

一种载人电动飞机永磁同步电机的在线辨识滑模控制方法*

张庆新¹, 庞济宝², 王书礼¹

(1. 辽宁通用航空研究院, 辽宁 沈阳 110000; 2. 沈阳航空航天大学 自动化学院, 辽宁 沈阳 110000)

摘要: 为了降低载人电动飞机在巡航过程中永磁同步电机(PMSM)转速响应系统易受参数摄动和外界扰流影响,提出了一种电动飞机 PMSM 的转动惯量在线辨识与转矩扰动补偿滑模控制(SMC)方法。通过一种自适应遗忘因子最小二乘法对转动惯量进行在线辨识,对控制器的参数进行实时匹配,并将辨识后的转动惯量引入龙贝格扰动观测器对负载转矩变化进行观测,同时针对扰动进行估算与补偿。以一种新型趋近率的滑模转速控制策略代替 PI 转速控制策略,该方法在保留 SMC 鲁棒性强的优点削减了滑模变结构带来的抖振干扰,提升了系统的响应速度,最终通过仿真及半实物试验方式验证了该方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模控制; 最小二乘法辨识; 扰动观测器

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)11-0009-07

doi: 10.12177/emca.2022.115

A Sliding Mode Control Method for Online Identification of Permanent Magnet Synchronous Motor of Manned Electric Aircraft*

ZHANG Qingxin¹, PANG Jibao², WANG Shuli¹

(1. Liaoning General Aviation Academy, Shenyang 110000, China;

2. School of Automation, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110000, China)

Abstract: During the cruise, the speed response system of permanent magnet synchronous motor (PMSM) in the manned electric aircraft is easily affected by parameter perturbation and external turbulence. In order to solve this problem, an online identification and torque compensation sliding mode control (SMC) method for PMSM of manned electric aircraft is put forward. The rotational inertia is identified online by the adaptive forgetting factor recursive least squares, so as to match the parameters of the controller in real time. Then, the rotational inertia is introduced into the Luenberger disturbance observer to observe the change of load torque, while estimating and compensating for the disturbance. The PI speed control method is replaced by a novel sliding speed control method. The proposed method can suppress the chattering caused by sliding variable structure and improve the response speed of the system while retaining the advantages of strong robustness of the SMC. Finally, the effectiveness of the method is verified by the simulation experiments and the semi-physical tests.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode control (SMC); least squares recognition; disturbance observer

收稿日期: 2022-06-04; 收到修改稿日期: 2022-09-09

* 基金项目: 辽宁省教育厅重点攻关项目(JYT19002)

作者简介: 张庆新(1970—),男,博士,教授,研究方向为电动飞机电机与控制。

庞济宝(1997—),男,硕士研究生,研究方向为电动飞机电机与控制。(通信作者)

王书礼(1981—),男,高级工程师,研究方向为新能源电动飞机动力系统设计研发。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有效率高、体积小、响应快的优点,广泛应用于新能源汽车、航空航天等领域。与新能源汽车相比,电动飞机在运行过程中需要更高的控制精度。目前我国载人电动飞机主推控制器设计仍处于起步阶段,大部分通过矢量PI控制方法对误差的调节实现对电机转速的控制^[1-3],但面对参数摄动、负载突变、转动惯量改变等问题,仍然会出现电机转速超调和振荡等负面情况,无法满足精度要求。

针对PMSM的闭环控制策略,近些年提出了诸多控制方法^[4-6],如自适应控制(SMC)、滑模控制、模糊控制等方法在电机控制领域中得到了广泛的应用。文献[7]提出了快速非奇异终端滑模与变指数趋近转速控制相结合的方法,通过该方法使系统的鲁棒性得到较大地提升并减弱了滑模抖振。文献[8]提出了一种改进幂指数SMC方法,可提升系统在外部扰动下的动静态性能。文献[9]对快速幂次趋近率的SMC展开研究,有效地提高了系统的响应速度。在参数辨识方面,有卡尔曼滤波法、神经网络算法、优化算法及最小二乘法^[10-12]。文献[13]设计了一款基于递推最小二乘法的观测器,对系统参数的变化进行观测补偿并保持最优的阶跃位置响应性能。文献[14]针对最小二乘法收敛速度慢的问题提出逐步二次拟合搜索法,提升了收敛速度。文献[15]提出了一种模糊遗忘因子最小二乘法,该方法解决了稳定性与收敛速度之间的矛盾问题。

上述PMSM控制策略均提升了控制精度和抗扰能力,但在载人电动飞机领域鲜有应用。载人电动飞机在巡航过程中会遇到自身速度调节和外界横向突风带来的转动惯量摄动,造成PMSM控制器的参数变化,使飞机转速响应产生波动。为保证电动飞机的运行安全,本文提出一种自适应权重递推最小二乘法,并通过在线辨识转动惯量的龙贝格负载观测器对扰动损耗进行估算补偿,将估算转矩补偿及辨识的转动惯量输入滑模转速控制器中,提升系统整体的抗扰能力。在滑模速度控制器方面,采用一种引入滑模平面的新型趋近率方法,在降低滑模抖振的同时提升系统的响应速度。在仿真方

面,模拟载人电动飞机在巡航过程中加减速和偶遇突风的情况,通过对比在本文设计控制器、传统SMC、PI控制器的转速响应曲线,验证本文所提方法的有效性与其可行性。

1 PMSM的数学模型

本文以表贴式PMSM为被控对象,在dq轴坐标系中建立数学模型:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \\ T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - b_m \omega_r \\ \omega_r = \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 为d、q轴电压; R_s 为定子电枢电阻; i_d 、 i_q 为d、q轴电流; L_d 、 L_q 为d、q轴电感; ω_r 为电机转速; ψ_f 为永磁体励磁磁链; T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数; T_L 为负载转矩; b_m 为黏滞摩擦系数; J 为转动惯量。

对于表贴式PMSM存在 $L_d = L_q$,所以在dq坐标系下转矩方程可转化为

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

2 基于转动惯量在线辨识的扰动观测器

在载人电动飞机巡航过程中,会遇到自身转速调节与横向突风的情况,导致螺旋桨负载与转动惯量产生变化,为避免因转动惯量的改变引起系统调节时间增加,使转速产生波动。本文提出一种自适应权重递推最小二乘辨识的方法,该方法通过估计值和实际值的位置调整权重值,使其在远端实现全局搜索,近端提升收敛速度,最终实现转动惯量辨识。

2.1 传统遗忘因子最小二乘法辨识

结合PMSM的数学模型,对PMSM的机械运动方程进行拉式变换:

$$T_e(s) - T_L(s) = b_m \omega_r(s) + Js\omega_r(s) \quad (3)$$

定义系统输出 $y(s) = \omega_r(s)$, 系统输入 $u(s) = T_e(s) - T_L(s)$, 得到系统的传递函数为

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{Js + b_m} \quad (4)$$

加入零阶保持器环节后对 PMSM 运动方程进行离散化, 得到表达式:

$$\omega_m(k) = \frac{(1 - e^{-\frac{b_m T_s}{J}})}{b_m} [T_e(k-1) - T_L(k-1)] - e^{-\frac{b_m T_s}{J}} \omega_r(k-1) \quad (5)$$

令 $a = \frac{1+b}{b_m}$, $b = -e^{-\frac{b_m T_s}{J}}$, $c = aT_L(k-1)$ 。定义输出变量 $y(k) = \omega_m(k)$, $\phi(k)^T = \begin{bmatrix} T_e(k-1) \\ -\omega_m(k-1) \\ -1 \end{bmatrix}$, $\theta = [a \ b \ c]^T$ 。联立式(5)得到:

$$y(k) = \phi^T(k) \cdot \theta \quad (6)$$

通过引入遗忘因子, 提升性能, 辨识表达式为

$$\begin{cases} K(k) = \frac{P(k-1)\phi(k)}{\lambda + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)} \\ P(k) = \frac{1}{\lambda} [I - K(k)\phi^T(k)] \times P(k-1) \\ \hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k) \times [y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \end{cases} \quad (7)$$

式中: λ 为遗忘因子, 取值范围为 $0.9 \leq \lambda \leq 1$, $K(k)$ 为三维列向量, $P(k)$ 为 3×3 阶协方差矩阵。

2.2 自适应权重最小二乘法辨识

传统遗忘因子最小乘法通过削弱多次迭代后的矩阵元素提升收敛速度, 但固定值迭代会导致搜索空间受限, 影响最优解^[16]。本文提出自适应权重最小二乘法辨识, 通过设置误差自适应函数调节权重的大小, 根据估计值与真实值不同的距离实现动态调节。步骤如下:

步骤 1。读取当前时刻电磁转矩与负载转矩电机转速进行离散化处理, 并设适应度函数 f :

$$f = \int_0^\infty t |e(t)| dt \quad (8)$$

步骤 2。根据式(7)进行迭代运算, 同时根据式(9)更新当代权重 w_i :

$$w_i = \begin{cases} w_{\min} - \frac{(w_{\max} - w_{\min})(f_i - f_{\min})}{f_{\text{avg}} - f_{\min}}, & f_i \leq f_{\text{avg}} \\ w_{\max}, & f_i > f_{\text{avg}} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $w_{\min}$ 和 $w_{\max}$ 分别为最小和最大权重系数; f_{avg} 为平均适应度; $f_{\min}$ 为当代最小适应度。

步骤 3。重复上述步骤, 当估算值逼近实际值时终止运算, 辨识出转动惯量 J 。

参数辨识流程图如图 1 所示。

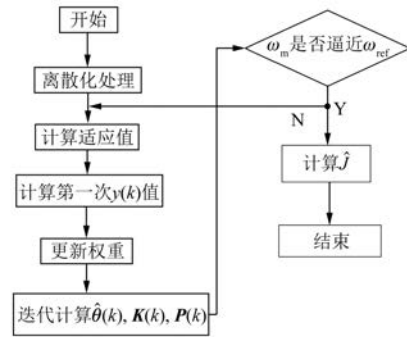


图 1 转动惯量辨识流程图

通过在线辨识的转动惯量更新至降阶龙贝格负载扰动观测器对负载转矩进行估算, 最后通过前馈补偿的方式对系统转速进行补偿。根据 PMSM 运动方程, 定义状态向量 $x = \begin{bmatrix} \omega_m \\ T_L \end{bmatrix}$; 输入量 $u = T_e$, 输出量 $y = \omega_r$ 得到系统的状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{\omega} T_L = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e \\ y = [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega_m \\ T_L \end{bmatrix} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $A = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J} & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$; $C = [1 \ 0]$ 。

将 T_L 与 ω_r 负载转矩设为系统的状态变量, 得到龙贝格观测系统的状态方程:

$$\dot{\hat{x}} = (A - LC) \hat{x} + Bu + Ly \quad (11)$$

式中: $L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}$ 。

通过配置系统矩阵 $A-LC$ 的负实部特征根,

使观测器收敛可观,定义特征方程为

$$|\lambda E - LC| = \lambda^2 - \left(\frac{b}{J} + L_1\right)\lambda + \frac{L_2}{J} \quad (12)$$

假设特征值 λ 取值为 α_1, α_2 , 联立式(11), 则可得:

$$\begin{cases} L_1 = -\left(\alpha_1 + \alpha_2 + \frac{b}{J}\right) \\ L_2 = -\alpha_1\alpha_2 J \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\alpha_1 < 0, \alpha_2 < 0$ 。

通过配置 α_1 和 α_2 来提升观测值逼近实际值的速度。

3 PMSM 滑模 SMC

3.1 新型趋近率的滑模控制

SMC 是一种非线性控制方法, 比 PI 控制具有更强的鲁棒性^[17]。首先设定角度与电机实际转角的差值定义为系统的状态变量, 如下:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega_r \\ x_2 = \int_{-\infty}^t x_1 dt = \int_{-\infty}^t (\omega_{\text{ref}} - \omega_r) dt \end{cases} \quad (14)$$

式中: ω_{ref} 为电机给定转速。

结合辨识的转动惯量 $\hat{J}$ 与补偿后的负载转矩 $\hat{T}_L$, 联立得到控制系统的状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega} = \frac{B}{\hat{J}}\omega + \frac{\hat{T}_L}{\hat{J}} - \frac{3p}{2\hat{J}}\psi_f i_q \\ \dot{x}_2 = x_1 \end{cases} \quad (15)$$

将滑模面设计为

$$s = x_1 + c \int_{-\infty}^t x_1 dt \quad (16)$$

为了保证系统在滑模面进行往复运动, 传统 SMC 采用指数趋近率的方法:

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sign}(s) - ks, \varepsilon > 0, k > 0 \quad (17)$$

式中: ε 为切换增益; k 为指数增益。

在滑动过程中, 由指数项与等速项共同控制系统的运动状态。指数项保证了系统向滑模面的趋近速度, 等速项保证当系统的趋近运动速度为 0 时系统可以滑动到平衡点。但该种运动方式趋近速度缓慢, 并在滑模面往复运动时会产生抖振, 影响控制精度。为了保证系统具有较快趋近速度的同时减小抖动, 应使远点的趋近速度尽可能增大, 缩短响应时间, 在近点的滑动速度尽可能减小, 降低抖振。针对这一原理, 对传统指数趋近率

进一步改进, 将滑模面 s 引入到趋近率中实现动态调节, 改进方案如下:

$$\begin{cases} \dot{s} = -g(s)\varepsilon \text{sign}(s) - kf(s) \\ g(s) = \frac{1}{e^{-3s^3}\left(1 + \frac{\sigma_1}{|x|} - \delta\right) + \delta} \\ \text{sign}(s) = \frac{s}{|s| + \sigma_2} \\ f(s) = \frac{s}{e^{-3s^3}} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $k > 0, \sigma_1 > 0, \sigma_2 > 0, 0 < \delta_1 < 0; x$ 为系统的滑动状态。

将符号函数 $\text{sign}(s)$ 进行平滑处理, 削弱振荡效果。指数项方面, $f(s)$ 为随系统状态改变的函数。当 $|s|$ 较大时, $f(s) > s$, 提升系统向滑模面的趋近速度; 当 $|s|$ 较小时, $f(s)$ 近似与 s 值相等, 保证系统接近切换面的运动速度。等速项方面, 由传统等速项 $\dot{s} = -\varepsilon \text{sign}(s)$ 对时间取积分, 得到 $t = \frac{|s(0)|}{\varepsilon}$, 即运动到平衡点的时间与 ε 值成反比关系, 同时 ε 值与抖振成正比关系, 针对指数趋近率这一特性, 使 $g(s)$ 在距离滑模面的远端与近端的函数值分别趋近于 $\frac{1}{\delta}$ 与 $\frac{|x|}{|x| + \sigma_1}$, 通过改变系数来改变 ε 的真实值, 最终实现控制等速项的平衡点收敛速度来抑制抖振。

通过式(17)和式(18)与 PMSM 运动方程联立整理得到新型趋近率下 SMC 控制方程:

$$i_q^* = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[cx_1 + \frac{B}{\hat{J}}\omega_r + \frac{1}{\hat{J}}\hat{T}_L + \frac{\varepsilon \text{sign}(s)}{e^{-3s^3}\left(1 + \frac{\sigma_1}{|x|} - \delta\right) + \delta} + k \frac{s}{e^{-3s^3}} \right] \quad (19)$$

3.2 改进趋近率稳定性分析

通过李雅普诺夫函数 $V = \frac{s^2}{2}$, 当 $\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} \leq 0$ 时, 系统趋于稳定。将新型趋近率代入李雅普诺夫函数:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= s \frac{ds}{dt} = \\ s \left[\frac{-\varepsilon \text{sign}(s)}{e^{-3s^3}\left(1 + \frac{\sigma_1}{|x|} - \delta\right) + \delta} - k \frac{s}{e^{-3s^3}} \right] &\leq 0 \quad (20) \end{aligned}$$

这表明新型趋近率下的 SMC 系统的状态向量可以在滑动过程中的任何位置趋近于平衡点, 并进行往复穿越运动, 保证系统的可行性与稳定性。

4 仿真与试验研究

为了验证该方法的可行性, 搭建仿真模型与半实物仿真平台对其进行验证。对 PMSM 控制系统进行仿真, 控制系统原理如图 2 所示。

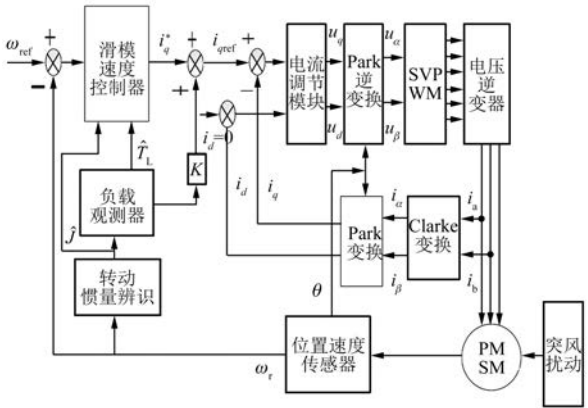


图 2 PMSM 控制系统原理框图

表 1 为试验电机参数表, 表 2 为 SMC 参数表, 表 3 为突风模型与叶素参数表。

表 1 电机参数表

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.212
绕组电感 L/mH	2.26
阻尼系数 $B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0.003
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.08
极对数 p	10
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2 500
额定功率/kW	60

表 2 控制器参数表

参数名称	参数值
最大权重 $\omega_{\max}$	0.98
最小权重 $\omega_{\min}$	0.45
观测器参数 L_1	0.085
观测器参数 L_2	0.003
滑模参数 c	2
滑模参数 k	1 500
滑模参数 ε	50

表 3 突风与叶素参数

参数名称	参数值
突风速度 $v_g/(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	20
突风梯度 L_g/m	200.00
螺旋桨叶片数 N_B	2
螺旋桨半径 R/m	0.80
桨毂半径 r_0/m	0.08
升力系数 C_L	1.5
阻力系数 C_D	1

图 3 为本文设计辨识方法与最小二乘法的辨识结果收敛曲线, 与后者相比, 本文方法的收敛速度更快, 辨识结果更精确。

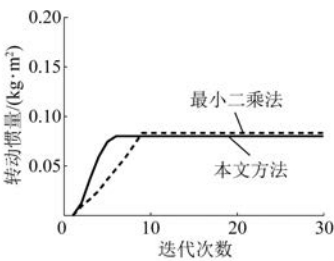


图 3 辨识模型

根据 1-cos 突风模型, 模拟的突风曲线如图 4 所示。图 5 为 PMSM 模拟飞机启动至巡航阶段转速响应曲线, 给定转速为 2 400 r/min, 在某一时间降至 2 000 r/min。由仿真结果可知, 在 PMSM 转速响应方面, 本文设计控制器与 PI 控制器和 SMC 控制器的转速响应曲线相比超调更小, 响应速度更快。图 6 为初始转速 1 500 r/min 而后进入突风带后的速度响应变化曲线。由图 6 可以看出, 当飞机巡航面对外界扰动时, PI 控制器和 SMC 控制器转速响应产生的波动较大, 本文设计的控制器的响应转速波动较小, 抗扰能力更强。

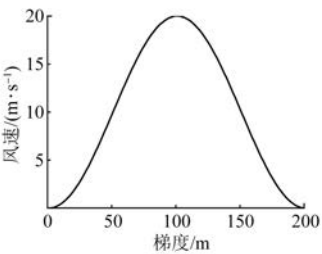


图 4 1-cos 突风模型

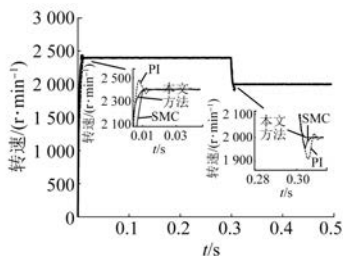


图5 启动至降速指令下速度响应曲线

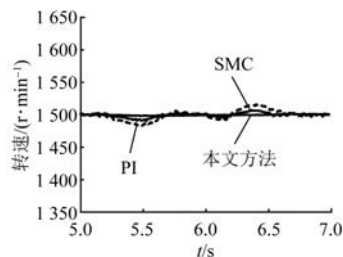
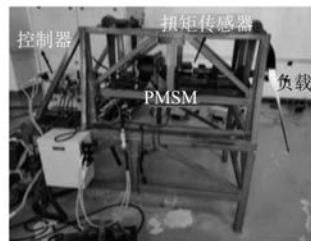


图6 突风情况下速度响应曲线

突风扰动模拟平台和螺旋桨转速半实物测试平台如图7所示。图8为在本文所设计控制器、PI控制器和SMC控制器下,将电机启动给定转速设定为2400 r/min并在某一时刻降至2000 r/min的转速响应拟合曲线。通过采样后的数据拟合对比,当实际转速达到给定转速时,PI控制算法的转速响应超调量最大,趋于稳定时间最长,稳定后振荡最大;与PI控制算法相比,传统SMC算法的控制器转速响应超调量减小,趋于稳定时间缩短,稳定后振荡方面均有改善,但仍不稳



(a) PMSM转速测试平台



(b) 突风扰动模拟平台

图7 半实物仿真平台

定;本文设计控制算法的转速响应超调量最小,趋于稳定时间最短,稳定后振荡最小,在动态性能方面,均有很大的提升。

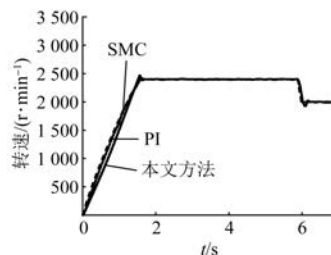


图8 启动至降速指令下速度响应拟合曲线

图9为模拟飞机巡航时,遇突风扰动下,本文所设计控制方法与PI控制方法及SMC控制算法电机转速响应拟合曲线。通过对比稳态情况下遭遇突风扰动时的转速响应数据,可见本文所设计的控制器抗扰动能力较强。

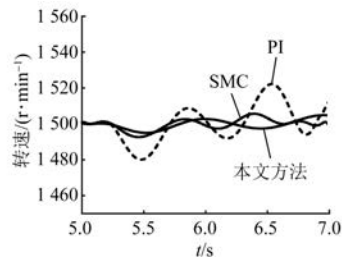


图9 突风状态下速度响应拟合曲线

上述三种方法的转速响应性能具体数据如表4所示,与PI算法和SMC算法相比,本文设计的控制策略在模拟电动飞机启动过程中转速响应至稳态的时间分别提升了0.33、0.28 s,转速超调下降了56.5、28.4 r/min;模拟启动至巡航过程中,降速响应时间分别缩短了0.32、0.26 s,转速响应超调分别下降了59.1、29.3 r/min;稳定运行时与给定转速的误差小于1 r/min,遇突风后,转速波动更小。

5 结 语

本文以电动飞机PMSM为控制对象,通过一种自适应权重最小二乘法在线辨识转动惯量并进行转矩估计补偿与改进趋近率的滑模速度控制相结合的控制策略,设计了一款适用于电动飞机的SMC控制器。与PI控制器和SMC控制器相比,本文所提方法改善了电动飞机飞行过程中因转动

表 4 转速响应性能对比

控制方法	带桨启动 时间/s	带桨启动转速超调/ ($r \cdot \min^{-1}$)	降速调节时间/ s	降速转速响应超调/ ($r \cdot \min^{-1}$)	稳态转速最大误差/ ($r \cdot \min^{-1}$)	抖振最大幅度差/ ($r \cdot \min^{-1}$)
本文方法	1.58	9.6	0.15	10.2	0.8	7.6
PI	1.91	66.1	0.47	69.3	8.7	49.8
SMC	1.86	38.0	0.41	39.5	3.7	16.3

惯量摄动和遭遇突风的情况产生转速抖动较大的问题,各性能指标均得到了提升,较好地满足了飞机巡航的转速要求。

【参考文献】

[1] 王书礼,孙金博,康桂文,等.一种电动飞机电推进系统的能效优化方法[J].航空学报,2021,42(3): 53.

[2] 王书礼,马少华,张硕.突风气象条件下电动飞机电推进系统 PI 控制参数的设定方法[J].电机与控制应用,2019, 46(5): 83.

[3] 王森.电动飞机主推进三相永磁同步电机控制系统研究[D].沈阳:沈阳航空航天大学,2021.

[4] 王婧婧,陈清.基于自适应控制器的电动汽车电机驱动速度控制研究[J].中国工程机械学报,2021, 19(1): 83.

[5] 杨浩,赵强,杨钊,等.基于新型双滑模的永磁同步电机无传感器矢量控制[J].科学技术与工程, 2022,22(6): 2252.

[6] 史涇澈,马红如,陈卓易,等.永磁同步电机模糊代价函数预测转矩控制[J].电机与控制学报,2022, 26(1): 1.

[7] 林立,何洋,周建华,等.直驱永磁风电机侧的新型终端滑模控制设计[J].控制工程,2021,28(5): 992.

[8] 苗敬利,郑大伟,周重霞.基于新型趋近律的永磁同步电机模糊滑模控制[J].电气传动,2019,49

(3): 3.

[9] 黄灿,张远来,李京鸿,等.永磁同步电机变指数快速幂次趋近律滑模控制[J].微特电机,2019,47 (3): 44.

[10] 杨莹,王大维,赵为光,等.改进嵌入式容积卡尔曼滤波的锂电池荷电状态估计[J].黑龙江科技大学学报,2020,30(5): 536.

[11] 申中一,吕刚震,王建祥.基于变步长自适应线性神经网络的 PMSM 参数辨识[J].电子测量技术, 2019,42(23): 85.

[12] 朱文豪.基于改进遗传算法的同步电机参数辨识[J].智能电网,2018,8(2): 135.

[13] 方桂花,王鹤川,高旭.基于动态遗忘因子递推最小二乘法的永磁同步电机参数辨识算法[J].计算机应用与软件,2021,38(1): 280.

[14] 沈艳霞,靳保龙.永磁同步电机模糊遗忘因子最小二乘法参数辨识[J].系统仿真学报,2018,30(9): 3404.

[15] 苏勋文,徐宪忠,裴禹铭,等.改进非线性最小二乘法的同步发电机参数辨识[J].黑龙江科技大学学报,2021,31(4): 476.

[16] 杨明,屈婉莹,陈扬洋,等.基于变周期递推最小二乘法与卡尔曼观测器的伺服系统在线惯量辨识[J].电工技术学报,2018,33(增2): 367.

[17] 周华伟,于晓东,刘国海,等.基于内模的圆筒永磁直线电机滑模速度控制[J].中国电机工程学报, 2019,39(11): 3382.



扫码关注
《电机与控制应用》
微信公众号

