DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2023.01.012　　文章编号：1000-128X(2023)01-0086-11

计及时变扰动下永磁牵引电机无传感器滑模控制

李祥飞[1]，刘捃锳[1]，王　坚[2]，赵凯辉[1]，印　阳[1]，邹莉华[1]
（1.湖南工业大学 电气与信息工程学院，湖南 株洲　412007；
2.中车株洲电力机车研究所有限公司，湖南 株洲　412001）

摘　要：针对永磁同步牵引电机因参数摄动不确定因素造成控制性能下降以及速度传感器存在成本高、环境要求严格、估计精度不足等问题，提出了一种基于自适应广义高阶平方根容积卡尔曼滤波算法（ASRGHCKF）无速度传感器的永磁同步电机（PMSM）自适应非奇异快速终端滑模控制算法。首先，建立参数摄动下PMSM数学模型；其次，基于扩展滑模扰动观测器（ESMDO）设计自适应非奇异快速终端滑模转速控制算法（ANFTSMC），选择新型指数趋近律可随系统距离滑模面的远近自适应调整趋近速度，同时ESMDO实时精准观测系统的未知扰动部分；最后，结合ASRGHCKF实时精准估计电机的转速和转子位置。通过与PI和传统SMC算法进行仿真和半实物试验对比，验证了该算法在电机参数摄动下暂稳态性能更佳，有利于改善PMSM的无速度传感器控制效果。

关键词：永磁同步电机；自适应广义高阶平方根容积卡尔曼算法；非奇异快速终端滑模；扩展滑模扰动观测器

中图分类号：U264.1；TM351　　**文献标识码：**A

Sliding mode control for permanent magnet synchronous motor of sensor-less considering time-varying disturbance

LI Xiangfei[1], LIU Junqin[1], WANG Jian[2], ZHAO Kaihui[1], YIN Yang[1], ZOU Lihua[1]

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou, Hunan 412007, China;
2. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: To solve the degradation in control performance of permanent magnet synchronous motors (PMSMs) due to uncertainties from parameter perturbation, as well as the problems arising from the speed sensor, such as high cost, demanding environmental requirements and deficient accuracy of estimation, this paper proposed an adaptive non-singular fast terminal sliding mode control strategy for PMSMs of sensor-less speed regulation based on the adaptive square root generalized high-order cubature Kalman filter (ASRGHCKF) algorithm. A mathematical model of PMSM was first established under parameter perturbation, and an adaptive non-singular fast terminal sliding mode control algorithm (ANFTSMC) was designed depending on the extended sliding mode disturbance observer (ESMDO). A novel exponential reaching law was selected to adaptively adjust the approach speed depending on the distance of the system from the sliding surface while the unknown disturbance of the system was accurately observed by ESMDO in real time. Finally, the speed and rotor position of the motor were estimated accurately, in combination with ASRGHCKF. Based on the simulation and semi-physical experiment results in comparison with PI control and the traditional sliding mode control (SMC) algorithm, the strategy under the current study was proven with better transient stability performance under motor parameter perturbation, benefiting to improving the

基金项目：国家自然科学基金项目（61473117）子课题（3710234）；湖南省自然科学联合基金项目（2018JJ4066）
通信作者：邹莉华（1974—），女，讲师，主要从事电机控制方面的研究；E-mail: zoulihua0518@163.com
引用格式：李祥飞, 刘捃锳, 王坚, 等. 计及时变扰动下永磁牵引电机无传感器滑模控制[J]. 机车电传动, 2023(1): 86-96.
Citation: LI Xiangfei, LIU Junqin, WANG Jian, et al. Sliding mode control for permanent magnet synchronous motor of sensor-less considering time-varying disturbance[J]. Electric Drive for Locomotives, 2023(1): 86-96.

sensor-less control effect of PMSM.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; adaptive generalized high order square root cubature Kalman-filter algorithm; non-singular fast terminal sliding mode; extended sliding mode disturbance observer

0　引言

永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor，PMSM）因具有高功率密度、体积小巧、构造简单等优势，被广泛应用在高速列车、智能机器人等相关领域[1-3]。与异步电机相比，调速系统中永磁同步牵引电机有低转矩脉动，较高平均效率等特点。目前，PI控制由于算法简单、技术成熟，广泛运用于列车牵引工程领域。然而PMSM是非线性时变的复杂系统，容易受到未知扰动等不确定因素的影响，而传统线性PI控制因其积分饱和等局限性无法抑制扰动的影响，导致整体控制性能降低[4]。针对调速系统中PMSM高性能控制问题，许多先进非线性控制方法已经被应用于电机控制领域，如反演控制[5]、鲁棒控制[6]、状态反馈控制[7]、自适应控制[8]、滑模控制（Sliding Mode Control，SMC）[9-12]等。其中SMC算法简单、对外部干扰的鲁棒性强，但很难抑制抖振。

为了加快收敛速度，增强控制系统的鲁棒性，文献[13]提出了一种新型自适应趋近律，动态适应被控系统变化的同时有效地抑制了系统抖振。文献[14]将非线性和线性函数结合改进非奇异快速终端滑模（Non-singular Fast Terminal Sliding Mode，NFTSM），加快系统收敛。文献[15]采用传统滑模观测器（Sliding Mode Observer，SMO）估计外部扰动部分，能有效抑制参数摄动影响，但传统SMO因高增益易造成系统抖振。文献[16]相比于文献[15]提出扩展滑模扰动观测器估计未知扰动部分，有效抑制参数摄动下系统抖振，增强了控制系统的抗干扰能力。

传统的调速系统中含有传感器，导致特殊工况下系统可靠性变差。随着科技进步，无速度传感器因为成本低、抗干扰能力强而备受关注[17-21]。文献[22]采用球面采样法则改进无迹卡尔曼速度观测器（Modified Unscented Kalman Filtering，UKF），但未验证负载突变情况下观测的准确性。文献[23]通过引入自适应渐消因子改进EKF观测器（Extended Kalman Filter，EKF），负载突变工况下仍能准确估计；文献[24]相比于文献[23]结合平方根算法和时变噪声估值器，提出改进的容积卡尔曼（Cubature Kalman-filter，CKF）对直线电机进行转速和转子位置的估算，明显提高了精度，但均未考虑电机其他参数变化的复杂工况。

针对上述问题，考虑到参数摄动和外部时变扰动等复杂工况，本文提出一种基于自适应广义高阶平方根容积卡尔曼（Adaptive Generalized Higher Order Square Root Cubature Kalman Filter，ASRGHCKF）无速度传感器的永磁牵引电机自适应非奇异快速终端滑模控制方法。该方法将新型指数趋近律和非奇异快速终端滑模（NFTSM）结合构成自适应非奇异快速终端滑模控制算法（Adaptive Non-singular Fast Terminal Sliding Mode Control，ANFTSMC），同时设计扩展滑模扰动观测器（Extended Sliding Mode Disturbance Observer，ESMDO）实时精准估计未知部分扰动，并对ANFTSMC进行前馈补偿；通过设计ASRGHCKF对电机的转子位置和转速进行估计，构成了无速度传感器的PMSM调速系统，有效提高了电机闭环控制系统的抗干扰能力和鲁棒性，实现了PMSM在参数摄动和未知扰动下的容错控制。

1　永磁同步电机数学模型

忽略定子铁芯饱和、涡流和磁滞损耗等[25]，d-q轴下PMSM定子电压方程为：

$$\left.\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e \left(L_d i_d + \psi_f\right) \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

式中：i_d、i_q分别为定子d、q轴电流分量；u_d、u_q分别为定子d、q轴电压分量；L_d、L_q分别为定子绕组d、q轴电感；ψ_f为永磁磁链；R_s为定子电阻；ω_e为电角速度。

PMSM电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \left[\psi_f + \left(L_d - L_q\right) i_d\right] i_q = \frac{3}{2} n_p \psi_{ext} i_q \tag{2}$$

式中：T_e为PMSM输出的电磁转矩；ψ_{ext}为有效磁链；n_p为极对数。

PMSM机械运动方程为

$$\frac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t} = \frac{n_p}{J}\left(T_e - T_L - B\omega_m\right) \tag{3}$$

式中：T_L为负载转矩；J为转动惯量；B为阻尼系数；ω_m为电机的机械角速度。

PMSM在实际运行工况中，受温度、机械应力等因素的影响，电机内部参数会发生摄动。考虑参数摄动的影响，可得PMSM数学模型为[26]：

$$\left.\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q + \Delta u_d \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) + \Delta u_q \\ T_e &= \frac{3}{2} n_p \psi_{ext} i_q + \Delta T_e \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

式中：Δu_d、Δu_q分别为参数摄动引起的d、q轴电压扰动量；ΔT_e为输出电磁转矩的扰动量。

将式(4)代入式(3)得到

$$\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{e}}}{\mathrm{d}t}=\frac{3n_{\mathrm{p}}^2}{2J}\psi_{\mathrm{ext}}i_q-\frac{B}{J}\omega_{\mathrm{e}}-\frac{n_{\mathrm{p}}}{J}\left(\Delta T_{\mathrm{e}}-T_{\mathrm{L}}+\Delta T_{\mathrm{L}}\right)=\gamma i_q+\xi\omega_{\mathrm{e}}+F \tag{5}$$

式中：γ、ξ为待设计参数，其中$\gamma=3n_{\mathrm{p}}^2\psi_{\mathrm{ext}}/(2J)$；$\xi=-B/J$；$F$为系统不确定的总扰动。

2 自适应非奇异快速终端滑模控制器设计

为保证永磁牵引电机在参数摄动和未知扰动下实现高性能控制，本节将新型指数趋近律与NFTSM结合，提出ANFTSMC策略，并应用于转速控制器的设计。其中非奇异快速终端能有效减小抖振，实现系统快速收敛。

根据式(5)，速度控制器的控制律可设计为式(6)[16]。

$$i_q^*=\frac{\dot{\omega}_{\mathrm{e}}^*-\xi\omega_{\mathrm{e}}-F+u_{\mathrm{c}}}{\gamma} \tag{6}$$

式中：i_q^*为给定的q轴电流分量；ω_{e}^*为系统给定转速；u_{c}为ANFTSMC反馈控制器控制输出。

将式(6)代入式(5)得到

$$\dot{\omega}_{\mathrm{e}}^*-\dot{\omega}_{\mathrm{e}}+u_{\mathrm{c}}=0 \tag{7}$$

将控制器的状态误差e定义为：

$$e=\omega_{\mathrm{e}}^*-\omega_{\mathrm{e}} \tag{8}$$

引入状态量：

$$x_1=\int e,\ x_2=e \tag{9}$$

状态方程为：

$$\left.\begin{aligned}\dot{e}_1&=e_2=\omega_{\mathrm{e}}^*-\omega_{\mathrm{e}}\\ \dot{e}_2&=\dot{e}=\dot{\omega}_{\mathrm{e}}^*-\dot{\omega}_{\mathrm{e}}\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

为了有效加快转速误差收敛速率，选择二阶的非奇异快速终端滑模面s (NFTSM)[16]：

$$s=e_1+\alpha e_1^{g/h}+\beta e_2^{p/q} \tag{11}$$

式中：s为二阶非奇异快速终端滑模面；$\alpha>0$；$\beta>0$；g、h、p、q均为待设计的正奇数，其中$1<p/q<2$，$g/h>p/q$。

对式(11)求导可得

$$\dot{s}=\dot{e}_1+\alpha\frac{g}{h}e_1^{g/h-1}e_2+\beta\frac{p}{q}e_2^{p/q-1}\dot{e}_2=$$

$$e_2+\alpha\frac{g}{h}e_1^{g/h-1}e_2+\beta\frac{p}{q}e_2^{p/q-1}\dot{e}_2 \tag{12}$$

选择新型指数趋近律[27]：

$$\dot{s}=-f(s)\,\mathrm{sgn}(s)-\eta_2 s \tag{13}$$

$$f(s,x_1)=\frac{k_l|x_1|}{\lambda+(1-\lambda)\mathrm{e}^{-\delta|s|}}+k_t|s|^m \tag{14}$$

式中：$k_l>0$；$k_t>0$；$\delta>0$；$0<\lambda<1$；$0<m<2$。

由(13)和式(14)可知，该新型指数趋近律随系统距离滑模面的远近而自适应调整趋近速度。令式(11)和式(13)中$s=0$，并联立式(7)可得到如式(15)的ANFTSMC反馈控制律u_{c}[16]。

$$u_{\mathrm{c}}=\frac{q}{\beta p}e_2^{2-p/q}\cdot\left(1+\frac{\alpha g}{h}e_1^{g/h-1}\right)+f(s)\,\mathrm{sgn}(s)+\eta_2 s \tag{15}$$

系统稳定性分析如下：选择Lyapunov函数V

$$V=\frac{1}{2}s^2 \tag{16}$$

对V求导可得

$$\dot{V}=s\left[\left(e_2+\alpha\frac{g}{h}e_1{}^{g/h-1}e_2+\beta\frac{p}{q}e_2{}^{p/q-1}\dot{e}\right)\right]=$$

$$s\left[e_2+\alpha\frac{g}{h}e_1{}^{g/h-1}e_2+\beta\frac{p}{q}e_2{}^{p/q-1}\left(-f(s,x_1)\,\mathrm{sgn}(s)-\right.\right.$$

$$\left.\left.\eta_2 s-\frac{q}{\beta p}e_2{}^{2-p/q}\left(1+\frac{\alpha g}{h}e_1{}^{g/h-1}\right)\right)\right]=$$

$$s\left[\beta\frac{p}{q}e_2{}^{p/q-1}\left(\left\|\tilde{F}\right\|-f(s,x_1)\,\mathrm{sgn}(s)-\eta_2 s\right)\right]\leqslant\beta\frac{p}{q}e_2{}^{p/q-1}\cdot$$

$$\left(\left(\left\|\tilde{F}\right\|-f\left(s,x_1\right)\right)\|s\|-\eta_2\|s\|^2\right) \tag{17}$$

由于$\beta>0$，$1<p/q<2$，当$f(s,x_1)\geqslant\left\|\tilde{F}\right\|+\rho$ $(\rho>0)$时，可得$\dot{V}\leqslant 0$。根据Lyapunov稳定性判别定理和滑模可达条件可知，所设计的ANFTSMC将有限时间收敛。

将式(15)代入式(6)，可得到转速控制器的总控制律i_q^*为

$$i_q^*=\frac{\dot{\omega}_e^*-\xi\omega_{\mathrm{e}}-F+\dfrac{q}{\beta p}e_2^{2-p/q}\cdot\left(1+\dfrac{\alpha g}{h}e_1^{g/h-1}\right)+f(s)\,\mathrm{sgn}(s)+\eta_2 s}{\gamma} \tag{18}$$

图1为ANFTSM转速控制器结构框图。

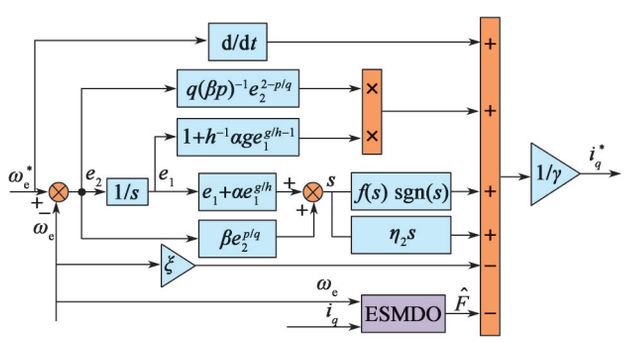


图1 ANFTSM转速控制器结构框图

Fig. 1 Structure block diagram of ANFTSM speed controller

3 扩展滑模扰动观测器设计

ESMDO可以通过测量实际系统的输入和输出来实时估计系统的未知扰动部分，并同时对ANFTSMC进行前馈补偿，增强了系统的鲁棒性。

定义变量：

$$x=\hat{\omega}_{\mathrm{e}}-\omega_{\mathrm{e}} \tag{19}$$

式(5)重新定义为[16]：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}\hat{\omega}_{\mathrm{e}}}{\mathrm{d}t}&=\gamma i_q+\xi\hat{\omega}_{\mathrm{e}}+\hat{F}+u_{\mathrm{smo}}\\ \frac{\mathrm{d}\tilde{F}}{\mathrm{d}t}&=G\cdot u_{\mathrm{smo}}\end{aligned}\right\} \tag{20}$$

式中：$\hat{\omega}_{\mathrm{e}}$是转速的观测值；$\hat{F}$是$F$的估计值；$G>0$；

u_{smo}是滑模观测器的控制律。

联立式(5)和式(20)可得：

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}&=\xi x+\tilde{F}+u_{\mathrm{smo}}\\ \frac{\mathrm{d}\tilde{F}}{\mathrm{d}t}&=G\cdot u_{\mathrm{smo}}-\ell(t)\end{aligned}\right\}\tag{21}$$

式中：$\tilde{F}=\hat{F}-F$；$\ell(t)=\mathrm{d}F/\mathrm{d}t$为扰动变化率。

选取速度误差作为滑模面：

$$s_1=x=\hat{\omega}_{\mathrm{e}}-\omega_{\mathrm{e}}\tag{22}$$

设计指数趋近律：

$$\dot{s}_1=-\eta_3\,\mathrm{sgn}(x)-\eta_4 x\tag{23}$$

由式(21)~式(23)可得ESMDO的控制律为

$$u_{\mathrm{smo}}=-\xi x-\eta_3\,\mathrm{sgn}(x)-\eta_4 x\tag{24}$$

系统稳定性分析如下：选取Lyapunov函数V_1

$$V_1=\frac{1}{2}s_1{}^2\tag{25}$$

对V_1求导可得

$$\dot{V}_1=s_1\dot{s}_1=x\left(\xi x+\tilde{F}+u_{\mathrm{smo}}\right)=x\left(\tilde{F}-\eta_3\,\mathrm{sgn}(x)-\eta_4 x\right)=$$
$$x\tilde{F}-\eta_3 x\,\mathrm{sgn}(x)-\eta_4 x^2\leqslant x\tilde{F}-\eta_3 x\,\mathrm{sgn}(x)\leqslant\|x\|\left(\left\|\tilde{F}\right\|-\eta_3\right)\tag{26}$$

当选取增益满足$\eta_3\geqslant\left\|\tilde{F}\right\|$，则$\dot{V}_1\leqslant 0$，系统误差$x$在有限时间内收敛到0。

将式(24)代入式(20)，得到总扰动估计$\hat{F}$表达式为：

$$\hat{F}=G\int\left(-\xi x-\eta_3\,\mathrm{sgn}(x)-\eta_4 x\right)\mathrm{d}t\tag{27}$$

将式(27)代入式(18)可得

$$i_q^*=\frac{\dot{\omega}_{\mathrm{e}}^*-\xi\omega_{\mathrm{e}}-\hat{F}+\dfrac{q}{\beta p}e_2^{2-p/q}\cdot\left(1+\dfrac{\alpha g}{h}e_1^{g/h-1}\right)+f(s)\,\mathrm{sgn}(s)+\eta_2 s}{\gamma}\tag{28}$$

为了削弱符号函数引起的系统抖振，采用饱和函数$H(s)$替代符号函数，$H(s)$函数为

$$H(s)=\frac{s}{|s|+\sigma}\tag{29}$$

其中$\sigma>0$。图2为ESMDO结构框图。

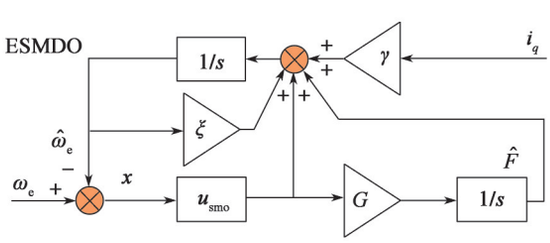


图2　ESMDO结构框图

Fig. 2　Structure block diagram of ESMDO

4　PMSM无传感器控制

4.1　PMSM状态方程

由式(1)和式(3)可得：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_d}(u_d+n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{m}}L_q i_q-R_{\mathrm{s}}i_d)\\ \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{L_q}(u_q-n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{m}}L_d i_d-n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{m}}\psi_{\mathrm{f}}-R_{\mathrm{s}}i_q)\\ \frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}&=\frac{1}{J}(T_{\mathrm{e}}-T_{\mathrm{L}}-B\omega_{\mathrm{m}})\\ \frac{\mathrm{d}\theta_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}&=\omega_{\mathrm{m}}\end{aligned}\right\}\tag{30}$$

式中：ω_{m}为机械角速度；θ_{m}为机械角度。

选取状态变量：$x^*=[i_d\quad i_q\quad\omega_{\mathrm{m}}\quad\theta_{\mathrm{m}}]^{\mathrm{T}}$，$y=[i_d\quad i_q]^{\mathrm{T}}$，$u=[u_d\quad u_q\quad T_{\mathrm{e}}\quad T_{\mathrm{L}}]^{\mathrm{T}}$

建立电机的非线性数学模型：

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}^*(t)&=Ax(t)+Bu(t)+w\\ z(t)&=Cx(t)+v\end{aligned}\right\}\tag{31}$$

式中：

$$A=\begin{bmatrix}-\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L_d}&\dfrac{L_q n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{m}}}{L_d}&0&0\\ -\dfrac{L_d n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{m}}}{L_q}&-\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L_q}&-\dfrac{n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}}}{L_q}&0\\ 0&0&-\dfrac{B}{J}&0\\ 0&0&1&0\end{bmatrix};$$

$$B=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{L_d}&0&0&0\\ 0&\dfrac{1}{L_q}&0&0\\ 0&0&\dfrac{1}{J}&-\dfrac{1}{J}\\ 0&0&0&0\end{bmatrix};\quad C=\begin{bmatrix}1&0&0&0\\ 0&1&0&0\end{bmatrix}。$$

将状态方程离散化，设T为采样周期：

$$\left.\begin{aligned}\dot{x}^*(k)&=Gx(k-1)+Hu(k-1)+W_{k-1}\\ Z(k-1)&=Cx(k-1)+v_{k-1}\end{aligned}\right\}\tag{32}$$

式中：

$$G=\begin{bmatrix}1-\dfrac{R_{\mathrm{s}}T}{L_d}&\dfrac{L_q n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{m}}T}{L_d}&0&0\\ -\dfrac{L_d n_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{m}}T}{L_q}&1-\dfrac{R_{\mathrm{s}}T}{L_q}&-\dfrac{n_{\mathrm{p}}\psi_{\mathrm{f}}T}{L_q}&0\\ 0&0&1-\dfrac{BT}{J}&0\\ 0&0&T&1\end{bmatrix};$$

$$H=\begin{bmatrix}\dfrac{T}{L_d}&0&0&0\\ 0&\dfrac{T}{L_q}&0&0\\ 0&0&\dfrac{T}{J}&-\dfrac{T}{J}\\ 0&0&0&0\end{bmatrix};\quad C=\begin{bmatrix}1&0&0&0\\ 0&1&0&0\end{bmatrix}。$$

4.2　自适应广义高阶平方根容积卡尔曼算法(ASRGHCKF)

广义五阶容积积分公式[28]为

$$I(g)=\int_{R^n} g(x)N(x;0,I)\mathrm{d}x=\hat{W}_0 g([0])+\hat{W}_1\sum_{2n}^{i=1} g\left([v]_i\right)+\hat{W}_{1,1}\sum_{2n(n-1)}^{i=1} g\left([v,v]_i\right) \tag{33}$$

式中：$\hat{W}_0$、$\hat{W}_1$、$\hat{W}_{1,1}$分别为[0]、$[v]_i$、$[v,v]_i$对应轨迹的权值；n为系统状态维数；v需要满足式(34)。

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_2 \\ I_4 \\ I_{2,2} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} 1 & 2n & 2n(n-1) \\ 0 & 2v^2 & 4(n-1)v^2 \\ 0 & 2v^4 & 4(n-1)v^4 \\ 0 & 0 & 4v^4 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \hat{W}_0 \\ \hat{W}_1 \\ \hat{W}_{1,1} \end{pmatrix} \tag{34}$$

式中：

$$\left.\begin{aligned} I_0&=\int_{R^n}\exp\left(-x^{\mathrm{T}}x\right)\mathrm{d}x=\sqrt{\pi^n} \\ I_2&=\int_{R^n}x_i^2\exp\left(-x^{\mathrm{T}}x\right)\mathrm{d}x=\sqrt{\pi^n}/2 \\ I_4&=\int_{R^n}x_i^4\exp\left(-x^{\mathrm{T}}x\right)\mathrm{d}x=3\sqrt{\pi^n}/4 \\ I_{2,2}&=\int_{R^n}x_i^2x_j^2\exp\left(-x^{\mathrm{T}}x\right)\mathrm{d}x=\sqrt{\pi^n}/4 \end{aligned}\right\} \tag{35}$$

根据式(34)和式(35)可求得解为:

$$\left.\begin{aligned} v&=\sqrt{3/2} \\ \hat{W}_0&=\sqrt{\pi^n}\,(1-(7-n)n/18) \\ \hat{W}_1&=\sqrt{\pi^n}\,[(4-n)/18] \\ \hat{W}_{1,1}&=\sqrt{\pi^n}/36 \end{aligned}\right\} \tag{36}$$

将式(33)转换为标准高斯分布形式可得

$$I(g)=\int_{R^n}g(x)N(x;0,I)\mathrm{d}x=\frac{1}{\sqrt{\pi^n}}\int_{R^n}g(\sqrt{2}\,x)\times\exp\left(-x^{\mathrm{T}}x\right)\mathrm{d}x=\left(1-\frac{(7-n)n}{18}\right)g([0])+\frac{4-n}{18}\sum_{2n}^{i=1}g\left([\sqrt{3}]_i\right)+\frac{1}{36}\sum_{2n(n-1)}^{i=1}g\left([\sqrt{3},\sqrt{3}]_i\right)=\sum_{2n^2+1}^{i=1}\omega_i g\left(\xi_i\right) \tag{37}$$

由式(37)可得容积点$\tilde{\xi}_i$和权值$\tilde{\omega}_i$为[28]:

$$\xi_i=\begin{cases}[0]_i, & i=1\\ [\sqrt{3}]_i, & i=2,\cdots,2n+1\\ [\sqrt{3},\sqrt{3}]_i, & i=2n+2,\cdots,2n^2+1\end{cases} \tag{38}$$

$$\omega_i=\begin{cases}1-n(7-n)/18, & i=1\\ (4-n)/18, & i=2,\cdots,2n+1\\ 1/36, & i=2n+2,\cdots,2n^2+1\end{cases} \tag{39}$$

根据Sage-Husa递推估计方法[29]，设计时变噪声统计估值器在线估计$v(k)$的方差$\hat{R}_k$:

$$\hat{R}_k=(1-d_{k-1})\hat{R}_{k-1}+d_{k-1}(\tilde{z}_k\tilde{z}^{\mathrm{T}}-H_{k,k-1}P_{k|k-1}H_{k,k-1}^{\mathrm{T}}) \tag{40}$$

式中：$d_{k-1}=(1-b)/(1-b^k)$，b为遗忘因子，其取值范围为$0.95<b<0.99$；$\tilde{z}_k=z_k-h(\hat{x}_{k|k-1})$为测量新息；$H_{k,k-1}$为线性化后的观测矩阵。

根据EKF方程设计等式(41)。

$$P_{xz,k|k-1}=P_{k|k-1}H_{k,k-1}^{\mathrm{T}} \tag{41}$$

将$P_{k|k-1}=S_{k|k-1}S_{k|k-1}^{\mathrm{T}}$代入式(41)可得

$$H_{k,k-1}=P_{xz,k|k-1}^{\mathrm{T}}/(S_{k|k-1}^{\mathrm{T}}S_{k|k-1}) \tag{42}$$

将式(41)和(42)代入式(40)得

$$\hat{R}_k=(1-d_{k-1})\hat{R}_{k-1}+d_{k-1}(\tilde{z}_k\tilde{z}^{\mathrm{T}}-P_{xz,k|k-1}^{\mathrm{T}}(S_{k|k-1}^{\mathrm{T}}S_{k|k-1})^{-1}P_{xz,k|k-1}) \tag{43}$$

4.3 ASRGHCKF算法具体步骤

图3为ASRGHCKF结构框图。根据图3可知，算法过程包括系统初始化、状态预测和状态更新。具体公式推导如下:

1) 系统初始化

$$\begin{cases}\hat{x}_0=E(x_0)\\ S_0=\mathrm{chol}\left(p_0\right)\\ \hat{R}_0=R_0\end{cases}$$

式中：chol(*)表示Cholesky分解；系统初始状态$x_0=[0\quad 0\quad 0\quad 0]$；初始状态协方差阵为$p_0=[0.5\quad 0.5\quad 0.01\quad 0.01]$；$R_0=\mathrm{diag}[0.1\quad 0.1]$。

2) 预测过程[29]

①计算高阶容积点(i=0，1，…，$2n^2$)。

计算公式如下：

$$x_{i,k-1|k-1}=S_{k-1|k-1}\xi_i+\hat{x}_{k-1|k-1} \tag{44}$$

式中：$S_{k-1|k-1}=\mathrm{chol}(P_{k-1|k-1})$。

②计算传播后的容积点。

计算公式如下：

$$x_{i,k|k-1}^{*}=f\left(x_{i,k|k-1}\right) \tag{45}$$

式中：$x_{i,k|k-1}^{*}$为预测过程中传播的容积点。

③状态预测估计值。

计算公式为

$$\hat{x}_{k|k-1}=\sum_{i=0}^{2n^2}\omega_i x_{i,\,k|k-1}^{*} \tag{46}$$

式(46)中，通过对传播容积点$x_{i,k|k-1}^{*}$进行加权求和，得到状态变量$\hat{x}_{k|k-1}$的预测值。

④计算预测误差方差阵的平方根，计算公式如下：

$$S_{k|k-1}=\mathrm{qr}\left[\sqrt{\omega_0}\left(x_{0,k|k-1}^{*}-\hat{x}_{k|k-1}\right)\cdots\sqrt{\omega_{2n^2}}\left(x_{2n^2,k|k-1}^{*}-\hat{x}_{k|k-1}\right)\sqrt{Q_{k-1}}\right] \tag{47}$$

式中：qr(*)表示QR分解；$S_{k|k-1}$为预测过程误差方差阵的平方根。

3) 更新过程

当得到k时刻预测值后，通过量测方程和增益矩阵对其进行更新修正。

①计算高阶容积点(i=0，1，…，$2n^2$)，计算公式为

$$x_{i,k|k-1}=S_{k|k-1}\xi_i+\hat{x}_{k|k-1} \tag{48}$$

②计算传播后的容积点，计算公式为

$$z_{i,k|k-1}=h\left(x_{i,k|k-1}\right) \tag{49}$$

式中：$z_{i,k|k-1}$为量测过程中传播的容积点。

③量测状态预测，公式为

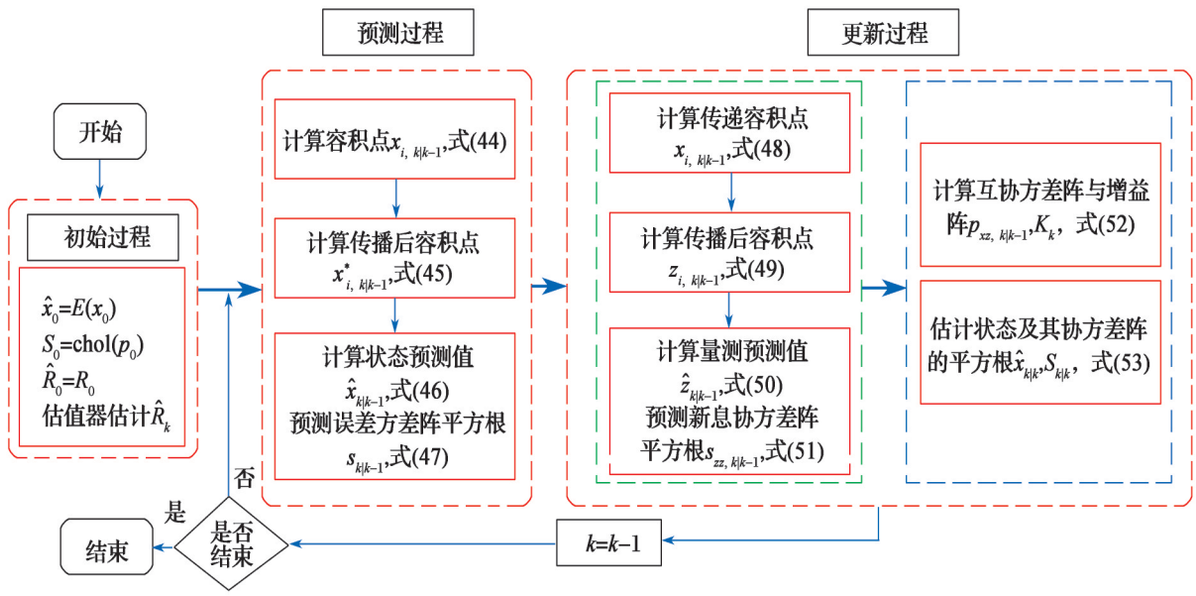


图3　ASRGHCKF结构框图

Fig. 3　Structure block diagram of ASRGHCKF

$$\hat{z}_{k|k-1}=\sum_{i=0}^{2n^2}\omega_i z_{i,k|k-1} \tag{50}$$

式中：通过对量测方程容积点$z_{i,k|k-1}$进行加权求和，得到量测预测$\hat{z}_{k|k-1}$的预测值。

④计算新息协方差阵的平方根，计算公式如下：

$$S_{zz,k|k-1}=\mathrm{qr}\left[\sqrt{\omega_0}\left(z_{0,k|k-1}-\hat{z}_{k|k-1}\right)\cdots\sqrt{\omega_{2n^2}}\left(z_{2n^2,k|k-1}-\hat{z}_{k|k-1}\right)\sqrt{\hat{R}_k}\right] \tag{51}$$

式中：$\sqrt{\hat{R}_k}$为矩阵$\hat{R}_k$的Cholesky分解因子；$S_{zz,k|k-1}$为k时刻新息的量测协方差阵。

⑤计算互协方差阵与增益阵，计算公式如下：

$$\left.\begin{aligned}P_{xz,k|k-1}&=\sum_{i=0}^{2n^2}\omega_i\left[x_{i,k|k-1}-\hat{x}_{k|k-1}\right]\times\left[z_{i,k|k-1}-\hat{z}_{k|k-1}\right]^{\mathrm{T}}\\K_k&=\left[P_{xz,k|k-1}/S^{\mathrm{T}}_{zz,k|k-1}\right]/S_{zz,k|k-1}\end{aligned}\right\} \tag{52}$$

式中：K_k为k时刻卡尔曼增益矩阵；$P_{xz,k|k-1}$为k时刻量测互协方差阵。

⑥估计状态及其协方差阵的平方根，计算公式为：

$$\left.\begin{aligned}\hat{x}_{k|k}&=\hat{x}_{k|k-1}+K_k\left[z_k-\hat{z}_{k|k-1}\right]\\S_{k|k}&=\mathrm{chol}^*\left[S_{k|k-1},K_kS_{zz,k|k-1},-1\right]\end{aligned}\right\} \tag{53}$$

式中：$\hat{x}_{k|k}$为k时刻状态估计值；chol* 表示进行Cholesky更新。

对预测值进行修正得到k时刻系统状态变量最优估计值$\hat{x}_{k|k}$及其协方差阵平方根$S_{k|k}$后，返回式(44)进行下一次状态循环。当PMSM停止运转时则ASRGHCKF算法结束。

5　试验结果分析

为了验证算法的有效性和可行性，在MATLAB/Simulink平台搭建提出的基于ASRGHCKF的ANFTSM控制算法，并与PI和SMC算法进行比较。PMSM采用最大转矩电流比（MTPA）控制策略。电机的标称参数如表1所示，表2为3种控制方法的控制参数。图4为

表1　永磁同步电机标称参数值

Table 1　Nominal parameters of PMSM

电机参数	数值
额定电压u_{dc}/V	600
额定转速n_{N}/(r·min^{-1})	1 900
定子电阻R_s/Ω	2.75
极对数n_{p}	2
直轴电感L_d/H	0.004
交轴电感L_q/H	0.009
永磁体磁链ψ_{f}/Wb	0.12
转动惯量J/(kg·m^2)	0.029

表2　控制系统参数

Table 2　Parameters of control system

PI	SMC	ANFTSMC
P=50	C=300	$\alpha=0.01$
I=1 000	$k_1=0.5$	$\beta=0.005$
	$k_2=0.005$	$p/q=7/5$
		$g/h=5/3$
		$\eta_2=0.06$
		$k_l=0.5$
		$k_t=90$
		$G=800$

注：本文算法中γ、ξ的取值由$\gamma=3n_p^2\psi_{\mathrm{ext}}/(2J)$和$\xi=-B/J$进行整定；PI参数整定：先把电流环传递函数校正成典型I型系统，按动态性能指标确定PI控制器的P和I，再将电流环等效成转速环，把转速环PI参数按典型I型系统校正，根据工况进一步微调，得到转速环PI控制器的P和I增益[16]。SMC算法的滑模面为$s=ce_1+e_2$，指数趋近律为$\dot{s}=-k_1\,\mathrm{sgn}(s)-k_2s$。PI、SMC和ANFTSMC算法中均选择ASRGHCKF算法代替光电编码器估计转速及位置构成闭环控制。

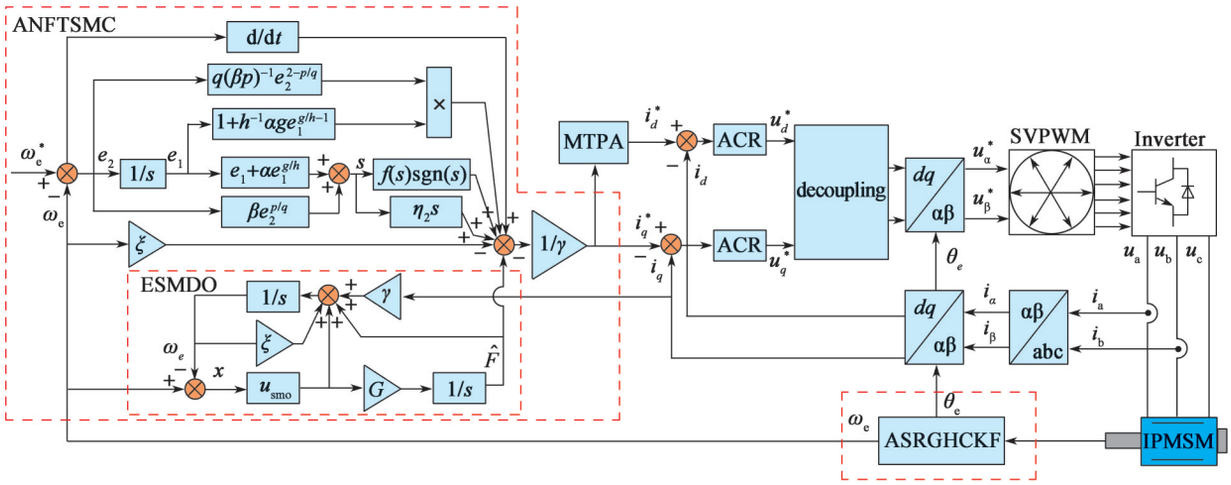


图4 电机调速系统控制框图

Fig. 4 Block diagram for control of motor speed regulation system

电机调速系统控制总框图。CKF算法和ASRGHCKF算法中，系统初始状态x_0=[0 0 0 0]；初始状态协方差阵为p_0=[0.5 0.5 0.01 0.01]。

5.1 PMSM在参数摄动和未知扰动下的仿真结果分析

设置电机电感、电阻和永磁体磁链参数发生摄动。将PI、传统SMC和ANFTSMC进行对比，检验ANFTSMC的抗扰动性能。参数摄动试验工况如表3所示。

表3 参数摄动试验工况

Table 3 Parameter perturbation experimental conditions

时间/s	摄动量	摄动范围
0.5	永磁磁链ψ_f/Wb	0.12→0.09
0.5	定子电阻R_s/Ω	2.75→3.85
1.5	交轴电感L_q/H	0.009→0.006
2.0	直轴电感L_d/H	0.004→0.003
2.5	负载转矩T_L/(N·m)	15→20

图5为PI、SMC和ANFTSMC 3种算法的仿真对比图。其中，图5(a)为转速响应曲线；图5 (b)为输出转矩曲线；图5 (c)为*d*-*q*轴电流响应曲线；图5 (d)和图5 (e)分别为ESMDO对转速跟踪的误差曲线和未知部分的观测曲线。

从图5(a)可以看出，当给定转速从0 r/min变为1 000 r/min时，ANFTSMC的转速在0.1 s达到参考速度，PI和SMC的转速分别在0.30 s和0.13 s才能达到稳态。当给定转速在1 s从1 000 r/min变为2 000 r/min时，ANFTSMC的转速在1.1 s达到参考速度，PI和SMC控制的转速分别在1.30 s和1.15 s才能达到稳态。在负载转矩变化、电阻和电感参数摄动时，PI和SMC的转速需要一定时间才能恢复到给定转速，且PI和SMC有明显波动和超调，而ANFTSMC控制下的转速能在极短时间内准确跟踪到给定转速。图5(a)各工况下放大图表明ANFTSMC的稳态控制精度优于PI和SMC。图5(b)和图5(c)表明，ANFTSMC的转矩和*d*-*q*轴电流波形更稳定，在暂态和稳态都具有更佳的控制性能，脉动量最小。

图5(d)中，与SMO相比，ESMDO具有更好的跟踪性能；在电机参数发生摄动时，SMO的转速跟踪存在一定超调，暂态过程中发生一定抖振，整体跟踪误差与ESMDO相比较大。由图5(e)可以看出，ESMDO观测的未知扰动部分F波形更平滑，抖振得到有效降低。

从图6 (a)~图6 (c)可知，选取系统1.5~1.6 s的A相电流i_a电流，PI、SMC、ANFTSMC的THD分别为13.62%、9.38%和3.35%。可以看出，相比较PI和SMC，所提出的ANFTSMC能在参数摄动情况下有效抑制电流谐波。表4为PI、SMC和ANFTSMC算法的综合性能比较。

图7为ANFTSMC与ASRGHCKF结合的调速系统仿真对比图。其中，图7(a)为转速估计曲线；图7(b)为转子角度估计曲线（MEA为实测值，CKF为容积卡尔曼估计值，ASRGHCKF为改进容积卡尔曼估计值）。

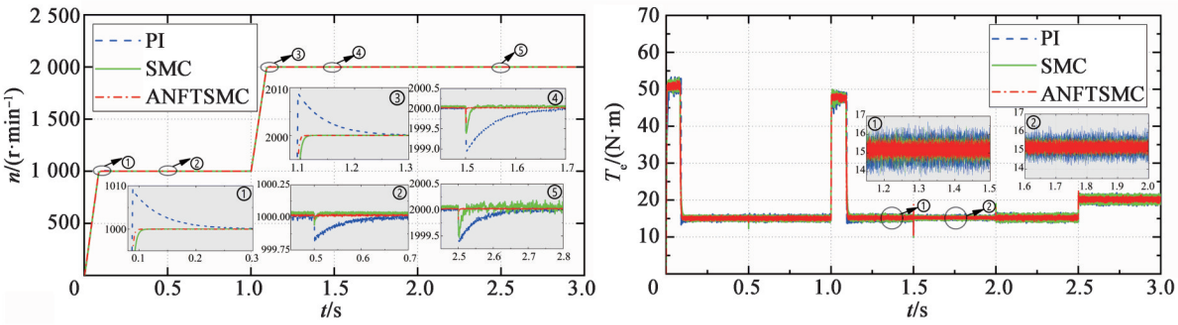
表4 PI /SMC /ANFTSMC综合性能比较

Table 4 Comparison of overall performance among PI /SMC /ANFTSMC

性能指标	PI	SMC	ANFTSMC
转速响应[1)]	0.30/0.30	0.13/0.15	0.1/0.1
转矩脉动	13.82%	9.87%	5.26%
转速静差[2)]	0.08/0.16	0.04/0.09	0.020/0.025
平均相对速度误差率[3)]	0.062 3	0.025 3	0.011 0
i_aTHD	13.62%	9.38%	3.35%

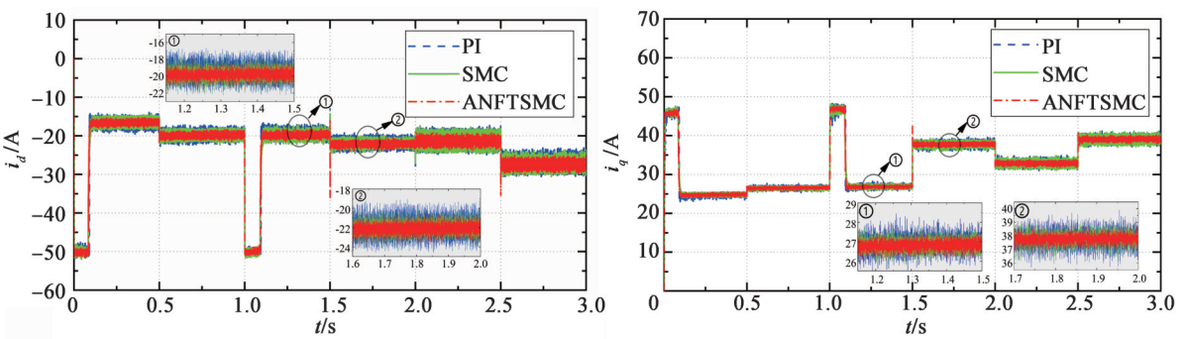
注：1)转速响应：达到参考转速所用的时间，s；2)转速静差：转速在稳定时变化的幅值，r/min；3)平均相对速度误差率：参数摄动下速度误差幅度与参考速度的比率平均值，%。

由图7(a)可知，当给定转速从0 r/min变为1 000 r/min，再从1 000 r/min变为2 000 r/min时，与CKF相比，ASRGHCKF算法对电机转速估计慢慢趋于真实值并收敛，稳态时最大跟踪转速相对误差分别为0.005%、0.001%，转速估计精度高于普通CKF算法。

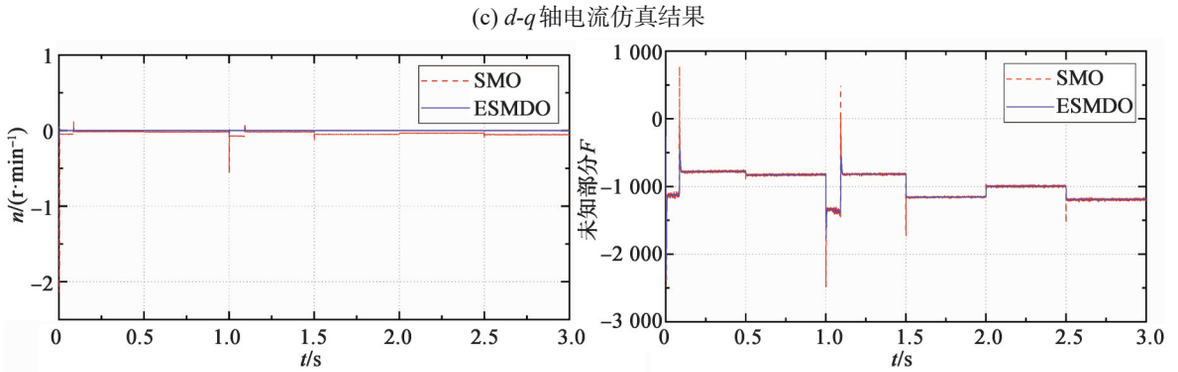


(a) 速度仿真结果

(b) 转矩仿真结果



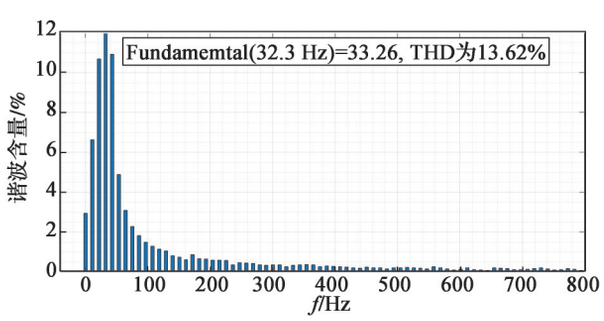
(c) *d*-*q* 轴电流仿真结果



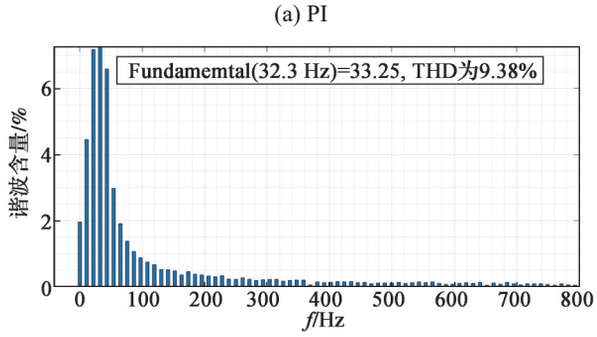
(d) 速度跟踪误差　　(e) 总扰动的未知部分

图 5　参数摄动下 PI /SMC /ANFTSMC 仿真结果对比

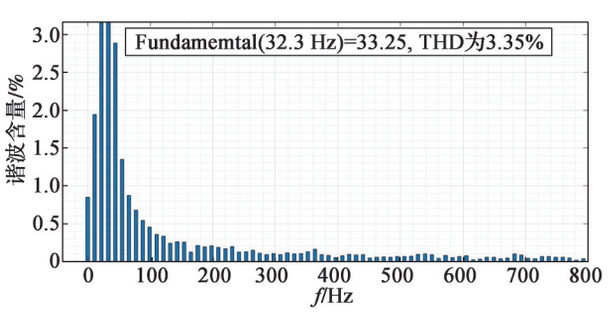
Fig. 5　Comparison of simulation results among PI /SMC /ANFTSMC under parameter perturbation



(a) PI



(b) SMC

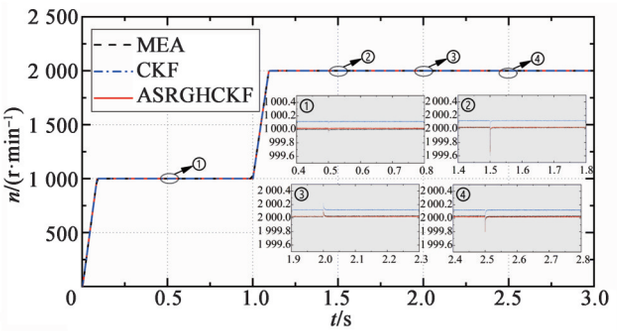


(c) ANFTSMC

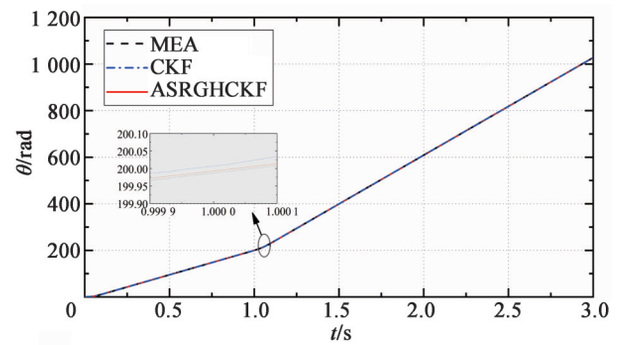
图 6　A 相定子电流 THD 分析

Fig. 6　THD analysis of A-phase stator current

当负载转矩变化，电阻和电感参数摄动时，ASRGHCKF 转速估计误差会变大一点，但仍能收敛于真实值，比 CKF 更稳定地估计出摄动情况下电机的转速。图 7(b)表明，在复杂工况下，ASRGHCKF 算法能准确地估计出电机转子位置。综上可知，ASRGHCKF 算法估计精度高，适应性更强。



(a) ASRGHCKF转速估计



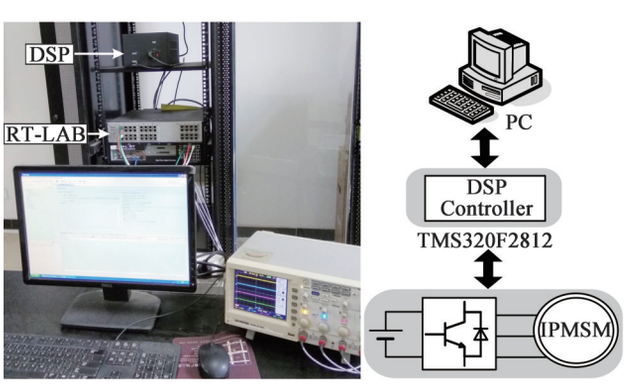
(b) ASRGHCKF转子角度估计

图 7　ANFTSMC与ASRGHCKF结合的调速系统仿真结果

Fig. 7　Simulation results of speed regulation system with ANFTSMC and ASRGHCKF

5.2　RT-Lab试验结果分析

由于电机电磁参数摄动在实际电机难以模拟，为进一步验证该方法的有效性，本文采用RT-Lab实现PMSM驱动系统的硬件在环仿真（hardware-in-the-loop simulation，HILS）试验。图8为本文使用的RT-Lab试验台和硬件在环系统配置图。DSP控制器采用TMS320F2812，电机驱动系统由RT-Lab模拟。图9为PI/SMC/ANFTSMC算法的全工况试验图，试验参数和仿真参数一致。

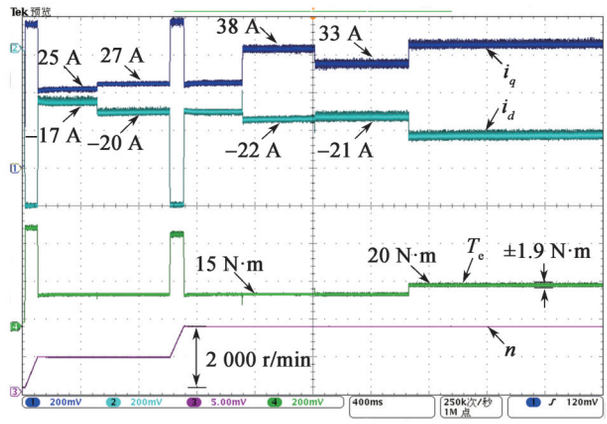


(a) RT-LAB试验平台　(b) RT-LAB硬件在环系统配置

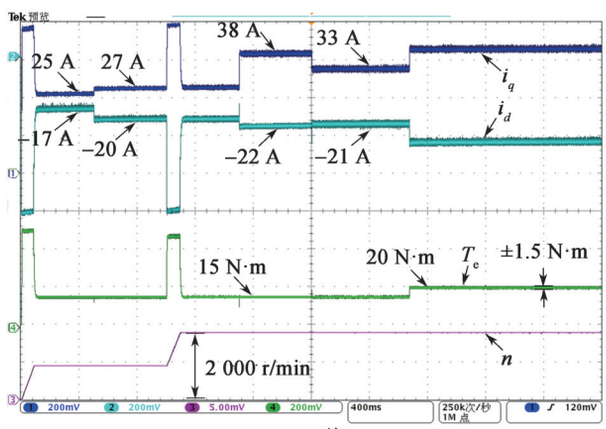
图8　RT-LAB试验平台

Fig. 8　RT-LAB experimental platform

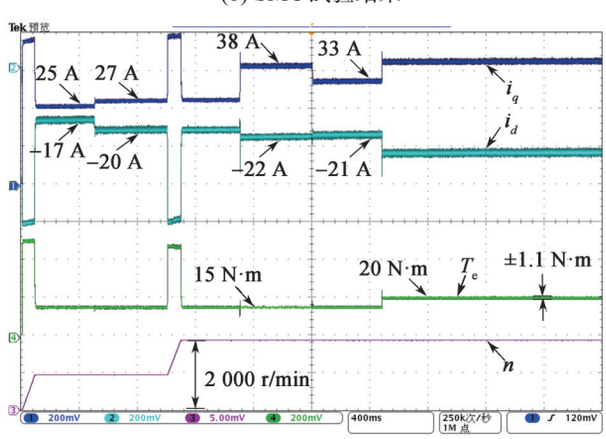
图9与图5相比，试验的控制性能略有下降。当电机发生参数摄动时，PI控制和SMC控制整体性能受到影响，转速抖振，电流和转矩脉动较大，但基本趋势和效果对比与仿真结果一致。此外，速度环控制器输出的q轴电流脉动是造成转矩脉动的主要原因之一，PI控制和SMC控制的电流和转矩波形在时变扰动下会发生畸变；然而ANFTSMC能够精确跟踪指定转速，使d-q轴的实际电流脉动和转矩脉动得到有效抑制。结合仿真与半实物试验结果，在发生参数摄动的情况下，ESMDO观测扰动F并反馈控制器的同时，通过ASRGHCKF算法实时估计转速和转子角度，有效加快转速响应速率并抑制了电流和转矩脉动，提高了系统的抗扰动性能，使电机系统暂稳态性能更好。



(a) PI试验结果



(b) SMC试验结果



(c) ANFTSMC试验结果

图9　试验效果对比

Fig. 9　Comparison of experimental results

6　结论

针对PMSM驱动系统因时变扰动和传感器故障引起电机整体控制性能下降问题，本文提出了一种基于ASRGHCKF无传感器的永磁同步电机ANFTSMC算法。通过比较PI和SMC在不同工况下的仿真和试验，对比分析试验结果，得到以下结论：①该算法通过引入平方根滤波和时变噪声统计估值器，在噪声变化时具有自适应能力，能够克服滤波发散。通过ASRGHCKF对PMSM进行转速和转子位置估计，代替光电编码器，具有良好的估计精度，有效地降低系统成本并提高系统的可靠性。②设计了ANFTSM速度控制器，在电机发生参数摄动时，电机的转速、电流、转矩能在极短时间内恢复到给定值，使系统的响应速度得到提升；设计ESMDO能精准观测外部扰动并进行前馈补偿，增强系统的鲁棒性。③通过与PI、SMC算法综合对比，验证了该算法不依赖电机参数；在负载突变、参数摄动等时变扰动下仍具有高精度控制性能。

参考文献：

[1] 王道涵, 彭晨, 王柄东, 等. 电动汽车新型转子内置式永磁同步电动机转矩脉动与电磁振动抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(14): 5289-5299.
WANG Daohan, PENG Chen, WANG Bingdong, et al. Research on a novel interior permanent magnet machine with segmented rotor to mitigate torque ripple and electromagnetic vibration[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(14): 5289-5299.

[2] ZHAO Kaihui, ZHANG Changfan, HE Jing, et al. Accurate torque-sensorless control approach for interior permanent-magnet synchronous machine based on cascaded sliding mode observer[J]. The Journal of Engineering, 2017, 2017 (7): 376-384.

[3] 目云奎, 李祥飞, 陈玄. 自适应高阶滑模永磁同步电机永磁磁链观测[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(3): 163-170.
MU Yunkui, LI Xiangfei, CHEN Xuan. Permanent magnet flux linkage observation for PMSM based on adaptive high-order sliding mode[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(3): 163-170.

[4] 赵凯辉, 周瑞睿, 冷傲杰, 等. 一种永磁同步电机的有限集无模型容错预测控制算法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 27-38.
ZHAO Kaihui, ZHOU Ruirui, LENG Aojie, et al. Finite control set model-free fault-tolerant predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 27-38.

[5] 张博, 齐蓉, 林辉. 激光切割永磁直线伺服系统的反演滑模控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(3): 642-651.
ZHANG Bo, QI Rong, LIN Hui. Back-stepping sliding mode control of laser cutting permanent magnet linear servo control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(3): 642-651.

[6] 侯利民, 申鹤松, 阎馨, 等. 永磁同步电机调速系统H∞鲁棒控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1478-1487.
HOU Limin, SHEN Hesong, YAN Xin, et al. H∞ robust control of PMSM speed regulation system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1478-1487.

[7] CAO Junhao, SUN Xiaodong, TIAN Xiang. Optimal control strategy of state feedback control for surface-mounted PMSM drives based on auto-tuning of seeker optimization algorithm[J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2021, 66(4): 705-725.

[8] 魏惠芳, 王丽梅. 永磁直线同步电机自适应模糊神经网络时变滑模控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(4): 861-869.
WEI Huifang, WANG Limei. Adaptive fuzzy neural network time-varying sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(4): 861-869.

[9] 张智鑫, 刘旭东. 基于ESO的永磁同步电机伺服系统快速终端滑模控制[J/OL]. 控制理论与应用: 1-9. (2022-11-08) [2022-11-26]. http://kns. cnki. net/kcms/detail/44.1240.TP.20221107.1006.008.html.
ZHANG Zhixin, LIU Xudong. Fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motor servo system with ESO[J/OL]. Control Theory & Applications: 1-9. (2022-11-08) [2022-11-26]. http://kns. cnki. net/kcms/detail/44.1240.TP.20221107.1006.008.html.

[10] 李升波, 李克强, 王建强, 等. 非奇异快速的终端滑模控制方法及其跟车控制应用[J]. 控制理论与应用, 2010, 27(5): 543-550.
LI Shengbo, LI Keqiang, WANG Jianqiang, et al. Nonsingular fast terminal-sliding-mode control method and its application on vehicular following system[J]. Control Theory & Applications, 2010, 27(5): 543-550.

[11] 索宇超, 张博, 周达, 等. 基于扩张观测器的PMLSM非奇异快速终端滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022, 12: 77-80.
SUO Yuchao, ZHANG Bo, ZHOU Da, et al. Non-singular fast terminal sliding mode control of PMLSM based on ESO [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2022, 12: 77-80.

[12] LIU Wei, CHEN Siyi, HUANG Huixian. Adaptive nonsingular fast terminal sliding mode control for permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer[J]. IEEE Access, 2019, 7: 153791-153798.

[13] XU Bo, ZHANG Lei, JI Wei. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.

[14] 康尔良, 贺建智, 王一琛. 永磁同步电机非奇异终端滑模

控制器的设计[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(12): 58-64.
KANG Erliang, HE Jianzhi, WANG Yichen. Design of non-singular fast terminal sliding mode controller for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(12): 58-64.

[15] 赵凯辉, 殷童欢, 张昌凡, 等. 永磁同步电机无模型滑模控制方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(4): 172-180.
ZHAO Kaihui, YIN Tonghuan, ZHANG Changfan, et al. Research on model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(4): 172-180.

[16] 赵凯辉, 戴旺坷, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2385.
ZHAO Kaihui, DAI Wangke, ZHOU Ruirui, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2385.

[17] 曹兆锦. 基于MRAS的永磁同步电机无传感器滑模控制[J]. 电子测量技术, 2019, 42(12): 37-41.
CAO Zhaojin. Sensorless sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on MRAS[J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(12): 37-41.

[18] 王帅, 郎宝华. 基于滑模观测器的PMSM转子位置估计[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(11): 34-38.
WANG Shuai, LANG Baohua. PMSM rotor position estimation based on sliding mode observer[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(11): 34-38.

[19] IM J H, KIM R Y. Improved saliency-based position sensorless control of interior permanent-magnet synchronous machines with single DC-link current sensor using current prediction method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5335-5343.

[20] 李英强, 杨明, 龙江, 等. 基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无电流传感器预测控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(1): 107-113.
LI Yingqiang, YANG Ming, LONG Jiang, et al. Current sensorless predictive control based on extended Kalman filter for PMSM drives[J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(1): 107-113.

[21] 彭志颖, 夏海宝, 许蕴山. 基于目标跟踪的自适应广义高阶CKF算法[J]. 计算机工程与应用, 2018, 54(11): 46-52.
PENG Zhiying, XIA Haibao, XU Yunshan. Adaptive generalized high-degree Cubature Kalman Filter based on target tracking[J]. Computer Engineering and Applications, 2018, 54(11): 46-52.

[22] 王桂荣, 李建勇. 改进UKF算法在PMLSM无位置传感控制中的应用[J]. 传感器与微系统, 2017, 36(2): 158-160.
WANG Guirong, LI Jianyong. Application of modified UKF algorithm in PMLSM sensorless control[J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2017, 36(2): 158-160.

[23] 朱军, 李香君, 付融冰, 等. 双重遗忘卡尔曼滤波PMLSM无位置传感控制研究[J]. 系统仿真学报, 2018, 30(2): 672-678.
ZHU Jun, LI Xiangjun, FU Rongbing, et al. PMLSM without position sensing control of double forgetting Kalman filter[J]. Journal of System Simulation, 2018, 30(2): 672-678.

[24] 朱军, 刘炳辰, 王海星, 等. 基于改进容积卡尔曼的PMLSM无传感控制研究[J]. 控制工程, 2021, 28(3): 471-477.
ZHU Jun, LIU Bingchen, WANG Haixing, et al. Research on PMLSM sensorless control based on improved cubature Kalman filter[J]. Control Engineering of China, 2021, 28 (3): 471-477.

[25] 王要强, 朱亚昌, 冯玉涛, 等. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(1): 192-197.
WANG Yaoqiang, ZHU Yachang, FENG Yutao, et al. New reaching law sliding mode control strategy for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(1): 192-197.

[26] 黄宜山, 唐润忠, 旷明秋, 等. 基于快速趋近律的永磁同步电机驱动系统改进无模型滑模控制[J]. 机车电传动, 2022 (3): 148-155.
HUANG Yishan, TANG Runzhong, KUANG Mingqiu, et al. Improved model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor drive system based on quick reaching law[J]. Electric Drive for Locomotives, 2022(3): 148-155.

[27] SAMI I, ULLAH S, ALI Z, et al. A super twisting fractional order terminal sliding mode control for DFIG-based wind energy conversion system[J]. Energies, 2020, 13(9): 2158.

[28] 张荣芸, 郑常胜, 时培成, 等. 基于改进PSO与广义五阶CKF算法的PMSM无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(7): 120-128.
ZHANG Rongyun, ZHENG Changsheng, SHI Peicheng, et al. Sensorless control of PMSM based on improved PSO and generalized fifth order CKF algorithm[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(7): 120-128.

[29] 管冰蕾, 汤显峰, 葛泉波. 未知测量噪声方差的平方根高阶容积Kalman滤波[J]. 计算机应用研究, 2015, 32(9): 2626-2629.
GUAN Binglei, TANG Xianfeng, GE Quanbo. Square-root high-degree cubature Kalman filter with unknown measurement noise covariance[J]. Application Research of Computers, 2015, 32(9): 2626-2629.

收稿日期：2022-09-13
修回日期：2022-11-30