

基于扩张状态观测器的永磁同步电机 二自由度 PI 控制

张海洋, 李继方, 熊军华, 尹俊, 李雪
(华北水利水电大学 电力学院, 河南 郑州 450045)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)系统速度环采用传统的PI控制时,无法兼顾转速超调量与响应快速性要求的问题,提出采用二自由度(2-DOF)PI控制策略设计速度环控制器。同时,为减小负载转矩、电机参数变化等扰动因素的影响,将其作为总扰动,利用扩张状态观测器(ESO)进行观测,并基于观测值进行前馈补偿。仿真结果表明,采用所设计的2-DOF PI控制,可以有效减小转速的超调量,提高转速的跟随性能和系统的抗扰动性能。采用基于ESO的2-DOF PI控制,进一步提高了系统的抗负载扰动性能,同时可以实现转速的快速响应和无超调控制。所提控制策略的正确性和有效性得到了验证。

关键词: 永磁同步电机;转速超调;抗扰动;二自由度PI控制;扩张状态观测器;前馈补偿

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)05-0040-06

doi: 10.12177/emca.2021.015

Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor with 2-DOF PI Control Based on ESO

ZHANG Haiyang, LI Jifang, XIONG Junhua, YIN Jun, LI Xue

(School of Electric Power, North China University of Water Resources and Electric Power,
Zhengzhou 450045, China)

Abstract: When the traditional PI speed control strategy is adopted for permanent magnet synchronous motor (PMSM), the requirements of small overshoot and quick response cannot be balanced at the same time. In order to solve this problem, a control strategy based on two degrees of freedom (2-DOF) PI control is presented. In addition, the load torque changes, motor parameters variation and other disturbance factors are regarded as total disturbance of the system. A disturbance observer based on extended state observer (ESO) is designed to observe the total disturbance. The observed value is used for feed-forward compensation. Simulation results show that the speed overshoot can be reduced, the speed tracking performance and the system capacity of anti-load disturbance can be improved by the proposed 2-DOF PI control method. It is also demonstrated that the capacity of anti-load disturbance can be further improved by the proposed control strategy of 2-DOF PI control based on ESO. The system also has a fast response without speed overshoot. The validity and effectiveness of the proposed control strategy are verified.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); speed overshoot; anti-disturbance; two degrees of freedom (2-DOF) PI control; extended state observer (ESO); feed-forward compensation

收稿日期: 2021-02-24; 收到修改稿日期: 2021-03-12

作者简介: 张海洋(1987—),男,博士,讲师,研究方向为电机驱动控制。

李继方(1971—),男,博士,教授,研究方向为电力电子与电力传动、智能电网、新能源发电等。

熊军华(1973—),女,博士,教授,研究方向为电力系统及其自动化、电工理论与新技术等。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有体积小、结构简单、转矩惯量比高、功率密度大等优点,在航空航天、数控机床、机械加工及柔性制造等调速系统中得到了广泛应用^[1]。在PMSM控制系统中,当速度环控制器采用传统的PI控制器时,无法兼顾超调量与响应快速性的要求。此外,PMSM系统在实际运行过程中,会受到负载转矩变化、电机参数变化等扰动因素的影响,使转速产生波动。因此,转速的跟随性能和系统的抗负载扰动能力较差,严重影响了系统的稳态和动态性能。

为减小转速的超调,提高转速的跟随性能和系统的抗扰动性能,国内外学者提出了很多方法。文献[2-3]提出采用IP速度控制器代替PI速度控制器减小转速的超调。仿真和试验结果验证了IP速度控制器在减小转速超调和提高转速跟随性能上的有效性。文献[4]针对位置伺服系统中响应超调和快速之间的矛盾,提出了反馈微分和前馈微分自适应控制的方法。此外,文献[5]提出变结构PI控制的方式减小转速的超调。然而,这些方法虽然可以减小转速的超调,提高转速的跟随性能,但不能有效改善系统的抗扰动性能。目前,通常采用复合控制的思想,对速度环控制器进行改进,同时设计观测器对负载转矩或扰动进行观测并加以补偿,实现减小转速超调、提高转速跟随性能和系统抗扰动能力的目的。文献[6]提出采用复合控制的方法,对速度环采用基于新型趋近律的滑模速度控制器,同时设计了扩张滑模负载转矩观测器对负载转矩进行实时观测,减小负载转矩变化对系统性能的影响。文献[7]提出基于积分型滑模变结构控制和负载转矩观测器相结合的方法提高系统的抗负载扰动性能。学者也提出采用其他方法对负载转矩或扰动进行观测,如降阶负载转矩观测器^[8-9]、基于卡尔曼滤波的观测器^[10]、扰动观测器^[11-13]和自抗扰控制方式^[14-15]。通过使用观测器,显著提高了系统的抗负载扰动性能。

针对PMSM系统速度环采用传统的PI控制时无法兼顾转速超调与响应快速性要求的问题,本文提出对速度环采用二自由度(2-DOF)PI控制的方法。同时,为减小负载转矩变化、参数变化等

系统内外扰动因素的影响,将这些扰动因素作为总扰动,利用扩张状态观测器(ESO)进行实时观测,并将观测出的扰动值转化为电流补偿量,引入2-DOF PI速度控制器的输出端进行补偿。系统的抗负载扰动性能得到了提高,同时也实现了转速的快速响应和无超调控制。最后,建立基于ESO的PMSM 2-DOF PI控制仿真模型,验证了所提方法的正确性和有效性。

1 PMSM 数学模型

在建立PMSM数学模型时,为了简化分析,假设电机的磁路不饱和,同时忽略铁心损耗、涡流损耗及磁滞损耗等因素的影响,PMSM在 d - q 同步旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 分别为定子电流的 d 、 q 轴分量; L_d 、 L_q 分别为定子绕组的 d 、 q 轴电感; u_d 、 u_q 分别为定子的 d 、 q 轴电压分量; R_s 为定子电阻; ω_e 为转子的电角速度; ψ_f 为转子永磁体磁链。

当采用基于 $i_d^* = 0$ 的矢量控制时,电磁转矩 T_e 可表示为

$$T_e = k_T i_q = 1.5p\psi_f i_q \quad (2)$$

式中: k_T 为转矩系数, $k_T = 1.5p\psi_f$; p 为转子的极对数。

PMSM的运动方程为

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B_m \omega_m) \quad (3)$$

式中: ω_m 为转子的机械角速度,与 ω_e 之间的关系是 $\omega_e = p\omega_m$; J 为转子转动惯量; T_L 为负载转矩; B_m 为摩擦因数。

2 2-DOF PI 速度控制器的分析及设计

2.1 速度环采用传统PI控制时的分析

在分析时,假设电流环的实际值能够完全跟踪其给定值,即等于速度环控制器的输出。基于此,当速度环采用传统PI控制时,系统框图如图1所示。

此时,系统的闭环传递函数和负载扰动传递函数分别为

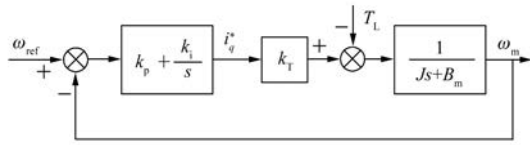


图1 速度环采用PI控制时的系统框图

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{k_T k_p s + k_T k_i}{Js^2 + (k_T k_p + B_m)s + k_T k_i} \quad (4)$$

$$G_{T_L}(s) = \frac{\omega_m}{T_L} = -\frac{s}{Js^2 + (k_T k_p + B_m)s + k_T k_i} \quad (5)$$

由式(4)的系统闭环传递函数可知,当速度环采用传统的PI控制时,由于系统闭环传递函数的分子中存在较大的微分项,在转速给定发生变化时,会使速度产生较大的超调。由式(5)可知,当PI控制器参数 k_p 和 k_i 变化时,系统的抗负载扰动能力会随之发生变化。为了提高系统的抗负载扰动能力,需要增大 k_p 和 k_i 的值,但由于受系统稳定性的影响,取值不能过大。

2.2 2-DOF PI 控制器的设计

为兼顾转速的跟随性能和系统的抗扰动性能,采用反馈补偿型的2-DOF控制方式,并设定反馈补偿环节为一常数。此时,系统的框图如图2(a)所示,其等效简化控制框图如图2(b)所示。

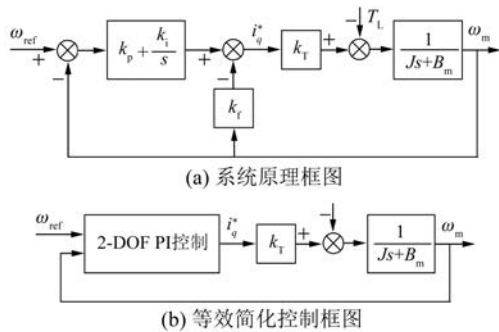


图2 速度环采用所提2-DOF PI控制时的系统框图

由图2可得到2-DOF PI控制方式下,系统的闭环与负载扰动传递函数分别为

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{k_T k_p s + k_T k_i}{Js^2 + (k_T k_p + k_T k_i + B_m)s + k_T k_i} \quad (6)$$

$$G_{T_L}(s) = \frac{\omega_m}{T_L} = -\frac{s}{Js^2 + (k_T k_p + k_T k_i + B_m)s + k_T k_i} \quad (7)$$

由式(4)~式(7)可以看出,当速度环采用2-DOF PI控制时,传递函数对应的系统特征方程增加了一项 $k_T k_i s$,可以等效为系统的阻尼作用得到增大。因此,对于相同的给定转速,在使用相同的 k_p 和 k_i 时,对反馈系数 k_f 进行合理设置,采用2-DOF PI控制,不仅可以有效减小转速的超调,还可以使系统具有较快的动态响应性能。此外,当负载转矩变化时,采用2-DOF PI控制的方式还使系统具有更强的抗负载扰动能力。

3 基于ESO的2-DOF PI控制

根据第2节的分析,对速度环采用2-DOF PI控制,可以有效减小转速的超调,提高系统的抗负载扰动能力。但由于系统内外扰动因素的影响,仍然需要采用其他措施进一步增强系统的抗负载扰动性能。

3.1 ESO 设计

ESO是基于状态观测器的思想,把影响系统输出的内外扰动视为总扰动,将其扩张为一个新的状态变量,然后建立观测模型对这个新的状态变量,即内外总扰动进行实时观测和扰动补偿。

由式(3)可知,PMSM机械运动方程所表示的系统为一阶系统,可以用通用模型表示:

$$\begin{cases} \dot{x} = f[x, w(t)] + bu \\ y = x \end{cases} \quad (8)$$

式中: x 为状态变量; $f[x, w(t)]$ 为未知函数; u 为控制器输入; b 为控制器输入系数。

对于PMSM系统,当考虑电机参数变化和模型误差等扰动因素的影响时,把式(2)代入式(3),其机械运动方程可以写成:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{3p\psi_f}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} = \\ & b i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} = \\ & \left(\frac{3p\psi_{f0}}{2J_0} + \Delta b \right) i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} = \\ & b_0 i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} + \Delta b i_q = b_0 u + d(t) \end{aligned} \quad (9)$$

式中： ψ_{f0} 和 J_0 分别为转子磁链 ψ_f 和转动惯量 J 的标称值； b_0 为 b 的标称值， $b = \frac{3p\psi_f}{2J} = b_0 + \Delta b$ ， Δb 为由电机参数变化引起的 b 的变化量； $u = i_q$ ； $d(t)$ 表示系统的总扰动，代表电机参数变化、模型误差等系统内外扰动，且 $d(t) = -\frac{B}{J}\omega_m - \frac{T_L}{J} + \Delta b i_q$ 。

由一阶系统模型式(8)可知，对于 PMSM 系统， x 为电机的机械角速度 ω_m ， $f[x, w(t)]$ 代表系统内外扰动，即 $d(t) = f[x, w(t)]$ 。因此，为了提高系统的抗扰动性能，就需要对 $d(t)$ 进行观测，并将观测的值进行前馈补偿。

为了能够观测出 $d(t)$ 的值，取新的状态变量： $z_1 = x, z_2 = d(t)$ ，使式(8)所示的一阶系统扩张成为二阶系统

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + bu \\ \dot{z}_2 = \dot{d}(t) \\ y = z_1 \end{cases} \quad (10)$$

对于式(10)所示的系统，可以构造出如下的 ESO：

$$\begin{cases} e_1 = \hat{z}_1 - z_1 \\ \dot{\hat{z}}_1 = \hat{z}_2 - \beta_{01} \text{fal}(e_1, \alpha, \delta) + b_0 u \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e_1, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

式中： \hat{z}_1 和 \hat{z}_2 分别为状态变量 z_1 和 z_2 的观测值； β_{01} 和 β_{02} 为观测器增益； $\text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta)$ 是一个非线性函数，具有小误差大增益、大误差小增益的特点，表达式为

$$\text{fal}(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon), & |\varepsilon| > \delta \\ \frac{\varepsilon}{\delta^{1-\alpha}}, & |\varepsilon| \leq \delta \end{cases} \quad (12)$$

通过合理选择 β_{01} 、 β_{02} 、 α 、 δ 的值，可以实现对系统内外总扰动的观测。然后把观测出的总扰动转换为等效电流补偿量，对速度环控制器输出的转矩电流给定值进行补偿。经过补偿后， q 轴电流给定值为

$$u = u_0 - \frac{\hat{z}_2}{b_0} \quad (13)$$

3.2 系统的整体控制框图

将 ESO 实时观测的总扰动转换为补偿电流，并引入 2-DOF PI 速度控制器的输出端，对速度环控制器输出的参考转矩电流进行前馈补偿，得到

图 3 所示的基于 ESO 的 PMSM 2-DOF PI 控制系统框图。

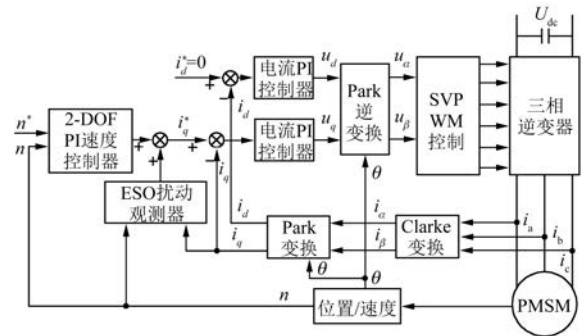


图 3 基于 ESO 的 PMSM 2-DOF PI 控制系统框图

4 仿真与结果分析

在 MATLAB 中，建立基于 ESO 的 PMSM 2-DOF PI 控制的仿真模型。对 PMSM 系统速度环分别采用传统 PI 控制、2-DOF PI 控制、基于 ESO 的 PI 控制和基于 ESO 的 2-DOF PI 控制时，系统的起动、转速给定突变、负载转矩突变 3 种工况下的性能进行对比分析。仿真模型中 PMSM 采用表贴式低速大转矩 PMSM，其参数为：额定转速 160 r/min，额定转矩 500 N·m，定子相绕组电阻 0.7 Ω，定子等效 d, q 轴电感 0.017 H，极对数 20，永磁体磁链 0.95 Wb，转动惯量 0.910 246 kg·m²。

4.1 起工况

仿真时，设定初始时刻转速的给定值为额定值 160 r/min，负载转矩为额定值 500 N·m。图 4 给出了起动过程中速度环分别采用 4 种控制方法的速度响应波形。

从图 4 可以看出，在电机起动时，速度环采用传统 PI 控制的方式，转速会存在一定的超调；采用 2-DOF PI 控制时，虽然可以实现转速的无超调控制，但是系统的动态响应速度最慢；采用基于 ESO 的 PI 控制时，系统具有最快的动态响应速

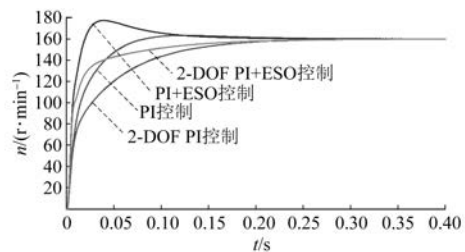


图 4 不同控制方式下起动过程中速度响应的仿真结果

度,但是产生最大的转速超调。而采用基于 ESO 的 2-DOF PI 控制时,不但可以实现转速的无超调控制,而且系统还具有比较快的动态响应速度。

4.2 转速给定突变工况

仿真时,初始时刻设定负载转矩为额定值 $500\text{ N}\cdot\text{m}$,转速给定值为额定值 $160\text{ r}/\text{min}$,在 0.5 s 时刻使转速给定值突减为 $60\text{ r}/\text{min}$,在 1 s 时刻又突加为额定值 $160\text{ r}/\text{min}$ 。图 5 给出了该工况下速度环分别采用 4 种控制方式时速度响应的仿真结果。

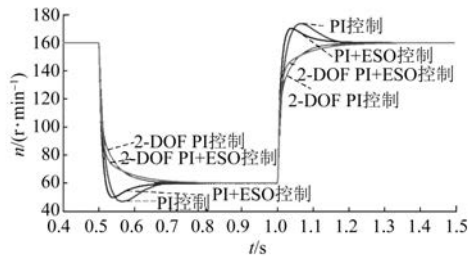


图 5 给定转速突变,不同控制方式下速度响应的仿真结果

从图 5 可以看出,在负载转矩恒定而转速给定值突变时,速度环采用传统 PI 控制,虽然使系统具有较快的动态响应速度,但转速产生了较大的降落或上升,最大值为 $13\text{ r}/\text{min}$;采用 2-DOF PI 控制时,转速降落或上升值基本上为 0,但是系统的动态响应速度比较慢;采用基于 ESO 的 PI 控制时,系统具有最快的动态响应速度,但是转速同样产生了较大的降落或上升,最大值为 $10\text{ r}/\text{min}$;采用基于 ESO 的 2-DOF PI 控制时,不但使转速产生的降落或上升值为 0,而且还使得系统具有比较快的动态响应速度。

图 6 给出了给定转速突变时 4 种控制方式下电磁转矩的仿真结果。

从图 6 可以看出,在给定转速发生变化,速度环采用传统 PI 控制时,系统不能快速产生所需要

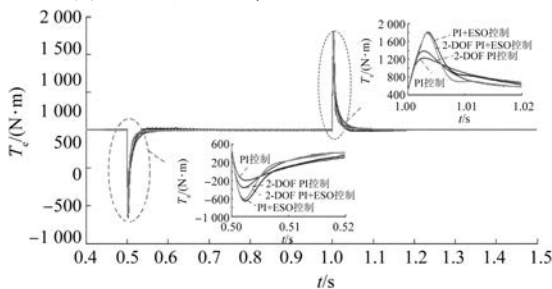


图 6 给定转速突变,不同控制方式下电磁转矩的仿真结果

的电磁转矩,从而使转速产生较大的超调,系统需要较长的时间才能达到稳定状态。当采用基于 ESO 的 2-DOF PI 控制时,系统可以快速产生所需要的电磁转矩,在较短时间内达到稳定状态,同时也可以实现转速的无超调控制。

4.3 负载转矩突变工况

设定初始时刻转速给定值为额定值 $160\text{ r}/\text{min}$,负载转矩为额定值 $500\text{ N}\cdot\text{m}$,在 0.5 s 时刻使负载转矩突卸为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$,在 1 s 时刻又突变为额定值 $500\text{ N}\cdot\text{m}$ 。速度环分别采用 4 种控制方式时速度响应的仿真结果如图 7 所示。

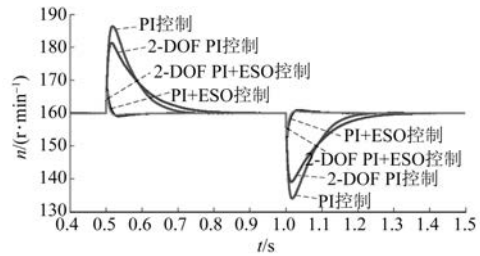


图 7 负载转矩突变,不同控制方式下速度响应的仿真结果

从图 7 可以看出,在负载转矩突变,速度环采用传统 PI 控制时,不但产生了较大的转速上升或跌落,最大值达到了 $26\text{ r}/\text{min}$,同时,系统恢复到稳定状态的时间比较长;采用 2-DOF PI 控制时,产生的最大转速上升或跌落值为 $21\text{ r}/\text{min}$,同时,系统恢复到稳定状态的时间也变短,提高了系统的抗负载扰动能力;当采用基于 ESO 的 PI 控制和基于 ESO 的 2-DOF PI 控制时,产生的最大转速上升或跌落值分别为 $8\text{ r}/\text{min}$ 和 $7\text{ r}/\text{min}$,同时,系统均可以在较短的时间内恢复到稳定状态运行,进一步提高了系统的抗负载扰动能力。

同样,图 8 也给出了在负载转矩突变时,4 种控制方式下电磁转矩的仿真结果。

从图 8 也可以看出,当速度环采用传统 PI 控制时,系统不能快速产生所需要的电磁转矩,而采

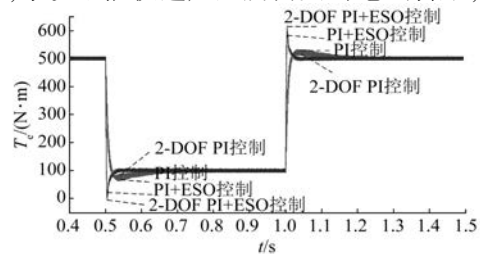


图 8 负载转矩突变,不同控制方式下电磁转矩的仿真结果

用基于 ESO 的 2-DOF PI 控制时,系统可以快速产生所需要的电磁转矩,从而使系统可以在较短的时间内达到稳定状态。同时,也可以有效减小负载转矩突变时产生的转速上升或跌落。

5 结 语

为减小 PMSM 系统速度环采用传统 PI 控制时转速的超调,提高转速的跟随性能,同时针对负载转矩、给定转速变化等扰动因素的影响,提高系统的抗负载扰动性能,提出了一种基于 ESO 的 PMSM 2-DOF PI 控制方法。通过理论推导和仿真分析得到以下结论:

(1) 采用 2-DOF PI 控制方法,可以有效减小电机启动时转速的超调;

(2) 基于 ESO 的前馈补偿控制方法进一步提高了系统的抗负载扰动能力;

(3) 采用基于 ESO 的 2-DOF PI 控制方式,不但可以实现转速的无超调控制、提高转速的跟踪性能和抗负载扰动性能,还使系统具有较好的动态响应性能。

【参考文献】

- [1] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [2] AHMED F I, EL-TOBSHY A M, MAHFOUZ A A, et al. P-I and I-P controllers in a closed loop for DC motor drives [C] // Proceedings of Power Conversion Conference-PCC '97, 1997.
- [3] 郭新华, 温旭辉, 赵峰, 等. 基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型 IP 速度控制器[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(27): 7.
- [4] 黄科元, 周滔滔, 黄守道, 等. 永磁伺服系统基于微分自适应补偿的快速无超调控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 137.
- [5] 符慧, 左月飞, 刘闯, 等. 永磁同步电机转速环的一种变结构 PI 控制器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 237.
- [6] 张晓光, 孙力, 赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111.
- [7] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431.
- [8] 陈荣, 邓智泉, 严仰光. 基于负载观测的伺服系统抗扰研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 106.
- [9] 陈玄, 李祥飞, 周杨. 基于新型滑模扰动观测器的永磁同步电机控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3): 23.
- [10] 郑泽东, 李永东, 肖曦, 等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 30.
- [11] 张海洋, 许海平, 方程, 等. 基于负载转矩观测器的直驱式永磁同步电机新型速度控制器设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2923.
- [12] ZHANG Y, AKUJUOBI C M, ALI W H, et al. Load disturbance resistance speed controller design for PMSM [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1198.
- [13] 刘颖, 周波, 方斯琛. 基于新型扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 80.
- [14] HAN J. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900.
- [15] 唐彬彬, 徐道明, 吴若莺. 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.

扫码关注
《电机与控制应用》
微信公众号

