

文章编号 1004-924X(2025)09-1407-13

基于GPIO的永磁同步电机高效非奇异 快速终端滑模算法

周晓萌^{1,2}, 李洪文^{1*}, 邵蒙¹, 邓永停¹, 王鹤¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 针对传统滑模控制存在的有限时间收敛难题及高增益引发的抖振问题, 设计非奇异快速终端滑模控制(NFTSMC)与广义比例积分观测器(GPIO)的复合算法, 提出新型复合控制策略以提升永磁同步电机控制性能。该算法通过构建含非线性项的滑模面实现有限时间收敛, 采用GPIO实时观测时变扰动并前馈补偿至速度环, 约束开关增益以抑制抖振。仿真和实验表明, 在100 r/min阶跃跟踪中, 调节时间缩短至1.08 s(较PI控制提升32%), 稳态误差降低至2.56 r/min, 超调量减少7.51%。当突加卸载为2.5 N·m时, 由于广义比例积分观测器能够精准估计负载扰动, 不仅有效抑制了抖振现象同时在加载和卸载下, 最大速度波动值分别只有105.81 r/min(加载)和93.72 r/min(卸载), 比PI控制相比少了7.51%, 恢复到额定转速的时间也更短。对速度波动进行快速傅里叶分析, 结果表明加观测器后的转速谐波分量, 第1, 2, 6, 12次分别衰减65%, 29%, 60%, 47%。在位置环正弦跟踪实验中, GPIO观测器使得最大换向误差比不加观测器减小47%, 跟踪误差的RMS值从0.25减小到0.13, 位置跟踪精度提高了48%。实验结果表明, 复合控制方法具有更好的抖振抑制、快速的动态响应和抗干扰能力。

关键词: 永磁同步电机; 非线性控制; 滑模控制; 抗干扰性能

中图分类号: TP273; TH691.9 文献标识码: A

doi: 10.37188/OPE.20253309.1407 CSTR: 32169.14.OPE.20253309.1407

Efficient non singular fast terminal sliding mode algorithm for permanent magnet synchronous motor based on GPIO

ZHOU Xiaomeng^{1,2}, LI Hongwen^{1*}, SHAO Meng¹, DENG Yongting¹, WANG He¹

(1. Changchun Institute of Optics, Precision Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences,
Changchung 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

* Corresponding author, E-mail: lihongwen@ciomp.ac.cn

Abstract: To address the challenges of finite-time convergence and chattering induced by high gain in traditional sliding mode control, a novel composite control strategy is developed to enhance the performance of permanent magnet synchronous motors. This strategy integrates a nonsingular fast terminal sliding mode control (NFTSMC) algorithm with a generalized proportional-integral observer (GPIO). A sliding surface incorporating nonlinear terms is constructed to ensure finite-time convergence, while the GPIO fa-

收稿日期: 2025-01-03; 修订日期: 2025-02-10.

基金项目: 吉林省科技发展计划资助项目(No. 20230203113SF)

cilitates real-time observation and feedforward compensation of time-varying disturbances within the speed loop. The switching gain is regulated to mitigate chattering effectively. Simulation and experimental results demonstrate that, under a 100 r/min step tracking input, the settling time is reduced to 1.08 s-representing a 32% improvement over conventional PI control-steady-state error decreases to 2.56 r/min, and overshoot is lowered by 7.51%. Upon application of a sudden 2.5 N·m load, precise disturbance estimation via the GPIO not only suppresses chattering but also constrains maximum speed fluctuations during loading and unloading to 105.81 r/min and 93.72 r/min, respectively, which is 7.51% lower than PI control, with a faster recovery to the rated speed. Fast Fourier Transform (FFT) analysis reveals that harmonic components of speed (1_{st} , 2_{nd} , 6_{th} , and 12_{th}) are attenuated by 65%, 29%, 60%, and 47%, respectively, following the incorporation of the observer. In sinusoidal position loop tracking experiments, the maximum commutation error is reduced by 47% and the root-mean-square tracking error decreases from 0.25 to 0.13 with the GPIO observer, improving position tracking accuracy by 48%. These findings substantiate that the proposed control method achieves superior chattering suppression, accelerated dynamic response, and enhanced disturbance rejection capability.

Key words: permanent magnet synchronous motor; non-linear control; sliding mode control; anti interference performance

1 引言

近年来,永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有高可靠性、高效率、简单结构、大转矩/惯量比和小体积等优点,广泛应用在新能源电动汽车、四旋翼无人机和机器人等领域^[1-4]。由于永磁同步电机是一个高阶、强耦合、复杂且参数时变的非线性系统,而传的PI控制依赖精确的数学模型,且易受外部干扰影响,因此,很难在精度要求越来越高的情况下达到满意的控制效果^[5]。

随着环境适应要求和精度的提高,永磁同步电机伺服系统的抗干扰性和稳定性要越来越好。因此,自适应控制^[6-7]、预测电流控制^[8-9]、模糊控制^[10]和滑模控制^[11-12]等先进的控制策略被提出。其中,滑模控制凭借着较快速度响应较小的超调和较强的抗干扰能力,得到了广泛的应用。但是,由于滑模控制算法需要确定扰动的上界,一般使用较大的增益,系统在到达切换面时速度过大,惯性使得运动点穿越切换面从而导致抖振现象;并且滑模控制下,无论选取何种参数,系统误差只会无限趋近于平衡状态,无法在有限时间内收敛。

针对传统滑模不能在有限时间内收敛的问

题,周建锁等^[13]提出一种终端滑模控制算法,通过加入非线性项从而使误差在有限时间内收敛。吴青云^[14]等在此基础上提出快速终端滑模算法,进一步提高其相应速度,但是在平衡点处存在“非奇异”现象。李升波^[15]等提出使用非奇异终端滑模算法,通过选取适当的非线性滑模面可在各阶段达到最佳收敛速度,整体收敛速度快。该控制系统不仅控制性能高,还对外部负载扰动和参数变化具有稳定性。

针对抖振现象,于双和等^[16]提出将离散趋近律与等效控制相结合,既保证趋近模态具有良好品质,又降低准滑动模态带,有效消除抖振。近年来,扰动观测器受到越来越多的关注,研究发现,通过设计扰动观测器来估计外界干扰及不确定性,并加以补偿可以有效消除抖振。Qu等^[17]使用扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)对外界干扰进行实时性观测并进行前馈补偿,大大降低滑模控制器的切换项的增益,有效消除了抖振,提高了系统的动态性能。为减小时变负载扰动对永磁同步电机控制系统的影响,张晓光等^[18]提出了负载转矩的扩展滑模观测器(ESMO),状态变量为转速和负载转矩;王涛等^[19]提出高阶滑膜观测器超螺旋滑膜观测器。然而,在实际应用环境中,外界的扰动信号是时

变的,ESO对时变信号的估计误差在某些情况下可能无法实现渐进收敛,特别是在扰动或不确定性较大时。针对这个问题,有学者提出了广义比例积分观测器(Generalized Propotional-integral Observer, GPIO)^[20],不仅能增强对时变干扰的跟踪能力,还能更好地削弱抖振现象。

本文基于GPIO提出将广义状态观测器和非奇异快速终端滑模结合的复合控制策略,不仅能够实现系统误差在有限时间内收敛,同时利用广义状态观测器能够对时变负载转矩等扰动进行实时观测并前馈补偿到速度环中,减小开关增益,从而有效削弱抖振现象,并提高系统的抗扰动性能和稳定性。

2 控制原理

2.1 永磁同步电机电学建模

由于PMSM驱动器是一个复杂的多变量、非线性和强耦合系统,为了简化永磁同步电机的数学模型,假设转子永磁磁场在气隙空间呈正弦分布,定子电枢绕组中的感应电动势也为正弦分布,忽略定子铁心饱和,磁路为线性,电感参数不变,不计铁心涡流和磁滞损耗,转子上无阻尼绕组。PMSM定子电压在 d - q 同步旋转坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p_n \omega_m L_q i_q \\ U_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - p_n \omega_m (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases}, \quad (1)$$

其中: i_d 和 U_d 分别表示 d 轴的定子电流和电压; i_q 和 U_q 分别表示 q 轴的定子电流和电压; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 分别为定子绕组的 d 和 q 轴电感; p_n 为极对数; ω_m 表示转子机械角速度; φ_f 代表转子磁链。

PMSM的电磁扭矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]. \quad (2)$$

当驱动系统选用表贴式永磁同步电机时,满足 $L_d = L_q = L$,则电磁扭矩方程可表示为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \varphi_f i_q. \quad (3)$$

PMSM的动态方程可以表示为:

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

其中: J 为转动惯量; B 为黏性系数; T_e 为电磁扭矩。

2.2 非奇异快速终端滑模控制器设计

永磁同步电机的状态变量定义为:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_r^* - \omega \\ x_2 = -\dot{\omega} \end{cases}, \quad (5)$$

其中 ω_r^* 为参考转速。结合式(4)和式(5),永磁同步电机的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{3p_n \varphi_f}{2J} \end{bmatrix} i_q. \quad (6)$$

考虑终端滑模的非奇异现象和传统滑模控制器不能在有限时间内速度收敛到零的问题^[21],设计的滑模面加入如下非线性项:

$$s = x_1 + \alpha x_1^{\frac{n}{m}} + \beta x_2^{\frac{p}{q}}, \quad (7)$$

其中: α, β 都是正实数, n, m, p, q 都是正奇数, $1 < p/q < 2, n/m > p/q, x_1, x_2$ 没有负指数项。当系统状态远离原点时,收敛时间主要由终端吸引子决定,这部分非线性项使得系统状态能够在有限时间内快速收敛到滑模面附近。当系统状态接近原点时,收敛时间主要由线性滑模决定,在接近平衡点的区域,线性滑模的作用使得系统状态能够平滑地收敛到原点,并保持稳定性。

为了确保趋近段的动态性能,提出的指数趋近律如下:

$$\dot{s} = -ks - \epsilon \text{sign}(s), \quad (8)$$

其中: $k > 0, \epsilon > 0$ 。取式(7)滑模面的导数,并与式(8)结合可得:

$$\dot{s} = \frac{\alpha n}{m} x_1^{\frac{n}{m}-1} x_2 + \frac{\beta p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{x}_2 + x_2. \quad (9)$$

结合式(6)、式(7)和式(9)可推出速度控制器的表达式如下:

$$i_q = \frac{2J}{3p_n \varphi_f} \int_0^F \left[\frac{q}{\beta p} x_w^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{\alpha n}{m} x_1^{\frac{n}{m}-1} \right) - \frac{B}{J} x_2 + \epsilon \text{sign}(s) + ks \right] dt. \quad (10)$$

2.3 速度控制器稳定性证明

为了验证系统能在有限时间内稳定并在滑

模面上高效地运作,根据 Lyapunov 的第二稳定性理论,定义 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} s_2. \quad (11)$$

对 V 进行微分得:

$$\dot{V} = ss. \quad (12)$$

将式(9)带入式(12)可得:

$$\dot{V} = s \left(\frac{\alpha n}{m} x_1^{\frac{n}{m}-1} x_2 + \frac{\beta p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{x}_2 + x_2 \right). \quad (13)$$

对 x_2 合并同类项可得:

$$\dot{V} = s \left[\left(1 + \frac{\alpha n}{m} x_1^{\frac{n}{m}-1} \right) x_2 + \frac{\beta p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{x}_2 \right]. \quad (14)$$

由于

$$\dot{x}_2 = -\frac{B}{J} x_2 - \frac{3p_n \varphi_f}{2} i_q. \quad (15)$$

将式(10)的导数结合式(14)和式(15)可得:

$$\dot{V} = s \left[\left(1 + \frac{\alpha n}{m} x_1^{\frac{n}{m}-1} \right) x_2 + \frac{\beta p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} \cdot \left(-\frac{q}{\beta p} x_2^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{\alpha n}{m} x_1^{\frac{n}{m}-1} \right) - \varepsilon \text{sign}(s) - ks \right) \right]. \quad (16)$$

然后化简得到:

$$\dot{V} = s \left[\frac{\beta p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} (-\varepsilon \text{sign}(s) - ks) \right] = \frac{\beta p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} (-\varepsilon |s| - ks^2). \quad (17)$$

由于 $1 < p/q < 2$ 且 $\beta > 0$, 所以有:

$$\dot{V} = ss = \frac{\beta p}{q} x_2^{\frac{p}{q}-1} (-\varepsilon |s| - ks^2) \leq 0. \quad (18)$$

式(18)成立的必要条件是 $x_2 > 0$, 保证 $\dot{V}(t) \leq 0$. 由 Lyapunov 第二稳定性原理可知, $V(t)$ 正定, $\dot{V}(t)$ 负定, 表明该速度控制器算法满足稳定性原理, 以及滑模控制算法到达滑模面的条件。

3 广义比例积分观测器设计及稳定性证明

3.1 广义比例积分观测器设计

针对电机关键指标的影响, 集总干扰被学者视为一个不容忽视的因素^[22]. 为了有效抑制这些扰动, 传统的滑模控制策略选择了极高的开关

增益, 然而, 在实际应用中, 这种高增益往往会受到限制. 因此, 要在不牺牲系统稳定性的前提下提升抗扰动能力, 并减少不必要的抖振现象, 人们采用广义扩展状态观测器来估算常见的时变干扰. 通过这一方法, 这些干扰被精确地估计出来, 并作为前馈信号引入速度控制器的输出中, 从而实现了时对变干扰的精确补偿。

永磁同步电机系统常常因时变的参数变化和负载扰动等外部因素影响而降低其精度和稳定性. 评估控制系统性能时, 扰动抑制能力成为关键指标. 为了优化闭环系统的性能, 引入相应的前馈策略来补偿这些扰动, 提高系统的稳定性. 为了实现速度命令的精确跟踪和有效的扰动抑制, 为永磁同步电机伺服系统设计了一个广义比例积分观测器. 基于广义比例积分观测器的归一化设计原理并且方便控制器设计, 对电磁转矩方程(3)和电机动态方程(4)进行改写, 得到:

$$\dot{\omega} = c_0 i_q^* + d(t), \quad (19)$$

其中: $c_0 = K_t/J$, 扰动项 $d(t) = -(K_t/J)(i_q^* - i_q) - T_L/J - B/J$, $i_q^* - i_q$, T_L 和 B 分别为 q 轴电流跟踪误差、外部负载转矩和摩擦扰动, i_q^* 是控制系统中 q 轴电流的目标值, 由外环转速环根据期望性能计算得出. 假设 $d(t)$ 可以用 $(m-1)$ 个泰勒多项式表示, 即:

$$d(t) = \sum_{i=0}^{m-1} a_i t^i, \quad (20)$$

其中 a_i , $m-1$ 为未知数, 且都为正整数. 然后, 本文设计一个 $m=3$ 阶的广义比例积分观测器, 将 $d(t)$ 作为观测对象, 构建广义比例积分观测器方程为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = c_0 i_q^* + z_2 + \lambda_1 (\omega - z_1) \\ \dot{z}_2 = z_3 + \lambda_2 (\omega - z_1) \\ \dot{z}_3 = \lambda_3 (\omega - z_1) \end{cases}, \quad (21)$$

其中: z_1 为电机转速观测值; z_2 为干扰量的观测值; z_3 为一阶干扰量 $d(t)$ 的观测值。

将扰动前馈补偿记为 i_{q2} , q 轴的最终参考电流表示如下:

$$i_{q1} = i_q + i_{q2} = \frac{2J}{3p_n \varphi_f} \int_0^t \left[\frac{q}{\beta p} x_2^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{\alpha n}{m} x_1^{\frac{n}{m}-1} \right) - \frac{B}{J} x_2 + \varepsilon \text{sign}(s) + ks \right] dt + K_T \hat{T}_L. \quad (22)$$

3.2 广义比例积分观测器稳定性分析及参数选择

3.2.1 稳定性分析

首先,系统集总干扰的估计量 $d(t)$ 是可微的且一阶微分满足 $\lim_{t \rightarrow 0} d(t) = 0$ 。由式(14)和式(16)得到状态估计误差观测器的动态方程如下:

$$\begin{cases} e_{r1} = \omega - z_1 \\ e_{r2} = d(t) - z_2 \\ e_{r3} = \dot{d}(t) - z_3 \end{cases} \quad (23)$$

由式(23)可得观测误差的差分方程如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_{r1} = e_{r2} - \lambda_1 e_{r1} \\ \dot{e}_{r2} = e_{r3} - \lambda_2 e_{r1} \\ \dot{e}_{r3} = \dot{d}(t) - \lambda_3 e_{r1} \end{cases} \quad (24)$$

式(24)可写为:

$$\dot{E} = Q \cdot E + D, \quad (25)$$

其中 $Q = \begin{bmatrix} -\lambda_1 & 1 & 0 \\ -\lambda_2 & 0 & 1 \\ -\lambda_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} e_{r1} \\ e_{r2} \\ e_{r3} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{d}(t) \end{bmatrix}$ 。

根据线性观测器稳定理论,当系统满足输入状态稳定条件且 Q 为 Hurwitz 矩阵,式(19)中的误差状态渐进收敛,从而保证观测器的稳定性。为了满足 Hurwitz 条件,矩阵 Q 的顺序主子式必须大于零。

3.2.2 参数选择

广义比例积分观测器的结构如图 1 所示。通过极点配置方法合理设计观测器参数,可使系统特征多项式的 3 个极点均分布于 s 平面左侧,误差动态方程对应的特征方程为:

$$n(s) = s^3 + \lambda_3 s^2 + \lambda_2 s + \lambda_1. \quad (26)$$

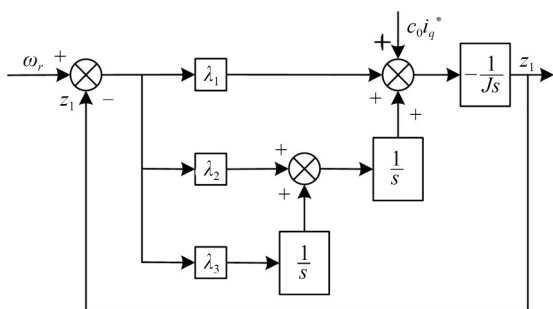


图 1 广义比例积分观测器结构框图

Fig. 1 Block diagram of generalized proportional integral observer

通过极点配置方法对观测器参数进行优化设计,可将受控系统简化为二阶系统,此时期望的特征方程可表述为:

$$(s + \omega_0)^3 = s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3. \quad (27)$$

基于图 1 所示的系统结构框图,广义比例积分观测器的传递函数为信号前馈通路与反馈控制量通路的线性叠加,如下:

$$z_1 = \frac{3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3}{Js^3 + \lambda_3 s^2 + \lambda_2 s + \lambda_1} \omega_r + \frac{s^2}{Js^3 + \lambda_3 s^2 + \lambda_2 s + \lambda_1} c_0 i_q^*. \quad (28)$$

广义比例积分观测器的带宽参数 ω_0 是决定其动态性能的核心设计变量。增大 ω_0 通常能够提升系统的动态响应速率,理论上应最大化 ω_0 取值以实现快速扰动估计。然而,该参数的实际取值范围受到测量噪声和外部干扰信号的制约。为量化 ω_0 对观测性能的作用机制,本文通过频域分解方法,将系统传递函数划分为噪声传递通道与干扰抑制通道,分别探讨不同 ω_0 取值下系统的噪声放大效应和扰动抑制能力。针对转速测量信号 ω_r 中的噪声分量 σ_n ,根据图 1 结构框图可以推导对应的噪声传递函数如下:

$$\frac{z_1}{\sigma_n} = \frac{3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3}{(s + \omega_0)^3}. \quad (29)$$

输入干扰 σ_i 存在于系统的输入控制信号 i_q^* 中,通过图 1 得到其传递函数如下:

$$\frac{z_1}{\delta_i} = \frac{s^2}{(s + \omega_0)^3}. \quad (30)$$

通过给定带宽 ω_0 分别为 5, 10, 20, 30, 40 和 50 rad/s, 得出两者的伯德图进行分析。由图 2(a) 可以看出,增大 ω_0 显著提升了动态响应速度,但随着带宽增加观测噪声的放大效应逐渐显现。从图 2(b) 可以看出,提高 ω_0 有效降低了系统的相位延迟,同时维持了高频段增益的稳定性。基于上述分析,最终选定 $\omega_0 = 30$ rad/s 作为最优带宽参数。该取值在保证快速响应的同时,将噪声放大效应控制在合理范围内,实现了动态性能与抗干扰能力的平衡,依据带宽和观测器参数之间的关系,可得出观测器的参数 $\lambda_1 = 11475, \lambda_2 = 1147.5, \lambda_3 = 38.25$ 。图 3 是特征方程式的极点分布,极点都处于左半边平面,证明观测器是稳定的。

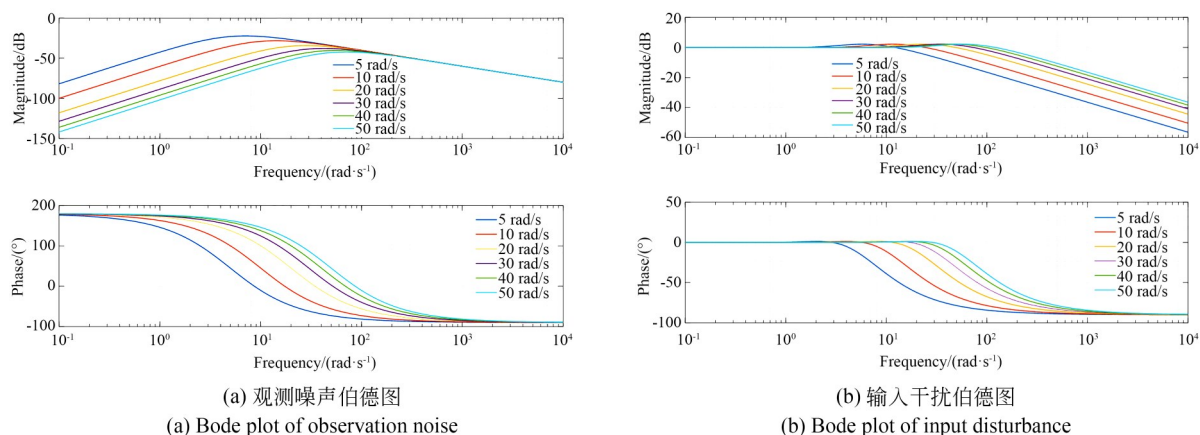


图 2 观测噪声及输入干扰频域的伯德图

Fig. 2 Bode plots of observation noise and input disturbance in frequency domain

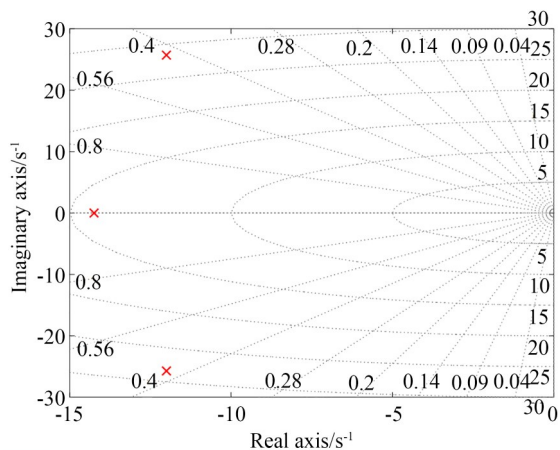


图 3 极点分布

Fig. 3 Pole distribution

4 测量实验与结果分析

4.1 仿真实验

永磁同步电机结合非奇异快速终端滑模和广义比例积分观测器产生的PMSM驱动器前馈信号的复合控制方法如图4所示。

在仿真平台构建一个电流环采用PI控制，速度环控制器采用非奇异快速终端滑模控制，以及将估计扰动前馈补偿到速度控制器输出端的广义比例积分观测器的永磁同步电机伺服控制系统的仿真模型。为了进一步验证其响应速度和抗扰动性能，设计了PI, NFTSMC, NFTSMC+GPIO 3种控制算法进行对比实验。

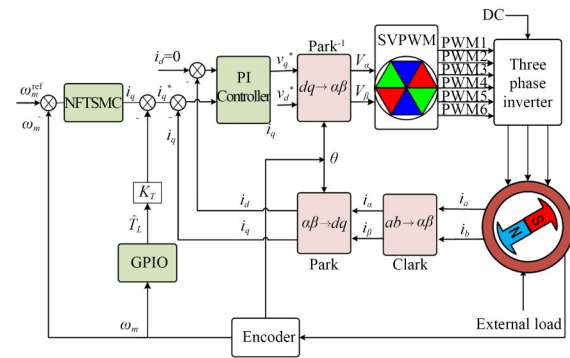


图 4 永磁同步电机复合驱动结构框图

Fig. 4 Block diagram of composite drive structure for permanent magnet synchronous motor

表 1 永磁同步电机的实验参数

Tab. 1 Experimental parameters of permanent magnet synchronous motor

Parameter	Value
Rated power/kW	5.5
Rated speed/(r·min ⁻¹)	100
Rated torque/(N·m)	10
Rated current/A	7
Current sampling period/ μ s	100
Speed sampling period/ms	1
Stator resistance/ Ω	0.675
Stator inductance/Ls	0.0065
Magnetic flux linkage/ ϕ f	0.29
Number of pole pairs	3
Moment of inertia/(kg·m ²)	0.0425
Viscous damping coefficient/(N·m·s)	0.02

实验中永磁同步电机的主要参数如表1所示。

仿真一:对本文采用的控制策略进行速度验证。参考速度设置为 100 r/min,采用三种不同控

制策略在空载条件下电机进行实验。PI 和 NFTSMC 的参数如表 2 所示,GPIO 的参数 $\lambda_1=1080$; $\lambda_2=115$; $\lambda_3=4$ 。

表 2 控制器实验参数

Tab. 2 Experimental parameters of controller

Parameter	PI					NFTSMC				
	K_{sp}	ϵ	p	q	l	K_{si}	k	α	β	h
Value	0.06	6×10^5	55	53	75	800	0.1	6483	0.0049	71

从图 5 可以看出,PI 控制不仅到达给定参考速度比 NFTSMC 控制和 NFTSMC+GPIO 控制慢,还有 15.8% 的超调量;对比 NFTSMC 控制算法,加上广义状态观测器后, NFTSMC+GPIO 控制系统不仅没有出现超调,而且响应迅速,上升到参考速度更快。

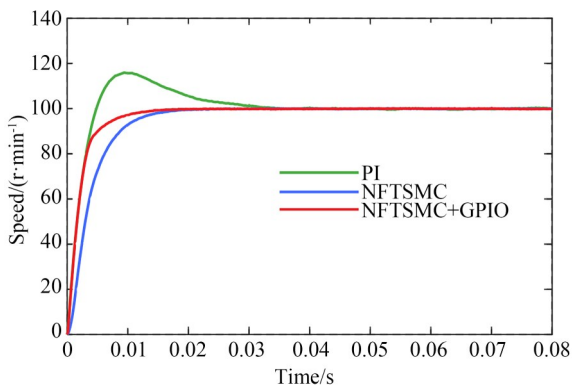
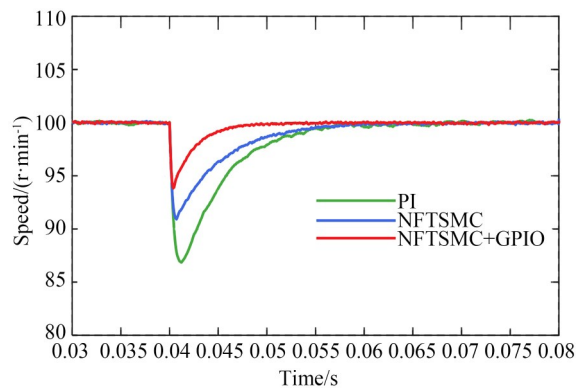


图 5 电机启动时速度响应曲线

Fig. 5 Speed response curve at motor starting

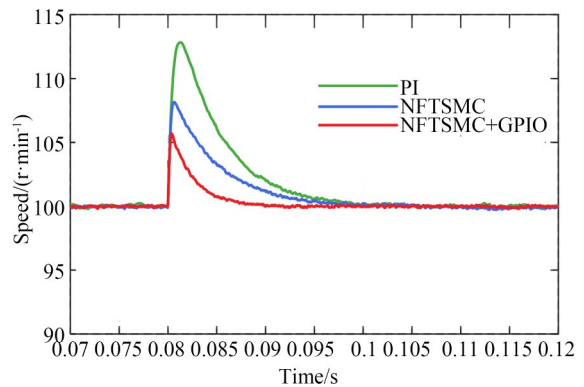
仿真二:对本文采用的控制策略进行抗扰性能的验证。启动空载转矩,运行 0.04 s 时负载转矩突然增加到 5 N,然后在 0.08 s 时突然卸掉负载,从图 6 可以发现, NFTSMC 控制加上扰动观测器比传统的 NFTSMC 具有更好的抗扰性能,电机转速的最大波动更小,恢复时间更短。

仿真三:对本文提出的 GPIO 和传统 ESO 对时变干扰的跟踪精度进行对比。给定幅值为 50,频率为 4 的时变正弦负载信号,分别利用 ESO 和 GPIO 进行观测,实验结果如图 7 所示。从图中可以看出,虽然两种观测器都能够跟踪



(a) 突卸负载时速度曲线

(a) Speed curve during sudden unloading of load



(b) 突加负载时速度曲线

(b) Speed curve during sudden loading of load

图 6 电机加载卸载时的速度反应曲线

Fig. 6 Speed response curves during motor loading and unloading

时变信号,但是 GPIO 的跟踪精度更高;ESO 的最大误差能够达到 0.6 N·m,而 GPIO 的最大误差只有 0.15 N·m,本文提出的观测器在跟踪时变信号的误差更小,能更好地估计时变扰动。

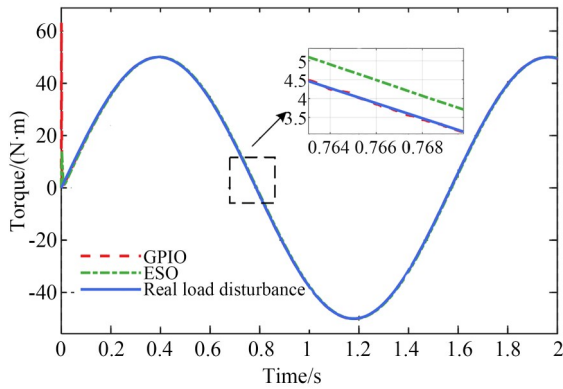


图 7 两种观测器的跟踪正弦信号扰动图

Fig. 7 Disturbance maps for two types of observers tracking sinusoidal signal

4.2 实验结果及分析

为了验证本文所提出的非奇异快速终端滑模控制方法结合比例积分观测器的有效性,在 5.5 kW 永磁同步电机硬件平台上进行了对比实验,如图 8 所示。

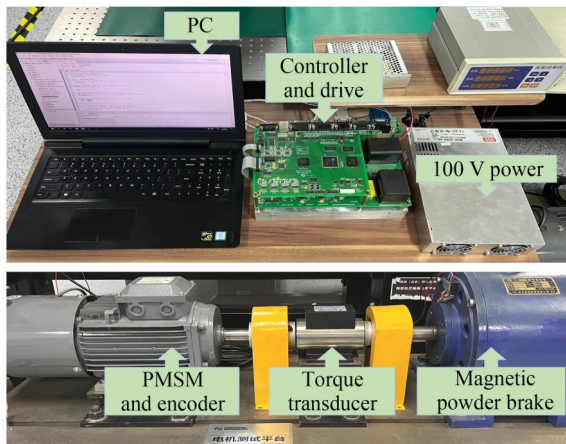


图 8 永磁同步电机实验硬件平台

Fig. 8 Experimental hardware platform of permanent magnet synchronous motor

该实验平台采用 18 位绝对式光编码器精确采集电机速度和位置测量信号。其中,编码器和 A/D 数据处理、系统故障保护和逆变器开关信号的产生是利用 FPGA-EP3C40F324 实现的,外部负载是采用磁粉制动器来产生的,控制策略通过 32 位浮点 DSP TMS320F28335 中的 C 语言程序进行编辑。

实验一:额定参考速度为 100 r/min,让本文提出的广义状态观测器结合非奇异快速终端滑

模控制方法与 PI,不加扰动观测器的速度控制方法进行比较。从图 9 可以看出,GPIO+NFTSMC 的响应速度不仅最快,也没有超调,而 PI 控制算法出现了超调,不加干扰观测器的滑模控制方法到达给定的额定转速的时间更长。

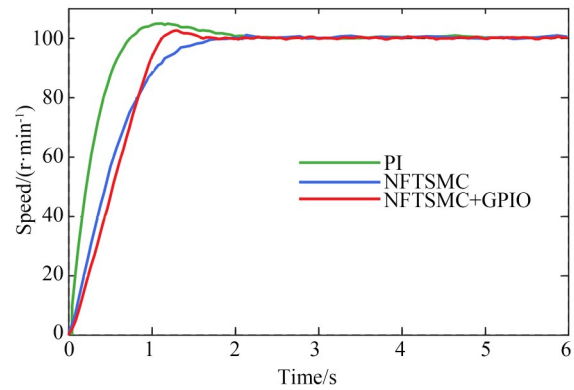


图 9 电机启动时速度响应曲线

Fig. 9 Speed response curve at motor starting

实验二:为了验证 NFTSMC+GPIO, NFTSMC 以及 PI 3 种控制方法在抗干扰性能上的表现,并比较 NFTSMC 和 NFTSMC+GPIO 在加载条件下的电流波动情况,这里进行了加载和卸载实验。电机运行时,首先施加由磁粉制动器产生的 2.5 N·m 负载转矩,如图 10(a)所示;待加载速度稳定后,再卸除 2.5 N·m 负载转矩,如图 10(b)所示。从实验结果可以看出,本文提出的控制算法能够更快地恢复到额定速度,且波动范围更小。

从图 11 可以看出,加入观测器后的 q 轴电流在稳态运行时波动范围明显减小,说明电流在稳定状态下的振荡幅度得到了有效抑制;同时,在负载突变或外部干扰的情况下,电流响应的超调量显著降低,动态响应速度也明显加快,意味着系统能够更快地收敛到目标值,且瞬态偏差更小。实验结果表明,该复合控制算法在面对外部扰动时表现出更强的抗干扰能力,能够更快速、更平稳地维持系统的稳定性,从而显著提升了整体控制性能。

实验三:利用本文设计的广义比例积分观测器对磁粉制动器产生的 2.5 N·m 进行扰动估计,以此来检验观测器对系统扰动的跟踪性能和精度。从图 12 可以看出,该观测器能够较精准和快速地跟踪扰动。

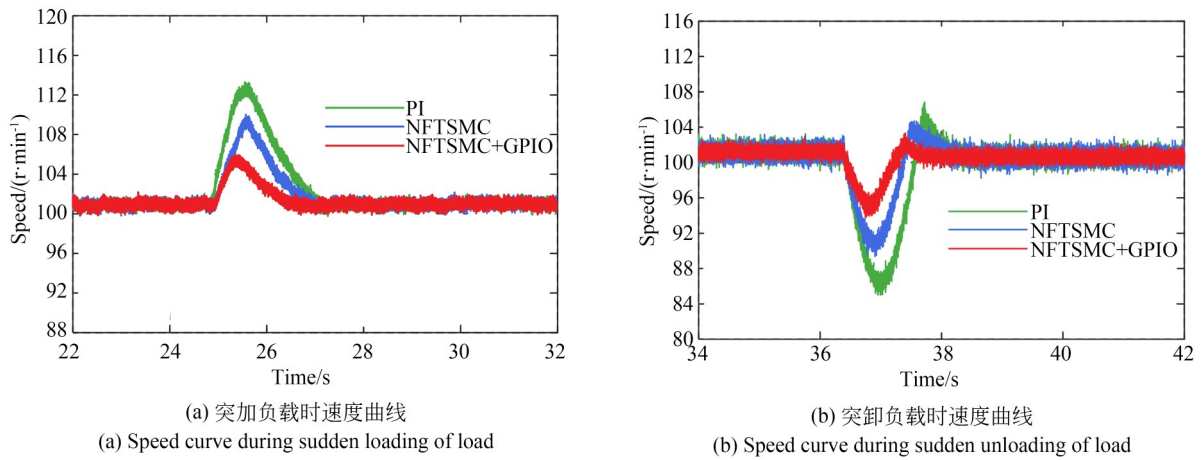


图 10 电机加载卸载时的速度反应曲线

Fig. 10 Speed response curves during motor loading and unloading

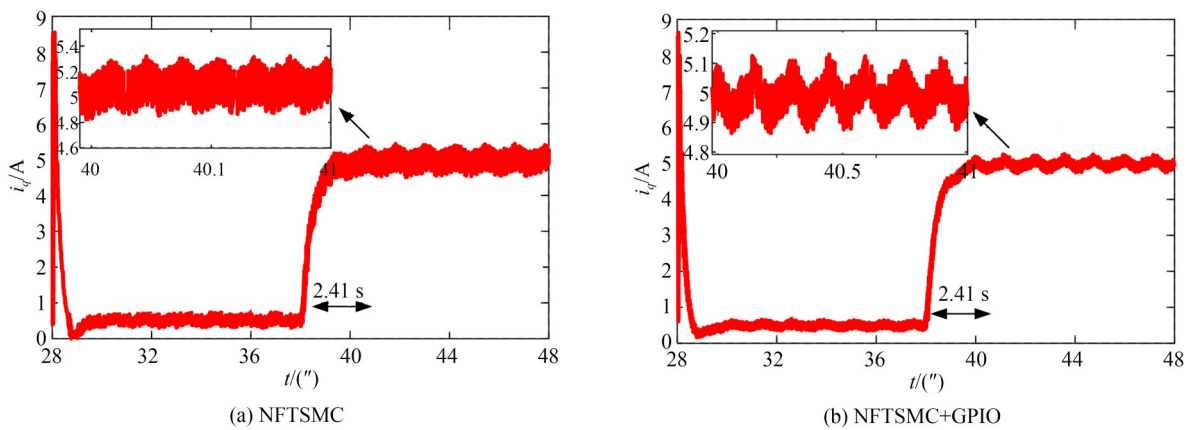


图 11 突加负载时两种控制方法的电流波动曲线

Fig. 11 Current fluctuation curves of two control methods with sudden load

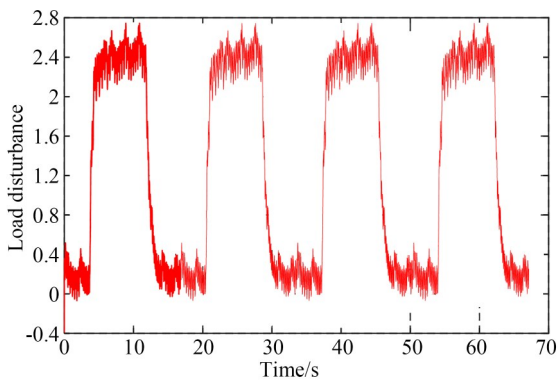


图 12 广义比例积分观测器实验结果

Fig. 12 Experimental result of generalized extended state observer

实验四:利用 FFT 对速度环加广义积分比例观测器的前馈补偿和不加观测器的在 7~16 s 的速度波动进行分析,以此来验证观测器对周期性扰动的抑制能力。对数据进行傅里叶变换,得到 1, 2, 6, 12 次的谐波分量。图 13(a)是不加观测器的稳态速度响应,图 13(b)是加了观测器的稳态速度响应,可以明显看出,加观测器后的稳态速度误差更小,速度波动在 ± 0.63 r/min 区间,而不加观测器的速度波动在 ± 1.46 r/min 区间。如图 14(a)所示,第 1, 2, 6, 12 次的谐波分量分别为 0.051 2, 0.027 9, 0.047 7, 0.073 2 r/min;增加 GPIO 进行补偿,如图 14(b)所示,第 1, 2, 6, 12 次的谐波分量下降到 0.017 92, 0.019 6, 0.018 9, 0.038 3 r/min。

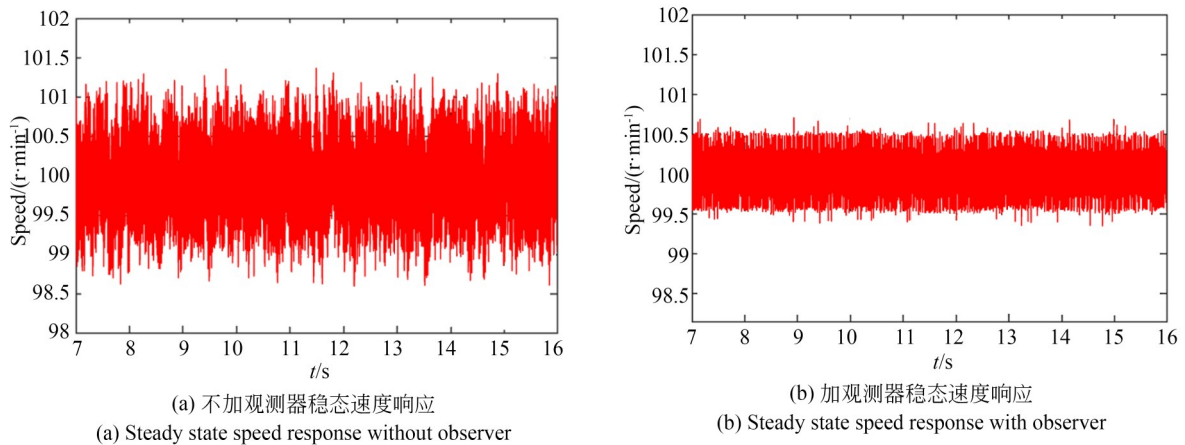
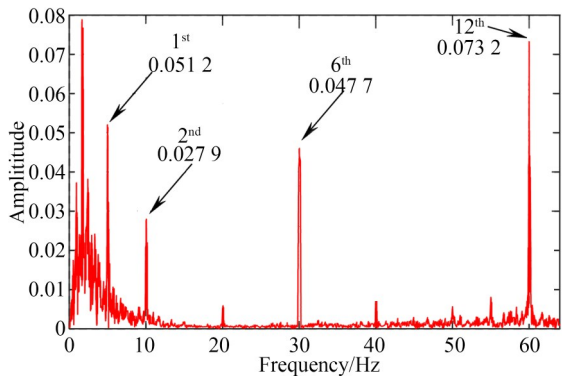


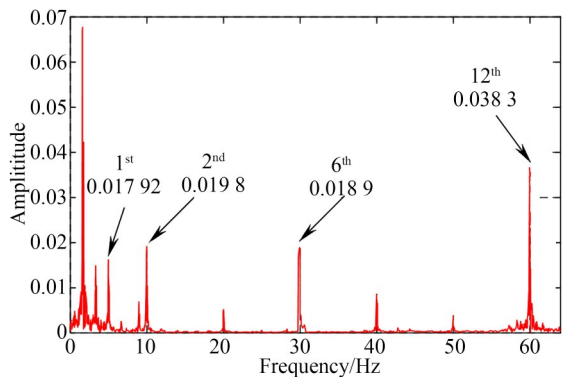
图 13 额定速度为 100 r/min 时的稳态速度响应

Fig. 13 Steady state speed response at rated speed of 100 r/min



(a) 不加观测器的电机速度稳态谐波振幅

(a) Harmonic amplitude of steady-state speed of PMSM without observer



(b) 加观测器的电机速度稳态谐波振幅

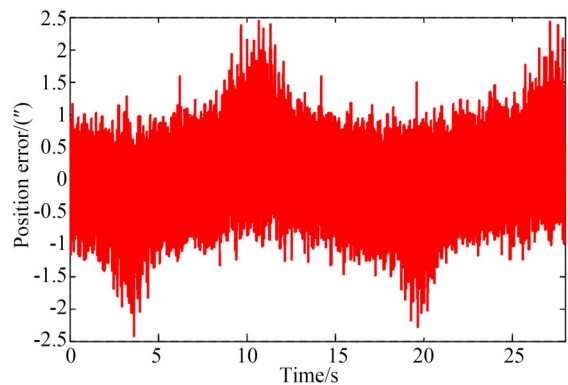
(b) Harmonic amplitude of steady-state speed of PMSM with observer

图 14 永磁同步电机速度稳态的谐波振幅

Fig. 14 Harmonic amplitude of steady-state speed of PMSM

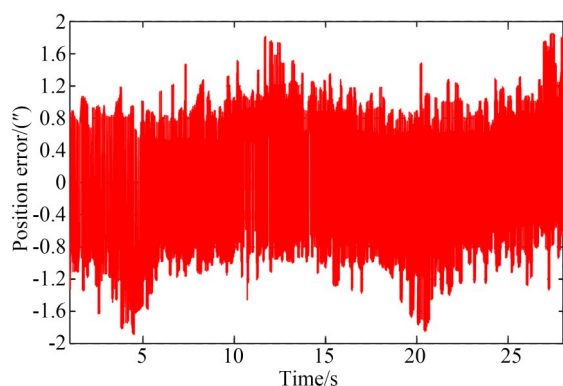
由此表明,加入 GPIO 后能够有效地抑制扰动,有较好的稳定性。

实验五:为了测试电机的动态跟踪能力,在位置环加入最大速度为 $8(^{\circ})/s$,最大加速度为 $4(^{\circ})/s^2$ 的等效正弦为 $y(\theta) = 20 \sin(0.4t)$ 进行正弦引导的实验。图 15(a)是不加观测器进行补偿的正弦引导误差曲线,最大误差值为 $2.47''$;图 15(b)加了观测器,其跟踪最大误差只有 $1.78''$ 。通过对比实验可以看出,观测器通过前馈补偿不仅可以提高系统的动态性能,使系统更快地响应输入信号的变化;在正弦引导的位置环中,也能够让系统更准确地跟踪正弦信号的变化,减少幅值误差。



(a) 不加观测器的位置环跟踪正弦引导信号误差

(a) Error of position loop tracking a sinusoidal reference signal without observer



(b) 加观测器的位置环跟踪正弦引导信号误差
(b) Error of position loop tracking a sinusoidal reference signal with observer

图15 位置环跟踪正弦引导信号误差对比

Fig. 15 Comparison of sinusoidal guidance signal errors in position loop tracking

5 结论

本文针对永磁同步电机控制系统存在的收敛速度受限及扰动敏感性问题的,提出一种基于

参考文献:

- [1] LARA J, XU J H, CHANDRA A. Effects of rotor position error in the performance of field oriented controlled PMSM drives for electric vehicle traction applications [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016: 1.
- [2] 何伟严, 马吉恩, 王宏涛, 等. 机器人关节电机转矩动态特性研究[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(12): 12-20.
HE W Y, MA J E, WANG H T, *et al.* Dynamic characteristics of robot joint motor torque[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(12): 12-20. (in Chinese)
- [3] 赵振华, 肖亮, 姜斌, 等. 基于扩张状态观测器的四旋翼无人机快速非奇异终端滑模轨迹跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2022, 37(9): 2201-2210.
ZHAO ZH H, XIAO L, JIANG B, *et al.* Fast non-singular terminal sliding mode trajectory tracking control of a quadrotor UAV based on extended state observers[J]. *Control and Decision*, 2022, 37(9): 2201-2210. (in Chinese)

NFTSMC与GPIO的复合控制策略。为解决传统滑模控制在有限时间收敛性和动态跟踪性能方面的不足,设计了具有非奇异特性的快速终端滑模控制器,通过改进滑模面结构实现系统状态的有限时间收敛。针对系统存在的时变负载扰动问题,构建了具有三阶动态特性的广义扩张状态观测器,实现了对复杂扰动的实时精确估计,并通过前馈补偿机制将扰动估计值融入速度控制环,有效抑制了扰动对系统的影响。最后,通过Lyapunov稳定性理论严格证明了复合控制系统的全局渐近稳定性。仿真与实验结果表明,NFTSMC+GPIO复合控制方法具有良好的抗扰动性能和稳定性。

作者贡献声明:

- 周晓萌:测量方法的提出,论文构思和撰写;
邵蒙:测量实验的设计,数据整理和分析;
李洪文、邓永停:论文审核与编辑写作;
王鹤:测量实验数据分析。

- [4] CHO K, KIM J, CHOI S B, *et al.* A high-precision motion control based on a periodic adaptive disturbance observer in a PMLSM[J]. *ASME Transactions on Mechatronics*, 2015, 20(5): 2158-2171.
- [5] JUNG J W, LEU V Q, DO T D, *et al.* Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(2): 900-908.
- [6] 邓永停, 李洪文, 王建立, 等. 基于卡尔曼滤波器的交流伺服系统自适应滑模控制[J]. *光学精密工程*, 2014, 22(8): 2088-2095.
DENG Y T, LI H W, WANG J L, *et al.* Adaptive sliding mode control for AC servo system based on Kalman filter[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(8): 2088-2095. (in Chinese)
- [7] 朱林峰, 章伟. 永磁同步电机自适应非奇异终端滑模控制[J]. *控制工程*, 2018, 25(1): 112-116.
ZHU L F, ZHANG W. Permanent magnet low-speed synchronous motor adaptive variable-rated nonsingular terminal sliding model control[J]. *Control Engineering of China*, 2018, 25(1): 112-116.

- (in Chinese)
- [8] SUN Z, DENG Y T, WANG J L, *et al.* Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(1): 776-788.
- [9] ZHANG X G, ZHANG L, ZHANG Y C. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(2): 1645-1657.
- [10] ZHANG B, NIU P J, GUO X T, *et al.* Fuzzy PID control of permanent magnet synchronous motor electric steering engine by improved beetle antennae search algorithm [J]. *Scientific Reports*, 2024, 14(1): 2898.
- [11] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于新型趋近律和扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. *工程科学学报*, 2017, 39(6): 933-944.
- LIU J, LI H W, DENG Y T. PMSM sliding-mode control based on novel reaching law and disturbance observer[J]. *Chinese Journal of Engineering*, 2017, 39(6): 933-944. (in Chinese)
- [12] 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.
- TENG Q F, BAI J Y, ZHU J G, *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. (in Chinese)
- [13] 周建锁, 刘志远, 裴润. 带终端滑模约束的非线性模型预测控制方法[J]. *控制与决策*, 2001, 16(4): 473-475, 479.
- ZHOU J S, LIU ZH Y, PEI R. Nonlinear model predictive control scheme with terminal sliding mode constraint[J]. *Control and Decision*, 2001, 16(4): 473-475, 479. (in Chinese)
- [14] 吴青云, 闫茂德, 贺显曜. 移动机器人的快速终端滑模轨迹跟踪控制[J]. *系统工程与电子技术*, 2007, 29(12): 2127-2130.
- WU Q Y, YAN M D, HE Y Y. Fast terminal sliding mode tracking controller design for nonholonomic mobile robot[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2007, 29(12): 2127-2130. (in Chinese)
- [15] 李升波, 李志强, 王建强, 等. 非奇异快速的终端滑模控制方法[J]. *信息与控制*, 2009, 38(1): 1-8.
- LI SH B, LI K Q, WANG J Q, *et al.* Nonsingular and fast terminal sliding mode control method [J]. *Information and Control*, 2009, 38(1): 1-8. (in Chinese)
- [16] 于双和, 强文义, 傅佩琛. 无抖振离散准滑模控制[J]. *控制与决策*, 2001, 16(3): 380-382.
- YU SH H, QIANG W Y, FU P CH. Chattering-free discrete quasi-sliding mode controller[J]. *Control and Decision*, 2001, 16(3): 380-382. (in Chinese)
- [17] QU L Z, QIAO W, QU L Y. An extended-state-observer-based sliding-mode speed control for permanent-magnet synchronous motors [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(2): 1605-1613.
- [18] 张晓光, 孙力, 赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(3): 111-116, 8.
- ZHANG X G, SUN L, ZHAO K. Sliding mode control of PMSM based on a novel load torque sliding mode observer[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(3): 111-116, 8. (in Chinese)
- [19] 王涛, 黄景春, 周行之, 等. 基于改进 Super-Twisting 滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制 [J]. *西南交通大学学报*, 2025, 60(2): 445-453.
- WANG T, HUANG J CH, ZHOU X ZH, *et al.* Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved super-twisting sliding mode observer[J]. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2025, 60(2): 445-453. (in Chinese)
- [20] GUO B L, BACHA S, ALAMIR M, *et al.* Generalized integrator-extended state observer with applications to grid-connected converters in the presence of disturbances [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2021, 29(2): 744-755.
- [21] FENG Y, YU X H, MAN Z H. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators

[J]. *Automatica*, 2002, 38(12): 2159-2167.

- [22] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.

HAN J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19-23. (in Chinese)

作者简介:



周晓萌(1997—),男,湖北宜昌人,硕士研究生,主要从事永磁同步电机伺服控制方面的研究。E-mail: zxm410510@163.com

通讯作者:



李洪文(1970—),男,四川乐至人,研究员,博士生导师,1996年于吉林工业大学获得硕士学位,2007年于吉林大学获得博士学位,主要从事地基高分辨率成像光电望远镜电控系统总体设计及电机控制方面的研究。E-mail: lihongwen1970@yahoo.com