

内置式永磁同步电机宽速域模糊滑模控制

王宇宁,杨成顺,黄宵宁

(南京工程学院 电力工程学院,江苏 南京 211167)

摘要:针对传统内置式永磁同步电机控制策略抗干扰性能较差、参数摄动和控制精度的问题,提出了基于超扭曲扰动观测器的模糊滑模控制策略,实现了内置式永磁同步电机的宽速域运行,同时进一步提高了转速跟踪精度和系统的抗干扰能力。首先,通过最大转矩电流比与梯度下降法弱磁控制相结合拓宽了调速范围。其次,基于超扭曲算法(STA)设计扰动观测器,提升了系统的抗干扰能力。同时,为了应对Backstepping算法中的微分膨胀问题,使用二阶滑模微分器对虚拟控制率作逼近处理。采用模糊逻辑系统对内置式永磁同步电机模型中的非线性部分进行逼近,降低电机参数摄动对控制性能的影响。最后,通过应用Lyapunov理论,验证了所提控制策略的稳定性。通过Matlab/Simulink平台进行仿真,验证了在所提控制策略下内置式永磁同步电机具有更优异的宽速域动态性能和鲁棒性。

关键词:电动汽车;内置式永磁同步电机;模糊控制;扰动观测器

中图分类号:TM341;TP273 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd25182

Wide-speed-range Fuzzy Sliding Mode Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

WANG Yuning, YANG Chengshun, HUANG Xiaoning

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, Jiangsu, China)

Abstract:In response to the poor disturbance rejection performance and issues of parameter perturbation and control precision in traditional control strategies for interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM), a fuzzy sliding mode control strategy based on the super-twisting disturbance observer was proposed. This strategy enables wide-speed-range operation of IPMSM, and further improves rotational speed tracking precision and the system's disturbance rejection capabilities. Firstly, the speed control range was broadened by combining maximum torque per ampere ratio with the gradient descent method for weak magnetic control. Secondly, the super-twisting algorithm (STA) was utilized to design a disturbance observer, thus enhancing the system's ability to resist disturbances. In addition, to address the derivative explosion problem in Backstepping control, a second-order sliding mode differentiator was used to approximate the virtual control rate. The fuzzy logic system was adopted to approximate the nonlinear part in the model of IPMSM, reducing the impact of motor parameter perturbation on control performance. Finally, the stability of the proposed control strategy was confirmed by applying Lyapunov theory. Through simulation on the Matlab/Simulink platform, it was verified that under the control strategy proposed, IPMSM demonstrate superior wide-speed-range dynamic performance and robustness.

Key words: electric vehicles; interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); fuzzy control; disturbance observer

近年来,在能源、环境保护和生态可持续发展、未来科技革命等因素的驱动下,电动汽车得到了迅猛发展^[1-3]。驱动电机是电动汽车驱动系统中最为重要的部分,所以驱动电机的性能会对电动汽车的质量有着直接影响^[4]。在高速运行状态下,内置式永磁同步电机(IPMSM)拥有磁阻转

矩,而且磁路气隙较小、电枢反应较强,表现出较为优越的弱磁调速范围与效率等特性,非常适合电动汽车在高转速与大转矩运行方面的需求^[5-7]。

然而,实际应用时,在IPMSM的转速升高至额定值的过程中,电机端电压相应提高,最后会受到逆变器最大输出电压限制,从而导致电机无

基金项目:国家自然科学基金(61973140)

作者简介:王宇宁(1998—),女,硕士,Email:1749300175@qq.com

法进一步提升转速。为解决此问题,学者们针对IPMSM提出了弱磁(field weakening)控制策略。其基本原理为:通过控制直轴电流分量来减小交直轴的合成磁场,使逆变器脱离饱和状态,减少电枢反应产生的反电动势,进而达成弱磁扩速的目标。但是,对于电动汽车的IPMSM而言,在弱磁扩速的过程中,会牺牲一部分转矩输出能力,并且控制直轴电流进行去磁也会增加一部分损耗。文献[8]通过对 d 轴电流进行补偿从而实现弱磁控制,提高了控制策略运行时的抗干扰性能,并在控制器中加入了模糊算法解决参数扰动问题。文献[9]采用恒定转矩前馈与电压反馈相结合的电流补偿弱磁调控策略,该方法可实现较为优越的转矩与转速动态性能。上述文献在弱磁控制理论的基础上,对IPMSM的控制性能进行了研究,并取得了较好的效果。但在电动汽车行驶过程中,需要对车辆的启动、加速、减速进行平滑的切换控制。不同的路况下,有不同种类的负载扰动问题。所以,本文在最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)控制和弱磁控制的基础上加入了基于超扭曲算法(STA)的扰动观测器,以提高控制的抗干扰性能。

众多学者对控制过程中存在的负载扰动问题进行了研究。文献[10]采用经典滑模观测器对控制输入参数进行评估,实现了较优的观测结果,但对于控制中存在的滑模抖振的处理效果并不理想。文献[11]在控制器设计中引入扰动观测器,以提升IPMSM驱动系统在负载扰动情况下的抗干扰性。文献[12]在全阶速度环控制策略中加入了一种基于线性扩张的状态观测器,能显著提升控制的准确性和抗干扰性能,但是算法较为复杂,不易实现。所以,在控制中加入了扰动观测器后,还需要针对控制精度、参数扰动等问题进行研究。

为此,本文针对电动汽车用IPMSM宽速域上的弱磁控制抗干扰性能较差、控制精度不足和参数扰动的问题,提出了一种基于超扭曲扰动观测器的模糊滑模控制。首先,整合MTPA控制和梯度下降法弱磁控制,得到IPMSM在较大转速范围上的 d 轴电流控制模型。由于负载可能出现扰动问题,本文设计了一种基于STA的扰动观测器,将监测到的扰动信息实时前馈补偿给控制器,从而增强系统的抗干扰能力,优化整体控制性能。基于Backstepping以及MTPA控制和弱磁控制结

合得到的 d 轴电流模型进行控制器设计;同时,为解决Backstepping存在的微分膨胀问题,引入二阶滑模微分器(second-order sliding mode differentiator, SOSMD),在有限时间内逼近虚拟控制率。其次,应用模糊逻辑系统中的万能逼近定理,对IPMSM模型中的非线性函数进行逼近以降低控制器对模型的依赖,简化控制器结构并克服参数扰动现象;同时在控制器中加入积分滑模面,增强系统稳定性。最后,通过仿真实验证明了本文所提控制方法的有效性。

1 IPMSM的数学模型

IPMSM在 d - q 坐标系下的数学模型^[13]可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \Psi_f i_q] \quad (1)$$

$$i_d = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + p_n \omega_m L_q i_q) \quad (2)$$

$$i_q = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - p_n \omega_m L_d i_d - p_n \omega_m \Psi_f) \quad (3)$$

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} (T_e - B_m \omega_m - T_L) \quad (4)$$

式中: T_e 为电磁转矩; $i_d, i_q, u_d, u_q, L_d, L_q$ 分别为 d, q 轴电流分量、电压分量和电感分量; Ψ_f 为永磁体磁链; B_m 为阻尼系数; ω_m 为机械角速度; p_n 为极对数; R_s 为定子电阻; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量。

在电动汽车运行中,IPMSM的转速通常在额定转速上下波动。当电机工作在额定转速以下时,为使电机达到最优的效率特性,通过MTPA控制的曲线拟合方式,将其工作点规划在特定曲线上,得到不同转速要求下的 i_d, i_q ,如图1所示。此时, d 轴电流的控制模型^[14]为

$$i_d = -\frac{\Psi_f}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\Psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (5)$$

当电机转速大于额定转速时,电机无法继续工作在MTPA曲线上。此时,通过转矩的梯度下降方向和电压差值对MTPA控制得到的 i_d, i_q 进行方向和大小的修正,达到弱磁扩速的目的^[15],如图2所示。

由图2可知,等转矩曲线的切线方向表示为

$$\mathbf{X} \equiv \sqrt{(X_d)^2 + (X_q)^2} \quad (6)$$

式中: X_d, X_q 分别为转矩曲线在 i_d - i_q 平面上沿 d 轴、 q 轴方向的分量; \mathbf{X} 为等转矩曲线的切向量。

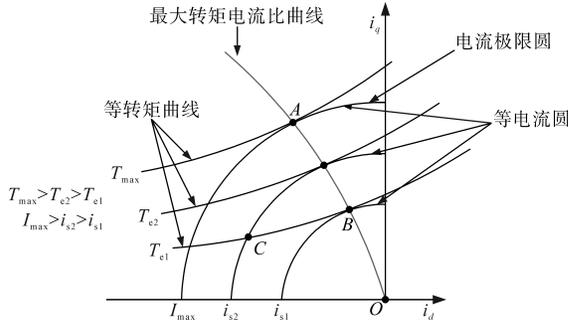


图1 基速下电流点工作规划

Fig.1 Operating plan for the current point under base speed

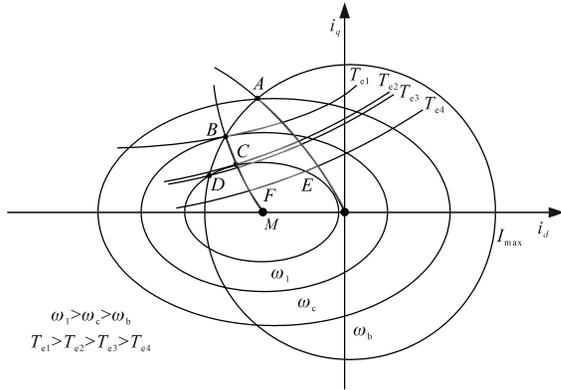


图2 弱磁状态下电流点工作规划

Fig.2 Operating plan for the current point under field weakening conditions

所以 d 轴电流在等转矩曲线的切线方向上的修正量大小可表示为

$$M_d = \alpha \Delta V \frac{X_d}{X} \quad (7)$$

式中: α , ΔV 分别为修正系数、稳压器输出的电压偏差。

同理,图2的等转矩曲线的法线方向表示为

$$T \equiv \sqrt{(T_d)^2 + (T_q)^2} \quad (8)$$

式中: T_d , T_q 分别为转矩曲线在 i_d - i_q 平面上沿 d 轴、 q 轴方向的分量; T 为等转矩曲线的法向量。所以 d 轴电流沿等转矩曲线法线方向的修正量可表示为

$$N_d = \beta_1 \Delta T \frac{T_d}{T} \quad (9)$$

式中: β_1 为修正系数; ΔT 为给定转矩与估计转矩的差值。

因此,修正后的 d 轴电流控制方程可表示为

$$i_d^* = i_d + \int (M_d + N_d) dt \quad (10)$$

式中: i_d^* 为修正后的 d 轴电流。

综合式(5)和式(10)可得 IPMSM 在两种工作状态下的 d 轴电流控制方程:

$$i_d = \begin{cases} \frac{0.5\Psi_f}{L_d - L_q} - \sqrt{\frac{0.25\Psi_f^2}{(L_q - L_d)^2} + i_q^2} & n_m < n_n \\ \frac{0.5\Psi_f}{L_d - L_q} - \sqrt{\frac{0.25\Psi_f^2}{(L_q - L_d)^2} + i_q^2} + \int (M_d + N_d) dt & n_m \geq n_n \end{cases} \quad (11)$$

式中: n_m , n_n 分别为 IPMSM 实际转速、额定转速。

2 IPMSM 基于超扭曲扰动观测器的模糊滑模控制策略

针对电动汽车用 IPMSM 宽速域上的弱磁控制抗干扰性能较差、控制精度不足和参数摄动的问题,提出一种基于超扭曲扰动观测器的模糊滑模控制策略,控制流程如图3所示。

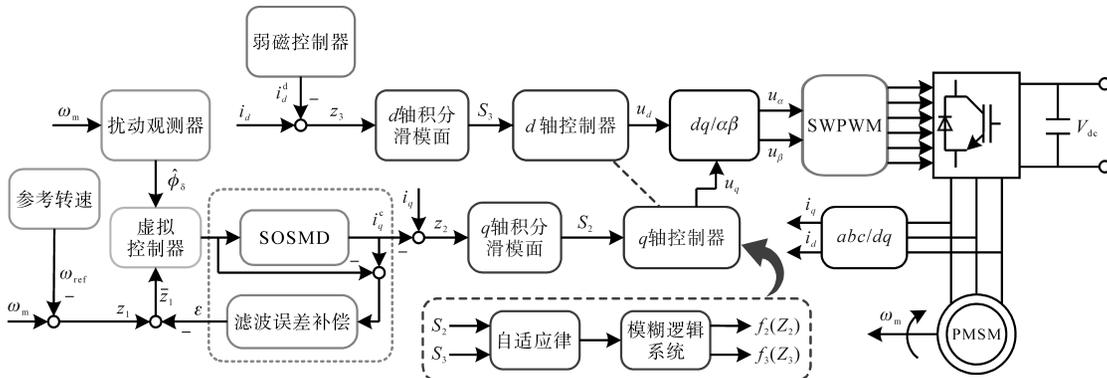


图3 基于超扭曲扰动观测器的模糊滑模控制流程图

Fig.3 Flowchart of fuzzy sliding mode control based on super-twisting disturbance observer

2.1 基于超扭曲算法(STA)的扰动观测器设计

由于 IPMSM 运行的过程中,控制容易受到外界干扰,所以设计一种基于 STA 的扰动观测器。将扰动转矩加入式(4)中,可得到:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} (T_e - B_m \omega_m - T_L - T_d) \quad (12)$$

式中: T_d 为扰动转矩。

令 $T_\delta = T_L + T_d$, $\phi_\delta = -T_\delta/J$, 则式(4)可表示为

$$\dot{\omega}_m = 1.5 \cdot p_n (L_d - L_q) i_d i_q / J + \Psi_f i_q / J - B_m \omega_m / J + \phi_\delta \quad (13)$$

由式(2)、式(3)、式(13),将IPMSM的动态方程改写为

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) + \mathbf{g}u + \phi(t) \quad (14)$$

其中

$$\mathbf{x} = [\omega_m \ 0 \ 0]^T$$

$$\mathbf{u} = [u_d \ u_q]^T$$

式中: \mathbf{x} 为状态参数; \mathbf{u} 为输入参数; \mathbf{g} 为控制系数矩阵,令 $\mathbf{g} = 0$; $\phi(t)$ 为未知的负载扰动。

带扰动项的STA可表示为^[16]

$$\begin{cases} \dot{\vartheta}_1 = -e_1 \sqrt{\|\vartheta_1\|} \text{sign}(\vartheta_1) + \vartheta_2 \\ \dot{\vartheta}_2 = -e_2 \text{sign}(\vartheta_1) + \dot{\chi}(t) \end{cases} \quad (15)$$

式中: ϑ_1, ϑ_2 为状态参数; e_1, e_2 为恒定值。

$\chi(t)$ 是未知扰动,绝对可积,即 $\|\dot{\chi}(t)\| \leq \gamma$,扰动的积分值足够小。

当符合:

$$\mathbf{N}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{N} + \sigma^2 \mathbf{D}^T \mathbf{D} + \mathbf{P} \mathbf{J} \mathbf{J}^T \mathbf{P} = -\mathbf{Q} < 0 \quad (16)$$

其中

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} -1/2e_1 & 1/2 \\ -e_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D} = [1 \ 0]$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

式中: \mathbf{P}, \mathbf{Q} 为正定矩阵。

则式(15)所表示的状态可以在有限时间内达到稳定状态^[16]。将系统动态模型代入式(15)中,可以得到扰动观测器模型为

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = f(\mathbf{x}) + \mathbf{g}u - A_1 \sqrt{\|\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}\|} \text{sign}(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) + \hat{\phi} \quad (17)$$

$$\dot{\hat{\phi}} = -A_2 \text{sign}(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) \quad (18)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}$ 为状态参数的估计值; $\hat{\phi}$ 为未知负载扰动的估计值; A_1, A_2 为正的常数。

2.2 控制器设计

为保证 ω_m 能准确跟随参考速率,定义电机转速跟踪误差为

$$z_1 = \omega_m - \omega_{mr} \quad (19)$$

式中: ω_{mr} 为参考转速。

构造Lyapunov函数:

$$V_1 = \frac{z_1^2}{2} \quad (20)$$

对 V_1 进行求导,并将式(4)和式(19)代入式(20)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{\omega}_m - \dot{\omega}_{mr}) \\ &= -K_1 z_1^2 - z_1 B_m \omega_m / J + z_1 \phi_\delta - z_1 \dot{\omega}_{mr} + \\ &\quad z_1 K_1 z_1 + 1.5 z_1 p_n [(L_d - L_q) i_d i_q + \Psi_f i_q] / J \end{aligned} \quad (21)$$

式中: K_1 为虚拟控制器增益, $K_1 > 0$ 。

因此,虚拟控制器可构建为

$$i_q^d = \frac{2 \{ B_m \omega_m + J \dot{\omega}_{mr} - J [\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] - JK_1 z_1 \}}{3 p_n [(L_d - L_q) i_d + \Psi_f]} \quad (22)$$

其中

$$\dot{\hat{\rho}} = L_1 \bar{z}_1 \text{sign}(\bar{z}_1) - \tau \hat{\rho}$$

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ 0 & x = 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$$

式中: ρ 为观测误差阈值; $\hat{\rho}$ 为 ρ 的预测值; L_1, τ 为固定值; \bar{z}_1 为引入补偿量后的转速跟踪误差。

在采用Backstepping方法处理非线性系统过程中,需要对虚拟控制率进行连续求导,这会导导致控制输出越来越大,甚至出现无限增长的现象,即微分膨胀现象。微分膨胀会导致系统稳定性下降、控制精度降低和系统响应延迟等问题。为进一步解决微分膨胀问题,此处引入文献[13]设计的滑模微分器,可在比较短的时间内逼近虚拟控制器的微分项。该微分器设计为

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_1 = \eta_1 \\ \eta_1 = -\mu_1 |\Psi_1 - s_r|^{1/2} \text{sign}(\Psi_1 - s_r) + \Psi_2 \\ \dot{\Psi}_2 = -\mu_2 \text{sign}(\Psi_2 - \eta_1) \end{cases} \quad (23)$$

式中: μ_1, μ_2 为正常量; s_r 为 i_q^d ; Ψ_1 为 s_r 的估计量, $\Psi_2 = \dot{i}_q^d$; η_1 为 \dot{s}_r 的估计量, $\eta_2 = \dot{i}_q^c$ 。

引入误差补偿量 ξ 的导数:

$$\dot{\xi} = -K_1 \xi + \frac{3 p_n}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \Psi_f] (i_q^c - i_q^d) \quad (24)$$

再次定义转速跟踪误差为

$$\bar{z}_1 = z_1 - \xi \quad (25)$$

为了应用Backstepping设计 d 轴控制模型,定义 d, q 轴的电流误差为

$$\begin{cases} z_3 = i_d - i_d^d \\ z_2 = i_q - i_q^c \end{cases} \quad (26)$$

式中: i_d^d 为 d 轴参考量; i_q^c 为 q 轴参考量。

为使误差 \bar{z}_1 稳定,选取Lyapunov函数:

$$V_2 = \bar{z}_1^2 / 2 \quad (27)$$

对其求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \bar{z}_1 \dot{\bar{z}}_1 \\ &= -K_1 \bar{z}_1^2 - \bar{z}_1 [\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] + \\ &\quad \frac{3 p_n}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \Psi_f] \bar{z}_1 z_2 \end{aligned} \quad (28)$$

为了进一步增强系统的鲁棒性能,在内环控制器中加入积分滑模面,其在 d, q 轴分别定义为

$$\begin{cases} S_d = z_3 + d_3 \int_0^t z_3 dt \\ S_q = z_2 + d_2 \int_0^t z_2 dt \end{cases} \quad (29)$$

式中: d_2, d_3 为大于0的滑模面参数。

滑模趋近律可表示为

$$\begin{cases} \dot{S}_d = -h_3 \text{sig}(S_d) - \rho_3 S_d \\ \dot{S}_q = -h_2 \text{sig}(S_q) - \rho_2 S_q \end{cases} \quad (30)$$

其中

$$\text{sig}(x) = \frac{2}{1 + \exp(-\vartheta x)} - 1 \quad (31)$$

式中: h_2, h_3, ρ_2, ρ_3 均为大于0的常数; $\text{sig}(x)$ 为Sigmoid函数; ϑ 为大于0的常数,决定了Sigmoid函数的收敛速度。

基于前文的IPMSM数学模型,对式(29)求导可得:

$$\begin{cases} \dot{S}_d = \dot{z}_3 + d_3 z_3 \\ = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + p_n \omega_m L_q i_q) - \dot{i}_d + d_3 z_3 \\ \dot{S}_q = \dot{z}_2 + d_2 z_2 \\ = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - p_n \omega_m L_d i_d + p_n \omega_m \Psi_f) - \dot{i}_q + d_2 z_2 \end{cases} \quad (32)$$

构造Lyapunov函数:

$$V_3 = V_2 + \frac{S_q^2}{2} \quad (33)$$

对式(33)求导,并将式(28)代入得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 - h_2 S_q \text{sig}(S_q) - \rho_2 S_q^2 + S_q [f_2(\mathbf{Z}_2) + \\ &\frac{u_q}{L_q} - \dot{i}_q + d_2 z_2 + h_2 \text{sig}(S_q) + \rho_2 S_q] \end{aligned} \quad (34)$$

其中

$$\begin{aligned} f_2(\mathbf{Z}_2) &= (-R_s i_q - p_n \omega_m L_d i_d - p_n \omega_m \Psi_f) / L_q \\ \mathbf{Z}_2 &= [\omega_m \quad i_q \quad i_d]^T \end{aligned}$$

在使用Backstepping设计过程中,式(34)中的非线性函数 $f_2(\mathbf{Z}_2)$ 会导致设计过程困难、结果复杂,为简化控制器设计过程,应用模糊逻辑系统作为逼近映射,逼近非线性函数 $f_2(\mathbf{Z}_2)$ 。并且通过对非线性部分模糊化,解决了参数摄动问题,避免了模型精度因电机参数变化而下降。

存在模糊逻辑系统 $\mathbf{W}_2^T \partial_2(\mathbf{Z}_2)$ 使得:

$$f_2(\mathbf{Z}_2) = \mathbf{W}_2^T \partial_2(\mathbf{Z}_2) + \gamma(\mathbf{Z}_2) \quad (35)$$

式中: $\gamma(\mathbf{Z}_2)$ 为逼近误差,并且满足 $\gamma(\mathbf{Z}_2) \leq v_2, v_2$ 为足够小的正常数。

由杨氏不等式,对于任意非负实数 a, b 和正实数 p, q ,满足 $1/p + 1/q = 1$ 且 $ab \leq a^p/p + b^q/q$,可得:

$$S_q f_2 \leq \frac{S_q^2 \|\mathbf{W}_2\|^2 \partial_2^T \partial_2}{2\lambda_2^2} + \frac{1}{2} \lambda_2^2 + \frac{1}{2} S_q^2 + \frac{1}{2} v_2^2 \quad (36)$$

式中: λ_2 为大于0的常数; $\|\mathbf{W}_2\|$ 为 \mathbf{W}_2 的范数。

将式(36)代入式(34)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq \dot{V}_2 - h_2 S_q \text{sig}(S_q) - \rho_2 S_q^2 + \frac{1}{2} \lambda_2^2 + \frac{1}{2} v_2^2 + \\ &\frac{S_q^2 \|\mathbf{W}_2\|^2 \partial_2^T \partial_2}{2\lambda_2^2} + \frac{S_q^2}{2} + \frac{u_q S_q}{L_q} - \dot{i}_q S_q + \\ &S_q d_2 z_2 + h_2 S_q \text{sig}(S_q) + \rho_2 S_q^2 \end{aligned} \quad (37)$$

所以 u_q 可设计为

$$\begin{aligned} u_q &= -L_q (S_q \hat{\theta} \partial_2^T \partial_2 / 2\lambda_2^2) - L_q c_2 S_q^\beta - 0.5 \cdot L_q S_q + \\ &L_q \dot{i}_q - d_2 z_2 L_q - h_2 L_q \text{sig}(S_q) - \rho_2 L_q S_q \end{aligned} \quad (38)$$

式中: $\hat{\theta}$ 为未知量 θ 的估计值; c_2, β 为正的常数。

把式(38)代入式(37)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq \dot{V}_2 - h_2 S_q \text{sig}(S_q) - \rho_2 S_q^2 - c_2 S_q^{\beta+1} + \\ &\frac{S_q^2 (\|\mathbf{W}_2\|^2 - \hat{\theta}) \partial_2^T \partial_2}{2\lambda_2^2} + \frac{1}{2} \lambda_2^2 + \frac{1}{2} v_2^2 \\ &= \chi \end{aligned} \quad (39)$$

为设计控制律 u_d ,再次构造Lyapunov函数:

$$V_4 = V_3 + \frac{S_d^2}{2} \quad (40)$$

结合式(39), \dot{V}_4 可表述为

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &\leq \chi - h_3 S_d \text{sig}(S_d) - \rho_3 S_d^2 + \\ &h_3 S_d \text{sig}(S_d) + d_3 z_3 S_d + f_3(\mathbf{Z}_3) S_d + \\ &\frac{u_d}{L_d} S_d + \rho_3 S_d^2 - \dot{i}_d S_d \end{aligned} \quad (41)$$

其中

$$\begin{aligned} f_3(\mathbf{Z}_3) &= (-R_s i_d + p_n \omega_m L_q i_q) / L_d \\ \mathbf{Z}_3 &= [\omega_m \quad i_q \quad i_d]^T \end{aligned}$$

使用模糊逻辑系统处理 $f_3(\mathbf{Z}_3)$ 。根据杨氏不等式可得:

$$S_d f_3 \leq \frac{S_d^2 \|\mathbf{W}_3\|^2 \partial_3^T \partial_3}{2\lambda_3^2} + \frac{1}{2} \lambda_3^2 + \frac{1}{2} S_d^2 + \frac{1}{2} v_3^2 \quad (42)$$

式中: λ_3 为大于0的常数; $\|\mathbf{W}_3\|$ 为 \mathbf{W}_3 的范数。

将式(42)代入式(41)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &\leq \chi - h_3 S_d \text{sig}(S_d) - \rho_3 S_d^2 + \frac{1}{2} \lambda_3^2 + \frac{1}{2} v_3^2 + \\ &\frac{S_d^2 \|\mathbf{W}_3\|^2 \partial_3^T \partial_3}{2\lambda_3^2} + \frac{S_d^2}{2} + h_3 S_d \text{sig}(S_d) + \\ &d_3 z_3 S_d + \frac{u_d}{L_d} S_d + \rho_3 S_d^2 - \dot{i}_d S_d \end{aligned} \quad (43)$$

所以控制器 u_d 可以设计为

$$u_d = -0.5 \cdot L_d S_d - c_3 L_d S_d^\beta - h_3 L_d \text{sig}(S_d) - \rho_3 L_d S_d + L_d \dot{i}_d - d_3 z_3 L_d - L_d \hat{\theta} S_d \partial_3^T \partial_3 / 2\lambda_3^2 \quad (44)$$

定义 $\theta = \max \{\|\mathbf{W}_2\|^2, \|\mathbf{W}_3\|^2\}$, 基于式(28)、式(39)、式(43)和式(44)可得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & \frac{S_d^2(\theta - \hat{\theta})\partial_3^T \partial_3}{2\lambda_3^2} + \frac{S_q^2(\theta - \hat{\theta})\partial_2^T \partial_2}{2\lambda_2^2} - \\ & h_3 S_d \text{sig}(S_d) - h_2 S_q \text{sig}(S_q) - \rho_3 S_d^2 - \\ & \rho_2 S_q^2 + \sum_{n=2}^3 \left(\frac{\lambda_n^2}{2} + \frac{v_n^2}{2} \right) - c_2 S_q^{\beta+1} - c_3 S_d^{\beta+1} - \\ & K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3p_n}{2J} [(L_d - L_q)i_d + \Psi_f] \bar{z}_1 z_2 - \\ & \bar{z}_1 [\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] \end{aligned} \quad (45)$$

为了确定 $\hat{\theta}$, 构造新的 Lyapunov 函数:

$$V_5 = V_4 + \frac{\tilde{\theta}^2}{2m} \quad m > 0 \quad (46)$$

式中: $\tilde{\theta}$ 为 θ 的观测值。

对 V_5 求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -h_3 S_d \text{sig}(S_d) - h_2 S_q \text{sig}(S_q) - \rho_3 S_d^2 - \\ & \rho_2 S_q^2 + \sum_{n=2}^3 \left(\frac{\lambda_n^2}{2} + \frac{v_n^2}{2} \right) - c_2 S_q^{\beta+1} - \\ & c_3 S_d^{\beta+1} - K_1 \bar{z}_1^2 - \bar{z}_1 [\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] + \\ & \frac{\tilde{\theta}}{m} \left[\dot{\hat{\theta}} - \frac{S_d^2 \partial_3^T \partial_3}{2\lambda_3^2} - \frac{S_q^2 \partial_2^T \partial_2}{2\lambda_2^2} \right] + \\ & \frac{3p_n}{2J} [(L_d - L_q)i_d + \Psi_f] \bar{z}_1 z_2 \end{aligned} \quad (47)$$

选择自适应算法得:

$$\dot{\hat{\theta}} = \frac{S_d^2 m \partial_3^T \partial_3}{2\lambda_3^2} + \frac{S_q^2 m \partial_2^T \partial_2}{2\lambda_2^2} - 2m\varepsilon \hat{\theta} \quad (48)$$

式中: λ, m, ε 均为正实数。

3 稳定性证明

为了确定系统的稳定性能, 构造新 Lyapunov 函数:

$$V = V_5 + \frac{1}{2} (\tilde{\phi}_\delta^2 + \tilde{\rho}^2 / L_1) \quad (49)$$

式中: $\tilde{\phi}_\delta$ 为本文所设计扰动观测器的观测误差; $\tilde{\rho}$ 为扰动误差边界的观测值。

对式(49)进行求导可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -h_3 S_d \text{sig}(S_d) - h_2 S_q \text{sig}(S_q) - \rho_3 S_d^2 - \\ & \rho_2 S_q^2 + \sum_{n=2}^3 \left(\frac{\lambda_n^2}{2} + \frac{v_n^2}{2} \right) - c_2 S_q^{\beta+1} - \\ & c_3 S_d^{\beta+1} - K_1 \bar{z}_1^2 - \bar{z}_1 [\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] - \\ & 2\varepsilon \tilde{\theta} \hat{\theta} + \tilde{\phi}_\delta \dot{\hat{\phi}}_\delta + \tilde{\rho} \dot{\hat{\rho}} / L_1 + \\ & \frac{3p_n}{2J} [(L_d - L_q)i_d + \Psi_f] \bar{z}_1 z_2 \end{aligned} \quad (50)$$

由 Sigmoid 函数性质可知, 式(50)中 $-h_3 S_d \text{sig}(S_d) - h_2 S_q \text{sig}(S_q)$ 项小于0。由杨氏不等式可以得到:

$$\begin{aligned} \bar{z}_1 \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1) & \leq \frac{\hat{\rho}}{2} \bar{z}_1^2 + \frac{\hat{\rho}}{2} [\text{sign}(\bar{z}_1)]^2 \\ & \leq \frac{\hat{\rho}}{2} \bar{z}_1^2 + \frac{\hat{\rho}}{2} - \bar{z}_1 \tilde{\phi}_\delta \\ & \leq \frac{1}{2} \tilde{\phi}_\delta^2 + \frac{1}{2} \bar{z}_1^2 \end{aligned} \quad (51)$$

由于本文扰动观测器模型式(19)、式(20)满足式(15)所示的带扰动的 STA 结构, 所以本文观测器误差 \bar{z}_1 可以在有限时间内收敛到一个足够小的领域内^[16]。

对于式(50)中的交叉项, 使 $0 < \varpi < 1$, 得到不等关系如下:

$$\begin{aligned} -K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3p_n}{2J} [(L_d - L_q)i_d + \Psi_f] \bar{z}_1 z_2 & \leq -K_1 \varpi |\bar{z}_1|^2 - \\ & K_1 (1 - \varpi) \bar{z}_1^2 + \frac{3p_n}{2J} [(L_d - L_q)i_d + \Psi_f] |\bar{z}_1| |z_2| \end{aligned} \quad (52)$$

通过调校 K_1 可以得到:

$$-K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3p_n}{2J} [(L_d - L_q)i_d + \Psi_f] \bar{z}_1 z_2 \leq -K_1 (1 - \varpi) \bar{z}_1^2 \quad (53)$$

也符合 $|\bar{z}_1| \geq (3p_n / 2K_1 \varpi J) [(L_d - L_q)i_d + \Psi_f] |z_2|$ 的要求。

由文献[16]可知:

$$-\varepsilon \tilde{\theta} \hat{\theta} \leq [-\varepsilon(2\ell - 1)/2\ell] \tilde{\theta}^2 + (\varepsilon\ell/2)\theta^2 \quad \ell > 0.5 \quad (54)$$

将式(19)、式(20)、式(51)代入式(50)中可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\rho_3 S_d^2 - \rho_2 S_q^2 + \sum_{n=2}^3 \left(\frac{\lambda_n^2}{2} + \frac{v_n^2}{2} \right) - c_2 S_q^{\beta+1} - \\ & c_3 S_d^{\beta+1} - [K_1 (1 - \varpi) - \frac{1 + \rho}{2}] \bar{z}_1^2 + \\ & \frac{\gamma}{m} \tilde{\theta}^2 - c_1 \bar{z}_1^{\beta+1} + 1 + \varepsilon\ell\theta^2 + \frac{\rho}{2} + o_\delta - \\ & 2\varepsilon \tilde{\theta} \hat{\theta} + \tilde{\phi}_\delta \dot{\hat{\phi}}_\delta - \left(\frac{\gamma}{m} \tilde{\theta} \right)^{\frac{\beta+1}{2}} \end{aligned} \quad (55)$$

其中 $\gamma = m [\varepsilon(2\ell - 1)/2\ell]$

式中: o_s 为观测误差在有限时间内收敛到原点附近的足够小的邻域。

将式(55)表示为

$$\dot{V} \leq -AV - BV^{\frac{\beta+1}{2}} + C \quad (56)$$

其中 $A = \min\{2K_1(1-\tau) - 1 - \rho, 2\rho_2, 2\rho_3, 2\gamma\}$

$$B = \min\{2^{(\beta+1)/2}c_s, (2\gamma)^{(\beta+1)/2}\} \quad s = 1, 2, 3$$

$$C = \sum_{n=2}^3 0.5 \times (\lambda_n^2 + v_n^2) + \varepsilon\rho\theta^2 +$$

$$\hat{\phi}_s \hat{\phi}_s + 0.5 \times \rho + o_s + 1$$

根据有限时间稳定性条件:如果系统 $\dot{x} = f(x)$, 存在一个连续函数 $\dot{V}(x)$, 存在实数 $A > 0, B > 0, 0 < \beta < 1, 0 < C < \infty$, 可以满足不等关系 $\dot{V}(x) \leq -AV(x) - BV^\beta(x) + C$, 那么此系统是有限时间稳定的^[17]。式(56)所描述的系统追踪误差在有限时间内能够收敛至原点邻近的微小区域内。

4 仿真结果分析

为验证本文所提出的模糊滑模控制策略的优越性,按照图3的控制流程,使用 Matlab/Simulink 平台对本文所提出的控制方法进行仿真。IPMSM 的结构参数为:定子电阻 $R_s=0.006\ 56\ \Omega$, q 轴电感 $L_q=0.000\ 70\ \text{H}$, d 轴电感 $L_d=0.000\ 28\ \text{H}$, 极对数 $p_n=6$, 转动惯量 $J=2\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$, 永磁体磁链 $\Psi_f=0.185\ 61\ \text{Wb}$, 阻尼系数 $B_m=0.001\ \text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^{-1}/\text{rad}$, 额定功率 $P_e=90\ \text{kW}$, 额定转速 $n_e=1\ 300\ \text{r}/\text{min}$, 额定转矩 $T_e=300\ \text{N}\cdot\text{m}$, 额定相电压 $U_N=160\ \text{V}$ 。

控制器参数优先通过改变自适应律 m 的数值进行试测,使自适应模糊逻辑系统不断逼近电机模型中的非线性函数。将自适应学习率 ε 设置在 $0.001\sim 1.1$ 之间。本文所设计控制器的参数为: $K_1=200, \beta=0.8, \beta_1=10, d_2=d_3=900, h_2=h_3=200\ 000, c_1=c_2=100, \rho=0.1, \rho_2=20, \rho_3=20, \varepsilon=0.005, \alpha=0.5, m=10$ 。IPMSM 在基速区运行时,对照分析本文所提出的控制策略与 MTPA 控制及 $i_d = 0$ 控制的跟踪准确度。仿真时间共为 $5\ \text{s}$, 在 $t=0\ \text{s}$ 时启动电机,设置目标转速为 $1\ 200\ \text{r}/\text{min}$, 转矩为恒定值,如图4所示。

通过仿真结果对比可看出:本文控制策略在电机启动的瞬间动态响应特性较强,可以在 $0.09\ \text{s}$ 内收敛,跟踪性能比其他两种控制更加优越,延迟较小;本文控制策略在 $1\ \text{s}$ 时达到给定的最高参考延迟较小,而其他两种控制有一定的延迟。

不同控制方式下 IPMSM 所能达到的最大转速范围的对比如图5所示。

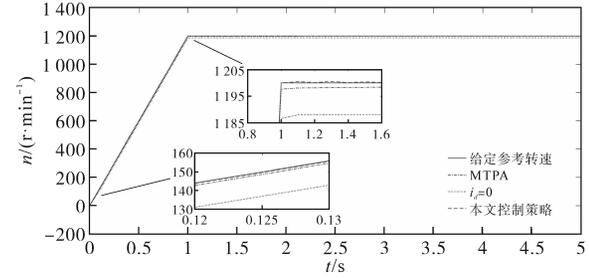


图4 基速区电机转速跟踪响应

Fig.4 Motor speed tracking response in base speed region

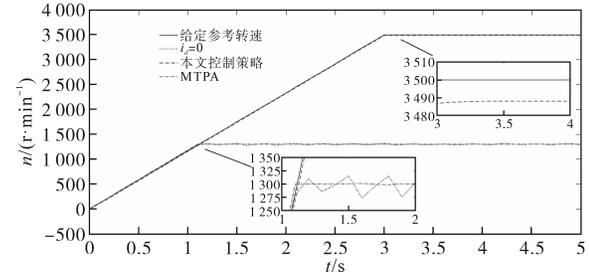


图5 不同控制方法下电机转速范围响应

Fig.5 Motor speed range response under different control methods

本文的控制策略在 $t=3\ \text{s}$ 时能够达到最高转速 $3\ 500\ \text{r}/\text{min}$, 而在 MTPA 控制和 $i_d = 0$ 控制下,电机最大转速只能达到 $1\ 300\ \text{r}/\text{min}$ 。与常规的 MTPA 控制和 $i_d = 0$ 控制相比,本文控制策略将电机转速范围扩大了 2 倍以上,使电机性能更加优越。

文献[18]中的传统 PI 控制与本文控制策略响应对比如图6所示,转速范围设置为 $0\sim 3\ 500\ \text{r}/\text{min}$, 两种控制方法在额定速度以下时,均采用 MTPA 控制。大于额定转速时,PI 弱磁 (PI-field weakening, PI-FW) 控制采用 d 轴电流补偿的弱磁控制,而本文控制方法采用梯度下降法弱磁控制。

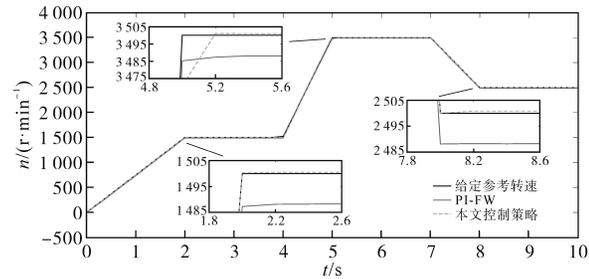


图6 不同控制方法下转速跟踪性能对比响应

Fig.6 Comparison of speed tracking performance response under different control methods

由图6可知,在电机启动后 $t=2\ \text{s}$ 时,本文控制策略对应转速的超调量更小,可以在很短的有限时间内跟踪给定转速,在 $t=5\ \text{s}$ 和 $t=8\ \text{s}$ 转速突然增大时,本文控制策略可以实现较快跟踪且跟

踪平滑,超调量小。

为了证明本文控制策略的抗干扰性能,在 $t=2.5\text{ s}$ 时加扰动,对比分析本文控制策略与 MTPA 控制及 $i_d = 0$ 控制的抗干扰性能,如图 7 所示。

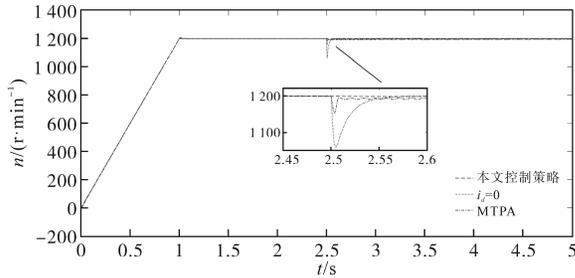


图7 扰动情况下不同控制方法转速跟踪响应
Fig.7 Different control methods track the response in the disturbed case

图 7 中,在 $t=2.5\text{ s}$ 加入扰动后, MTPA 控制和 $i_d = 0$ 控制下的转速均有所下降,且 $i_d = 0$ 控制下转速下降超出 100 r/min ,而本文所提出控制策略跟踪较为准确。由此可见本文控制策略的干扰抑制能力较强,鲁棒性比传统控制方法更加优越。

图 8 为定子三相电流响应,在 $t=1.7\text{ s}$ 增加电机转速后,定子三相电流值随转速增加而增大,待转速在 $t=2.5\text{ s}$ 达到最大值后,定子三相电流随之稳定。在 $t=3\text{ s}$ 增添负载扰动,此时定子三相电流有一定超调,但很快恢复到稳定状态。

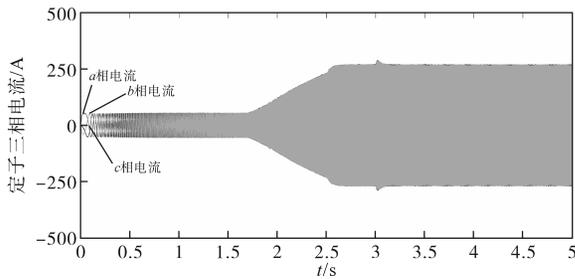


图8 定子三相电流响应
Fig.8 Stator three-phase current response

图 9 为定子的 d, q 轴电流变化响应。从图 9 中可以看出,前 4 s 电机处于 MTPA 控制阶段,第 4 s 开始, i_d 明显负向增大,直轴磁场减弱, d, q 轴电流随之减小,达到了弱磁扩速的目的,电机进入弱磁阶段。

二阶滑模微分器的输入输出信号响应如图 10 所示。可以看出,在转速有比较大的变化时, SOSMD 的输入输出信号也随之变化,对于变化的输入信号,输出信号可以实现持续准确的跟踪,保证了误差信号的有限时间收敛性,很好地解决了虚拟控制率的微分膨胀问题,并且滤波效果优越。

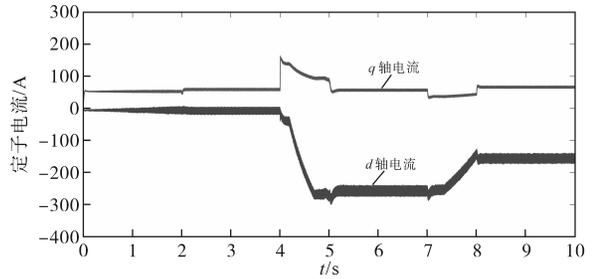


图9 定子电流响应

Fig.9 Stator current response

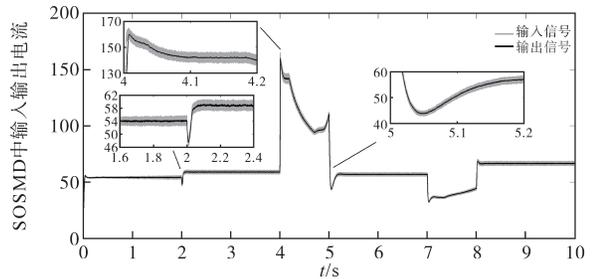


图10 二阶滑模微分器输入输出信号响应

Fig.10 Input and output signal response of SOSMD

5 结论

本文首先将 MTPA 控制与弱磁控制相结合,以实现 IPMSM 速度域的拓展,并利用 Backstepping 算法设计控制器。采用 SOSMD 对虚拟控制率进行逼近,解决了 Backstepping 计算过程中产生的微分膨胀问题,并加入误差补偿信号。此外,使用模糊逻辑系统逼近 IPMSM 模型中的非线性部分,解决了控制过程中的参数摄动问题。基于超扭曲算法,设计了扰动观测器和控制器,提高了系统的抗干扰能力和鲁棒性。通过 Matlab/Simulink 平台仿真表明,本文所设计控制器与传统的 PI 控制和 $i_d = 0$ 控制相比,可以拓宽 IPMSM 的调速范围,并且转速跟踪快,误差小,基本无超调。与传统 PI 弱磁控制相比,本文所提出的策略具有更快的跟踪误差收敛速度、较小的超调量、平滑的跟踪特性以及较强的抗负载扰动能力,并展现出较好的响应性能。

参考文献

[1] 罗皓泽,高洪艺,朱春林,等. 电动汽车 IGBT 芯片技术综述和展望[J]. 中国电机工程学报,2020,40(18):5718-5729.
LUO H Z, GAO H Y, ZHU C L, et al. Review and prospect of IGBT chip technologies for electric vehicles[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5718-5729.

[2] 刘卓然,陈健,林凯,等. 国内外电动汽车发展现状与趋势[J]. 电力建设,2015,36(7):25-32.
LIU Z R, CHEN J, LIN K, et al. Domestic and foreign present

- situation and the tendency of electric vehicles[J]. *Electric Power Construction*, 2015, 36(7): 25-32.
- [3] 黄其,陈翔,罗玲,等. 电动汽车用永磁同步电机控制器设计[J]. *电机与控制应用*, 2019, 46(10): 84-91.
HUANG Q, CHEN X, LUO L, et al. Design of permanent magnet synchronous motor controller for electric vehicle[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2019, 46(10): 84-91.
- [4] FODOREAN D, IDOUMGHAR L, BRÉVILLIERS M, et al. Hybrid differential evolution algorithm employed for the optimum design of a high-speed PMSM used for EV propulsion[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(12): 9824-9833.
- [5] 杜博超,韩守亮,张超,等. 基于自抗扰控制器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(3): 105-112.
DU B C, HAN S L, ZHANG C, et al. Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection controller[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(3): 105-112.
- [6] 李晓华,刘成健,梅柏杉,等. 电动汽车 IPMSM 宽范围调速振动噪声源分析[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(17): 5219-5227, 5319.
LI X H, LIU C J, MEI B S, et al. Vibration and noise sources analysis of IPMSM for electric vehicles in a wide-speed range[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(17): 5219-5227, 5319.
- [7] 张伯泽,阮毅. 内嵌式永磁同步电机最大转矩电流比控制研究[J]. *电机与控制应用*, 2015, 42(2): 13-15.
ZHANG B Z, RUAN Y. Research on interior permanent magnet synchronous motor MTPA control[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2015, 42(2): 13-15.
- [8] 贾雨庆,江泽,米乾宝. 一种 PMSM 弱磁系统模糊-PI 复合控制方法[J]. *微电机*, 2018, 51(2): 61-64.
JIA Y Q, JIANG Z, MI Q B. A fuzzy-PI hybrid control method for PMSM field-weakening control system[J]. *Micromotors*, 2018, 51(2): 61-64.
- [9] 刘雨石,乔鸣忠,朱鹏. 基于 SVPWM 过调制的超前角弱磁控制永磁同步电机的策略研究[J]. *电机与控制应用*, 2018, 45(2): 28-33.
LIU Y S, QIAO M Z, ZHU P. Research on over-angle weakening control strategy based on SVPWM overmodulation[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2018, 45(2): 28-33.
- [10] LIU X, YU H, YU J, et al. Combined speed and current terminal sliding mode control with nonlinear disturbance observer for PMSM drive[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 29594-29601.
- [11] 耿强,李亮,周湛清,等. 双永磁电机系统抗扰动转速同步控制[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(19): 6787-6796.
GENG Q, LI L, ZHOU Z Q, et al. Speed synchronization control of disturbance rejection of dual-PMSM system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(19): 6787-6796.
- [12] ZHAO L, YU J, LIN C, et al. Adaptive neural consensus tracking for nonlinear multiagent systems using finite-time command filtered backstepping[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2017, 48(11): 2003-2012.
- [13] DAI Y, NI S, XU D, et al. Disturbance-observer based prescribed-performance fuzzy sliding mode control for PMSM in electric vehicles[J]. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2021, 104: 104361.
- [14] LI K, WANG Y. Maximum torque per ampere (MTPA) control for IPMSM drives based on a variable-equivalent-parameter MTPA control law[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(7): 7092-7102.
- [15] SEPULCHRE L, FADEL M, PIETRZAK-DAVID M, et al. MTPV flux-weakening strategy for PMSM high speed drive[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(6): 6081-6089.
- [16] MORENO J A, OSORIO M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 57(4): 1035-1040.
- [17] YU J, SHI P, ZHAO L. Finite-time command filtered Backstepping control for a class of nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2018, 92: 173-180.
- [18] 吴爱华,赵不贻,茅靖峰,等. 基于转矩观测器的垂直轴风力发电最大功率跟踪反演控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 45(2): 7-13.
WU Aihua, ZHAO Buhui, MAO Jingfeng, et al. Back-stepping control for vertical axis wind power generation system maximum power point tracking based on torque observer[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(2): 7-13.

收稿日期:2023-06-12

修改稿日期:2023-08-15