电动汽车用永磁同步电动机的自抗扰控制

孙　雨，祝龙记

（安徽理工大学电气与信息工程学院，安徽 淮南 232001）

摘要：针对电动汽车在加减速以及爬坡过程中存在着转矩脉动较大和稳定性差、快速性和超调量之间的矛盾等问题，提出了电动汽车用永磁同步电动机的自抗扰控制，设计了双闭环的自抗扰控制器。对电动汽车加减速和爬坡两种实际工况进行了模拟仿真，并与 PI 控制器的仿真结果进行了比较。结果表明自抗扰控制器能较好地抑制电动机电磁转矩的脉动，减小了快速性和超调量之间的矛盾，提高了电动汽车调速系统的稳定性。

关键词：自抗扰控制；永磁同步电动机；转速跟踪；电动汽车

Self-immunity control of permanent magnet synchronous motors for electric vehicles

SUN Yu, ZHU Longji

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science &Technology, Huainan 232001, China)

Abstract: In view of the contradiction between large torque pulsation, poor stability, rapidity and overshoot in the acceleration and deceleration and climbing process of electric vehicles, the PI controller in the vector control system of permanent magnet synchronous motor is proposed to replace it with an active disturbance rejection controller. An active disturbance rejection controller based on rotational speed loop and current loop is designed, and the parameters of the extended observer in the self-rejection controller are solved by the bandwidth method. By simulating the two practical problems of electric vehicle acceleration and deceleration and uphill. The results show that the positive disturbance rejection controller suppresses the pulsation of electromagnetic torque to a certain extent, solves the contradiction between speed and overshoot, improves the stability of electric vehicle speed regulation, and improves the performance of electric vehicles.

Key words: self-immunity control; permanent magnet synchronous motor; speed tracking; electric vehicles

0　引言

目前电动汽车广泛采用电动机驱动形式，各种性能的电动机在电动汽车中得以应用，其中永磁同步电动机（Permanent Magnet Synchronous Motor，PMSM）凭借其结构简单、体积小、无需外加励磁、损耗小以及效率高等优点，成为了电动汽车驱动的首选电动机[1-2]。电动汽车在行驶过程中不可避免会遇到一些复杂的工况，汽车的转速势必会出现波动，如果控制策略不佳，转速出现大幅度变化，甚至出现振荡和发散的情况，造成汽车失控，引发汽车驾驶安全危机[3-4]。

目前电动汽车控制系统中大量采用PI控制器，这种方式易于控制，但其抗干扰能力差，转

速响应速度和超调性之间存在矛盾，限制了电动汽车控制系统性能的进一步提高[5-7]。为了提高电动汽车的性能，国内外的研究人员提出了不同的控制策略作用于永磁同步电动机，取得诸多成果[8]。文献[9]利用模糊控制来实时调整PI控制器的参数，减小了转速的响应速度和超调性之间的矛盾，但在负载变化时的抗干扰能力较差。文献[10]提出一种新型趋近律的滑膜控制策略，通过扩张观测器观测系统的扰动，并在滑膜控制器进行补偿，提高了系统的鲁棒性，但不能克服滑膜控制的抖振问题。文献[11]为了应对一些特殊场合不能使用传感器的情况，设计了全速域无位置传感器控制，但没有一种方法能够在全速域都取得好效果，对不同的速域采用不同的控制，加大了控制的难度。文献[12]选择最佳有效矢量时间来改善模型预测控制，减少电流的畸变，提高控制准确度，有较好的鲁棒性，但其控制稳定性方面有待提高。文献[13]采用自抗扰控制器（Active Disturbance Rejection Controller，ADRC）对永磁同步电动机的转速进行控制，提高了电动机的控制准确度，增强了抗干扰能力，减小了响应速度和超调量之间的矛盾，但目前缺乏在高阶系统方面的研究与应用。

由于自抗扰控制算法简单、动静态性能良好以及抗干扰能力强，适用于永磁同步电动机调速场景。因此，笔者基于文献[5]的研究思路，将自抗扰控制应用于驱动电动机的转速环和速度环中，实现双闭环控制，以此来减少电动汽车在加减速和爬坡过程中快速性和超调量之间的矛盾，达到抑制转矩脉动和增强系统稳定性的目的。

1 基于自抗扰控制器双闭环调速系统模型

永磁同步电动机在dq坐标系下的电流方程表示为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d=-\dfrac{R}{L_d}i_d+\dfrac{L_q}{L_d}\omega_{\mathrm{e}}i_q+\dfrac{1}{L_d}u_d\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_q=-\dfrac{R}{L_d}i_d-\dfrac{1}{L_q}\omega_{\mathrm{e}}(L_di_d+\psi_{\mathrm{f}})+\dfrac{1}{L_q}u_q\end{cases}\tag{1}$$

式中，i_d、i_q分别为PMSM的定子电流的dq轴分量；R为定子电阻；L_d、L_q分别为dq轴电感；u_d、u_q分别为定子电压dq轴分量；ψ_{f}为转子永磁体磁链；ω_{e}为电动机转子角速度。

PMSM的电磁转矩T_{e}为

$$T_{\mathrm{e}}=\frac{3}{2}n_{\mathrm{p}}i_q[i_d(L_d-L_q)+\psi_{\mathrm{f}}]\tag{2}$$

由于隐极式永磁同步电动机中$L_d=L_q=L$，因此电磁转矩方程简化为

$$T_{\mathrm{e}}=1.5n_{\mathrm{p}}\psi_f i_{\mathrm{q}}\tag{3}$$

式中，T_{e}为电磁转矩；n_{p}为极对数。

2 自抗扰控制器的设计

自抗扰控制策略框图如图1所示。跟踪微分器（Tracking Differentiator，TD）起提取输入微分和过渡的作用，让给定的信号适应无法突变的反馈信号，使系统的输出无超调。扩张状态观测器（Extended State Observer，ESO）实时观测未知的内外扰动和系统模型产生的实时作用，分别为前馈和反馈通道提供所需要的观测信息，采用观测加补偿的方法处理系统中的非线性与不确定性，所以ESO是ADRC的核心。非线性状态误差反馈控制律（Nonlinear State Error Feedback，NLSEF）的作用是采用合理的线性组合方式，使调速系统取得更好的控制效果，提高调速系统的动态性能。

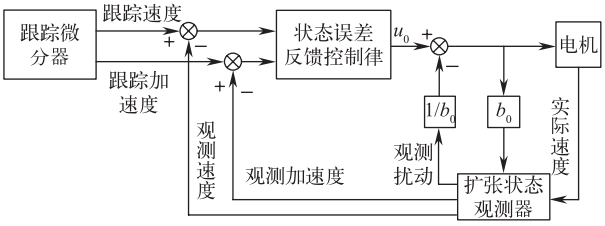

图1 自抗扰控制策略框图

Fig. 1 Block diagram of the self immunity control strategy

2.1 转速环自抗扰控制器的设计

永磁同步电动机转速环数学模型为

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{e}}}{\mathrm{d}t}=\frac{3}{2}n_{\mathrm{p}}(\psi_{\mathrm{f}}i_q-\psi_{\mathrm{f}}i_d)-T_L-B\omega_{\mathrm{e}}\tag{4}$$

因为采用$i_d^*=0$的矢量控制，所以d轴电流始终为零，可以建立起电磁转矩和q轴电流的解析

关系为

$$\frac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}_t}=\frac{3}{2J}n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}}i_q-\frac{T_L}{J}-\frac{B\omega_{\mathrm{e}}}{J} \tag{5}$$

式中，$f(\omega_e,T_L)=-B\omega_e/J-T_L/J$；$b=3np\psi_f/2J$。

在驱动系统中，速度环的优劣直接决定了系统的过渡响应过程，考虑系统的简化性和实用性，在简单的一阶ADRC系统中使用比例增益代替非线性函数模块，故采用直接误差来替代ESO和NLSEF中非线性函数，以降低模型复杂度。减小计算量的同时，加快响应速度，提高抗干扰能力。因此，转速环的一阶ADRC的框图如图2所示。

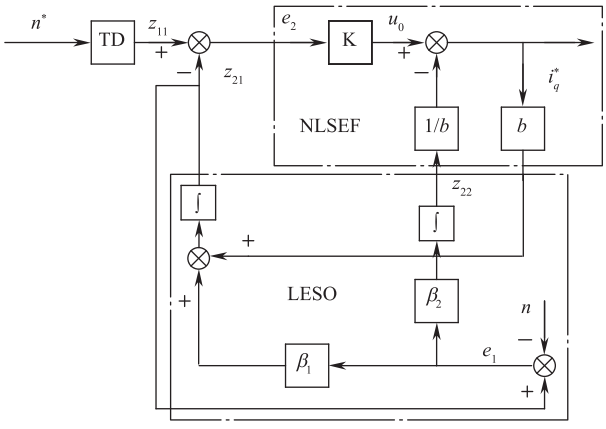

图 2　转速环一阶 ADRC 控制

Fig. 2 First-order ADRC of the speed ring

简化后的速度环ADRC设计：

（1）TD模型

$$\begin{cases}e_0=z_{11}-n^*\\ \dot{z}_{11}=-re_0\end{cases} \tag{6}$$

（2）ESO模型

$$\begin{cases}e_1=z_{21}-y\\ \dot{z}_{21}=z_{22}-\beta_1e_1+bu(t)\\ \dot{z}_{22}=-\beta_2e_1\end{cases} \tag{7}$$

（3）NLSEF模型

$$\begin{cases}e_2=z_{11}-z_{21}\\ u_0(t)=-ke_2\\ u(t)=u_0(t)-z_{22}/b\end{cases} \tag{8}$$

式中，n为输出；n^*为期望输入；z_{11}为n^*的跟踪信号；z_{21}、z_{22}为ESO的状态变量；β_1、β_2为ESO的增益；k为NLSEF的增益；z_{22}/b为用于补偿对象内扰和外扰的补偿量。

2.2　电流环自抗扰控制器的设计

与转速环的ADRC不同的地方是，电流环控制要求精确，需要解耦，故电流环省去了TD模块，ESO和NLSEF模块采用非线性函数$\mathrm{fal}(\varepsilon,\alpha,\delta)$，因此控制得比较精确。采用$i_d^*=0$的矢量控制，对$d$轴采用简单PI控制就能取得良好的控制效果。对$q$轴电流，根据式（1），将$-Ri_d-\omega L_di_d/L_q$看作$q$轴电流的扰动量$\omega_q(t)$，则

$$\begin{aligned}\dot{i}_q&=w_q(t)-\frac{1}{L_q}w_{\mathrm{e}}\varphi_{\mathrm{f}}+\frac{u_q}{L_q}\\&=w_q(t)+f(t)+bu_q\end{aligned} \tag{9}$$

式中，$-\omega_e\varphi_f/L_q=f(i_q)$；$b=1/L_q$。

q轴电流环的一阶ADRC模型：

（1）ESO模型

$$\begin{cases}e_1=z_{21}-i_q\\ \dot{z}_{21}=z_{22}-\beta_1\,\mathrm{fal}(e_1,\alpha_1,\delta_1)+bu\\ \dot{z}_{22}=-\beta_2fal(e_1,\alpha_1,\delta_1)\end{cases} \tag{10}$$

（2）NLSEF模型

$$\begin{cases}e_2=i_q^*-z_{21}\\ u_0(t)=-kfal(e_2,\alpha_2,\delta_2)\\ u(t)=u_0-z_{22}/b\end{cases} \tag{11}$$

式中，i_q^*为速度环得到的控制信号；e_1为q轴电流环的误差；z_{21}为i_q的跟踪信号；z_{22}为未知扰动信号$\omega_q(t)$的观测值；u_0为非线性状态误差反馈控制律输出的控制信号；u为经过扰动补偿后的控制信号。

非线性函数$\mathrm{fal}(\varepsilon,\alpha,\delta)$的表达式为

$$\mathrm{fal}(\varepsilon,\alpha,\beta)\begin{cases}|\varepsilon|^{\alpha}\,\mathrm{sign}(\varepsilon) & |\varepsilon|>\delta\\ \varepsilon/\delta^{1-\alpha} & |\varepsilon|\leqslant\delta\end{cases}\quad\delta>0 \tag{12}$$

式中，α为0～1的常数，α越小，跟踪越快，但滤波效果会变差；δ为影响滤波效果的常数，δ变大，滤波效果变好。本文中，α取0.9，δ取0.01。

建立基于ADRC的PMSM调速系统矢量控制框图，如图3所示。以电动汽车为研究背景，以永磁同步电动机双闭环驱动系统为研究对象，采用$i_d^*=0$的矢量控制。转速环一阶ADRC调节转矩电流的给定值i_q^*，转矩电流的一阶ADRC和励磁

电流PI调节器调节相应的dq轴定子电压给定值，同步旋转坐标系下电压u_d、u_q经过Park逆变换得到两相静止坐标下的参考电压$u_{\alpha,\beta}$。经过空间电压脉冲矢量调制，输出六路脉冲信号到三相逆变器，逆变输出三相交流电，用来驱动永磁同步电动机的旋转。

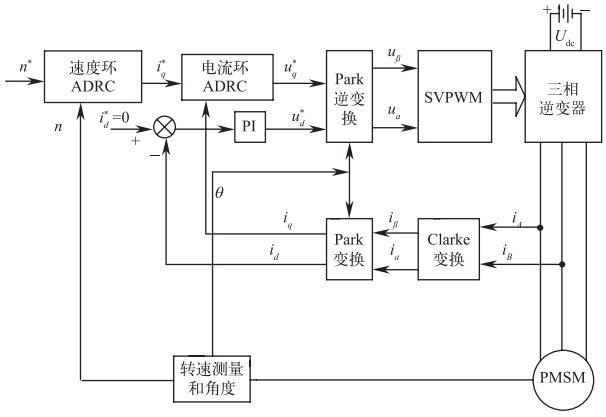

图 3　基于 ADRC 的 PMSM 系统矢量控制框图

Fig. 3 Block diagram of vector control of PMSM system based on ADRC

3　仿真和实验分析

3.1　仿真分析

为了验证电动汽车用永磁同步电动机的自抗扰控制的可行性，在MATLAB/Simulink的环境下建立了系统模型，对电动汽车正常行驶过程的加减速和上坡两个实际工况进行模拟仿真。以电动机给定速度指令的突变来模拟电动汽车的加减速，以突加负载来模拟爬坡，并与传统的PI控制进行对比。永磁同步电动机的参数见下表。

表　永磁同步电动机参数

Tab. Permanent magnet synchronous motor parameters

参数	数值	参数	数值
相电阻 /Ω	2.875	极对数	4
d 轴电感 /mH	8.5e×10^{-3}	转动惯量/(kgm^2)	1e×10^{-3}
q 轴电感 /mH	8.5e×10^{-3}	磁通量 /（V·s）	0.175
功率 /kW	2.5	交流电压 /V	220

仿真1的初始条件：给定转速1 000 r/min，负载为5 N·m，采用ADRC和传统的PI控制器模型进行仿真，对比结果如图4所示。给定速度在0.3 s时由初始速度突变为1 200 r/min，在0.6 s时下降为800 r/min。从图4可以看出，ADRC响应速度更快，速度无超调量，速度跟踪能力更强，稳定性更好。图5为转矩随速度变化时的波形图，从图5可知，当速度变化时，ADRC在一定程度上可以减小转矩的脉动，恢复到给定转矩的时间短。

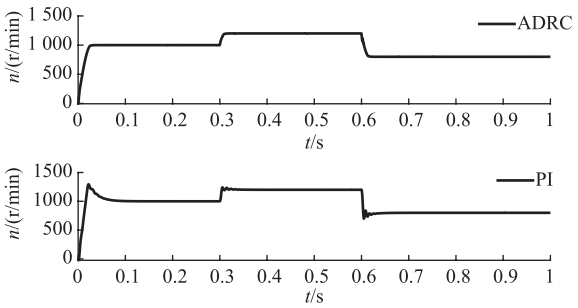

图 4　转速波形

Fig. 4 Speed waveform

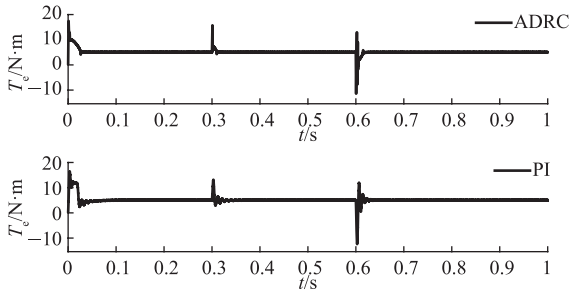

图 5　转矩波形

Fig. 5 Rectangular waveform

仿真2的初始条件：初始转速为1 000 r/min，转矩为5 N·m，在t=0.5 s时，负载突变为8 N·m。图6、图7分别为在ADRC和PI控制下的转速和转矩波形。

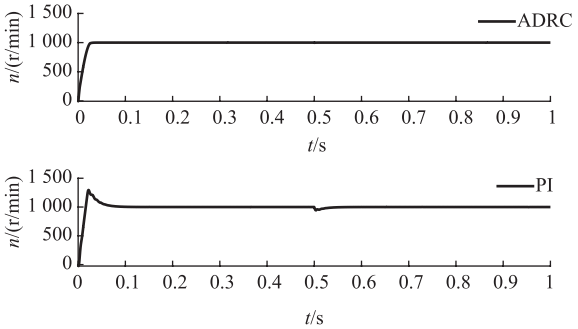

图 6　转速波形

Fig. 6 Speed waveform

根据图6与图7可知，PI控制器的速度超调量为30%，调节时间约为0.167 s，转矩脉动较大，在0.5 s突加负载，转速有明显的变化。采用ADRC时，调速系统无超调，调节时间为0.045 3 s，相比较PI控制，调节时间更短。由图7可以看出，ADRC具有很强的抗干扰性，负载的变化对转速的影响较小，回到给定转矩的时间短。

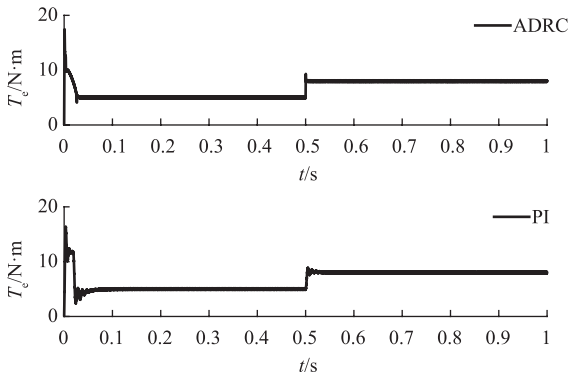

图 7　转矩波形

Fig. 7 Rectangular waveform

3.2　实验分析

采用M21A-A型永磁同步电动机作为电动汽车的驱动电动机，以FPGA为控制核心，采用IPM功率模块进行逆变，通过光电编码器观察PMSM的转速，实物如图8所示。

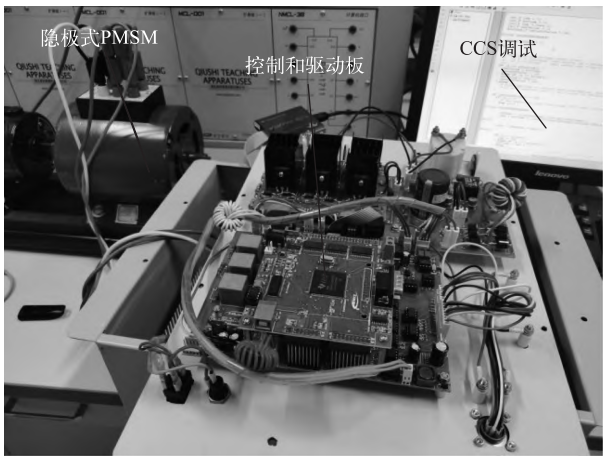

图 8　实物图

Fig. 8 Physical drawing

为了测试PMSM用自抗扰控制的稳态工作状态，在电压频率为25 Hz、转速为1 000 r/min时，测量定子侧的两相电流/电压波形。通过上位机抓取电动机运行过程中1 024个数据点，采样频率为10 kHz，结果如图9～图11所示。

图9为定子侧两相电压波形，是一个标准的六阶梯波，输入PMSM的电压波动很小，电动机运行的状态几乎保持不变，在一定程度上反映出采用自抗扰控制，减小了驱动电动机电磁转矩的脉动，调速稳定。

图10为电流波形接近标准的正弦波，表明PMSM的电磁转矩波动小，反映出自抗扰控制系统通过观测扰动加以补偿的方法有利于提高驱动系统的稳定性。

图11可以通过上位机抓取得到转速的数据，可知误差变化在2 r/min之内，可以稳定运行，具有良好的工作性能。

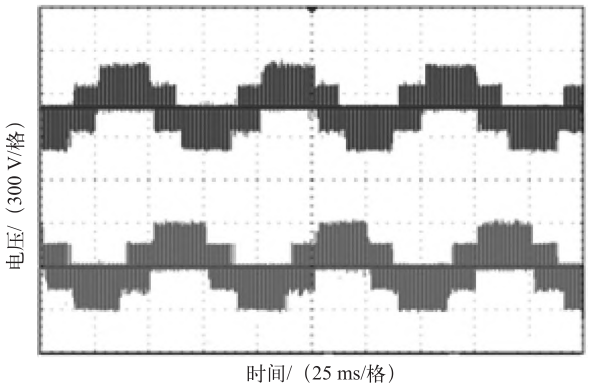

图 9　两相电压波形

Fig. 9 Two-phase voltage waveform

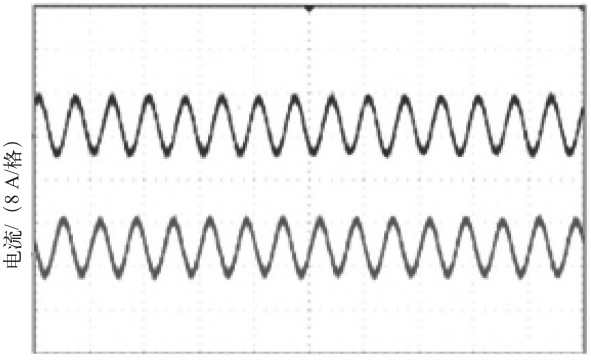

图 10　两相电流波形

Fig. 10 Two-phase current waveform

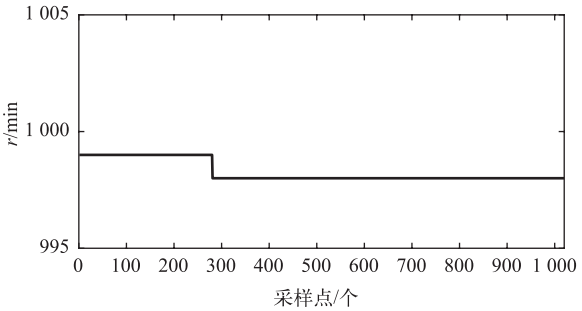

图 11　实验采样图

Fig. 11 Experimental sampling diagram

4　结束语

为了增强永磁同步驱动电动机的调速控制的准确度和抗干扰能力，对电动机经典的双闭环控制系统进行改进，用ADRC替代速度环和电流环PI控制器。为检验控制的效果，进行理论分析和仿真实验证明，并与经典的PI控制器控制效果进行比较。结果表明了电动汽车PMSM的ADRC是可行且有效的，展现出良好的控制性能，给未来的实际工程实践提供了应用的参考价值。

参考文献

[1] 曹正策，楚育博．基于自抗扰的永磁同步电机矢量控制系统[J]．武汉大学学报(工学版)，2020，53(1)：67-71．

[2] 周凯，孙彦成，王旭东，等．永磁同步电机的自抗扰控制调速策略[J]．电机与控制学报，2018，22(2)：57-63．

[3] 唐彬彬，徐道明，吴若鸶．永磁同步电机自抗扰控制调速系统[J]．电机与控制应用，2020，47(3)：12-16．

[4] 焦姣姣，张兴华．永磁同步电机调速系统的自抗扰控制器设计[J]．微电机，2015，48(11)：77-80．

[5] 郑飞，吴钦木．电动汽车用IPMSM矢量控制策略研究[J]．计算机仿真，2022，39(1)：148-152．

[6] 张海涛，陈鑫．永磁同步电机矢量控制与直接转矩控制比较研究[J]．流体测量与控制，2022，3(4)：82-84．

[7] 郭颖颖．全速度范围内PMSM无传感器转子位置估算研究[D]．石家庄：河北科技大学，2017．

[8] DENG F，GUAN Y．PMSM vector control based on improved ADRC[c]．2018 IEEE International Conference of Intelligent Robotic and Control Engineering (IRCE)，2018：154-158．

[9] 蒋珣，陈国真，蒋炯炜．永磁同步电机模糊自适应控制系统的设计[J]．电子设计工程，2022，30(13)：11-15，22．

[10] 季传坤，钱俊兵．基于重复滑膜控制的PMSM的矢量控制系统[J]．电子科技，2019，32(1)：52-57．

[11] 桂永麟，于新红．永磁同步电机全速域无传感器控制[J]．微特电机，2022，50(8)：37-41．

[12] 周浪，郑锦楠．改进的永磁同步电机模型预测控制方法[J]．电子产品世界，2022，29(6)：54-57．

[13] 刘春光，张征，陈路明，等．电动车用永磁同步电机转速自抗扰控制[J]．火力与指挥控制，2020，45(11)：71-77．

[14] 艾巧，蔡昌新，陈永军，等．永磁同步电机自抗扰控制系统设计及扩张状态观测器参数特性分析[J]．微电机，2021，54(3)：67-72，82．

作者简介

孙雨（1997—），男，硕士研究生，研究方向为电力电子。

祝龙记（1964—），男，博士生导师，教授，主要研究方向为电气自动控制，电力电子及电力传动。

（收稿日期：2023-03-16）