

基于扩张状态观测器的无速度传感器容错逆变器驱动 永磁同步电机系统自抗扰模型预测转矩控制

滕青芳^{1†}, 李国飞¹, 朱建国², 郭有光²

(1. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070; 2. 悉尼科技大学 工程与信息技术学院, 澳大利亚 悉尼 2007)

摘要: 针对三相四开关逆变器驱动永磁同步电机(PMSM)系统, 基于扩张状态观测器(ESO)技术, 提出了无速度传感器的自抗扰模型预测转矩控制(ADRMPTC)策略. 建立了三相四开关逆变器驱动PMSM系统的数学模型; 采用ESO技术构造了PMSM系统转速观测器, 以实现转速快速准确地实时估计; 用自抗扰控制器(ADRC)作为系统的转速调节器, 以提高系统的鲁棒性; 利用模型预测转矩控制(MPTC)方法, 以达到减小转矩和磁链脉动的目的. 所设计基于ESO的无速度传感器ADRMPTC策略能够使三相四开关逆变器驱动的PMSM系统可靠稳定运行, 达到满意的转矩和转速控制效果. 与基于PI的MPTC策略相比, 本文控制策略使PMSM系统不仅具有良好的动态性能, 而且具有较强的抗负载干扰能力. 仿真结果验证了所提方法的正确性和有效性.

关键词: 三相四开关容错逆变器; 模型预测转矩控制; PMSM驱动系统; 自抗扰控制; 扩张状态观测器; 无速度传感器

中图分类号: TP272 文献标识码: A

Sensorless active disturbance rejection model predictive torque control using extended state observer for permanent magnet synchronous motors fed by three-phase four-switch inverter

TENG Qing-fang^{1†}, LI Guo-fei¹, ZHU Jian-guo², GUO You-guang²

(1. Department of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou Gansu 730070, China;

2. Faculty of Engineering and Information Technology, University of Technology, Sydney 2007, Australia)

Abstract: A novel sensorless active disturbance rejection model predictive torque control (ADRMPTC) strategy is developed for permanent magnet synchronous motors (PMSMs) fed by three-phase four-switch inverters, an after-fault-topology for a fault-tolerant three-phase six-switch inverter. Firstly the mathematical model of a PMSM fed by a three-phase four-switch inverter is built. Secondly by the use of technique of extended state observer (ESO), a sensorless estimator is constructed to realize rapid and accurate speed identification. Thirdly an active disturbance rejection controller (ADRC), acting as speed regulator, is designed to realize disturbance estimation and disturbance compensation for the purpose of enhancing robustness. Finally a model predictive torque controller (MPTC) is designed in order to reduce the torque and flux ripples. The resultant ESO-based sensorless ADRMPTC strategy for PMSMs fed by an unhealthy inverter has fault-tolerant ability with dynamical performance very close to the PMSMs fed by a healthy inverter. On the other hand, compared with PI-based MPTC strategy, the ADRMPTC strategy enables the PMSMs to possess better command-following characteristics and stronger robustness in the presence of variations of reference speed and load torque. The simulation results validate the feasibility and effectiveness of the proposed scheme.

Key words: three-phase four-switch fault-tolerant inverter; model predictive torque control; PMSM drive system; active disturbance rejection control; extended state observer; speed sensorless;

1 引言(Introduction)

作为常用驱动部件的三相六开关电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)是电机控制系统中易出现故障的器件. 如果VSI开关元件短路或断路, 造成电

机缺相运行, 则会使输出转矩出现较大波动, 产生较大机械噪音, 系统整体性能大大降低, 甚至不能工作. 因此, 有必要考虑针对VSI故障的电机驱动系统容错控制问题.

收稿日期: 2015-10-13; 录用日期: 2015-12-25.

[†]通信作者. E-mail: tengqf@mail.lzjtu.cn.

本文责任编辑: 夏元清.

国家自然科学基金项目(61463025)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61463025).

经过多年研究和发展, 目前主要形成3种逆变器容错方法: 1) 利用双向晶闸管将电机绕组中性点连接到母线串联电容的中点, 从而构成了两相四开关容错逆变器拓扑^[1]; 2) 通过添加第4桥臂的方式对逆变器进行容错控制^[2]; 3) 通过将电机绕组输入端连接到母线串联电容中点的方式, 使得三相六开关逆变器切换为三相四开关容错逆变器^[3]. 前2种结构的VSI只能给电机两相绕组提供电流, 而第3种结构可使得电机三相绕组都工作, 如果采用适当控制方式, 则可保证三相四开关VSI驱动的电机三相绕组电流的平衡性.

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有转矩惯量比高、高功率因数等优点, 因而在工业、交通、军事、航空等重要领域得到广泛应用. 对于PMSM驱动系统而言, 除了磁场定向控制(field-orientated control, FOC)和直接转矩控制(direct torque control, DTC)两种方法之外, 近些年又出现了一种引起广泛重视的控制方式——模型预测转矩控制(model predictive torque controller, MPTC)^[4-6]. MPTC具有较强约束处理能力, 并能同时考虑存在的非线性因素. MPTC比FOC的动态响应快, 比DTC的转矩波纹和定子电流THD值小, 从而改善系统动态性能^[7].

PMSM的MPTC调速系统需要转速传感器. 速度传感器本身价格较高, 且增加系统体积和复杂性, 因此无速度传感器研究受到广泛关注. 目前电机速度辨识方法主要有6种: 1) 高频注入法(HFI)^[8]; 2) 测试电压信号法(TVS)^[9]; 3) 卡尔曼滤波器法(EKF)^[10]; 4) 模型参考自适应法(MRAS)^[11]; 5) 滑模变结构法(SM)^[12]; 6) 扩张状态观测器(ESO)^[13]. 基于电感变化的前2种方法适用于估计低速和零速, 而基于动生电动势的后4种方法适用于估计中速和高速. 第1种方法通过注入高频载波信号实现速度辨识, 但注入的高频噪音影响系统动态性能, 且该方法只局限于具有凸极结构的转子速度估计. 第2种方法利用磁各向异性特点识别无明显凸极结构的转子 d 轴方向. 第3种方法无需知道电机机械参数和转子初始位置, 对参数变化具有鲁棒性, 但算法复杂、执行难度较大. 第4、5和6方法都是基于输出误差校正来重构状态观测器, 其中, 第4种方法实质上是线性校正, 它不适用于参数变化或存在干扰的场合, 第5种方法实质上是变结构非线性校正, 其算法简单、鲁棒性强, 但该策略中非光滑的变结构容易引入颤振现象, 第6种方法也是非线性校正, 能够克服第5种方法的抖动缺点, 且具有有限时间收敛的快速无振荡特性. ESO与第4和第5种方法的最大区别在于对于同一个对象, 它多出1维状态, 从而使具备了独特的功能.

目前PMSM的MPTC系统中外环转速调节器一般采用PI算法. 在一定条件下它能起调节作用, 但系统参数变化或存在外部干扰时, 这种线性调节器难以保证电机系统获得满意性能. 为了改善转速调节器的鲁

棒性, 一些先进控制方法相继被提出^[14-16]. 文献[16]首次提出自抗扰控制技术(ADRC), 其显著特征是把作用于被控对象的所有不确定因素归结为“未知扰动”, 而用对象的输入和输出信号对它进行估计并予以补偿^[17-18]. ADRC不依赖于系统精确数学模型, 具有很强的鲁棒性和实用性^[19-21]. 因此, 对于PMSM的MPTC系统的外环速度调节器. 本文采用ADRC算法.

针对三相四开关容错VSI驱动的PMSM系统, 为了增强鲁棒性、提高控制精度及降低成本, 本文提出了基于ESO的无速度传感器自抗扰模型预测转矩控制方法.

2 三相四开关逆变器PMSM驱动系统拓扑及数学模型(The math model and topology of PMSM fed by three-phase four-switch inverter)

本文以 a 相桥臂故障为例, 则相应三相四开关逆变器供电的PMSM拓扑结构如图1所示.

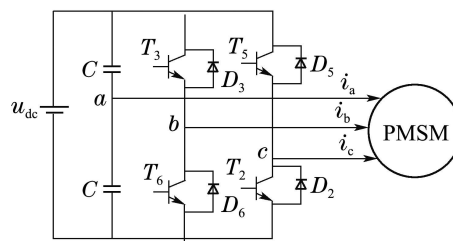


图1 三相四开关容错逆变器驱动PMSM系统拓扑
Fig. 1 Equivalent topology of three-phase four-switch fault-tolerant inverter along with PMSM

图1所示中PMSM定子绕组各相电压为

$$\begin{cases} u_a = u_{dc}(1 - S_b - S_c)/3, \\ u_b = u_{dc}(-1/2 + 2S_b - S_c)/3, \\ u_c = u_{dc}(-1/2 - S_b + 2S_c)/3, \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{dc} 为直流母线电压, S_i ($i = b, c$)为第 i 桥臂功率开关管状态, $S_i = 1$ 和 $S_i = 0$ 分别表示开关管接通和关断. (S_b, S_c) 具有 $(0, 0)$, $(0, 1)$, $(1, 0)$, $(1, 1)$ 4种组合形式, 从而产生4种开关状态, 相应得到图2所示4个相位互差 90° 的电压矢量 V_1, V_2, V_3, V_4 , 其中 $|V_1| = |V_4| = u_{dc}/2$, $|V_2| = |V_3| = \sqrt{3}u_{dc}/2$.

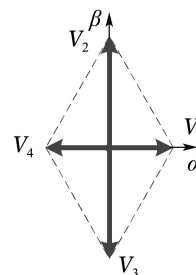


图2 三相四开关逆变器的电压矢量分布
Fig. 2 Voltage vector distribution of three-phase four-switch inverter

本文采用面贴式PMSM, 其定子电流方程和定子

磁链方程在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = (-R_s i_\alpha + \psi_f p \omega_m \sin(p\theta_m) + u_\alpha)/L = \\ \quad (-R_s i_\alpha + \psi_f \omega_e \sin \theta_e + u_\alpha)/L, \\ \frac{di_\beta}{dt} = (-R_s i_\beta - \psi_f p \omega_m \cos(p\theta_m) + u_\beta)/L = \\ \quad (-R_s i_\beta - \psi_f \omega_e \cos \theta_e + u_\beta)/L, \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi_\alpha}{dt} = u_\alpha - R_s i_\alpha, \\ \frac{d\psi_\beta}{dt} = u_\beta - R_s i_\beta, \end{cases} \quad (3)$$

式中: $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha, u_\beta, \psi_\alpha, \psi_\beta$ 分别为定子电流、定子电压、定子磁链在 $\alpha\beta$ 轴的分量; ψ_f 为永磁体磁链, R_s 为定子电阻, L 为定子绕组电感, ω_m, ω_e 为转子的机械角速度和电气角速度; θ_m, θ_e 为转子的机械角位移和电气角位移, p 为极对数.

PMSM电机机械转动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l - B_m \omega_m - T_f, \quad (4)$$

式中: J 为转动惯量; T_l 为负载转矩; B_m 为阻力摩擦系数; T_f 为库伦摩擦转矩; T_e 为电磁转矩, 在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下可以表达为

$$T_e = 1.5p(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha). \quad (5)$$

3 基于ESO转速观测器的容错逆变器驱动PMSM系统自抗扰模型预测转矩控制 (Active disturbance rejection model predictive torque control for PMSMs fed by fault-tolerant inverter based on ESO speed observer)

针对三相四开关逆变器驱动PMSM系统, 采用ADRC转速调节器, 本文给出了图3所示基于ESO的无速度传感器自抗扰MPTC策略.

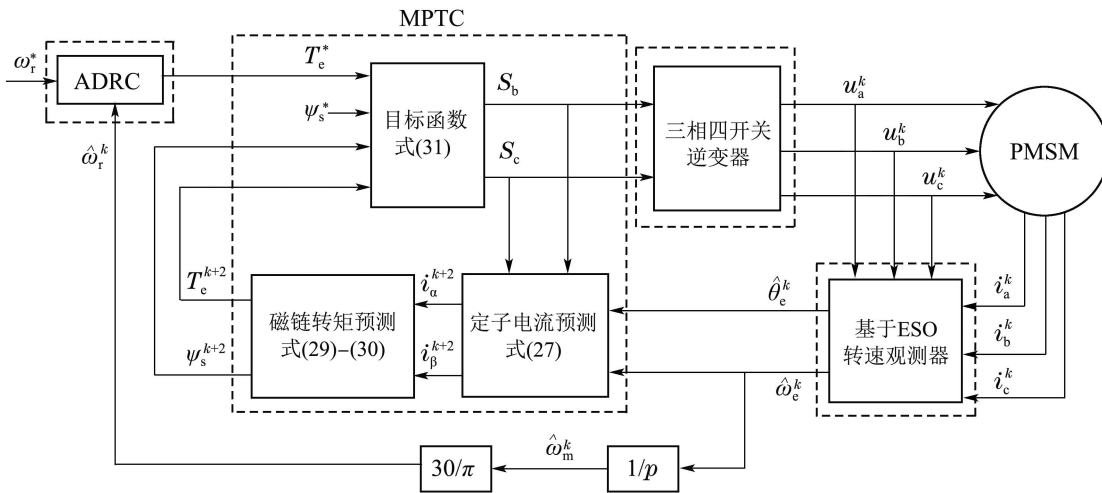


图3 基于ESO的无速度传感器容错逆变器自抗扰MPTC系统结构

Fig. 3 Block diagram of sensorless ADRMPTC using extended state observer for PMSMs fed by three-phase four-switch inverter

3.1 基于ESO的转速观测器设计 (The design of speed observer based on ESO)

假设

$$\begin{aligned} v_1 &= [i_\alpha \ i_\beta]^T, \quad u = [u_\alpha \ u_\beta]^T, \\ y_1 &= v_1, \quad h(\omega_e, \theta_e) = [h_1 \ h_2]^T, \end{aligned} \quad (6)$$

式中: $h_1 = \psi_f \omega_e \sin(\theta_e/L)$, $h_2 = -\psi_f \omega_e \cos(\theta_e/L)$.

考虑式(6), 可得系统(2)的一阶状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = -R_s v_1/L + h(\omega_e, \theta_e) + u/L, \\ y_1 = v_1. \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)中的 $h(\omega_e, \theta_e)$ 扩张为一个新的状态变量 v_2 :

$$v_2 = h(\omega_e, \theta_e), \quad (8)$$

并令

$$q(t) = \dot{h} = [\dot{h}_1 \ \dot{h}_2]^T. \quad (9)$$

式(9)中:

$$\dot{h}_1 = \frac{\partial h_1(\omega_e, \theta_e)}{\partial \omega_e} \dot{\omega}_e + \frac{\partial h_1(\omega_e, \theta_e)}{\partial \theta_e} \dot{\theta}_e, \quad (10)$$

$$\dot{h}_2 = \frac{\partial h_2(\omega_e, \theta_e)}{\partial \omega_e} \dot{\omega}_e + \frac{\partial h_2(\omega_e, \theta_e)}{\partial \theta_e} \dot{\theta}_e. \quad (11)$$

假设 $\dot{\omega}_e$ 有界, 由式(10)-(11)可知: \dot{h}_1, \dot{h}_2 有界, 因此 $q(t)$ 也有界, 即 $|q(t)| = \sqrt{\dot{h}_1^2 + \dot{h}_2^2} < q_0$.

系统(7)可扩张为下面的二阶状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = -R_s v_1/L + v_2 + u/L, \\ \dot{v}_2 = q(t), \\ y_1 = v_1. \end{cases} \quad (12)$$

式(12)是能观的, 因此可构造其二阶ESO如下:

$$\begin{cases} e_1 = w_1 - v_1, \\ \dot{w}_1 = -R_s/Lw_1 + w_2 + u/L - \beta_1 e_1, \\ \dot{w}_2 = -\beta_2 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1), \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\beta_1 > 0, \beta_2 > 0, 0 \leq \alpha_1 \leq 1, \delta_1 > 0$, $\text{fal}(\cdot)$ 是非线性连续函数, 其定义如下:

$$\text{fal}(x, a, \delta) = \begin{cases} x/\delta^{1-a}, & |x| \leq \delta, \\ \text{sgn } x \cdot |x|^a, & |x| > \delta, \end{cases} \quad (14)$$

式中: δ 为滤波因子, α 为非线性因子.

在扩张状态观测器(13)中:

$$w_1 = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T, w_2 = [\hat{h}_1 \ \hat{h}_2]^T, \quad (15)$$

$$\hat{h}_1 = \psi_f \hat{\omega}_e \sin(\hat{\theta}_e/L), \hat{h}_2 = -\psi_f \hat{\omega}_e \cos(\hat{\theta}_e/L), \quad (16)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 是 i_α, i_β 的估计值; \hat{h}_1, \hat{h}_2 是 h_1, h_2 的估计值; $\hat{\omega}_e, \hat{\theta}_e$ 是 ω_e, θ_e 的估计值,

$$\hat{\omega}_e = L\sqrt{\hat{h}_1^2 + \hat{h}_2^2}/\psi_f, \hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt. \quad (17)$$

根据文献[22], 如果参数取值满足下面不等式:

$$\beta_1^2/4 > \beta_2 > q_0, \quad (18)$$

则转速ESO是稳定的, 可保证扩张状态观测器(13)快速逼近状态变量 v_1 及被扩张状态变量 v_2 , 进而保证 $\hat{\omega}_e, \hat{\theta}_e$ 快速逼近 ω_e, θ_e .

根据以上分析过程, 可以构造出基于 ESO 的 PMSM 转速观测器结构框图, 如图4所示.

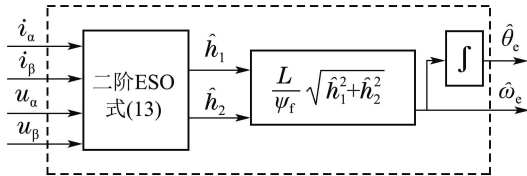


图 4 基于ESO的PMSM转速观测器

Fig. 4 ESO-based speed observer for PMSMs

3.2 ADRC转速调节器设计(The design of ADRC speed regulator)

图5是PMSMs的转速调节器ADRC结构框图, 它由扩张状态观测器(ESO)和非线性反馈控制律组成, 通过ESO对系统状态和扰动进行估计, 利用非线性反馈控制律实现对抗扰动的补偿.

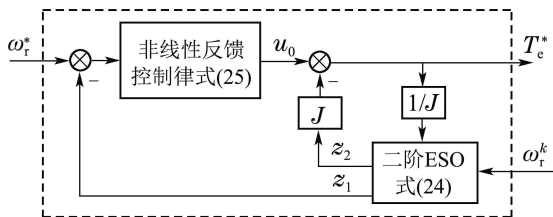


图 5 基于ADRC的PMSMs转速调节器

Fig. 5 ADRC-based speed regulator for PMSMs

3.2.1 二阶 ESO 设计(The design of second order ESO)

令

$$x_1 = \omega_m, y_2 = x_1, \quad (19)$$

系统(4)的一阶状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -B_m x_1/J - (T_1 + T_f)/J + T_e/J, \\ y_2 = x_1, \end{cases} \quad (20)$$

式中 y_2 和 T_e 分别视为系统(4)的输出和输入.

由式(20)可知, PMSM在运行中会受到负载转矩、库仑摩擦转矩以及粘滞摩擦系数等变化的干扰. 将上述各种干扰的总效果用 $f(t)$ 表示:

$$f(t) = -B_m \omega_r/J - (T_1 + T_f)/J, \quad (21)$$

并将 $f(t)$ 扩张为一个新的状态变量 x_2 , 即 $x_2 = f(t)$.

令

$$\dot{f}(t) = g(t), \quad (22)$$

则系统(20)可扩张为下面的二阶状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + T_e/J, \\ \dot{x}_2 = g(t), \\ y_2 = x_1. \end{cases} \quad (23)$$

式(23)是能观的, 因此其二阶ESO构造如下:

$$\begin{cases} e_2 = x_1 - z_1, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_3 \text{fal}(e_2, a_2, \delta_2) + T_e/J, \\ \dot{z}_2 = -\beta_4 \text{fal}(e_2, a_3, \delta_3), \end{cases} \quad (24)$$

式中: $\beta_3 > 0, \beta_4 > 0, 0 \leq \alpha_i \leq 1, \delta_i > 0, i = 2, 3$.

适当选择 $\alpha_i, \delta_i (i = 2, 3), \beta_3, \beta_4$ 就能使式(24)的 ESO 快速逼近系统(23)状态 x_1 和总干扰 $f(t)$ [17].

3.2.2 扰动信号的抑制(The suppression of disturbance signal)

采用图5所示的非线性反馈控制率 $u_0(t)$ 对估计出的总干扰 $f(t)$ 进行补偿. $u_0(t)$ 设计为

$$u_0(t) = \beta_5 \text{fal}(\omega_r^* - z_1, a_4, \delta_4), \quad (25)$$

式中: ω_r^* 为参考转速, $\beta_5 > 0, 0 \leq \alpha_4 \leq 1, \delta_4 > 0$.

因此基于ADRC的转速调节器输出为

$$T_e^* = u_0(t) - Jz_2,$$

式中 T_e^* 是提供给图3示MPTC的参考电磁转矩. 说明:

1) 基于 $\text{fal}(\cdot)$ 的非线性ADRC收敛性证明是尚未解决的公开难题, 但其实际应用的可行性已得到验证 [16-18, 23].

2) 当 $\alpha < 1$ 时, $\text{fal}(x, a, \delta)$ 具有“小误差大增益、大误差小增益”的特性, 能够减小系统稳态误差、改善动态性能、提高扰动抑制能力, 同时避免系统产生稳态高频抖振 [17].

3) ESO参数选取的一般原则^[22-24]:

① $0 \leq \alpha_i \leq 1, 0.0001 \leq \delta_i \leq 1, i = 2, 3$;

② $\beta_i (i = 3, 4)$ 取值根据跟踪性能确定;

③ $\delta_i (i = 2, 3)$ 取值过小, 系统将会出现和滑模控制类似的颤振现象; 大的 $\beta_i (i = 3, 4)$ 取值有利于提高ESO跟踪速度^[23].

3.3 模型预测转矩控制(Model predictive torque control)

MPTC策略是以减少转矩和磁链脉动为目标来选择最优电压控制矢量. 对于图2所示的4个电压矢量 V_1, V_2, V_3, V_4 , 在每个采样周期, 分别评价它们的作用效果, 从中选择使目标函数最小所对应的电压矢量. 所采用的目标函数定义为

$$\begin{aligned} \min \{g_i\} &= |T_e^* - T_e^{k+1}| + k_1 ||\psi_s^*| - |\psi_s^{k+1}||, \\ \text{s.t. } V_i &\in \{V_1, V_2, V_3, V_4\}, i = 1, \dots, 4, \end{aligned} \quad (26)$$

式中: T_e^* 和 ψ_s^* 分别为电磁转矩和定子磁链的参考值; T_e^{k+1} 和 ψ_s^{k+1} 分别为电磁转矩和定子磁链 $(k+1)T_s$ 时刻的预测值; k_1 为权重因子.

3.3.1 定子电流预测模型(The prediction model of stator current)

对式(2)进行离散, 可得 $\alpha\beta$ 坐标系下三相定子电流在 $(k+1)T_s$ 时刻的预测模型:

$$\begin{cases} i_\alpha^{k+1} = i_\alpha^k + T_s(-R_s i_\alpha^k + \psi_f \omega_e^k \sin \theta_e^k + u_\alpha^k)/L, \\ i_\beta^{k+1} = i_\beta^k + T_s(-R_s i_\beta^k - \psi_f \omega_e^k \cos \theta_e^k + u_\beta^k)/L, \end{cases} \quad (27)$$

式中: T_s 为采样周期, i_α^k, i_β^k 和 $i_\alpha^{k+1}, i_\beta^{k+1}$ 分别是 kT_s 时刻和 $(k+1)T_s$ 时刻 $\alpha\beta$ 轴定子电流; ω_e^k, θ_e^k 是 kT_s 时刻转子电气转速和转角, 可由图4所示扩张状态观测器提供的观测值 $\hat{\omega}_e^k$ 和 $\hat{\theta}_e^k$ 替代.

3.3.2 定子磁链和转矩估计(The estimation of stator flux linkage and torque)

对式(3)进行离散, 可得 $\alpha\beta$ 坐标系下定子磁链在 $(k+1)T_s$ 时刻的定子磁链预测模型:

$$\begin{cases} \psi_\alpha^{k+1} = \psi_\alpha^k + T_s(u_\alpha - R_s i_\alpha), \\ \psi_\beta^{k+1} = \psi_\beta^k + T_s(u_\beta - R_s i_\beta), \end{cases} \quad (28)$$

$(k+1)T_s$ 时刻定子磁链和电磁转矩估计值为

$$\psi_s^{k+1} = \sqrt{(\psi_\alpha^{k+1})^2 + (\psi_\beta^{k+1})^2}, \quad (29)$$

$$T_e^{k+1} = 1.5p(\psi_\alpha^{k+1} i_\beta^{k+1} - \psi_\beta^{k+1} i_\alpha^{k+1}). \quad (30)$$

为了补偿实际数字控制系统中固有的一步时延, 式(26)目标函数修改为

$$\begin{aligned} \min \{g\} &= |T_e^* - T_e^{k+2}| + k_1 ||\psi_s^*| - |\psi_s^{k+2}||, \\ \text{s.t. } V_i &\in \{V_1, V_2, V_3, V_4\}, i = 1, \dots, 4, \end{aligned} \quad (31)$$

式中的 T_e^{k+2} 和 ψ_s^{k+2} 通过再次迭代得到.

4 仿真研究分析(Simulation and analysis research)

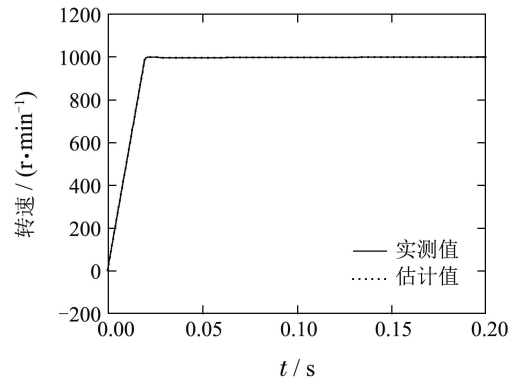
为了验证所提设计方法的有效性和正确性, 采用MATLAB/Simulink/Simscape进行了仿真研究, 所用PMSM参数为^[25]: 定子电阻为2.875 Ω , 绕组电感为0.0085 H, 磁极对数为1, 永磁体磁通为0.175 Wb, 额定转矩为3 N·m, 额定转速为3000 r/min, 直流母线电压为350 V, 转动惯量为0.0008 kg·m², 库伦摩擦转矩为0 N·m, 粘滞摩擦系数为0, 母线电容为2040 μF .

本文给出了2种研究方案. 第1种方案: 基于同样ADRC参数和同样转速ESO参数, 分别构建三相六开关VSI和三相四开关VSI驱动的两个PMSM系统, 对它们进行比较分析; 第2种方案: 针对三相四开关VSI驱动PMSM, 采用同样转速ESO参数, 分别构建基于PI和基于ADRC的两个MPTC系统, 对它们进行比较分析.

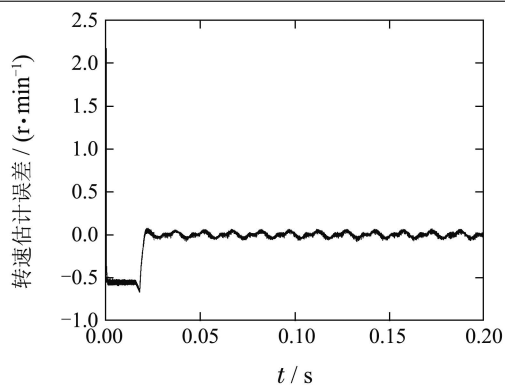
采样周期选为10 μs , 目标函数式(31)中的权重因子 k_1 取值为33. 上述2种仿真研究方案中涉及的转速调节器ADRC和转速ESO都采用同样参数. 转速ESO参数为: $\beta_1 = 150000, \beta_2 = 45000000, \alpha_1 = 0.5, \delta_1 = 0.00001$; ADRC参数为: $\beta_3 = 750, \beta_4 = 6000, \beta_5 = 16, a_2 = a_3 = a_4 = 0.5, \delta_2 = \delta_3 = \delta_4 = 0.01$.

4.1 基于三相六开关VSI和基于三相四开关VSI的两个MPTC PMSM系统比较(The MPTC PMSM systems comparison between the one based on three-phase six switch VSI and the other based on three-phase four switch VSI)

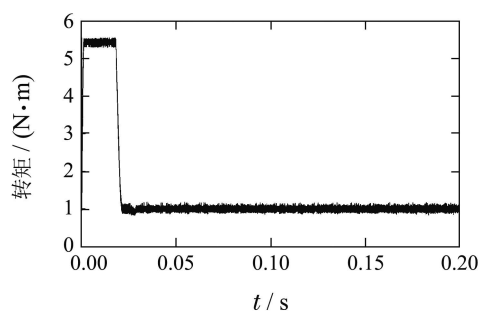
启动给定转速1000 r/min, PMSM带载1 N·m启动. 为了表达方便, 下文将三相六开关VSI和三相四开关VSI分别称为正常(healthy)VSI和不正常(unhealthy)VSI, 图6和图7分别给出这两种VSI驱动的MPTC PMSM系统动态响应.



(a) 转速响应



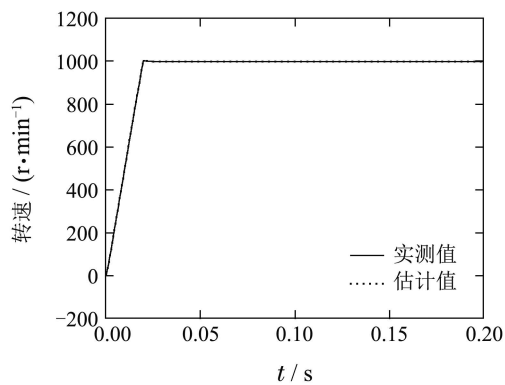
(b) 转速估计误差



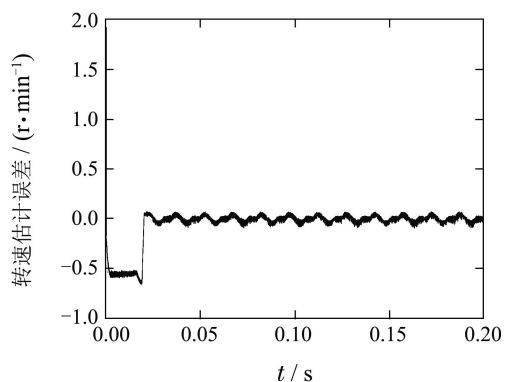
(c) 转矩响应

图 6 基于 ADRMPTC 策略的无速度传感器正常 VSI 驱动 PMSM 系统动态响应

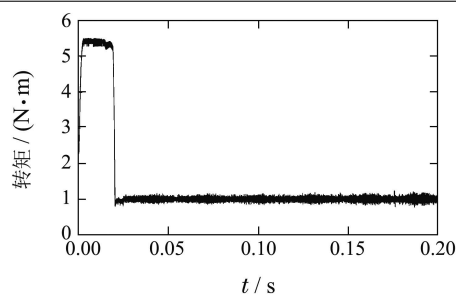
Fig. 6 Dynamic responses of ADRMPTC scheme for ESO-based sensorless PMSMs fed by healthy inverter



(a) 转速响应



(b) 转速估计误差



(c) 转矩响应

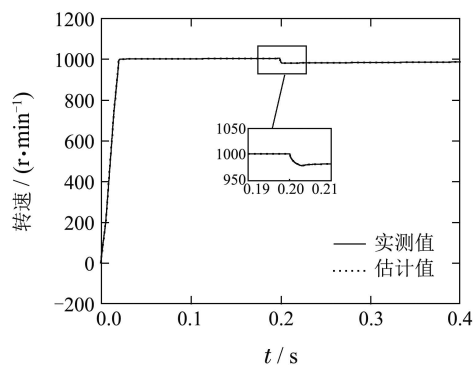
图 7 基于 ADRMPTC 策略的无速度传感器不正常 VSI 驱动 PMSM 系统动态响应

Fig. 7 Dynamic responses of ADRMPTC scheme for ESO-based sensorless PMSMs fed by unhealthy inverter

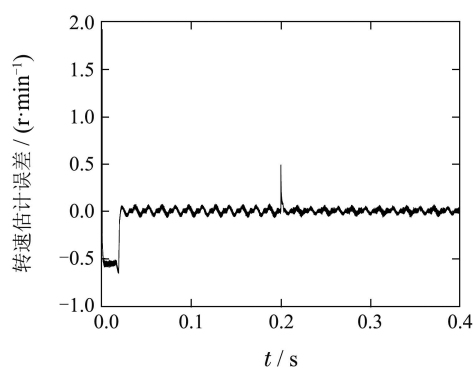
4.2 基于 PI 和基于 ADRC 的两个 MPTC PMSM 系统比较 (The MPTC PMSM system comparison between the one based on PI and the other based on ADRC)

4.2.1 暂态响应特性一致时抗负载变化能力比较 (The comparison of anti-load variation ability under the same transient response)

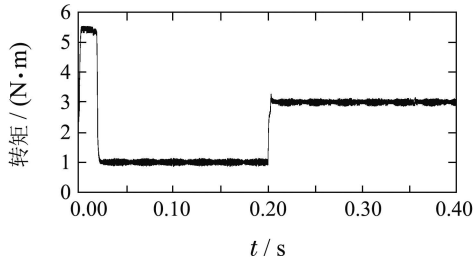
为了进行合理地比较, 调节 PI 参数, 使得基于 PI 和基于 ADRC 的两个 MPTC PMSM 系统尽可能具有同样暂态响应特性 (即, 两个系统转速响应具有同样的超调量和调节时间), 此时 PI 参数取值为 $k_p = 0.1$, $k_i = 0.1$. 仿真时, 启动给定转速为 1000 r/min, PMSM 带载 1 N·m 启动, 在 0.2 s 时加载到 3 N·m. 图 8 和图 9 相应地给出两个系统的动态响应.



(a) 转速响应



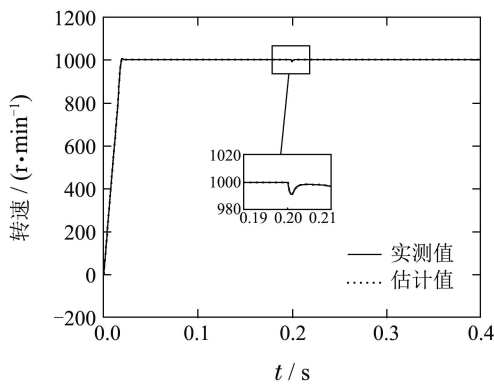
(b) 转速估计误差



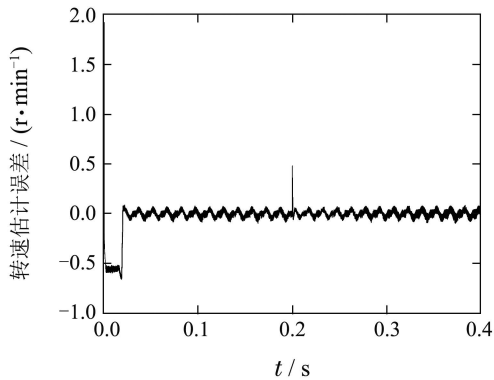
(c) 转矩响应

图8 基于PI MPTC策略的无速度传感器不正常VSI驱动PMSM系统动态响应

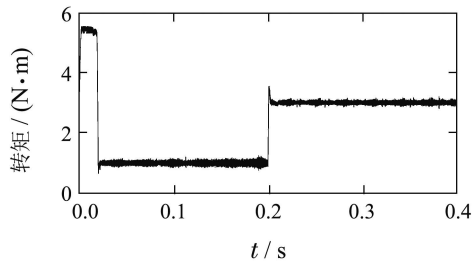
Fig. 8 Dynamic responses of based-PI MPTC scheme for sensorless PMSMs fed by unhealthy inverter



(a) 转速响应



(b) 转速估计误差



(c) 转矩响应

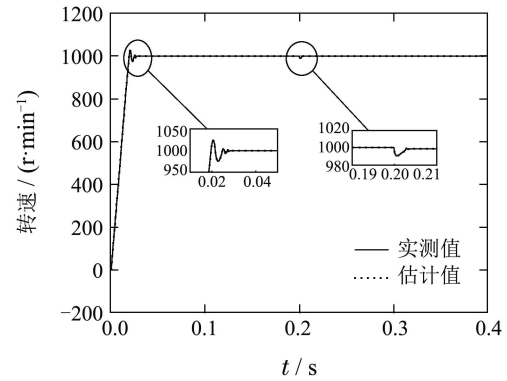
图9 基于ADRMPTC策略的无速度传感器不正常VSI驱动PMSM系统动态响应

Fig. 9 Dynamic responses of based-ADRC MPTC scheme for sensorless PMSMs fed by unhealthy inverter

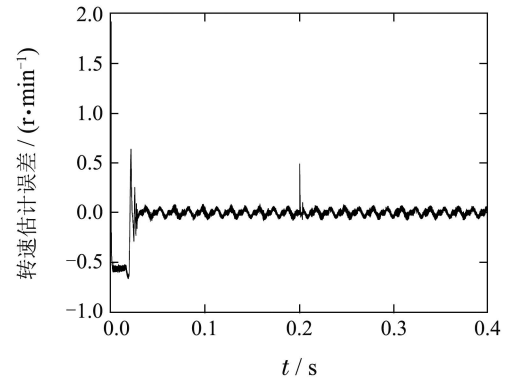
4.2.2 抗负载变化能力一致时暂态响应特性比较(The comparison of transient response under the same anti-load variation ability)

为了进行合理地比较, 调节PI参数使得基于PI和基于ADRC的两个MPTC PMSM系统尽可能具有同样抗负载转矩变化的能力(即两个系统转速响应具有同样加载恢复能力), 此时PI参数取值为 $k_p = 1.5$, $k_i = 0.01$.

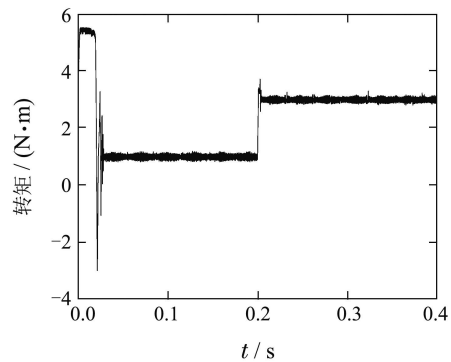
仿真时, 启动给定转速为1000 r/min, PMSM带载 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 启动, 在 0.2 s时加载到 $3 \text{ N} \cdot \text{m}$. 图10和图11相应地给出了两个系统的动态响应.



(a) 转速响应



(b) 转速估计误差



(c) 转矩响应

图10 基于PI MPTC策略的无速度传感器不正常VSI驱动PMSM系统动态响应

Fig. 10 Dynamic responses of based-PI MPTC scheme for sensorless PMSMs fed by unhealthy inverter

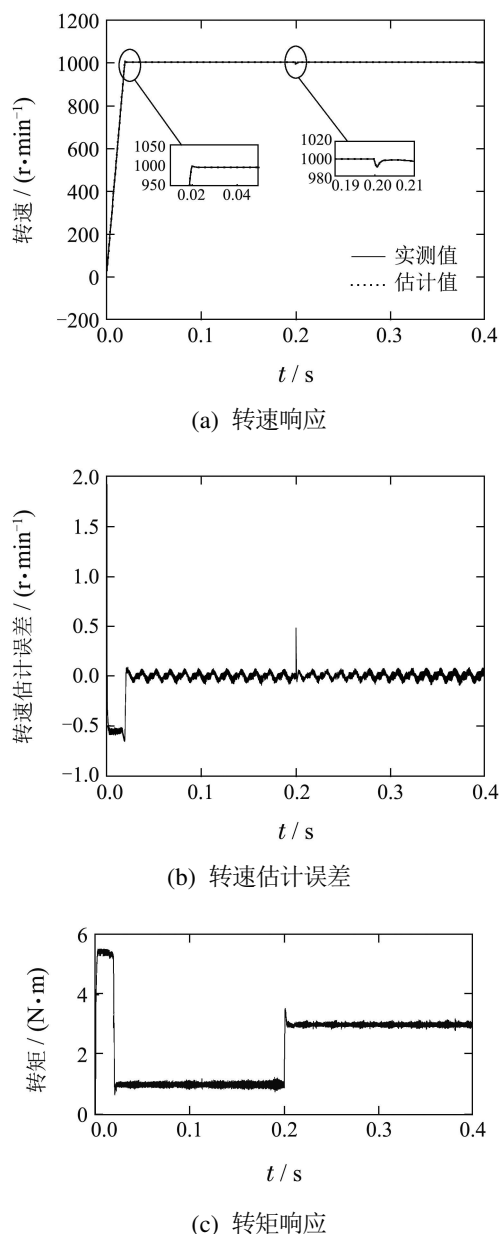


图 11 基于ADRMPTC策略的无速度传感器不正常VSI驱动PMSM系统动态响应

Fig. 11 Dynamic responses of based-ADRMPTC scheme for sensorless PMSMs fed by unhealthy inverter

通过仿真研究, 可以得出下列分析结果:

1) 关于转速ESO. 从图6-11的(a)和(b)看出: 无论是针对正常VSI驱动或不正常VSI驱动MPTC PMSM系统, 也无论是针对基于PI或基于ADRC的MPTC PMSM系统, 转速ESO所估计的转速与电机实际转速几乎完全重合, 即能够快速跟踪电机实际转速, 且具有良好的辨识精度.

2) 关于三相四开关逆变器驱动PMSM MPTC系统的容错性. 通过比较图6和图7, 可以看出: 正常VSI驱动与不正常VSI驱动PMSM MPTC系统相比, 后者转速和转矩几乎与前者有相同的良好运行性能, 从而验证了本文控制方法的容错性.

3) 关于三相四开关逆变器驱动PMSM的ADRMPTC策略的鲁棒性:

① 关于系统抗负载变化能力. 基于PI的MPTC PMSM系统与基于ADRC的MPTC PMSM系统相比, 从图8(a)、图9(a)可以看出, 在转速暂态响应特性一致情况下, 当负载变化时, 后者转速能更快地恢复其稳态值, 即抗负载变化能力更强.

② 关于系统暂态响应特性. 基于PI的MPTC PMSM系统与基于ADRC的MPTC PMSM系统相比, 从图10(a)、图11(a)可以看出, 在抗负载变化能力一致情况下, 当给定转速变化时, 后者转速暂态响应特性更好, 即具有更小的超调量和调节时间.

综上所述, 针对三相四开关逆变器, 所设计的无速度传感器的ADRMPTC策略能够使PMSM驱动系统可靠稳定运行, 在保证系统抗负载干扰能力的同时具有良好的动态性能, 克服了基于PI转速调节器MPTC系统不能同时兼顾抗负载能力和良好动态性能的缺点.

5 结论(Conclusions)

本文对三相四开关容错逆变器PMSM进行了数学建模分析, 提出了基于ESO无速度传感器的自抗扰模型预测转矩控制策略. 所设计的转速ESO能够快速准确地实时估计电机速度. 提出的自抗扰模型预测转矩控制策略能够使三相四开关驱动的PMSM系统可靠稳定运行, 与基于PI的MPTC系统相比, 能同时保证抗负载干扰能力和良好的动态性能, 达到满意的转矩和转速控制效果. 仿真结果验证了所提方法的可行性和正确性.

参考文献(References):

- [1] GAETA A, SCELBA G, CONSOLI A. Modeling and control of three-phase PMSMs under open-phase fault [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013, 49(1): 74 – 83.
- [2] HOANG K D, ZHU Z Q, FOSTER M. Direct torque control of permanent magnet brushless AC drive with single-phase open-circuit fault accounting for influence of inverter voltage drop [J]. *IET Electric Power Applications*, 2013, 7(5): 369 – 380.
- [3] CAMPOS-DELGADO D U, ESPINOZA-TREJO D R, PALACIOS E. Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey [J]. *IET Electric Power Applications*, 2008, 2(2): 121 – 134.
- [4] GEYER T, PAPAFOOTIOU G, MORARI M. Model predictive direct torque control, part I: Concept, algorithm, and analysis [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1894 – 1905.
- [5] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, part I: Maximum torque per ampere operation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 1912 – 1921.
- [6] WANG F, ZHANG Z, ALIREZA D. An experimental assessment of finite-state predictive torque control for electrical drives by considering different online optimization methods [J]. *Control Engineering Practice*, 2014, 31: 1 – 8.

- [7] NIU F, WANG B, BABEL S, et al. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(2): 1408 – 1424.
- [8] ZHU Z Q, GONG L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(8): 3431 – 3439.
- [9] MORALES-CAPORAL R, BONILLA-HUERTA E, ARJONA M A, et al. Sensorless predictive DTC of a surface-mounted permanent-magnet synchronous machine based on its magnetic anisotropy [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(8): 3016 – 3024.
- [10] PEROUTKA Z. Reduced-order square-root EKF for sensorless control of PMSM drives [C] // *IECON 2011—the 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Melbourne: IEEE, 2011: 2000 – 2005.
- [11] ORLOWSKA-KOWALSKA T, DYBKOWSKI M. Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1296 – 1308.
- [12] TENG Qingfang, BAI Jianyong, ZHU Jianguo, et al. Sensorless model predictive torque control using sliding-mode model reference adaptive system observer for permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(2): 150 – 161.
(滕青芳, 柏建勇, 朱建国, 等. 基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制 [J]. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 150 – 161.)
- [13] HUANG Yi, HAN Jingqing. Analysis and design of nonlinear continuous second order extended state observer [J]. *Science Paper*, 2000, 45(13): 1373 – 1379.
(黄一, 韩京清. 非线性连续二阶扩张状态观测器的分析与设计 [J]. 科学通报, 2000, 45(13): 1373 – 1379.)
- [14] LI S, LIU Z. Adaptive speed control for permanent magnet synchronous motor system with variations of load inertia [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(8): 3050 – 3059.
- [15] ZHANG B T, PI Y. Robust fractional order proportion-plus-differential controller based on fuzzy inference for permanent magnet synchronous motor [J]. *IET Control Theory and Applications*, 2012, 6(6): 829 – 837.
- [16] HAN Jingqing. Auto-disturbances-rejection controller and its applications [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19 – 23.
(韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19 – 23.)
- [17] HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique—the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.
(韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.)
- [18] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 2009, (3): 900 – 906.
- [19] SIRA-RAMÍREZ H, LINARES-FLORES J, GARCÍA-RODRÍGUEZ, et al. On the control of the permanent magnet synchronous motor: an active disturbance rejection control approach [J]. *IEEE Transactions on System Technology*, 2014, 122(5): 2056 – 2063.
- [20] XIA Yuanqing, FU Mengyin, DENG Zhihong, et al. Recent developments in sliding mode control and active disturbance rejection control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(2): 137 – 147.
(夏元清, 付梦印, 邓志红, 等. 滑模控制和自抗扰控制的研究进展 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(2): 137 – 147.)
- [21] LI S H, XIA C J, ZHOU X. Active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system [J]. *Mechatronics*, 2012, 22(6): 706 – 714.
- [22] HAN Jingqing, ZHANG Rong. Error analysis of the second order ESO [J]. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1999, 19(4): 455 – 471.
(韩京清, 张荣. 二阶扩张状态观测器的误差分析 [J]. 系统科学与数学, 1999, 19(4): 465 – 471.)
- [23] SU Y X, ZHENG C H, DUAN B Y. Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(3): 814 – 823.
- [24] HAN Jingqing. From PID technique to active disturbance rejection control technique [J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 13 – 18.
(韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术 [J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13 – 18.)
- [25] WANG Qinglong, ZHANG Xing, ZHANG Chongwei. Double sliding-mode model reference adaptive system speed identification for vector control of permanent magnet synchronous motors [J]. *Proceedings of CSEE*, 2014, 34(6): 897 – 902.
(王庆龙, 张兴, 张崇巍. 永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 897 – 902.)

作者简介:

滕青芳 (1964–), 女, 教授, 博士, 主要研究方向为控制理论与控制工程、电机驱动系统容错控制等, E-mail: tengqf@mail.lzjtu.cn;

李国飞 (1991–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为逆变器容错控制、电机无速度传感器控制, E-mail: liguofei1@126.com;

朱建国 (1958–), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为新型电机设计及其驱动系统控制、磁性材料测量与建模、电磁场数值分析、电磁设备及系统优化设计、电力系统、可再生能源技术等, E-mail: Jianguo.zhu@uts.edu.au;

郭有光 (1965–), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为电机设计及其优化、电机驱动系统控制、磁性材料测量与建模、电磁场数值分析等, E-mail: ouguang.guo-1@uts.edu.au.