

模糊内模控制的永磁无刷直流电机控制研究^{*}

王维强, 程 梁, 曾晓松, 严运兵

(武汉科技大学汽车与交通工程学院, 湖北 武汉 430065)

摘 要: 永磁无刷直流电机在日常生活和工业领域中有着广泛的应用。随着控制要求的不断提升, 传统双闭环永磁无刷电机控制系统已逐渐无法满足实际需求。针对控制要求, 提出了内模控制与模糊控制相结合的驱动方式。在内模控制与双闭环控制相结合的基础上加入了模糊控制, 电流环采用内模 PI 控制, 转速环采用内模 PI 与模糊的共同控制。试验结果表明: 基于模糊-内模控制的驱动系统在响应速度、超调量、转矩波动等性能方面与传统双闭环控制系统相比, 都有明显优势。

关键词: 永磁无刷直流电机; 内模控制; 模糊控制; 控制系统

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)06-0049-06

Research on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive Based on Fuzzy Internal Model Control^{*}

WANG Weiqiang, CHENG Liang, ZENG Xiaosong, YAN Yunbing

(School of Automobile and Traffic Engineering, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430065, China)

Abstract: Permanent magnet brushless DC motors had been widely used in daily life and industrial fields. With the continuous improvement of control requirements, the traditional double-closed-loop permanent magnet brushless motor control system had gradually failed to meet the actual needs. Aiming at the control requirements, a driving method combining the internal model control and the fuzzy control was proposed. On the basis of the combination of the internal model control and the double-closed-loop control, the fuzzy control was added. The current loop was controlled by internal model PI, and the speed loop was controlled by internal model PI and fuzzy. The experimental results showed that the drive system based on fuzzy internal model control had obvious advantages compared with the traditional double-closed-loop control system in terms of response speed, overshoot and torque fluctuation.

Key words: permanent magnet brushless DC motor; internal model control; fuzzy control; control system

0 引 言

随着科学技术的发展, 人们对电机控制系统的要求逐渐提升, 必须更好满足响应的快速性、负载突变的稳定性、超调的可控性等要求^[1-2]。

传统双闭环控制系统已无法满足对控制精度等各种性能的要求。夏斯权^[3]提出一种优化

人工鱼群算法, 将该算法与双闭环调速系统结合, 通过多次不断筛选来寻找满足调速系统要求的 PI 参数。李东等^[4]通过双 H 桥变换器来补偿电流, 减少非换相时的电流波动, 从而改善电机转矩脉动。程启明等^[5]利用遗传算法可以自动寻找最优解的特点, 提出参数可变的 PID 来控制无刷直流电机。郑光等^[6]在改进的 RBF

^{*} 基金项目: 湖北省科技创新专项重点项目(2018AAA060); 中央引导地方科技发展专项(2018ZYDD027)

作者简介: 王维强(1967—), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为汽车新能源与电子技术。

程 梁(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电动汽车电机及控制。

严运兵(1969—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源汽车电控技术。

神经网络 PID 基础上,研发了一种双闭环直流调速系统。

内模控制(IMC)是从化学工艺制造过程中发展起来的,对被控对象的数学模型准确度要求较低,系统跟踪响应速度快,超调量小,能较好地过渡突发扰动^[7]。本文结合 IMC 的优势和模糊控制的特点,在 IMC 与双闭环控制相结合的基础上,加入了模糊控制。由于转速环决定系统性能,外界噪声及内部波动给电流环带来的扰动可以通过转速环加以抑制和弥补,因此电流环采用内模 PI 控制,转速环采用内模 PI 与模糊的共同控制,设计了基于模糊-内模控制的驱动系统,具有一定的工程应用价值。

1 双闭环直流驱动系统原理

双闭环系统通过转速调节器(ASR)和电流调节器(ACR),来利用电流和转速两种反馈,如图 1 所示。ACR 的输入为 ASR 的输出,以此实现 ASR 对电力电子变换器的控制。

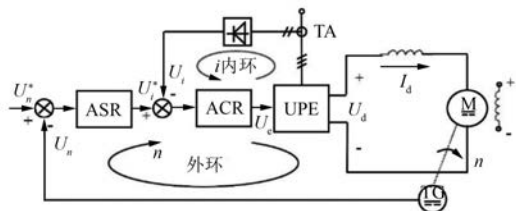


图1 双闭环驱动系统原理

图 1 中, U_n^* 、 U_n 分别为转速给定和反馈电压; U_i^* 、 U_i 分别为电流给定和反馈电压; n 、 i 分别为反馈转速和反馈电流; U_c 、 U_d 分别为控制电压和整流器输出电压; I_d 为电机电枢电流; TA、UPE、TG、M 分别为电流互感器、电力电子变换器、测速发电机和电动机。

双闭环驱动系统的主导调节器是转速环,其作用是转速给定电压发生变化后,转速能很快响应,并跟随电压的变化,在重新达到稳态后还可控制转速误差。在转速环调节的过程中,电流环的功能是根据 ASR 的输出量不断调整电流的大小,当电动机启动时出现过载或正常运行时出现堵转,ACR 能限制电路中的电流值,起到保护电路的作用。

2 控制器设计

2.1 内模控制的基本原理

传统反馈控制系统结构如图 2 所示,其中, $C(s)$ 、 $D(s)$ 、 $G(s)$ 分别为反馈控制器、不可测干扰、被控对象; $R(s)$ 、 $Y(s)$ 分别为系统的输入信号和输出信号。系统的输出即为反馈信号,控制系统其他因素的影响与 $D(s)$ 的加入所造成的影响,共同形成负反馈,但是 $C(s)$ 无法准确识别,系统不能及时获得补偿,会对控制效果造成一定影响^[8]。

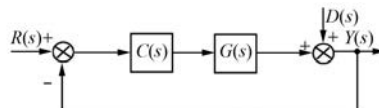


图2 传统反馈控制系统结构

将图 2 通过内模变换,转换成控制结构,如图 3 所示。 $\hat{G}(s)$ 、 $C_{IMC}(s)$ 分别表示被控对象的内模和等效控制器; $\hat{d}(s)$ 、 $Y_m(s)$ 分别为转速和电流反馈信号。

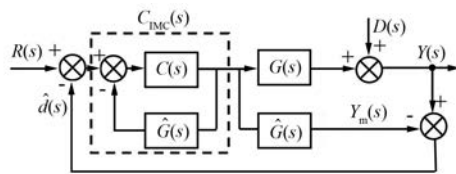


图3 等效内模控制结构

根据结构框图可得:

$$C_{IMC}(s) = \frac{C(s)}{1 + \hat{G}(s)C(s)} \quad (1)$$

$$C(s) = \frac{C_{IMC}(s)}{1 - \hat{G}(s)C_{IMC}(s)} \quad (2)$$

将图 3 再作变换可得等效反馈控制结构如图 4 所示,与内模控制结构等价。IMC 为经典控制中的一种,其等效控制器 $F(s)$ 与 $\hat{G}(s)$ 及 $C_{IMC}(s)$ 存在一定关系,即:

$$F(s) = [I - C_{IMC}(s)\hat{G}(s)]^{-1}C_{IMC}(s) \quad (3)$$

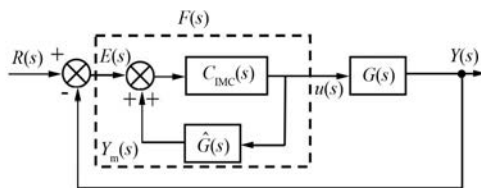


图4 等效反馈控制结构

工业设计中,在不考虑系统稳定性和抗干扰能力的前提下,设计一个理想的控制器,再在控制系统中加入低通滤波器 $L(s)$,为了使系统的动态特性和稳定性满足要求,需要不断调整 $L(s)$ 的结构和参数。若 $\hat{G}(s)$ 已知, $\hat{G}^{-1}(s)$ 为逆内模,采用式(4)所表达的控制器,则可使反馈系统具有一定的稳定性^[9]。

$$C_{\text{IMC}}(s) = \hat{G}^{-1}(s)L(s) \quad (4)$$

2.2 驱动系统 ACR 的内模控制设计

在忽略反电动势干扰的情况下,根据 IMC 理论,电流环的动态结构图如图 5 所示。其中: β 、 K_s 、 R 分别为电流反馈系数、整流器放大倍数和电枢回路总电阻; T_i 、 $T_{\Sigma i}$ 分别为电枢回路时间常数和电流环时间常数。

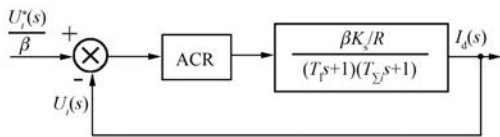


图 5 电流环动态结构

假设被控电机主要参数与控制模型相匹配,则电流环的内模、电流环的逆内模、等效反馈控制器 ACR 依次为

$$\hat{G}(s) = \frac{\beta K_s}{R(T_i s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1)} \quad (5)$$

$$\hat{G}^{-1}(s) = \frac{R}{\beta K_s}(T_i s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1) \quad (6)$$

$$W_{\text{ACR}}(s) = \frac{\lambda_i R(T_i s + 1)(T_{\Sigma i} s + 1)}{\beta K_s s} \quad (7)$$

式中: λ_i ——根据电流环性能指标确定的时间常数。

由式(7)可以看出,内模控制方法设计的 ACR 与 PID 调节器的传递函数形式有类似之处,但其传递函数 $W_{\text{ACR}}(s)$ 中的可调参数只有 λ_i 。

2.3 驱动系统 ASR 的内模控制设计

在电流环设计好的前提下将其进行等效。当被控对象与内模控制模型匹配时,系统输出为

$$Y(s) = \frac{C_{\text{IMC}}(s)G(s)}{1 + C_{\text{IMC}}(s)[G(s) - \hat{G}(s)]}R(s) + \frac{1 - \hat{G}(s)C_{\text{IMC}}(s)}{1 + C_{\text{IMC}}(s)[G(s) - \hat{G}(s)]}D(s) \quad (8)$$

假设 $G(s) = \hat{G}(s)$ 、 $D(s) = 0$, 则 $Y(s) = L(s)R(s)$, 电流环的等效传递函数为 $Y(s)/R(s) = L(s)$ 。由等式可知电流环的等效传递函数只与 $L(s)$ 的参数有关,说明采用内模设计后,系统的控制性能不依赖于被控对象的原始参数。电流环的等效传递函数为

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} = \frac{Y(s)}{\beta R(s)} = \frac{1/\beta}{(1/\lambda_i)s + 1} \quad (9)$$

将式(9)代入反馈系统中,则等效变换后的结构如图 6 所示。其中: α 、 C_e 、 T_m 、 T_{on} 分别为转速反馈系数、电动势常数、机电时间常数和转速滤波器时间常数。

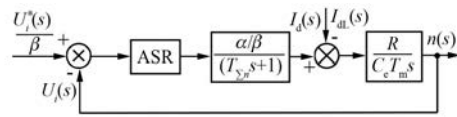


图 6 等效后的转速环结构

为了计算方便,令 $T_{\Sigma n} = 1/\lambda_i + T_{on}$ 。设 $K_1 = \alpha/\beta$ 、 $K_2 = R/(C_e T_m)$ 、 $K = K_1 K_2$ 、 $T = T_{\Sigma n}$, 则 ASR 的被控对象的传递函数、转速环逆内模、等效反馈控制器分别为

$$P(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (10)$$

$$\hat{G}^{-1}(s) = \frac{s(Ts + 1)}{K} \quad (11)$$

$$W_{\text{ASR}}(s) = \frac{(Ts + 1)(2\lambda_n s + 1)}{K\lambda_n^2 s} \quad (12)$$

式中: λ_n ——根据转速环性能指标确定的时间常数。

2.4 模糊控制器的设计

控制器采用 Mamdani 二维模糊,其输入变量分别为转速偏差 e 、偏差变化率 Δe ,电流信号为输出变量 u 。模糊内模控制器结构如图 7 所示。

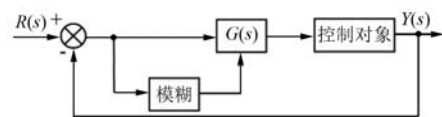


图 7 模糊内模控制器结构

e 和 Δe 定义如下:

$$e(k) = k_e[n(k) - n(k-1)] \quad (13)$$

$$\Delta e(k) = k_{\Delta e}[e(k) - e(k-1)] \quad (14)$$

式中： k_e 、 $k_{\Delta e}$ ——对应的变化量因子；
 $n(k)$ —— k 时刻的转速。
输入变量 e 、 Δe 均采用对称三角函数作为隶属度函数^[10]。设 e 和 Δe 的论域为
 $X = \{-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$
其论域语言变量为：NL, NM, NS, ZE, PS, PM, PL。
 e 和 Δe 依次对应的隶属度函数如图 8 所示。

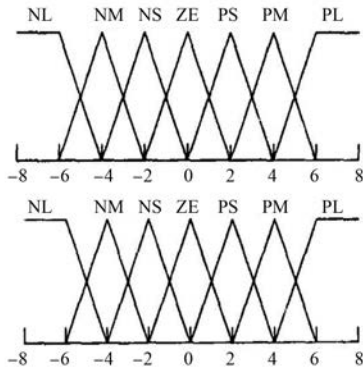


图 8 交叠对称分布的隶属度函数

采用面积重心法对控制器输出进行解模糊，即：

$$u_0 = \frac{\sum_{i=1}^n u_i u_c(u_i)}{\sum_{i=1}^n u_c(u_i)} \tag{15}$$

式中： u_0 ——清晰化值；
 u_i ——自变量的取值；
 $u_c(u_i)$ ——对应于 u_i 的隶属度。
根据以往控制成果和大量的仿真研究，总结归纳模糊控制规则集如表 1 所示。

表 1 模糊控制规则集

e_c	e						
	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	PL	PL	PM	PM	PS	ZE	ZE
NM	PL	PL	PM	PM	PS	ZE	ZE
NS	PL	PL	PM	PS	ZE	ZE	NS
ZE	PL	PM	PS	ZE	NS	NS	NM
PS	PM	PS	ZE	NS	NM	NM	NM
PM	ZE	ZE	NS	NM	NM	NL	NL
PL	ZE	ZE	NS	NM	NM	NL	NL

模糊系统的动静态特性受量化因子 k_e 、 $k_{\Delta e}$ 、 k_u 影响较大。当 k_e 、 k_u 增大，调节死区减小，上升速度加快，稳态误差减小；若取值过大，系统超调、调节时间均增大，甚至产生波形震荡影响控制效果。当 $k_{\Delta e}$ 减小，上升速度加快，稳态误差变化率增大；若取值过小，也会导致超调和调节时间的增加。因此，模糊控制器设计准则为：当 e 和 Δe 较大时， k_e 、 $k_{\Delta e}$ 取值较小， k_u 取较大值，以保证系统的响应速度和稳定；当 e 和 Δe 较小时， k_e 、 $k_{\Delta e}$ 取值较大， k_u 取较小值，以免超调。

3 试验测试

3.1 测试环境

为了验证模糊-IMC 驱动系统的效果，在 MATLAB/Simulink 中建立模型并进行试验仿真分析。已知基本数据如下：永磁无刷直流电机、额定转速为 1 460 r/min、 $C_e = 0.132 \text{ V} \cdot \text{min/r}$ 、允许过载倍数 $\lambda = 1.5$ 、电枢回路总电阻 $R = 0.5 \Omega$ 、时间常数 $T_l = 0.03 \text{ s}$ 、 $T_m = 0.18 \text{ s}$ 、电路反馈系数 $\beta = 0.05 \text{ V/A}$ 、转速反馈系数 $\alpha = 0.007 \text{ V} \cdot \text{min/r}$ 、 $T_s = 0.0017 \text{ s}$ 、 $T_{oi} = 0.002 \text{ s}$ 、 $T_{on} = 0.01 \text{ s}$ 。

传统双闭环驱动系统 ACR、ASR 的传递函数分别为

$$W_{ACR}(s) = K_{pi} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} = 1.013 \frac{0.03s + 1}{0.03s} \tag{16}$$

$$W_{ASR}(s) = K_{pn} \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s} = 11.7 \frac{0.087s + 1}{0.087s} \tag{17}$$

式中： K_{pi} 、 τ_i ——电流调节器的比例系数和积分时间常数；
 K_{pn} 、 τ_n ——转速调节器的比例系数和积分时间常数。

模糊-IMC 的调节器传递函数 λ_i 和 λ_n 分别为电流环和转速环的时间常数， λ_i 取 2 000， λ_n 取 0.03。其 ACR 和 ASR 的传递函数分别为

$$W_{ACR}(s) = \frac{\lambda_i R (T_l s + 1) (T_{\Sigma i} s + 1)}{\beta K_s s} = \frac{(0.03s + 1) (0.0037 + 1)}{0.002s} \tag{18}$$

$$W_{ASR}(s) = \frac{(T_s + 1) (2\lambda_n s + 1)}{K \lambda_n^2 s} = \frac{(0.0105s + 1) (0.06s + 1)}{0.00265s} \tag{19}$$

3.2 IMC 参数选定

在电机基本参数确定的情况下,通过模糊-IMC 方法设计出的调节器不受电机结构影响,需要选择的参数为 λ_i 和 λ_n ,将多组参数进行仿真并通过试凑法,选取具有代表性的 5 个图形,结果如图 9 所示。

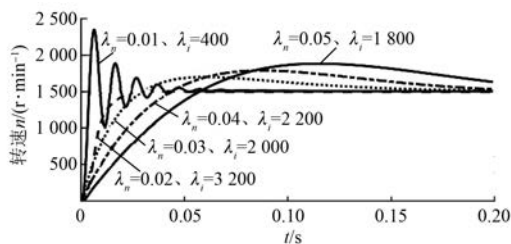


图9 各种参数仿真

由图 9 可以看出, λ_n 对驱动系统性能影响更大。当 λ_n 过小时,系统调节时间很短,但超调量和波动过大;当 λ_n 过大时,系统的超调量和调节时间都较大;当 λ_n 为 0.02、 λ_i 为 3 200 时,超调量和调节时间都较为理想。

3.3 电机起步及提速分析

为了分析永磁无刷电机起步及提速时的转速和转矩变化,设定电机由静止开始起动,转速稳定为 1 000 r/min,在 0.1 s 后提速到 1 500 r/min,转矩为 5 N·m。起步及提速时转速、转矩响应结果如图 10 所示。

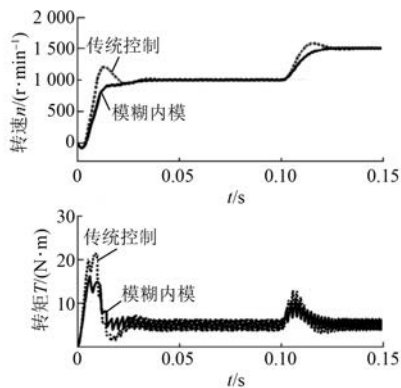


图10 起步及提速时转速、转矩响应结果

通过图 10 可以看出,在起步变化过程中,试验过程始终给予 5 N·m 的负载,因此在初始时刻转速有非常短暂的负值。基于模糊-内模的驱动系统与传统双闭环驱动系统相比,克服了超调的问题,在响应时间方面也有明显优势,在提速过程

中,转矩波动更小。

3.4 电机增矩分析

当电机转速达到 1 500 r/min 后,在 0.1 s 时将电机转矩由 5 N·m 增加到 10 N·m,增矩时转速、转矩响应结果如图 11 所示。

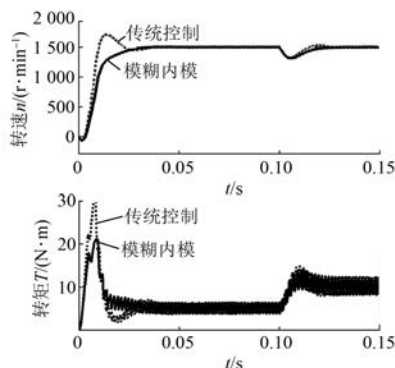


图11 增矩时转速、转矩响应结果

由图 11 可以看出,在 0.10 s 时增加转矩,转速存在短暂的下降,并在 0.02 s 内迅速恢复到 1 500 r/min,模糊-内模在恢复过程中未出现超调,响应速度也更快;转矩能在 0.02 s 达到给定数值。

3.5 电机减速分析

当电机转速达到 1 500 r/min 后,在 0.10 s 时将电机转速减小到 1 000 r/min,减速时转速、转矩响应结果如图 12 所示。

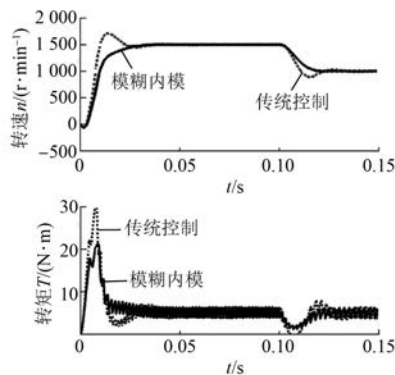


图12 减速时转速、转矩响应结果

由图 12 可以看出,当转速达到 1 500 r/min 后,在 0.10 s 时将电机转速降低到 1 000 r/min,模糊-内模降速期间波动平缓,能更快达到给定转速;转矩在降速后有 0.02 s 的降落,但也能迅速做出自主调整并维持给定转矩。

3.6 电机停止分析

当电机转速达到 1 500 r/min 后,在 0.10 s 时

将电机转速减小到 0 r/min, 停止时转速、转矩响应结果如图 13 所示。

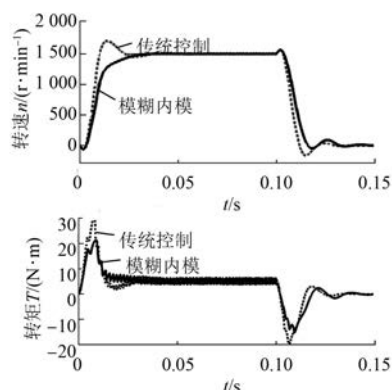


图 13 停止时转速、转矩响应结果

由图 13 可以看出, 当转速达到 1 500 r/min 后, 在 0.10 s 时将电机转速降低到 0 r/min, 模糊-内模停止期间波动较小, 能快速达到给定转速; 转矩在 0.10 s 后有 0.04 s 的巨大降落, 可用于制动能量回收。

由以上仿真比较可以明显地看出, 基于模糊-IMC 方法设计的驱动系统在超调控制和系统调节时间方面都明显优于传统双闭环控制系统, 验证了该设计方法的有效性、准确性和快速性。

4 结 语

本文在双闭环控制结构的基础上, 根据 IMC 性质推导出 ACR 和 ASR 的传递函数, 并加入了模糊控制。最后将内模-模糊控制的驱动系统与传统驱动系统进行比较, 得出如下结论: 在电机参数相同的情况下, 不论是转速还是转矩, 内模-模

糊控制的响应速度、超调量, 拥有更好的综合性能, 而相对于复杂智能算法, 其设计方法简单, 控制器更易实现, 为改善无刷直流驱动系统的性能开辟了一种新途径。

【参考文献】

- [1] 阮毅, 杨影, 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 5 版. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [2] 李珍国, 周生海, 王江浩, 等. 无刷直流电动机双闭环调速系统的转矩脉动抑制研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(15): 156.
- [3] 夏斯权. 改进鱼群算法在双闭环调速系统中的应用[J]. 轻工机械, 2017, 35(5): 48.
- [4] 李东, 冯金磊, 孔全存, 等. 基于双 H 桥变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(7): 30.
- [5] 程启明, 杨小龙, 高杰, 等. 基于参数可变 PID 控制器的永磁无刷直流电机转速控制系统[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(1): 18.
- [6] 郑光, 王逸冉. 双闭环直流调速系统优化及仿真研究[J]. 计算机仿真, 2013, 30(7): 321.
- [7] 王佳伟, 杨亚非, 钱玉恒, 等. 基于内模控制的工业控制系统仿真器鲁棒 PID 控制器设计[J]. 实验技术与管理, 2015, 32(1): 120.
- [8] 尹忠刚, 张迪, 蔡剑, 等. 基于三自由度内模控制的永磁同步电机矢量控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 55.
- [9] 唐小军, 王道波, 王寅, 等. 基于虚拟参考反馈校正法的内模控制方法[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2016, 44(5): 66.
- [10] 刘成强, 徐海港. 纯电动车驱动电机控制系统建模与仿真研究[J]. 机械设计与制造, 2018(增刊 1): 107.

收稿日期: 2019-01-16

(上接第 37 页)

- [7] 孙宜标, 杨雪, 夏加宽. 采用鲁棒微分器的永磁直线同步电机二阶滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 6.
- [8] 杨婧, 纪科辉, 赵新龙, 等. 基于二阶滑模算法的永磁同步电机控制[J]. 微特电机, 2018, 46(2): 38.
- [9] XIA C, WANG S, WANG Z, et al. Direct torque control for VSI-PMSMs using four-dimensional switching-table[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5774.
- [10] ANDREESCU G D, PITIC C L, BLAABJERG F, et al. Combined flux observer with signal injection

enhancement for wide speed range sensorless direct torque of IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(2): 393.

- [11] 王君力, 张安堂, 张颖, 等. 基于二阶滑模算法的无刷直流电机转速控制研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(4): 80.
- [12] INOUE Y, MORIMOTO S, SANADA M. Control method suitable for direct torque control based motor drive system satisfying voltage and current limitations[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 48(3): 3000.

收稿日期: 2019-02-12