩控制方法的转矩脉动减少了 90%, 比基于二阶滑模控制方法的转矩脉动减少了 50%, 说明转矩脉动得到了有效的抑制。

5 结论

(1) 提出一种基于改进二阶滑模算法和定子

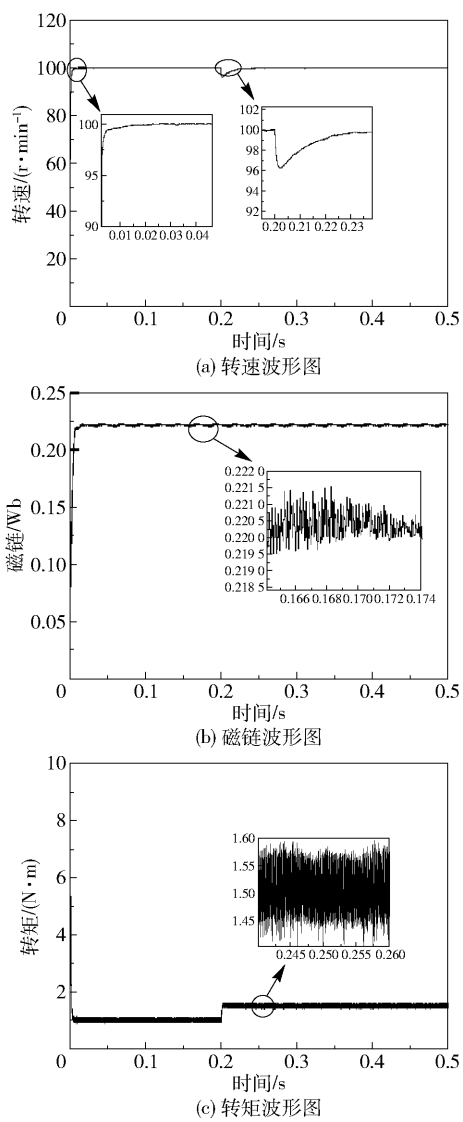


图 8 本文所提方法的转速、磁链和转矩波形图

Fig.8 The waveforms of speed, flux linkage and torque of the method presented in this paper

电阻补偿的永磁同步电机直接转矩控制方法, 与传统的直接转矩控制方法和基于二阶滑模的永磁同步电机直接转矩控制方法的仿真结果比较表明, 所提方法的磁链脉动比传统方法的磁链脉动减少了 79%, 比基于二阶滑模控制磁链脉动减少了 58%, 降低了低速时定子电阻变化对磁链估算的影响。

(2) 在传统滑模控制的基础上, 以饱和函数 sat 取代 sign 函数, 能够有效削弱滑模控制中的抖振, 增强系统控制的平稳性。

(3) 本文所提方法在转速上能够更快达到给定速度, 超调量比较小, 抗干扰能力强, 同时转矩脉动比传统的直接转矩控制方法脉动减少了

90%,比基于二阶滑模控制方法的转矩脉动减少了50%,有效抑制了转矩脉动,提升了系统的控制性能。

参考文献:

- [1] SIDDHAPURA K, JADEJA R. Design and simulink modelling of an adaptive gain variation sliding-model control algorithm for sensorless permanent magnet synchronous motor drive [J]. *Materials Today: Proceedings*, 2018, 5(1): 596-609.
- [2] HUANG C F, LIAO T L, CHEN C Y, et al. The design of quasi-sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor with unmatched uncertainties [J]. *Computers and Mathematics with Applications*, 2012, 64(5): 1036-1043.
- [3] 吕帅帅, 林辉, 李兵强. 面装式永磁同步电机无差拍直接转矩控制[J]. *电机与控制学报*, 2017, 21(9): 88-95.
LÜ S S, LIN H, LI B Q. Deadbeat direct torque control for surface permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2017, 21(9): 88-95. (in Chinese)
- [4] BABAEI M, ASGHAREI R, AHMARINEJAD A. Electromagnetic torque and speed estimators for permanent magnet synchronous motor drive systems[J]. *Energy Procedia*, 2016, 100: 291-296.
- [5] SALEM F B, DERBEL N. Second-order sliding-mode control approaches to improve low-speed operation of induction machine under direct torque control[J]. *Electric Power Components and Systems*, 2016, 44(17): 1969-1980.
- [6] 郭磊磊, 张兴, 杨淑英, 等. 一种改进的永磁同步发电机模型预测直接转矩控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(18): 5053-5061.
GUO L L, ZHANG X, YANG S Y, et al. An improved model predictive direct torque control method for permanent magnet synchronous generator[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(18): 5053-5061. (in Chinese)
- [7] 肖萌, 史婷婷, 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.
XIAO M, SHI T N, WANG Z Q, et al. Direct torque control for permanent magnet synchronous motor with multilevel hysteresis controller [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(14): 4201-4211. (in Chinese)
- [8] 张红伟, 王海林. PMSM 无传感器模糊直接转矩控制系统[J]. *控制工程*, 2017, 24(11): 2394-2398.
ZHANG H W, WANG H L. Sensorless fuzzy direct torque control system for PMSM [J]. *Control Engineering of China*, 2017, 24(11): 2394-2398. (in Chinese)
- [9] 李福, 廖勇, 林豪. 引入主动电阻的永磁同步电机电流环改进控制策略研究[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(15): 4495-4502.
LI F, LIAO Y, LIN H. A modified strategy for the current controller employing active resistance for permanent magnet synchronous machines [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(15): 4495-4502. (in Chinese)
- [10] BARATIERI C L, PINHEIRO H. New variable gain super-twisting sliding mode observer for sensorless vector control of nonsinusoidal back-EMF PMSM [J]. *Control Engineering Practice*, 2016, 52: 59-69.
- [11] LI L B, SUN L L, ZHANG S Z. Mean deviation coupling synchronous control for multiple motors via second-order adaptive sliding mode control [J]. *ISA Transactions*, 2016, 62: 222-235.
- [12] 张庆超, 马瑞卿, 皇甫宜耿, 等. 电机转速环节 Super-Twisting 算法二阶滑模控制律设计与研究[J]. *西北工业大学学报*, 2016, 34(4): 669-676.
ZHANG Q C, MA R Q, HUANGPU Y G, et al. Design and research of second order sliding mode control law of Super-Twisting algorithm for motor speed link[J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2016, 34(4): 669-676. (in Chinese)
- [13] 万东灵, 赵朝会, 王飞宇, 等. 基于 Super-twisting 滑模永磁同步电机驱动的转速和转矩控制[J]. *电机与控制应用*, 2017, 44(10): 42-47.
WAN D L, ZHAO C H, WANG F Y, et al. Super-twisting sliding mode control of speed and torque in permanent magnet synchronous machine drives [J]. *Electric Machines and Control Application*, 2017, 44(10): 42-47. (in Chinese)
- [14] 林远, 卢子广, 卢泉, 等. 基于模糊 PI 矢量控制的异步电机调速系统[J]. *电气传动*, 2017, 47(8): 15-18.
LIN Y, LU Z G, LU Q, et al. Induction motor speed control system based on fuzzy PI vector control[J]. *Electric Drive*, 2017, 47(8): 15-18. (in Chinese)

An improved direct torque control method for permanent magnet synchronous motor

DONG ShaoJiang¹ HU Yu¹ WANG Yan² JIANG BaoJun¹ CAI WeiWei³

JIANG SongQin¹ ZHANG XiaoTing⁴

(1. School of Mechanical and Vehicular Engineering, Chongqing Jiaotong University, Chongqing 400074;

2. Chongqing Electric Power Design Institute Limited Liability Company, Chongqing 401121;

3. Continental Automobile Research and Development (Chongqing) Limited Company, Chongqing 400074;

4. Finance Office, Chongqing Jiaotong University, Chongqing 400074, China)

Abstract: The traditional permanent magnet synchronous motor direct torque control suffers from the problems of large flux linkage and torque ripple when operating at low speeds. At low speed, the stator resistance changes significantly, resulting in large errors in the flux linkage estimation, which will aggravate this phenomenon. These problems can affect the stability of the motor at low speeds. Therefore, an improved direct torque control method for a permanent magnet synchronous motor is proposed. This method uses the saturation function (sat function) instead of the symbol function in the second-order sliding mode algorithm to achieve the continuity of sliding mode control switching, which decreases the chattering in sliding mode control. Then, the improved second-order sliding mode algorithm is used to design the speed and flux controller—instead of the hysteresis comparator employed in the traditional direct torque control—in order to suppress the fluctuation of torque and speed. Finally, a fuzzy PI-based stator resistance compensator is incorporated in the flux linkage estimation to eliminate the influence of stator resistance variation on flux linkage estimation. The simulation results demonstrate the effectiveness and feasibility of the proposed method.

Key words: direct torque; permanent magnet synchronous motor; second order sliding mode control; fuzzy proportional integral (PI); stator resistance compensation

(责任编辑: 吴万玲)