

基于混合滑模控制器和反正切观测器的 SPMSM直接转矩控制

苗敬利[†], 郑大伟, 周重霞

(河北工程大学 信息与电气工程学院, 河北 邯郸 056038)

摘要: 针对基于传统PI控制的表贴式永磁同步电机(SPMSM)直接转矩控制系统抖振和相位延迟等问题,在转速环节设计新型趋近律,采用模糊自适应方法,实现趋近律参数的动态调节,并通过Lyapunov方法证明稳定性.利用super-twisting滑模策略生成参考电压矢量,完成混合滑模控制器的设计,建立基于反正切函数的滑模观测器,并对转子位置进行合理补偿.仿真实验表明,与PI控制、基于指数趋近律的滑模控制器相比,所设计的控制器在电机空载启动和外加干扰情况下均能有效提高系统响应,显著降低抖振,与其他模型参考自适应观测器相比,所设计观测器能有效减小相位延迟,转子位置辨识结果更准确.

关键词: 新型趋近律; super-twisting算法; 滑模观测器; 永磁同步电机; 直接转矩控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Direct torque control of SPMSM based on hybrid sliding mode controller and arctangent observer

MIAO Jing-li[†], ZHENG Da-wei, ZHOU Chong-xia

(School of Information and Electrical Engineering, Hebei University of Engineering, Handan 056038, China)

Abstract: To solve the problems of chattering and phase delay of a surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) direct torque control system based on traditional PI control, a new approach law is designed in the speed link, and the fuzzy adaptive method is adopted to realize the dynamic adjustment of the approach law parameters. The Lyapunov method is utilized to prove its stability. The super-twisting sliding mode strategy is utilized to control reference voltage vector, the hybrid sliding mode controller is designed, and a sliding mode observer based on the arctangent function is established and the rotor position is reasonably compensated. The simulation experiments show that compared with PI control, and the sliding mode controller based on the exponential reaching law, the proposed controller can effectively improve the system response and significantly reduce the chattering and the phase delay, when the motor is started without the load or with the external disturbance. And the proposed observer can effectively reduce the phase delay and improve the rotor position identification result compared with other model reference adaptive observer.

Keywords: new reaching law; super-twisting algorithm; sliding mode observer; permanent magnet synchronous motor; direct torque control

0 引言

作为一种高性能控制策略,基于空间电压矢量调制的永磁同步电机的直接转矩控制(direct torque control, DTC),由于其结构简单、响应快速、对系统内部参数摄动和外部干扰鲁棒性强,而被广泛研究^[1-3].基于传统PI控制的PMSM直接转矩控制系统对电机模型依赖强,恒定的控制器参数不能根据电机模型和运行工况的改变进行调节,因此可对传统PI

控制器进行方法改进.

滑模变结构控制由于其对系统的参数摄动和外部干扰鲁棒性强,且便于设计,成为众多学者改进此类非线性系统控制器模型的首选方案.文献[4]针对内置式PMSM设计反双曲正弦函数的变速趋近律以提高动态响应,应用PI与滑模控制器的混合速度控制器,削弱较大启动电流对设备的冲击.文献[5]设计了一种适用于不确定离散系统的改进的指数趋近律,

收稿日期: 2018-11-26; 修回日期: 2019-04-04.

基金项目: 河北省教育厅科学研究计划项目(ZD2015111, QN2015128); 河北省研究生创新项目(CXZZSS2018073); 邯郸市科学技术研究与发展计划项目(1528102058, 1721203049-2).

责任编辑: 张国山.

[†]通讯作者. E-mail: 56610602@qq.com.

提高了扰动变化率高时的控制效果. 文献[6]提出了一种改进的幂次指数趋近律, 加入模糊控制完成参数自适应调节, 并成功应用于航空发动机控制. 此方案仅论证了其有效性, 但控制效果依赖于专家经验. 文献[7]在速度环节引入非奇异终端滑模控制器, 实现了系统在有限时间内收敛到平衡点, 电机转速快速准确跟踪. 但此方法控制器参数多, 设计调试初期需要反复实验才能达到满意的控制效果.

在永磁同步电机的应用过程中, 为进一步降低成本, 提高系统可靠性, 满足某些特定场合对设备的要求, 研究和设计 PMSM 无传感器控制方案成为国内外学者研究的热点^[8-9]. 无传感器设计方法通常分为适用于零速及低速范围的高频信号注入法、适用于中高速范围的滑模观测器^[10-13]、模型参考自适应^[14-15]、人工智能^[16-17]等方法. 文献[18-19]利用锁相环(PLL)技术进行转子位置估计, 该方法可以有效抑制谐波干扰, 提高位置估计精度, 但同时会明显降低系统的带宽, 从而降低转子位置的跟踪速度, 存在估计相位滞后的问题. 文献[20]以 PMSM 矢量控制系统为对象设计了模型参考自适应方法, 以超稳定性与正性动态系统理论为基础选取了合理的自适应律, 但其仿真结果表明初始阶段转速抖振明显, 稳态下的转速跟踪误差较大, 相位滞后问题依然存在.

本文以表贴式永磁同步电机(SPMSM)直接转矩控制系统为研究对象, 在控制器优化方面, 将一种新型趋近律应用于转速环节, 选择合理的模糊控制规则实现对趋近律参数的自适应调整, 将基于 super-twisting 算法的滑模控制器应用于参考电压矢量生成环节, 替代传统 PI 控制器, 完成混合滑模控制器的设计, 实现全面意义上的滑模控制. 在观测器设计方面, 采用反正切函数方法, 合理添加角度补偿, 以减小转子位置估计误差和相位延迟. 最后, 通过仿真验证了所提出算法的有效性和优越性.

1 混合滑模控制器

1.1 SPMSM 数学模型

SPMSM 中交直流电感分量相等, 即 $L_d = L_q = L_s$, 静止坐标系下电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_s & 0 \\ 0 & R_s + \frac{d}{dt}L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}. \quad (1)$$

其中: u_α 和 u_β 、 i_α 和 i_β 、 E_α 和 E_β 分别为 α 和 β 轴电压、电流、扩展反电动势; R_s 为定子电阻; L_s 为定子电感. 扩展反电动势满足

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}. \quad (2)$$

其中: ω_e 为转子电角速度, ψ_f 为永磁体磁链, θ_e 为 α - β 与 d - q 两个坐标系的空间位置角.

根据各坐标系间的变换关系, 推导出 d - q 坐标系下电磁转矩方程^[11]

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q. \quad (3)$$

其中: T_e 为电磁转矩, n_p 为电机极对数, i_q 为 q 轴电流分量.

电机运动方程

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m. \quad (4)$$

其中: J 为转动惯量, ω_m 为机械角速度, T_L 为负载转矩, B 为阻尼系数.

1.2 基于新型趋近律的转速滑模控制器

趋近律方法可改善趋近运动的动态品质, 本文结合指数、幂次趋近律, 在文献[6]的基础上应用新型趋近律, 完成转速环节滑模控制器的设计.

1.2.1 滑模控制器设计

定理1 对于二阶不确定非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x) + d(x) + b(x)u. \end{cases} \quad (5)$$

其中: $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ 为状态变量, $d(x)$ 为外部干扰, D 为 $d(x)$ 上界, $|d(x)| \leq 0$ 且 $b(x) \neq 0$, u 为控制输入量.

选取如下新型趋近律, 使得系统满足滑模存在和全局到达条件

$$\dot{s} = -\epsilon|s|^\alpha \text{sgn}(s) - ks^\beta. \quad (6)$$

其中: $\epsilon < 0$, $k \geq 0$, $0 \leq \alpha < 1$, β 为正奇数.

证明 考虑滑模存在条件

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0. \quad (7)$$

由(6)式可知, 当 $s \rightarrow 0^+$ 时, 有

$$\dot{s} = -\epsilon|s|^\alpha \text{sgn}(s) - ks^\beta < 0.$$

由极限的保号性得

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} = \lim_{s \rightarrow 0^+} (-\epsilon|s|^\alpha \text{sgn}(s) - ks^\beta) < 0.$$

当 $s \rightarrow 0^-$ 时, 同理可证. 考虑滑模全局到达条件

$$s\dot{s} < 0, \quad (8)$$

其中切换函数 $s = s(x)$ 应可导且过原点.

设 $V = s^2/2$, 以 Lyapunov 函数型到达条件证明稳定性. x_1^* 表示理想状态变量, 则误差为 $e_1 = x_1^* - x_1$. 定义滑模面 $s = \dot{e}_1 + ce_1$, 其中 $c > 0$. 有

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \ddot{e}_1 + c\dot{e}_1 = \ddot{x}_1^* - \ddot{x}_1 + c\dot{e}_1 = \\ &\ddot{x}_1^* - f - bu - d + c\dot{e}_1. \end{aligned}$$

设计滑模控制律

$$u = \frac{1}{b}(\ddot{x}_1^* - f - d + c\dot{e}_1 + \epsilon|s|^\alpha \text{sgn}(s) + ks^\beta). \quad (9)$$

则有

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \\ s\dot{s} &= s(\ddot{x}_1^* - f - bu - d + c\dot{e}_1) = \\ s\left(\ddot{x}_1^* - f - b\left[\frac{1}{b}(\ddot{x}_1^* - f - d + c\dot{e}_1 + \right.\right. \\ &\left.\left.\epsilon|s|^\alpha \text{sgn}(s) + ks^\beta)\right] - d + c\dot{e}_1\right) = \\ s(-\epsilon|s|^\alpha \text{sgn}(s) - ks^\beta) &= \\ -\epsilon|s|^{\alpha+1} \text{sgn}(s) - ks^{\beta+1} &\leq 0. \end{aligned}$$

综上, 本文趋近律符合滑模存在和全局到达条件, 满足Lyapunov稳定性. □

定理2 根据电机运动方程(4), 选取新型趋近律(6), 当积分滑模面 $s_1 = e_2 + k_e \int_0^t e_2 dt$ 时, 可求得如下滑模控制律应用于SPMSM直接转矩控制系统:

$$\begin{aligned} T_e^* &= \frac{J}{n_p}[-\epsilon|s|^\alpha \text{sgn}(s) - ks^\beta - k_e(\omega_e - \omega_e^*)] + \\ &B \cdot \frac{\omega_e}{n_p} + T_L. \end{aligned} \quad (10)$$

其中: 转速误差 $e_2 = \omega_e - \omega_e^*$, ω_e 为转速实际值, ω_e^* 为转速给定值, k_e 为大于零的常数.

证明 以 T_e^* 表示电磁转矩给定值, 由电机机械角速度 ω_m 和电角速度 ω_e 关系式 $\omega_e = \omega_m \cdot n_p$, 电机运动方程(4)可化为

$$\begin{aligned} T_e^* &= \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega_e}{dt} + B \cdot \frac{\omega_e}{n_p} + T_L = \\ &\frac{J}{n_p} \cdot \dot{\omega}_e + B \cdot \frac{\omega_e}{n_p} + T_L. \end{aligned} \quad (11)$$

对积分滑模面求导, 得

$$\dot{s}_1 = \dot{e}_2 + k_e \cdot e_2 = \dot{\omega}_e + k_e(\omega_e - \omega_e^*),$$

即 $\dot{\omega}_e = \dot{s}_1 - k_e(\omega_e - \omega_e^*)$, 则 T_e^* 化为

$$T_e^* = \frac{J}{n_p}[\dot{s}_1 - k_e(\omega_e - \omega_e^*)] + B \cdot \frac{\omega_e}{n_p} + T_L. \quad (12)$$

将式(6)代入(12), 得到基于新型趋近律的转速环节滑模控制律(10). □

注1 选取合适正数 δ , 用连续函数

$$\theta(s_1) = \frac{s_1}{|s_1| + \delta}$$

代替符号函数以削弱抖振.

注2 由定理1可知, 基于新型趋近律的滑模控制律应符合全局到达条件, 满足Lyapunov稳定性.

1.2.2 控制器参数的模糊自适应优化

为实现对趋近律参数 ϵ 和 k 的自适应调节, 设计二维模糊自适应滑模控制器. 输入信号为转速误差 e 及其导数 de/dt , 输出信号为趋近律参数 ϵ 和 k . 变量模糊子集为 {NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}, 各值范围等

宽, 论域 $(-3, 3)$. 经反复实验, 选取高斯函数为隶属度函数, 控制规则如表1和表2所示. 采用Matlab自带模糊模块构建模糊控制器, 利用重心法解模糊.

表1 参数 ϵ 模糊控制规则

e	de/dt						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	ZO	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	NS	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

表2 参数 k 模糊控制规则

e	de/dt						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

1.3 参考电压矢量 super-twisting 滑模控制器的设计

引理1 对于方程

$$\begin{cases} \dot{x} = f_1(x, t) + f_2(x, t)u, \\ y = f_3(x, t). \end{cases} \quad (13)$$

其中: f_1, f_2, f_3 为未知函数; x 为状态变量; u 为控制输入信号; y 为控制输出信号, 其二阶导数可由下式推导得到:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = f_1(x, t) + f_2(x, t) \cdot \frac{du}{dt}. \quad (14)$$

设计形如下式包含扰动项、不连续滑模变量函数及其导数的连续函数两部分的 super-twisting 滑模控制器:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1|y|^r \text{sgn}(e) + x_2 + \rho_1(x_1, t), \\ \dot{x}_2 = -k_2 \text{sgn}(e) + \rho_2(x_2, t). \end{cases} \quad (15)$$

其中: x_1, x_2 为状态变量, k_1, k_2 为控制器增益, $\rho_1(x_1, t), \rho_2(x_2, t)$ 为扰动项, $0 < r \leq 0.5$, 选取滑模面 $s = e, e$ 为误差信号. 使系统控制问题转化为求解全局有界量 $u = f(y, \dot{y})$, 保证相轨迹到达稳定点 $y = \dot{y} = 0$ ^[11,21].

引理2 super-twisting 滑模控制器无需求解滑模变量的导数, 若扰动项满足 $\rho_1 \leq \sigma|x_1|^r, \rho_2 = 0$ (σ 表示任意正常数), 则保证其有限时间到达和收敛的充分条件是^[11,22]

$$k_1 > 2\sigma, k_2 > k_1 \cdot \frac{5\sigma k_1 + 4\sigma^2}{2(k_1 - 2\sigma)}. \quad (16)$$

定理3 分别选取磁链滑模面 $s_2 = \psi_s^* - \psi_s$ 和转矩滑模面 $s_3 = T_e^* - T_e$, 在参考电压矢量生成环节, 分别设计如下 super-twisting 滑模直接转矩控制器, 保证系统有限时间到达:

$$\begin{cases} u_d = k_{p1}|s_2|^r \operatorname{sgn}(s_2) + u_{d1}, \\ \dot{u}_{d1} = k_{i1} \operatorname{sgn}(s_2); \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} u_q = k_{p2}|s_3|^r \operatorname{sgn}(s_3) + u_{q1}, \\ \dot{u}_{q1} = k_{i2} \operatorname{sgn}(s_3). \end{cases} \quad (18)$$

其中 k_{p1} 、 k_{p2} 、 k_{i1} 、 k_{i2} 为控制器待定参数。

证明 d - q 坐标系下 SPMSM 定子磁链 ψ_s 的关系式^[11]为

$$\frac{d\psi_s}{dt} = u_s - R_s i_s. \quad (19)$$

其中: u_s 为定子电压, i_s 为定子电流, i_q 为 q 轴电流分量。

将 d - q 坐标系下 SPMSM 电压方程改写成电流形式^[20]

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d + n_p \omega_m i_q + \frac{u_d}{L_s}, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q - n_p \omega_m i_d - \frac{n_p \omega_m \psi_f}{L_s} + \frac{u_q}{L_s}. \end{cases} \quad (20)$$

其中: i_d 为 d 轴电流分量, u_d 、 u_q 为 d 、 q 轴电压分量。

定子矢量参考坐标系中, $\psi_s = \psi_d + j\psi_q = \psi_d$, 故 $\dot{\psi}_s = \dot{\psi}_d = u_d - R_s i_d$, 则 ψ_s 的二阶导数为

$$\frac{d^2\psi_s}{dt^2} = -R_s \frac{di_s}{dt} + \dot{u}_s = -R_s \frac{di_d}{dt} + \dot{u}_d. \quad (21)$$

显然, 式(21)包含输出信号定子磁链 ψ_s 及 d 轴电压分量 u_d 的一阶导数, 且各参数均为有界量, 对应式(14), 有

$$\begin{cases} f_1 = \frac{R_s^2}{L_s} i_d - n_p \omega_m R_s i_q - \frac{R_s}{L_s} u_d, \\ f_2 = 1. \end{cases} \quad (22)$$

因此可设计形如式(17)的 super-twisting 滑模控制器用于控制 d 轴电压分量 u_d 。

同理, 根据式(3)求解电磁转矩 T_e 的一阶导数和二阶导数, 有

$$\begin{aligned} \frac{dT_e}{dt} &= \frac{3}{2} n_p \psi_f \frac{di_q}{dt}, \\ \frac{d^2 T_e}{dt^2} &= \frac{3}{2} n_p \psi_f \frac{d^2 i_q}{dt^2} = \\ &= \frac{3}{2} n_p \psi_f \frac{d}{dt} \left(\frac{-R_s}{L_s} i_q - n_p \omega_m i_d - \frac{n_p \omega_m \psi_f}{L_s} + \frac{u_q}{L_s} \right) = \\ &= \frac{3}{2} n_p \psi_f \left(\frac{-R_s}{L_s} \dot{i}_q - n_p \dot{\omega}_m i_d - n_p \omega_m \dot{i}_d - \frac{n_p \psi_f \dot{\omega}_m}{L_s} + \frac{\dot{u}_q}{L_s} \right). \end{aligned} \quad (24)$$

显然, 式(24)包含输出信号电磁转矩 T_e 及 q 轴电压分

量 u_q 的一阶导数, $\dot{\omega}_m$ 的表达式可由式(4)得出, \dot{i}_d 、 \dot{i}_q 的表达式可由式(20)得出, 且各参数均为有界量. 对应式(14), 有

$$\begin{cases} f_1 = \frac{3}{2} n_p \psi_f \left(\frac{-R_s}{L_s} \dot{i}_q - n_p \dot{\omega}_m i_d - n_p \omega_m \dot{i}_d - \frac{n_p \psi_f \dot{\omega}_m}{L_s} \right), \\ f_2 = \frac{3 n_p \psi_f}{2 L_s}. \end{cases}$$

因此可设计形如式(18)的 super-twisting 滑模控制器用于控制 q 轴电压分量 u_q 。

根据引理2可知, 保证系统稳定的充分条件是 k_{p1} 、 k_{p2} 、 k_{i1} 、 k_{i2} 满足式(16). 与第1.2.1节类似, 利用连续函数 $\theta(s_2)$ 、 $\theta(s_3)$ 代替符号函数以削弱抖振. \square

2 基于反正切函数的滑模观测器

2.1 SPMSM滑模观测器的设计

为便于设计 SMO 以准确观测扩展反电动势, 将式(1)改写成电流方程^[20], 有

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}, \quad (25)$$

其中 $\mathbf{A} = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix}$.

设计 SMO 观测器为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix}. \quad (26)$$

其中: \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 为定子电流的观测值, ν_α 、 ν_β 为观测器的控制输入。

将式(27)与(26)作差, 得到定子电流误差方程

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} E_\alpha - \nu_\alpha \\ E_\beta - \nu_\beta \end{bmatrix}, \quad (27)$$

其中 e_α 、 e_β 为电流观测器误差。

选取滑模面 $s = [e_\alpha, e_\beta]$, 设计滑模控制律

$$\begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \operatorname{sgn}(e_\alpha) \\ \operatorname{sgn}(e_\beta) \end{bmatrix}. \quad (28)$$

稳定性证明. 为保证滑模存在和系统稳定, 针对本文研究的 SPMSM, 定义 Lyapunov 函数 $V = s^T s / 2$, 则观测器稳定条件为 $\dot{V} = s^T \dot{s} \leq 0$, 有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s^T \dot{s} = e_\alpha \dot{e}_\alpha + e_\beta \dot{e}_\beta = \\ &= e_\alpha \left[\frac{-R_s}{L_s} e_\alpha + \frac{(E_\alpha - \lambda \operatorname{sgn}(e_\alpha))}{L_s} \right] + \\ &= e_\beta \left[\frac{-R_s}{L_s} e_\beta + \frac{(E_\beta - \lambda \operatorname{sgn}(e_\beta))}{L_s} \right] = \\ &= \frac{-R_s}{L_s} e_\alpha^2 + \frac{e_\alpha (E_\alpha - \lambda \operatorname{sgn}(e_\alpha))}{L_s} + \\ &= \frac{-R_s}{L_s} e_\beta^2 + \frac{e_\beta (E_\beta - \lambda \operatorname{sgn}(e_\beta))}{L_s}. \end{aligned} \quad (29)$$

令上述4项分别为 u_1, u_2, u_3, u_4 , 显然 u_1, u_3 恒负, 若要求 $\dot{V} \leq 0$, 则 $u_2 + u_4 \leq -u_1 - u_3$, 结合观测器模型和稳定性条件, 不妨设 $u_2 \leq -u_1$ 且 $u_4 \leq -u_3$, 即

$$\begin{cases} \frac{e_\alpha(E_\alpha - \lambda \text{sgn}(e_\alpha))}{L_s} \leq \frac{R_s}{L_s} e_\alpha^2, \\ \frac{e_\beta(E_\beta - \lambda \text{sgn}(e_\beta))}{L_s} \leq \frac{R_s}{L_s} e_\beta^2. \end{cases} \quad (30)$$

对于滑模增益 λ , 有

$$\begin{cases} \lambda \geq -R_s |e_\alpha| + E_\alpha \text{sgn}(e_\alpha), \\ \lambda \geq -R_s |e_\beta| + E_\beta \text{sgn}(e_\beta). \end{cases} \quad (31)$$

因此, 为保证滑模条件存在和观测器稳定, 滑模增益应满足

$$\lambda > \max\{-R_s |e_\alpha| + E_\alpha \text{sgn}(e_\alpha), -R_s |e_\beta| + E_\beta \text{sgn}(e_\beta)\}.$$

根据滑模控制等效原理, 此时控制量可视为等效控制量, 即

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \text{sgn}(e_\alpha)_{\text{eq}} \\ \text{sgn}(e_\beta)_{\text{eq}} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

2.2 基于反正切函数的转子位置估计

实际控制量通常是不连续的高频切换信号, 为提取出连续的扩展反电动势值, 外置低通滤波器为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-E_\alpha + \lambda \text{sgn}(e_\alpha))/\tau \\ (-E_\beta + \lambda \text{sgn}(e_\beta))/\tau \end{bmatrix}, \quad (33)$$

其中 τ 为低通滤波器时间常数。

对等效控制量进行低通滤波处理时, 高频信号被有效滤除, 但扩展反电动势的估计值幅值、相位均发生改变. 为获得转子位置信息, 采用反正切函数方法, 令

$$\hat{\theta}_{\text{eq}} = -\arctan(\hat{E}_\alpha/\hat{E}_\beta). \quad (34)$$

此外, 为补偿通过式(34)滤波处理获得的反电动势估计分量引发的相位延迟, 提高转子位置估计的准确性, 在式(35)计算出转子位置的基础上添加角度补偿, 即

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta}_{\text{eq}} + \arctan(\hat{\omega}_e/\omega_c), \quad (35)$$

其中 ω_c 为低通滤波器的截止频率。

为获得转速信息, 对式(36)求微分. 对于表贴式永磁同步电机, 电角速度估计值的表达式为

$$\hat{\omega}_e = \sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}/\psi_f. \quad (36)$$

综上所述, 基于反正切的SMO实现原理如图1所示。

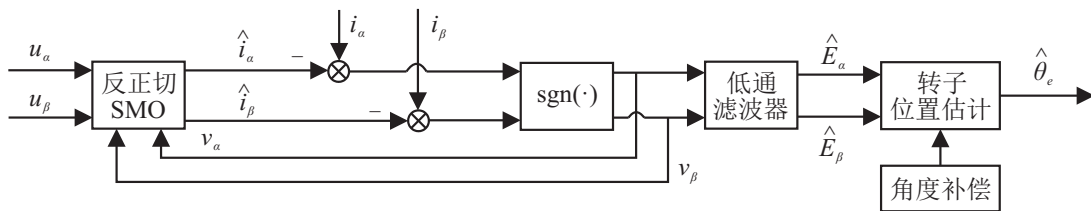


图1 基于反正切的SMO原理

3 仿真及结果分析

利用Matlab/Simulink仿真验证以上设计模型的控制性能, 构建如图2所示的SPMSM无传感器直接

转矩控制模型, 选取如表3所示的电机参数, 忽略系统阻尼。

所用控制器和观测器参数如下. PI控制器: 转速

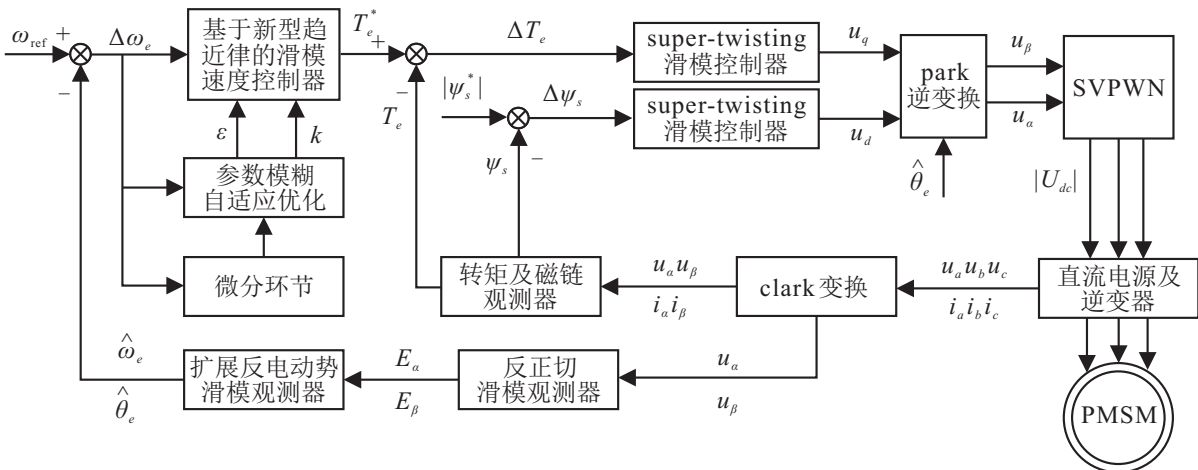


图2 系统仿真模型

表3 SPMSM参数

电机参数	数值
额定转速 n_N / (r/min)	750
相电压 U / V	220
定子电阻 R_s / Ω	2.875
交直流电感 L_s / mH	1.875
转动惯量 J / (kg·m ²)	0.0018
永磁体磁链 ψ_f / Wb	0.175
定子磁链幅值 $ \psi_f $ / Wb	0.3
极对数 n_p	4

环节 $k_p = 0.6, k_i = 1.5$, 参考电压矢量 u_d 的PI控制器 $k_p = k_i = 1, u_q$ 的PI控制器 $k_p = 25, k_i = 1$. 指数趋近律: $k = 5 \times 10^4, \epsilon = 5$, 连续函数均取 $\delta = 0.05$. 滑模控制器: 转速环节 $k_e = 3 \times 10^3, \alpha = 0.5, \beta = 1$. super-twisting 滑模控制器: $k_{p1} = k_{p2} = 120, k_{i1} =$

$k_{i2} = 1, \beta = 0.5$. 文献[20]模型参考自适应观测器: $k_p = 0.3, k_i = 0.5$. 反正切滑模观测器: $\lambda = 200, \tau = 5 \times 10^3, \omega_c = 2 \times 10^4$.

3.1 控制器性能仿真及结果

为验证滑模控制器的有效性和优越性, 在基于反正切函数滑模观测器的SPMSM无传感器直接转矩控制模型中, 分别采用PI控制、指数趋近律控制和本文的混合滑模控制方法, 对比控制器仿真结果.

3.1.1 空载起动性能

在电机空载起动阶段, 为便于观测和比较, 设置仿真时间0.05 s, 给定转速600 r/min, 给出3种控制方法下的电机转速响应, 仿真结果如图3~图5所示.

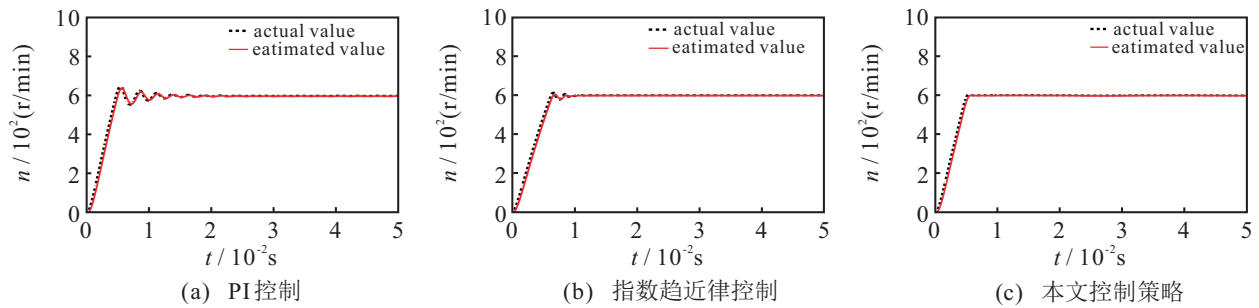


图3 空载时3种控制方法的电机转速响应曲线

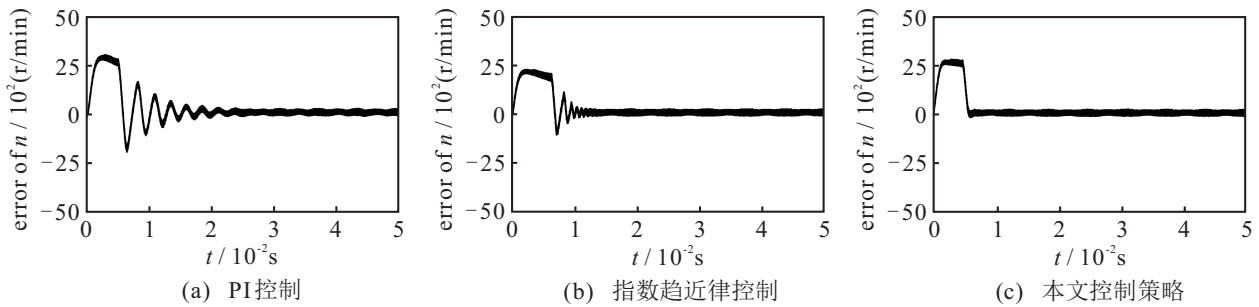


图4 空载时3种控制方法的电机转速误差

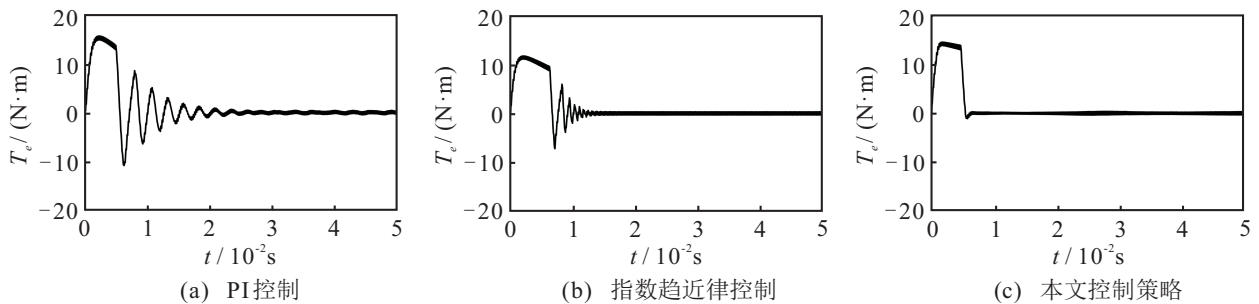


图5 空载时3种控制方法的电磁转矩响应曲线

由图3转速响应仿真结果可见: PI控制下的转速给定值和实际值均有明显的周期性抖振, 需要3~5个波动周期才能达到稳态; 指数趋近律控制下, 信号波动周期缩短, 但超调量依然存在; 采用本文控制策略能使实际值无差跟踪给定值, 且无超调, 使系统到

达稳态的时间显著缩短.

由图4电机转速误差曲线可见: 初始阶段PI控制抖振频繁, 快速性差; 指数趋近律控制能有效减少误差的收敛速度, 但依然存在周期性波动; 采用本文控制方法的系统, 转速误差收敛速度最快, 收敛时间最

短,且消除了前两者误差的周期性抖振。

由图5电磁转矩响应可见:与转速误差趋势类似,PI控制抖振贯穿整个仿真周期,约0.025 s后系统达到稳态,快速性最差;指数趋近律控制系统快速性显著提升,且能有效减少稳态时的系统抖振,但不能消除初始阶段转矩值的周期性波动;采用本文控制方法,约0.005 s后即可达到稳态,不仅提升了系统调节的快速性,而且消除了频繁抖振,能使稳态下的转矩值保持在一定范围。

3.1.2 抗扰动性能

为验证控制算法的动态性能和抗扰动性,设置仿真时间0.2 s,电机初始给定转速600 r/min,负载转矩1 N·m 起动,0.08 s时转速上升至1 000 r/min,0.15 s时负载转矩上升至5 N·m。仿真结果如图6~图8所示。

由图6转速响应可见:PI控制在初始阶段和转速突变时,到达稳态的调整时间最长,转速波动周期最多,负载转矩突然增加,转速开始出现抖振并一直存在;采用指数趋近律控制时,系统在初始阶段和转速突变时,到达稳态的调整时间和转速波动周期显著缩

短,负载转矩突然增加对转速的扰动微弱;采用本文控制策略,转速响应时间最快,稳定性最优,周期性抖振消除,转矩突然增加时,对转速几乎无影响,体现了其良好的鲁棒性。

同时,图7的转速误差曲线体现了本文控制方法相对于前两者在误差收敛速度、误差稳定性方面的优越性。PI控制误差收敛速度最慢,且在稳态下的误差值最大,在转矩突然增加后,误差幅值抖振加剧;指数趋近律下的稳态误差有所减小,但初始阶段超调量增加;本文控制策略能在外扰作用下使误差快速收敛,控制效果三者中为最优。

由图8可见:PI控制下的电磁转矩能在初始阶段和转速突然增加时,使其逐渐调整到某一稳定值,但其调节时间较长,且在转矩突然增加时其抖振幅值显著加强,难以保持原有水平;指数趋近律下的电磁转矩响应则改善了PI控制下的控制性能,缩小了抖振幅值,提升了系统快速性,但系统初始阶段和转速突然增加时,超调量出现微弱增加;本文控制方法既避免了系统调整阶段的周期性波动,快速性显著提升,又减小了电磁转矩稳态期间的抖振幅值。

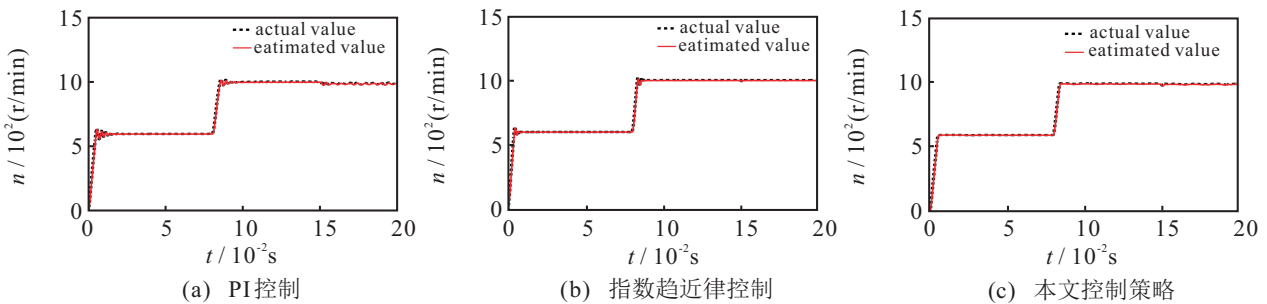


图6 扰动下3种控制方法的电机转速响应曲线

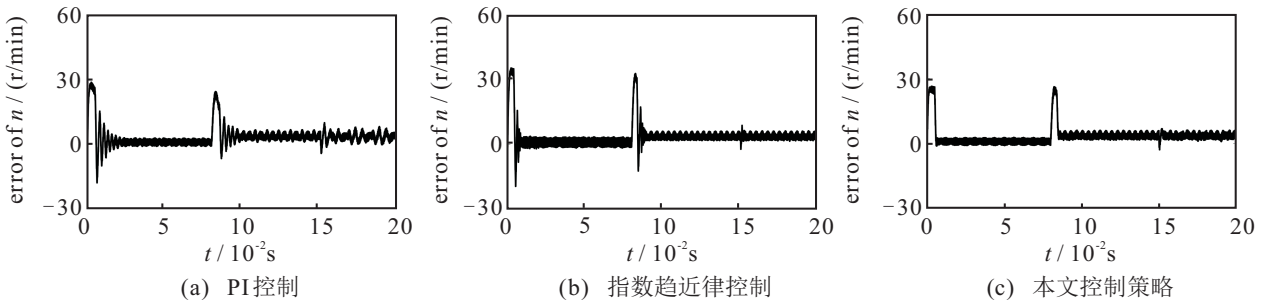


图7 扰动下3种控制方法的电机转速误差

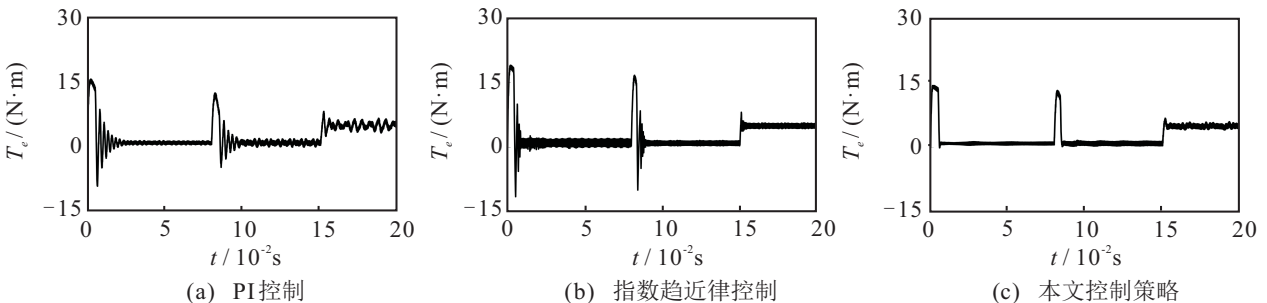


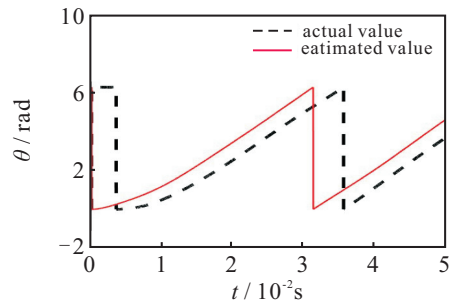
图8 扰动下3种控制方法的电磁转矩响应曲线

3.2 观测器性能仿真及结果

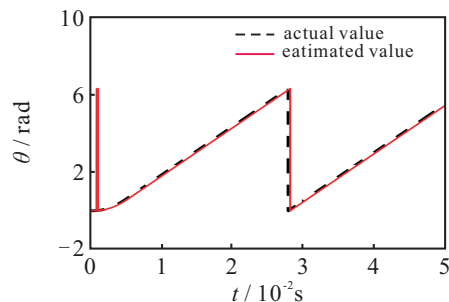
观测器优越性验证方面,在SPMSM混合滑模控制器直接转矩控制模型中,采用文献[20]观测器和本文基于反正切函数滑模观测器,对比转子位置估计在上述空载阶段和扰动环节的仿真结果。

如图9所示:空载起动阶段,文献[20]的方法在本系统中难以准确估计转子位置,且在整个仿真周期误差较大,相位延迟难以消除;本文的观测器在初始阶段经过快速调节后,便能准确地估计转子位置直到系统达到稳态。

在转速和转矩值突然增加的扰动下,图10表明:

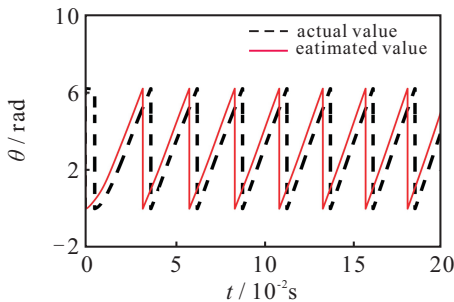


(a) 文献[20]观测器

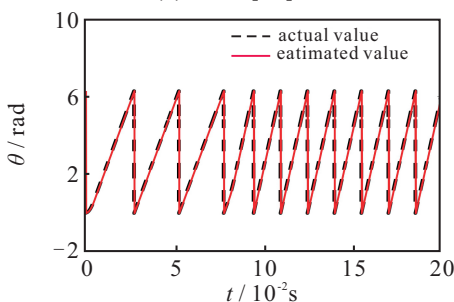


(b) 本文观测器

图9 空载时转子位置估计



(a) 文献[20]观测器



(b) 本文观测器

图10 扰动下转子位置估计

采用文献[20]的方法相位延迟难以消除,转子位置辨识的周期基本恒定;由于在反正切函数基础上合理地加入了相位补偿,本文观测器经过初始阶段的快速调节即消除了前者存在的相位延迟,转速突然增加时导致的转子估计位置变化也明显地体现了在仿真结果中,辨识结果更为精确。

4 结论

本文设计了基于新型趋近律和super-twisting算法的PMSM无传感器直接转矩控制方法。该方法将新型趋近律应用于转速环节,用模糊自适应方法优化趋近律参数,实现了参数的自适应调节。以super-twisting算法设计参考电压矢量生成环节的滑模控制器,利用反正切函数方法构造了PMSM滑模观测器模型,合理设计相位补偿,有效缩短了系统的响应时间,显著削弱了转速、转矩的抖振,减少了相位延迟,提高了转子位置估计的准确性。最后通过仿真结果验证了所提出方法的有效性和优越性。

参考文献(References)

- [1] Vafaie M H, Dehkordi B M, Moallem P, et al. Improving the steady-state and transient-state performances of PMSM through an advanced deadbeat direct torque and flux control system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2964-2975.
- [2] Abosh A H, Zhu Z Q, Ren Y. Cascaded direct torque control of unbalanced PMSM with low torque and flux ripples[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(2): 1740-1749.
- [3] 贾洪平, 孙丹, 贺益康. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 134-138.
(Jia H P, Sun D, He Y K. Permanent magnet synchronous motor direct torque control based on sliding mode variable structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 134-138.)
- [4] 樊英, 周晓飞, 张向阳, 等. 基于新型趋近律和混合速度控制器的IPMSM调速系统滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(5): 9-18.
(Fan Y, Zhou X F, Zhang X Y, et al. Sliding mode control of ipmsm system based on a new reaching law and a hybrid speed controller[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2017, 32(5): 9-18.)
- [5] Qian X, Du H P, He B, et al. A novel exponential reaching law for sliding mode control of discrete-time system with disturbance[C]. 2018 Australian & New Zealand Control Conf (ANZCC). Melbourne: IEEE, 2019: 1-11.
- [6] 田虎森, 谢寿生, 苗卓广, 等. 改进幂指数趋近律的航空发动机模糊滑模控制[J]. 火力与指挥控制, 2016:

- 41(2): 108-112.
(Tian H S, Xie S S, Miao Z G, et al. Aeroengine fuzzy sliding mode control based on improved exponential reaching law[J]. Fire and Command Control, 2016: 41(2): 108-112.)
- [7] Zhang X, Sun L, Zhao K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358-1365.
- [8] Ni R, Xu D, Blaabjerg F, et al. Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2017, 32(7): 5425-5437.
- [9] Saadaoui O, Khlaief A, Abassi M, et al. A sliding-mode observer for high-performance sensorless control of PMSM with initial rotor position detection[J]. International Journal of Control, 2017, 90(2): 377-392.
- [10] 易伯瑜, 康龙云, 陶思念, 等. 永磁同步电机抗扰高阶滑模观测器设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 132-140.
(Yi B Y, Kang L Y, Tao S N, et al. Sensorless vector control of PMSM based on adaptive fuzzy sliding mode observer[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 132-140.)
- [11] Lascu C, Boldea I, Blaabjerg F. Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives[C]. The 39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Vienna: IEEE, 2014: 3171-3176.
- [12] Paponpen K, Konghirun M. An improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of PMSM[C]. IEEE The International Power Electronics and Motion Control Conference. Shanghai: IEEE, 2006: 1-5.
- [13] 彭思齐, 宋彦彦. 基于自适应模糊滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 控制与决策, 2018, 33(4): 644-648.
(Peng S Q, Song Y Y. Design of robust high order sliding mode observer for permanent magnet synchronous motors[J]. Control and Decision, 2018, 33(4): 644-648.)
- [14] 钟臻峰, 金孟加, 沈建新. 基于分段PI调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1203-1211.
(Zhong Z F, Jin M J, Shen J X. Full speed range sensorless control of permanent magnet synchronous motor with phased PI regulator-based model reference adaptive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1203-1211.)
- [15] Lee D M. On-line parameter identification of SPM motors based on MRAS technique[J]. International Journal of Electronics, 2016, 104(4): 593-607.
- [16] 薛诚, 宋文胜, 冯晓云. 五相永磁同步电机多目标优化直接转矩控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6): 1695-1704.
(Xue C, Song W S, Feng X Y. A direct torque control algorithm of five-phase permanent-magnet machines with multi-objective optimization[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6): 1695-1704.)
- [17] Chaoui H, Khayamy M, Okoye O, et al. Simplified speed control of permanent magnet synchronous motors using genetic algorithms[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3563-3574.
- [18] Li T, Zou X D, Feng S S, et al. An SRF-PLL-based sensorless vector control using the predictive deadbeat algorithm for the direct-driven permanent magnet synchronous generator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2837-2849.
- [19] Saeed G, Mohammad M, Francisco D F. Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(2): 765-778.
- [20] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及MATLAB仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016: 147-155.
(Yuan L, Hu B X, Wei K Y, et al. Modern permanent magnet synchronous motor control principle and MATLAB simulation[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press, 2016: 147-155.)
- [21] Levant A. Principles of 2-sliding mode design[J]. Automatica, 2007, 43(4): 576-586.
- [22] Moreno J A, Osorio M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4): 1035-1040.

作者简介

苗敬利(1967—),女,教授,博士,从事非线性控制、智能控制等研究, E-mail: 56610602@qq.com;

郑大伟(1989—),男,硕士,从事电力电子与电力传动的研究, E-mail: dawei1989@126.com;

周重霞(1989—),女,硕士,从事电力电子与电力传动的研究, E-mail: 2460756868@qq.com.

(责任编辑: 郑晓蕾)