基于磁链在线辨识的异步电机超螺旋滑模控制

谢国超 [1] 段 纳 [1] 万昌晖 [1] 臧 航 [2]

摘 要 研究基于磁链在线辨识的异步电机超螺旋滑模控制问题. 针对异步电机, 设计一种改进的超螺旋滑模速度控制器, 提升系统的动态响应性能. 为抑制算法中符号函数高频切换所引起的系统抖振问题, 构造一种可变指数切换函数. 进一步地, 考虑到转子磁链受惯性延迟的影响, 设计磁链在线观测器, 可辨识转子磁链幅值, 提升系统的控制精度和参数鲁棒性. 数值仿真和实验结果验证了所提算法的可行性和有效性.

关键词 异步电机, 超螺旋滑模算法, 可变指数切换函数, 电压模型, 磁链在线观测器

引用格式 谢国超, 段纳, 万昌晖, 臧航. 基于磁链在线辨识的异步电机超螺旋滑模控制. 自动化学报, 2025, **51**(5): 1092−1102

DOI 10.16383/j.aas.c240526 **CSTR** 32138.14.j.aas.c240526

Super-twisting Sliding Mode Control for Asynchronous Motor Based on Flux Online Identification

XIE Guo-Chao[1] DUAN Na[1] WAN Chang-Hui[1] ZANG Hang[2]

Abstract The problem of super-twisting sliding mode control for asynchronous motor based on flux online identification is studied. In order to enhance the dynamic response performance of the system, an improved super-twisting sliding mode speed controller is designed for the asynchronous motor. To suppress the system chattering problem caused by the high-frequency switching of the sign function in the algorithm, a variable exponent switching function is constructed. Furthermore, considering the influence of the inertia delay on the rotor flux, a flux online observer is designed to identify the rotor flux amplitude, which boosts the control accuracy and parameter robustness of the system. Numerical simulations and experimental results verify the feasibility and effectiveness of the proposed algorithm.

Key words Asynchronous motor, super-twisting sliding mode algorithm, variable exponent switching function, voltage model, flux online observer

Citation Xie Guo-Chao, Duan Na, Wan Chang-Hui, Zang Hang. Super-twisting sliding mode control for asynchronous motor based on flux online identification. *Acta Automatica Sinica*, 2025, **51**(5): 1092−1102

异步电机具有结构简单、制造容易、价格低廉、运行可靠、维护方便等特点, 广泛应用于电动汽车和工业生产等领域[1−3]. 然而在实际应用时, 异步电机易受到参数摄动和外部负载扰动等不确定因素的影响[4], 且传统的 PI 调节器[5−6] 难以满足控制系统调速及精度需求, 这为异步电机的控制带来一定挑战.

为提升异步电机的控制性能, 国内外研究人员提出多种先进的控制方法, 如滑模控制[7]、内模控制[8]、模糊控制[9]、神经网络控制[10] 等. 滑模控制因强鲁棒性和可克服系统参数的不确定性优点, 在实际系统中得到广泛应用[11], 如高速动车[12]、无人机[13−14] 等领域. 然而, 由于滑模控制中趋近律的离散性, 系统不可避免地存在抖振问题. 为减小抖振, 常见的解决方法有两种: 1) 对控制律进行改进[15], 实现切换函数的连续化, 但牺牲滑模控制固有的强鲁棒性; 2) 引入高阶滑模算法, 将造成抖振的切换项放入滑模变量的高阶导数中, 借助积分本身的滤波功能, 削弱系统的抖振[16−17]. 目前, 超螺旋滑模算法是应用于异步电机最广泛的高阶算法之一, 文献 [18] 在扰动观测器中引入超螺旋滑模算法, 估计负载转矩扰动, 提升系统的鲁棒性. 然而, 瞬态响应性能不理想. 文献 [19] 利用超螺旋滑模算法改进系统逆变器的控制回路, 简化拓扑结构、减小电磁转矩幅度和电流的需求, 但未进行有限时间收敛和实验测试分析. 文献 [20−21] 采用超螺旋滑模算法, 设计一种超螺旋滑模速度控制器 (Super-twisting sliding mode

收稿日期 2024-07-26 录用日期 2024-12-13
Manuscript received July 26, 2024; accepted December 13, 2024
国家自然科学基金 (62173166), 江苏省研究生科研与实践创新计划 (KYCX24_3061) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (62173166) and Jiangsu Province Postgraduate Research and Practice Innovation Programme (KYCX24_3061)
本文责任编委 李鸿一
Recommended by Associate Editor LI Hong-Yi
1. 江苏师范大学电气工程及自动化学院 徐州 221116 2. 无锡信捷电气股份有限公司 无锡 214072
1. School of Electrical Engineering and Automation, Jiangsu Normal University, Xuzhou 221116 2. Wuxi Xinje Electric Co., Ltd., Wuxi 214072

speed controller, STSMC), 减小电磁转矩的波动, 增强系统的抗扰性能. 然而, 在阶跃启动时, 系统存在响应时间较长的问题. 文献 [22] 将超螺旋滑模算法应用于异步电机的驱动系统中, 在实现抗扰、弱抖和恒频的同时, 提升系统的采样频率. 然而, 文献 [20−22] 采用的速度控制器中转子磁链幅值均为常值, 未考虑磁链幅值与 d 轴电流之间惯性环节所带来的影响, 因此, 设计一种磁链在线观测器辨识转子磁链幅值具有重要意义.

在异步电机矢量控制中, 磁链在线辨识的方法有电压模型和电流模型, 相较于电流模型, 电压模型具有参数强鲁棒性和磁链估计准确性的优点[23]. 然而, 电压模型存在着反电动势与定子电流之间的误差值和定子电阻辨识不准的问题, 容易出现积分漂移现象. 为解决该问题, 文献 [24] 设计一种改进非线性离散定子磁链估计器取代纯积分器, 减小积分初值和直流偏移. 文献 [25] 利用低通滤波器取代纯积分环节, 偏移提取器进行磁链幅值补偿, 减弱积分漂移现象. 文献 [26] 将一种改进的低通滤波器替代传统电压模型的理想积分器环节, 并利用定子感应电动势相位和幅值补偿的方法, 修正系统的积分偏移问题. 文献 [27] 给出改进的广义二阶积分器替换传统电压模型的纯积分器, 通过调节阈值实现低通和带通的滤波性能, 避免直流偏移和积分初值问题. 然而, 文献 [24−27] 采用低通滤波器替代理想积分器的方法, 所预测的磁链信息仍存在一定的相位偏移问题, 从而影响磁链幅值的在线辨识精度.

为提高典型 STSMC 的动态响应性能、放宽速度控制器中转子磁链幅值为定常值的条件和提升传统电压模型转子磁链幅值的辨识精度, 本文提出一种基于磁链在线辨识的改进超螺旋滑模速度控制器 (Improved super-twisting sliding mode speed controller based on flux online identification, IMSTSMC-FOO). 主要贡献如下:

1) 设计改进超螺旋滑模速度控制器 (Improved super-twisting sliding mode speed controller, IMSTSMC), 提升系统的动态响应性能, 构造一种可变指数切换函数替换符号函数, 消除因符号函数高频切换所导致的系统抖振问题.

2) 引入二阶带阻滤波和一阶低通滤波环节, 设计一种磁链在线观测器 (Flux online observer, FOO), 实现转子磁链幅值在线辨识, 消除积分偏移, 提升系统的控制精度和参数鲁棒性.

本文的其余部分安排如下: 第 1 节给出异步电机的数学模型, 第 2 节给出控制器的具体设计过程, 第 3 节设计一种磁链在线观测器, 第 4 节分别给出数值仿真和实验验证, 第 5 节总结全文并进行展望.

1　异步电机数学模型

异步电机的数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统. 不失一般性, 常作出以下假设:

假设 1. 忽略空间谐波, 设三相绕组对称, 空间互差 120°, 所形成的磁动势沿气隙按正弦规律分布;

假设 2. 忽略磁链饱和;

假设 3. 忽略铁心损耗.

基于转子磁场定向理论, 在旋转 (d-q) 坐标系下, 异步电机的数学模型为[28]

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t} = hu_{sd} + hg\dfrac{L_m}{L_r}\psi_r + \omega_1 i_{sq} - hr_1 i_{sd} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{sq}}{\mathrm{d}t} = hu_{sq} - h\dfrac{L_m}{L_r}\omega_r\psi_r - \omega_1 i_{sd} - hr_1 i_{sq} \\ \dfrac{\mathrm{d}\psi_r}{\mathrm{d}t} = gL_m i_{sd} - g\psi_r \\ \dfrac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} = \dfrac{n_p^2 L_m \psi_r}{JL_r} i_{sq} - \dfrac{n_p}{J}T_L \end{cases} \tag{1}$$

其中, $h = 1/(\sigma L_s)$, $r_1 = R_s + R_r L_m^2/L_r^2$, $g = 1/T_r$, $T_r = L_r/R_r$, $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$, i_{sd}、i_{sq} 为 d、q 坐标系下的定子电流分量, u_{sd}、u_{sq} 为 d、q 坐标系下的定子电压分量, R_s、R_r 分别为定子电阻和转子电阻, L_s、L_r 分别为定子自感和转子自感, L_m 为互感, ψ_r 为转子磁链, n_p 为极对数, J 为转动惯量, ω_r 为转子转速, ω_1 为同步转速, T_L 为负载转矩.

2　控制器设计

本节引入超螺旋滑模算法理论, 并分别给出改进的超螺旋滑模速度控制器具体设计、系统渐近稳定性分析和系统有限时间收敛性分析.

2.1　超螺旋滑模算法

考虑非线性系统[29]

$$\begin{cases} \dot{x} = \Phi(x,\ t) + \Gamma(x,\ t)u \\ y = s(x,\ t) \end{cases} \tag{2}$$

其中, x 为系统的状态变量, y 为系统输出, u 为控制的输入, $\Phi(x,\ t)$ 和 $\Gamma(x,\ t)$ 为关于状态变量与时间函数的方程, $s(x,\ t)$ 为未知滑模面方程. 设计超螺旋滑模算法

$$\begin{cases} u = \lambda|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s) + \nu \\ \dot{\nu} = \alpha\mathrm{sign}(s) \end{cases} \tag{3}$$

其中, s 为滑模面, λ、α 为算法调节系数, $\nu = \int \alpha\mathrm{sign}(s)\mathrm{d}t$, ν 为关于调节系数 α 与符号函数乘积

后的积分.

式 (3) 作为一种二阶滑模算法, 具有结构简单、鲁棒性强和无需求解滑模变量导数与极值等特点, 文献 [20] 和文献 [30] 分别给出式 (3) 的一致渐近稳定性和有限时间收敛性证明.

2.2 改进超螺旋滑模速度控制器设计

针对式 (1), 设计滑模面为

$$s = \omega_r^* - \omega_r \tag{4}$$

其中, ω_r^* 为给定的转子转速. 受文献 [20] 启发, 根据式 (1)、式 (3) 和式 (4), 设计典型超螺旋滑模速度控制器为

$$\begin{cases} T_e^* = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sign}(s) + \nu \\ \dot{\nu} = \alpha \mathrm{sign}(s) \\ i_{sq}^* = \dfrac{T_e^*}{K_t} \end{cases} \tag{5}$$

其中, 转矩常数 $K_t = 1.5 n_p L_m \psi_r / L_r$, T_e^* 为输出电磁转矩, i_{sq}^* 为输出 q 轴定子电流.

为进一步提高系统的动态响应性能, 针对式 (3), 引入可变比例系数 k 与滑模面 s 的乘积, 通过调节比例系数 k 值实现系统收敛速度的提升, 设计改进超螺旋滑模算法为

$$\begin{cases} u = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sign}(s) + ks + \nu \\ \dot{\nu} = \alpha \mathrm{sign}(s) \end{cases} \tag{6}$$

根据式 (1) 和式 (4) ~ (6), 设计改进超螺旋滑模速度控制器为

$$\begin{cases} T_e^* = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sign}(s) + ks + \nu \\ \dot{\nu} = \alpha \mathrm{sign}(s) \\ i_{sq}^* = \dfrac{T_e^*}{K_t} \end{cases} \tag{7}$$

其中, $\lambda > 0$, $\alpha > 0$, $k > 0$.

图 1 给出典型超螺旋滑模速度控制器和改进超螺旋滑模速度控制器的相平面收敛轨迹跟踪图. 由

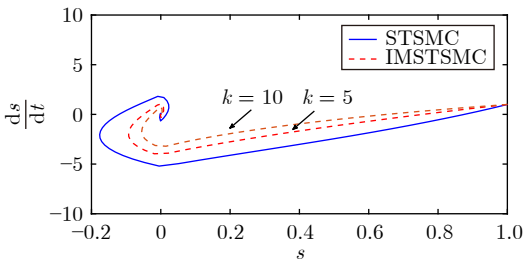

图 1 s-$\dot{s}$ 相平面

Fig. 1 The phase plane of s-$\dot{s}$

图 1 可知, 在引入比例系数与滑模面的乘积后, 系统的收敛轨迹仍符合典型的超螺旋滑模控制, 并且最终收敛于平衡点 $s = \dot{s} = 0$; 当选择合适的 k 值时, 系统的收敛速度得到相应的提升.

在系统运行时, 符号函数的高频切换仍会给系统带来微弱的抖振问题. 为抑制抖振, 本文设计一种可变指数切换函数

$$g(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 1 \\ (x)^m, & 0 \leq x < 1 \\ -(-x)^m, & -1 \leq x < 0 \\ -1, & x < -1 \end{cases} \tag{8}$$

其中, m 为可调节指数, 调节范围为 $0 < m < 1$. 该函数的特性曲线如图 2 所示, 当 $x \geq 1$ 和 $x < -1$ 时, $g(x)$ 仍具有符号函数的饱和性能, 当 $-1 \leq x < 1$ 时, 可以通过调节 m 值, 使系统在切换时更加平滑稳定, m 值越小, $g(x)$ 就越光滑, 系统的抑抖效果就越明显.

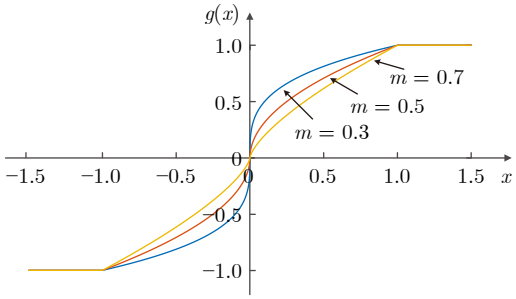

图 2 可变指数切换函数

Fig. 2 Variable exponent switching function

进一步引入可变指数切换函数, 由式 (7) 和式 (8) 得

$$\begin{cases} T_e^* = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} g(s) + ks + \nu \\ \dot{\nu} = \alpha g(s) \\ i_{sq}^* = \dfrac{T_e^*}{K_t} \end{cases} \tag{9}$$

2.3 稳定性分析

可变指数切换函数起着抑制抖振的性能, 对实际系统的稳定性分析不造成影响. 下面对式 (7) 进行稳定性分析.

由式 (1)、式 (4) 和式 (7) 可得

$$\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t} = -\lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sign}(s) - k_1 s - \int \alpha_1 \mathrm{sign}(s) \mathrm{d}t + T_{L1} \tag{10}$$

其中, $\lambda_1 = n_p\lambda/J$, $k_1 = n_pk/J$, $\alpha_1 = n_p\alpha/J$, $T_{L1} = n_pT_L/J$.

令

$$\zeta = \begin{bmatrix}\zeta_1\\ \zeta_2\\ \zeta_3\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}|s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)\\ s\\ \int \alpha_1\mathrm{sign}(s)\mathrm{d}t\end{bmatrix} \tag{11}$$

进一步

$$\begin{cases}\dot{\zeta} = \begin{bmatrix}\dot{\zeta}_1\\ \dot{\zeta}_2\\ \dot{\zeta}_3\end{bmatrix} = \dfrac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}A\zeta + B\zeta + \dfrac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}C + D\\ A = \begin{bmatrix}-\lambda_1 & -k_1 & -1\\ 0 & 0 & 0\\ 2\alpha_1 & 0 & 0\end{bmatrix}\\ B = \begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ -\lambda_1 & -k_1 & -1\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\\ C = \begin{bmatrix}T_{L1}\\ 0\\ 0\end{bmatrix},\quad D = \begin{bmatrix}0\\ T_{L1}\\ 0\end{bmatrix}\end{cases} \tag{12}$$

构造 Lyapunov 函数

$$V = \zeta^{\mathrm{T}}P\zeta \tag{13}$$

其中, P 为正定矩阵. 通过选取 $P = \begin{bmatrix}a & b & 0\\ b & f & c\\ 0 & c & d\end{bmatrix}$, 式中, $a = (\delta_1 + 4\lambda_1)/(4k_1)$, $b = 1$, $c = (ak_1 + 2\lambda_1 - 3\delta_1)/8\alpha_1$, $d = \delta_1/(4\alpha_1k_1)$, $f = [k_1(121\delta_1^3 + 22\delta_1^2\lambda_1 + 1\,024 \times \alpha_1\delta_1 + 200\lambda_1^3)]/[128\alpha_1\delta_1(\delta_1 + 2\lambda_1)]$,得 $V > 0$,进一步地

$$\begin{aligned}\dot{V} = {}& \frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}(\zeta^{\mathrm{T}}A^{\mathrm{T}}P\zeta + C^{\mathrm{T}}P\zeta + \zeta^{\mathrm{T}}PA\zeta + \\ & \zeta^{\mathrm{T}}PC) + (\zeta^{\mathrm{T}}B^{\mathrm{T}}P\zeta + D^{\mathrm{T}}P\zeta + \\ & \zeta^{\mathrm{T}}PB\zeta + \zeta^{\mathrm{T}}PD)\end{aligned} \tag{14}$$

分别选取 $\delta_1 > 0$, $\delta_2 > 0$, 当 T_{L1} 满足 $|T_{L1}| \le \delta_1|\zeta_1|$, $|T_{L1}| \le \delta_2|\zeta_2|$ 时, 有

$$\begin{aligned}\dot{V} \le {}& \frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}\zeta^{\mathrm{T}}(A^{\mathrm{T}}P + PA + EP + PE)\zeta + \\ & \zeta^{\mathrm{T}}(B^{\mathrm{T}}P + PB + FP + PF)\zeta = \\ & -\frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}\zeta^{\mathrm{T}}Q_1\zeta - \zeta Q_2\zeta\end{aligned} \tag{15}$$

其中,

$$\begin{cases}Q_1 = -(A^{\mathrm{T}}P + PA + EP + PE)\\ Q_2 = -(B^{\mathrm{T}}P + PB + FP + PF)\\ E = \begin{bmatrix}\delta_1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix},\quad F = \begin{bmatrix}\delta_2 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\end{cases} \tag{16}$$

选取

$$\delta_1 < \lambda_1 < \frac{7}{6}\delta_1 \tag{17}$$

此时, Q_1 为正定矩阵, 有

$$-\frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}\zeta^{\mathrm{T}}Q_1\zeta < 0 \tag{18}$$

由式 (15) 可得

$$\begin{aligned}-\zeta Q_2\zeta = {}& -[2c\zeta_3^2 + 2b\lambda_1\zeta_1^2 + 2\zeta_1\zeta_3(b + c\lambda_1) + \\ & 2\zeta_2\zeta_3(f - \zeta_2c + ck_1) + 2\zeta_1\zeta_2(f\lambda_1 - \\ & b\delta_2 + bk_1) - 2f\zeta_2^2(\zeta_2 - k_1)]\end{aligned} \tag{19}$$

其中,

$$\begin{cases}\zeta_1\zeta_2 = |s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)s\\ \zeta_1\zeta_3 = |s|^{\frac{1}{2}}\mathrm{sign}(s)\displaystyle\int \alpha_1\mathrm{sign}(s)\mathrm{d}t\\ \zeta_2\zeta_3 = s\displaystyle\int \alpha_1\mathrm{sign}(s)\mathrm{d}t\end{cases} \tag{20}$$

由于 $\alpha_1 > 0$, 故 $\zeta_1\zeta_2 > 0$, $\zeta_1\zeta_3 > 0$, $\zeta_2\zeta_3 > 0$, 选取

$$k_1 > \delta_2 \tag{21}$$

可得

$$-\zeta^{\mathrm{T}}Q_2\zeta < 0 \tag{22}$$

由式 (18) 和式 (22) 可得

$$\dot{V} < 0 \tag{23}$$

根据 Lyapunov 稳定性理论可知, 式 (7) 必定一致渐近稳定, 则式 (9) 必定一致渐近稳定.

2.4　有限时间收敛性分析

引理 1[31]**.** 针对式 (2), 假设存在连续可微函数 $V_t(x)$, $\mathrm{U} \to \mathbf{R}$ 满足:

1) $V_t(x)$ 为正定函数;

2) 存在正实数 $l_1 > 0$, $l_2 > 0$ 和 $\kappa \in (0, 1)$, 使得

$$\dot{V}_t(x) + l_1V_t(x)^{\kappa} + l_2V_t(x) \le 0 \tag{24}$$

则系统全局有限时间收敛, 收敛时间为

$$t \le \frac{1}{l_2(1-\kappa)}\ln\frac{l_2V_t(x_0)^{1-\kappa} + l_1}{l_1} \tag{25}$$

由于

$$\begin{cases}\lambda_{\min}\{Q_1\}\|\zeta\|^2 \le \zeta^{\mathrm{T}}Q_1\zeta \le \lambda_{\max}\{Q_1\}\|\zeta\|^2\\ \lambda_{\min}\{Q_2\}\|\zeta\|^2 \le \zeta^{\mathrm{T}}Q_2\zeta \le \lambda_{\max}\{Q_2\}\|\zeta\|^2\\ \lambda_{\min}\{P\}\|\zeta\|^2 \le \zeta^{\mathrm{T}}P\zeta \le \lambda_{\max}\{P\}\|\zeta\|^2\\ \dfrac{V}{\lambda_{\max}\{P\}} \le \|\zeta\|^2 \le \dfrac{V}{\lambda_{\min}\{P\}}\\ |s|^{\frac{1}{2}} \le \|\zeta\| \le \dfrac{V^{\frac{1}{2}}}{\lambda^{\frac{1}{2}}_{\min}\{P\}}\end{cases} \tag{26}$$

其中, $\lambda_{\min}\{Q_1\}$、$\lambda_{\min}\{Q_2\}$ 和 $\lambda_{\min}\{P\}$ 为正定矩阵最小特征值, $\lambda_{\max}\{Q_1\}$、$\lambda_{\max}\{Q_2\}$ 和 $\lambda_{\max}\{P\}$ 为正定矩阵最大特征值.

结合式 (18) 和式 (26), 得

$$\begin{aligned}-\frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}\zeta^{\mathrm{T}}Q_1\zeta \le -\frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}\lambda_{\min}\{Q_1\}\|\zeta\|^2 \le\\ -\frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}\lambda_{\min}\{Q_1\}\frac{V}{\lambda_{\max}\{P\}} \le\\ -\frac{1}{2}\frac{\lambda^{\frac{1}{2}}_{\min}\{P\}\lambda_{\min}\{Q_1\}}{\lambda_{\max}\{P\}}V^{\frac{1}{2}}\end{aligned} \tag{27}$$

利用式 (22) 和式 (26) 得

$$-\zeta^{\mathrm{T}}Q_2\zeta \le -\lambda_{\min}\{Q_2\}\|\zeta\|^2 \le -\frac{\lambda_{\min}\{Q_2\}}{\lambda_{\max}\{P\}}V \tag{28}$$

由式 (14)、式 (27) 和式 (28) 得

$$\dot{V} \le -\gamma_1 V^{\frac{1}{2}} - \gamma_2 V \tag{29}$$

其中,

$$\begin{cases}\gamma_1 = \dfrac{1}{2}\dfrac{\lambda^{\frac{1}{2}}_{\min}\{P\}\lambda_{\min}\{Q_1\}}{\lambda_{\max}\{P\}}\\ \gamma_2 = \dfrac{\lambda_{\min}\{Q_2\}}{\lambda_{\max}\{P\}}\end{cases} \tag{30}$$

根据引理 1, 当 $\gamma_1 > 0$, $\gamma_2 > 0$ 时, 式 (7) 有限时间收敛, 则式 (9) 有限时间收敛, 收敛时间为

$$t \le \frac{2}{\gamma_2}\ln\left(1 + \frac{\gamma_2}{\gamma_1}V(0)^{\frac{1}{2}}\right) \tag{31}$$

3 观测器设计

下面给出磁链在线观测器的必要性和具体设计过程.

转子磁链的传递函数表达式为

$$\psi_r = \frac{L_m}{\tau_r s + 1}i_{sd} \tag{32}$$

其中, τ_r 为时间常数.

在速度控制器中[20−22], 转矩常数 K_t 中的 ψ_r 通常为一个定常值, 然而, 这种处理方式对系统的控制精度和参数鲁棒性会造成不利影响. 由式 (32) 可知, 转子磁链 ψ_r 与 d 轴电流之间存在一个惯性环节, 其值实际应为时变值, 因此, 设计一种磁链在线观测器进行转子磁链幅值在线辨识具有重要意义.

针对式 (32), 本节设计一种改进的电压模型用于磁链在线辨识. 通过引入坐标变换, 传统的电压模型为[32]

$$\begin{cases}\hat{\psi}_{r\alpha} = \dfrac{L_r}{L_m}\left[\displaystyle\int(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\mathrm{d}t - \sigma L_s i_{s\alpha}\right]\\ \hat{\psi}_{r\beta} = \dfrac{L_r}{L_m}\left[\displaystyle\int(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\mathrm{d}t - \sigma L_s i_{s\beta}\right]\end{cases} \tag{33}$$

其中, $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ 为 α, β 坐标系下的定子电压分量; $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ 为 α, β 坐标系下的定子电流分量; $\hat{\psi}_{r\alpha}$, $\hat{\psi}_{r\beta}$ 为 α, β 坐标系下转子磁链的估计分量, 通过 $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 和 $\hat{\psi}_{r\beta}$ 可求得估计的转子磁链幅值为

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{\hat{\psi}^2_{r\alpha} + \hat{\psi}^2_{r\beta}} \tag{34}$$

由式 (33) 可知, 传统的电压模型中存在着积分漂移问题. 为减少低频分量, 采用在传统电压模型后引入一个二阶带通滤波环节的方法, 实现低频分量的滤除, 解决积分环节所导致的相位偏移问题, 即

$$\hat{\psi}_{r\text{-sobf}} = \frac{K\xi\omega_{c1}s}{s^2 + \xi\omega_{c1}s + \omega^2_{c1}}\hat{\psi}_r \tag{35}$$

其中, K 为调节系数, ξ 为阻尼系数, ω_{c1} 为二阶带通滤波器的中心频率.

二阶带通滤波器虽然能减小低频分量和相位偏移, 然而在低速运转时仍会出现积分偏移现象. 为解决低速积分偏移问题, 采用额定磁链参考补偿的方法, 使计算后的额定磁链幅值经过一个低通滤波器, 并与二阶带通滤波器的输出互补, 利用低通滤波器实现幅值补偿. 图 3 给出了磁链在线观测器的结构图. 磁链在线观测器为

$$\hat{\psi}_{r\text{-online}} = \hat{\psi}_{r\text{-sobf}} + \frac{\omega_{c2}}{s + \omega_{c2}}\psi^*_r \tag{36}$$

其中, ω_{c2} 为一阶低通滤波器的截止频率, ψ^*_r 为给定的转子磁链幅值.

将 $\hat{\psi}_{r\text{-online}}$ 替换 K_t 中的转子磁链常值 ψ_r, 新的转矩常数 K_t 为

$$K_t = \frac{1.5n_p L_m\hat{\psi}_{r\text{-online}}}{L_r} \tag{37}$$

式 (37) 实现转子磁链幅值的在线辨识, 放宽速度控制器中转子磁链幅值为常值的条件, 实现了系统控制精度和参数鲁棒性双提升的效果.

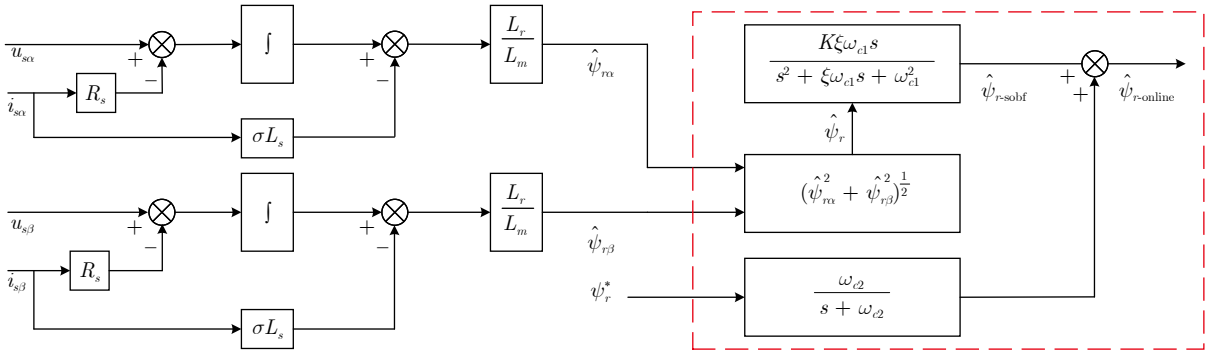

图 3　磁链在线观测器模型

Fig. 3　The model of flux online observer

4　仿真与实验

本节首先在仿真平台中对所提控制器进行分析验证, 进一步地, 搭建异步电机对拖实验平台进行实机测试. 为更好地验证所提控制器在响应速度、鲁棒性和控制精度方面的性能, 将 IMSTSMC-FOO 与 PI 控制器、典型超螺旋滑模控制器进行对比分析.

4.1　仿真分析

在仿真平台中搭建如图 4 的仿真模型, 系统的仿真时间设定为 1 s, 异步电机的基本参数见表 1. PI 控制器的参数设置为 $k_p=14$, $k_i=30$, 典型超螺旋滑模控制器的参数与 IMSTSMC-FOO 参数设置一致, IMSTSMC-FOO 控制参数见表 2.

图 5 和图 6 分别给出了系统在阶跃启动下的异步电机转速响应曲线和转速误差曲线图. 由图 5 可知, 基于 IMSTSMC-FOO 的系统收敛时间为 0.04 s, PI 控制和 STSMC 收敛时间为 0.09 s 和 0.045 s, 二者响应时间较长. 由图 6 可知, 当系统的转速达到稳定时, PI 控制、STSMC 和 IMSTSMC-FOO 三者转速均能追踪至设定值. 然而, 当考虑系统的控制精度时, PI 控制的转速波动为 ± 0.5 r/min, STSMC 的转速波动为 ± 0.4 r/min, 二者转速振荡较大, 而 IMSTSMC-FOO 在可变指数切换函数和 FOO 的作用下, 转速波动可维持在 ± 0.25 r/min, 具有更小的转速脉动.

图 7 和图 8 分别给出了系统在突变转速下的转速响应曲线和误差曲线图. 由图 7 可知, 在三种控制方法下, 系统的转速均能突变至设定值, 然而, 在收敛时间上, 与 PI 控制和 STSMC 相比, IMSTSMC-FOO 在中速段分别缩短了 37.11% 和 57.36% 的收敛时间, 在低速和高速段分别缩短了 1.5% 和 2.75% 的收敛时间, 本文方法具有更强的瞬态性能. 同时由图 8 可知, 当突变至设定转速值时, 相较于 PI 控制和 STSMC 的转速误差, IMSTSMC-FOO 方法下的转速更加平稳, 误差基本可控制在 ± 0.25 r/min, 控制精度更高.

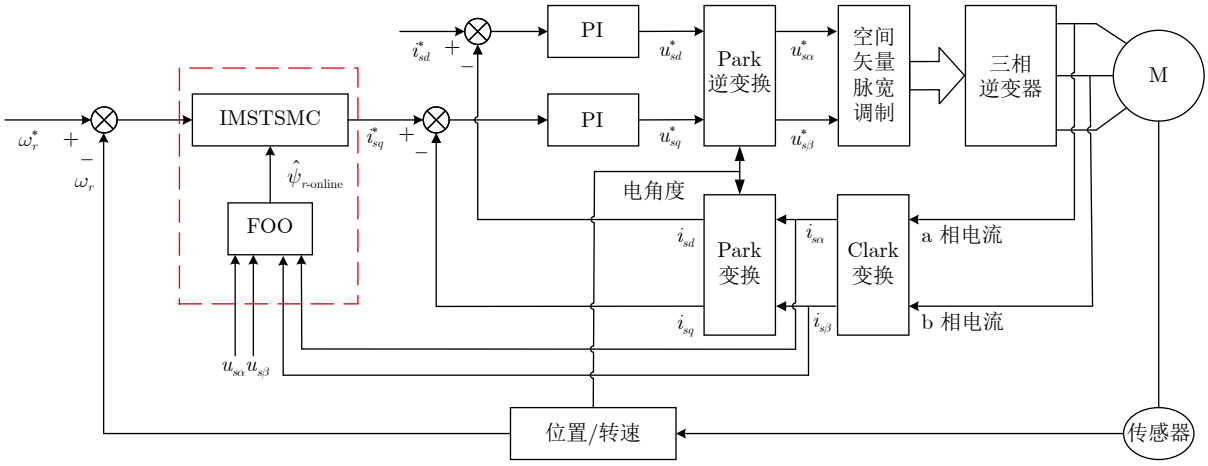

图 4　IMSTSMC-FOO 下的异步电机系统框图

Fig. 4　Block diagram of asynchronous motor system under IMSTSMC-FOO

表 1 异步电机基本参数

Table 1 Basic parameters of asynchronous motor

参数	数值
额度功率 (kW)	5.5000
额度转速 (r/min)	1 455
定子电阻 (Ω)	0.6930
转子电阻 (Ω)	0.5850
定子漏感 (H)	0.0018
转子漏感 (H)	0.0018
转动惯量 (kg·m^2)	0.0233
极对数	2

表 2 IMSTSMC-FOO 参数

Table 2 Parameters of IMSTSMC-FOO

参数	数值
调节系数 λ	35
调节比例系数 k	5
调节系数 α	2
可调节指数 m	0.2
调节系数 K	1
阻尼系数 ξ	100
中心频率 ω_{c1}	1
截止频率 ω_{c2}	100

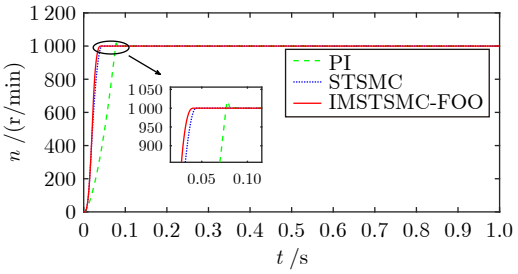

图 5 阶跃转速响应曲线

Fig. 5 Step speed response curve

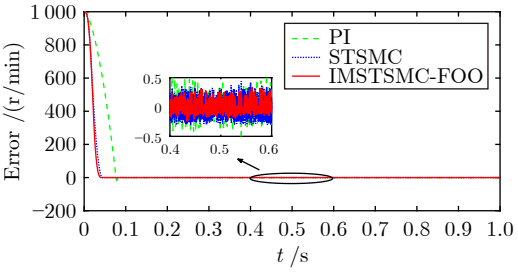

图 6 阶跃转速误差曲线

Fig. 6 Step speed error curve

为验证所提控制器在负载扰动下的鲁棒性能, 在 $t = 0.4$ s 时突增 10 N·m 的外部负载扰动, 图 9 给出了系统的突增负载响应曲线图. 由图 9 可知, 采用 PI 控制的电机转速掉落量为 2.4 r/min, 需要经过 0.019 s 恢复稳定; 采用 STSMC 的电机转速掉落量为 1.49 r/min, 需要经过 0.007 s 恢复稳定; 而采用 IMSTSMC-FOO 的电机转速掉落量为 1.36 r/min, 只需经过 0.005 s 即可恢复稳定. 相较于前两者的控制方式, 本文所提控制方法具有更强的鲁棒性能.

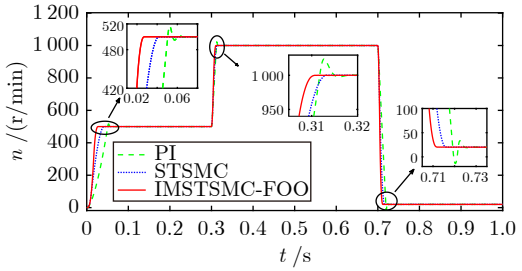

图 7 突变转速响应曲线

Fig. 7 Sudden change speed response curve

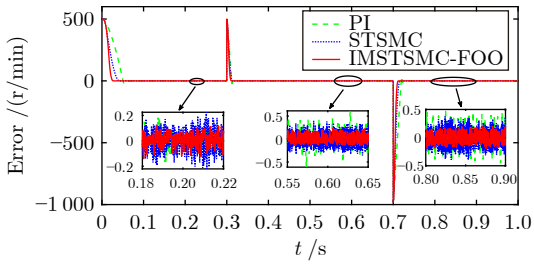

图 8 突变转速误差曲线

Fig. 8 Sudden change speed error curve

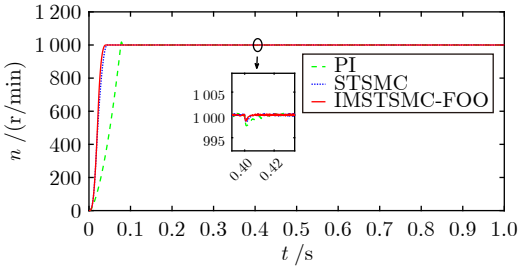

图 9 突增负载响应曲线

Fig. 9 Sudden load increase response curve

图 10 给出了 FOO 转子磁链在线辨识的响应曲线图. 由图 10 可知, FOO 放宽了文献 [20−22] 中速度控制器转矩常数 K_t 中的 ψ_r 为定常值的条件, 实现了转子磁链幅值的在线辨识, 与传统的电压模型相比, 消除了积分偏移的影响, 提升了系统的控制精度和参数鲁棒性.

通过阶跃启动、突变转速、突增负载和磁链在线辨识的仿真分析可得, 本文所提控制器在响应速度、鲁棒性和控制精度性能上均优于 PI 控制和

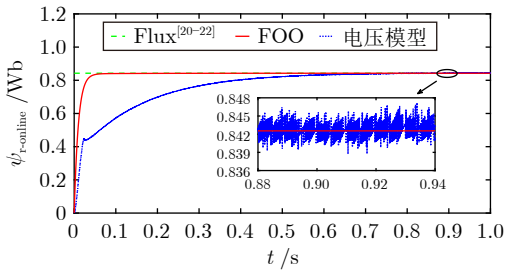

图 10　FOO 磁链在线辨识曲线

Fig. 10　Flux online identification curve for FOO

STSMC. 采用 FOO 的方法能有效解决转矩常数 K_t 中的 ψ_r 为定常值和传统电压模型积分偏移问题, 实现了转子磁链幅值的精确在线辨识.

4.2　实验验证

为测试所提控制器的实用性能, 本文搭建如图 11 所示的异步电机实验平台. 实验的控制算法采用 STM32G491 芯片实现, 变频驱动器开关频率为 6 kHz, 死区时间设置为 3.2 μs, 具体的工作原理如图 12 所示, 控制系统相关参数和仿真参数一致.

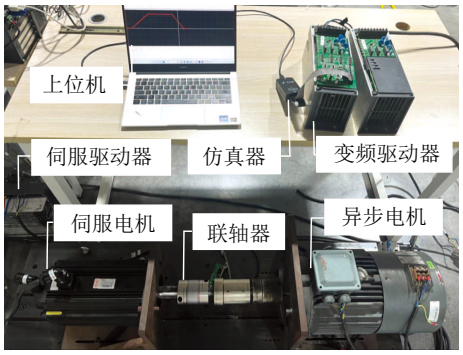

图 11　异步电机实验平台

Fig. 11　Asynchronous motor experimental platform

为测试所提控制器在阶跃启动时的控制性能, 在上位机软件中, 设定异步电机的初始转速为 1 164.01 r/min (40 Hz), 当 $t = 5$ s 时进行阶跃响应实验, PI 控制、STSMC 和 IMSTSMC-FOO 的阶跃响应曲线和误差曲线如图 13 和图 14 所示, 转速性能见表 3. 由图 13、图 14 和表 3 可见, 采用 PI 控制的转速收敛时间最长, 超调量最大, 相较于 PI 控制, STSMC 虽然克服了超调量过大的缺点, 但仍存在收敛时间较长的问题. 而 IMSTSMC-FOO 在可变比例系数 k 的作用下, 通过参数调节, 具备更强的速度收敛性能, 在转速达到稳定时, 转速脉动波动最小.

为测试所提控制器在突变转速时的跟踪性能, 在上位机软件中, 设定电机的加速和减速时间均为

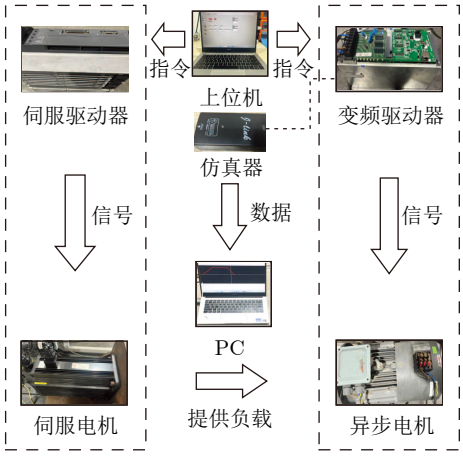

图 12　实验平台工作原理

Fig. 12　The working principle of the experimental platform

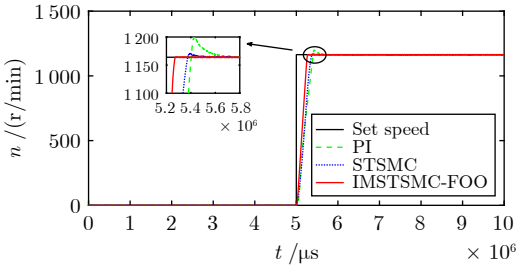

图 13　三种控制方案下的阶跃转速响应曲线

Fig. 13　The step speed response curves under three control schemes

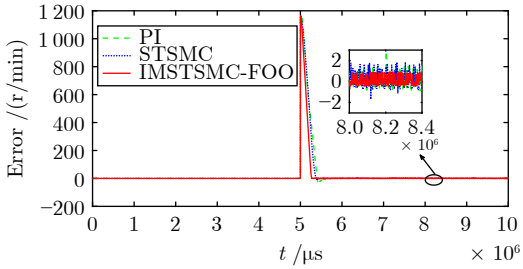

图 14　三种控制方案下的阶跃转速误差响应曲线

Fig. 14　The step speed error curves under three control schemes

表 3　三种控制方案下的阶跃转速控制性能表

Table 3　The performance table of step speed control under three control schemes

控制方式	收敛时间 (s)	超调量 (%)	转速波动 (r/min)
PI	5.722	3.040	± 3.0
STSMC	5.510	0.653	± 2.0
IMSTSMC-FOO	5.276	0.039	± 1.0

1 s, 初始转速为 582.026 r/min (20 Hz), 每隔 5 s 进行一次转速突变, 当 $t = 3$ s 时开始进行突增突减转速跟踪实验, PI 控制、STSMC 和 IMSTSMC-FOO 的突变转速跟踪响应曲线和误差曲线如图 15 和图 16 所示, 突变转速性能见表 4. 由图 15、图 16 和表 4 可见, 采用 PI 控制的转速跟踪性能差, 无论在加速还是减速过程中都会存在超调量过大和调整时间过长的问题. 采用 STSMC 的转速跟踪性能虽然要优于 PI 控制, 但受符号函数高速切换的影响, 其在调速时无法进行平滑的切换, 当在中高速运行时, 系统会出现抖振较大的问题. 而本文所设计的 IMSTSMC-FOO, 在可变指数切换函数和 FOO 的作用下, 无论在低速、中速还是高速的运行情况下, 均可保持稳定且快速的跟踪性能.

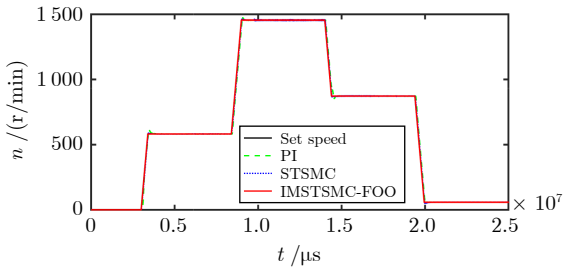

图 15 三种控制方案下的突变转速跟踪响应曲线

Fig. 15 The response curves of tracking for sudden speed changes under three control schemes

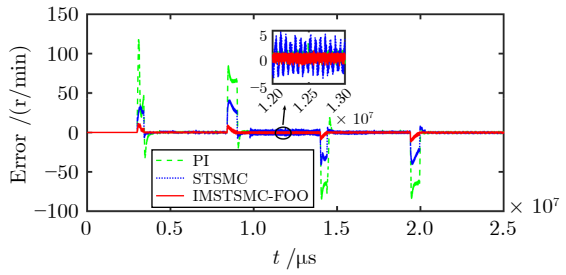

图 16 三种控制方案下的突变转速跟踪误差响应曲线

Fig. 16 The response curves of tracking errors for sudden speed changes under three control schemes

为测试所提控制器在突增负载时的性能, 在上位机软件中, 当 $t = 3$ s 时突增 15 N·m 的外部负载, PI 控制、STSMC 和 IMSTSMC-FOO 的突增负载曲线和 q 轴电流曲线如图 17 和图 18 所示, 突增负载控制性能见表 5. 由图 17、图 18 和表 5 可知, 采用 PI 控制的转速掉落量最大, 恢复时间最长, q 轴电流恢复后会存在一定的波动问题. 而 STSMC 在超螺旋滑模算法本身强鲁棒性的优势下, 使其掉落量要低于 PI 控制, 但仍存在恢复时间较长和 q 轴电流波动较大的缺点. 而 IMSTSMC-FOO 在保留超螺旋滑模算法优点的同时, 通过引入比例系数项, 当面对突加负载时, 实现了转速掉落量最小, 恢复时间最短和 q 轴电流波形恢复稳定的效果.

表 4 三种控制方案下的突变转速控制性能表

Table 4 The performance table of sudden change speed control under three control schemes

	控制方式	收敛时间 (s)	超调量 (%)	转速波动 (r/min)
第 1 段	PI	4.028	5.493	± 2.0
	STSMC	3.658	1.178	± 2.0
	IMSTSMC-FOO	3.420	0.067	± 1.5
第 2 段	PI	9.516	1.347	± 3.0
	STSMC	9.284	0.544	± 4.0
	IMSTSMC-FOO	9.013	0.096	± 1.5
第 3 段	PI	14.741	2.184	± 2.5
	STSMC	14.548	0.774	± 2.0
	IMSTSMC-FOO	14.405	0.055	± 1.0
第 4 段	PI	20.117	12.992	± 1.5
	STSMC	20.193	14.167	± 1.5
	IMSTSMC-FOO	19.972	1.128	± 1.0

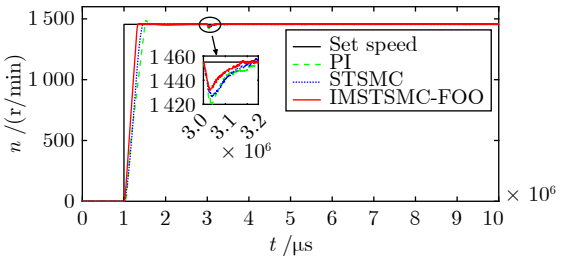

图 17 三种控制方案下的突增负载转速响应曲线

Fig. 17 The response curves of sudden load increase speed under three control schemes

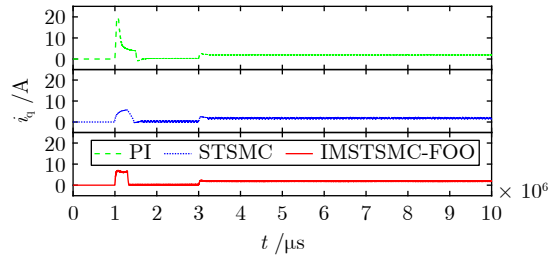

图 18 三种控制方案下的 q 轴电流响应曲线

Fig. 18 The q-axis current response curves under three control schemes

为测试磁链在线观测器的辨识性能, 设定额定转子磁链幅值为 0.842 5 Wb, FOO 在实物上的磁链在线辨识曲线如图 19 所示. 由图 19 可知, FOO 解决了传统电压模型的积分偏移和文献 [20−22] 中速度控制器转矩常数 K_t 中的 ψ_r 为定常值的问题, 所辨识的转子磁链幅值误差可控制在 ± 0.003 Wb,

表 5　三种控制方案下的突增负载转速控制性能表

Table 5　The performance table of sudden load increase speed control under three control schemes

控制方式	恢复时长 (s)	掉落量 (r/min)
PI	0.241	33.7
STSMC	0.219	29.2
IMSTSMC-FOO	0.184	23.1

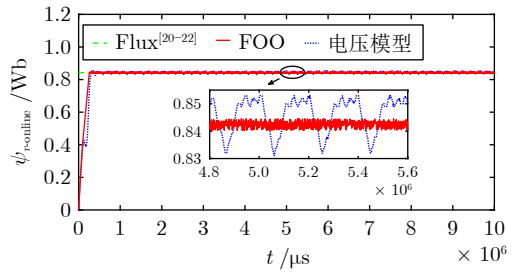

图 19　磁链在线辨识曲线

Fig. 19　Flux online identification curve

比电压模型提高 79.31% 的精度, 提升了系统的控制精度.

通过实机测试分析可得, 在阶跃启动、突变转速跟踪和突增负载三种实际工况下, 本文所提出的控制器与 PI 控制和 STSMC 相比, 在响应速度、鲁棒性和控制精度方面均表现出优异的控制性能. 此外, 在磁链辨识实验中, FOO 克服了积分偏移和惯性延迟问题, 放宽了转矩常数 K_t 中的 ψ_r 为定常值的条件.

5　结束语

本文研究基于磁链在线辨识下的异步电机改进超螺旋滑模调速控制问题. 针对异步电机典型超螺旋滑模速度控制器收敛慢和转速脉动较大的问题, 设计一种改进超螺旋滑模算法和可变指数切换函数. 考虑到转子磁链受惯性延迟的影响, 设计一种磁链在线观测器进行转子磁链在线辨识. 经过仿真和实验测试验证, 本文所提方法提升了系统的收敛速度、控制精度和鲁棒性, 放宽了转矩常数 K_t 中的 ψ_r 为定常值的条件, 解决了积分偏移的问题. 未来将进一步研究低速大转矩运行控制问题.

References

1　Zhang J, Yu J, Chen X, Liu J. Discrete-time adaptive fuzzy event-triggered command filtered control for induction motors with input saturation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2023, **71**(3): 1271−1275

2　Jung C, Torrico C R C, Carati E G. Adaptive loss model control for robustness and efficiency improvement of induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, **69**(11): 10893−10903

3　Luo C, Wang B, Yu Y. Decoupled stator resistance estimation for speed-sensorless induction motor drives considering speed and load torque variations. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, **8**(2): 1193−1207

4　Liu Le, Liu Peng, Wang Xin. Position tracking optimization control of induction motor with prescribed performance based on Luenberger observer. *Control Theory and Applications*, 2023, **40**(6): 1043−1052
(刘乐, 刘鹏, 王馨. 基于龙伯格观测器的感应电机预设性能位置跟踪优化控制. 控制理论与应用, 2023, **40**(6): 1043−1052)

5　Wang Shu-Ping, Zhang Guo-Shan. Robust dissipative control for linear systems via PI controller. *Control and Decision*, 2012, **27**(8): 1139−1144
(王淑平, 张国山. 基于 PI 控制器的线性系统的鲁棒耗散控制. 控制与决策, 2012, **27**(8): 1139−1144)

6　Gunabalam R, Subbiah V. Speed sensorless vector control of induction motor drive with PI and fuzzy controller. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2015, **5**(3): 315−325

7　Zhang Y, Yin Z, Li W. Adaptive sliding-mode-based speed control in finite control set model predictive torque control for induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, **36**(7): 8076−8087

8　Wang Zheng-Qi, Liu Xian-Xing. Nonlinear internal model control for bearingless induction motor based on neural network inversion. *Acta Automatica Sinica*, 2013, **39**(4): 433−439
(王正齐, 刘贤兴. 基于神经网络逆系统的无轴承异步电机非线性内模控制. 自动化学报, 2013, **39**(4): 433−439)

9　Ma P, Yu J, Wang Q G. Filter-and observer-based finite-time adaptive fuzzy control for induction motors systems considering stochastic disturbance and load variation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, **38**(2): 1599−1609

10　Ei-Sousy F F M, Amin M M, Mohammed O A. Robust adaptive neural network tracking control with optimized super-twisting sliding-mode technique for induction motor drive system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, **58**(3): 4134−4157

11　Chen Chuang, Wang Bo, Yu Yong. An improved exponential reaching law based-sliding mode observer for speed-sensorless induction motor drives. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, **35**(S1): 155−163
(陈闯, 王勃, 于泳. 基于改进指数趋近律的感应电机滑模转速观测器研究. 电工技术学报, 2020, **35**(S1): 155−163)

12　Li Zhong-Qi, Zhou Liang, Yang Hui. Data-driven model-free adaptive integral sliding mode predictive control for high-speed electric multiple unit. *Acta Automatica Sinica*, 2024, **50**(1): 194−210
(李中奇, 周靓, 杨辉. 高速动车组数据驱动无模型自适应积分滑模预测控制. 自动化学报, 2024, **50**(1): 194−210)

13　Cai Yun-Song, Xu Jing, Niu Yu-Gang. Attitude consensus control of UAV swarm based on adaptive multi-scale super-twisting algorithm. *Acta Automatica Sinica*, 2023, **49**(8): 1656−1666
(蔡运颂, 许璟, 牛玉刚. 基于自适应多尺度超螺旋算法的无人机集群姿态同步控制. 自动化学报, 2023, **49**(8): 1656−1666)

14　Lian S, Meng W, Shao K, Zheng J, Zhu S, Li H. Full attitude control of a quadrotor using fast nonsingular terminal sliding mode with angular velocity planning. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, **70**(4): 3975−3984

15　Krim S, Gdaim S, Mtibaa A. FPGA-based real-time implementation of a direct torque control with second-order sliding mode control and input-output feedback linearisation for an induction motor drive. *IET Electric Power Applications*, 2020, **14**(3): 480−491

16　Liu Lu, Ding Shi-Hong, Li Shi-Hua. A survey for high-order sliding mode control theory. *Control Theory and Applications*, 2022, **39**(12): 2193−2201

(刘陆, 丁世宏, 李世华. 高阶滑模控制理论综述. 控制理论与应用, 2022, **39**(12): 2193−2201)

17 Kali Y, Ayala M, Rodas J. Time delay estimation based discrete-time super-twisting current control for a six-phase induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, **35**(11): 12570−12580

18 Nurettin A, Ínanç N. High-performance induction motor speed control using a robust hybrid controller with a supertwisting sliding mode load disturbance observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, **70**(8): 7743−7752

19 Halimi H, Elgarouaz M, Lazrak L. High-order sliding mode control with hyperbolic evaluation function for improving performances of a squirrel-cage induction motor fed by a two-level inverter. *International Journal of Dynamics and Control*, 2024, **12**(8): 2929−2943

20 Ning Bo-Wen, Zhou Feng-Xing, Lu Shao-Wu. A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller. *Control and Decision*, 2021, **36**(4): 953−958
(宁博文, 周凤星, 卢少武. 基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制. 控制与决策, 2021, **36**(4): 953−958)

21 Wang B, Wang T, Yu Y. Second-order terminal sliding-mode speed controller for induction motor drives with nonlinear control gain. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, **70**(11): 10923−10934

22 Teja A V R, Chakraborty C, Pal B C. Disturbance rejection analysis and FPGA-based implementation of a second-order sliding mode controller fed induction motor drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2018, **33**(3): 1453−1462

23 Zhang Jie, Chai Jian-Yun, Sun Xu-Dong. An improved voltage model integral algorithm of induction motors based on the orthogonality between back EMF and flux. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, **29**(3): 41−49
(张杰, 柴建云, 孙旭东. 基于反电动势与磁链正交性的异步电机电压模型积分改进算法. 电工技术学报, 2014, **29**(3): 41−49)

24 Devanshu A, Singh M, Kumar N. An improved nonlinear flux observer based sensorless FOC IM drive with adaptive predictive current control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, **35**(1): 652−666

25 Jo G J, Choi J W. Rotor flux estimator design with offset extractor for sensorless-driven induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, **37**(4): 4497−4510

26 He Zhi-Ming, Liao Yong, Xiang Da-Wei. Improvement of low-pass filter algorithm for stator flux estimator. *Proceedings of the CSEE*, 2008, **28**(18): 61−65
(何志明, 廖勇, 向大为. 定子磁链观测器低通滤波器的改进. 中国电机工程学报, 2008, **28**(18): 61−65)

27 Sun Yu-Xin, Tang Jing-Wei, Shi Kai. Vector control of speed sedsorless bearingless induction motors using improved MRAS. *Control Theory and Applications*, 2019, **36**(6): 939−950
(孙宇新, 唐敬伟, 施凯. 改进型 MRAS 无速度传感器的无轴承异步电机矢量控制. 控制理论与应用, 2019, **36**(6): 939−950)

28 Çavuş B, Aktaş M. A new adaptive terminal sliding mode speed control in flux weakening region for DTC controlled induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, **39**(1): 449−458

29 Jiang D, Yu W, Wang J. Dynamic analysis of DFIG fault detection and its suppression using sliding mode control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, **11**(1): 643−656

30 Seeber R, Horn M. Stability proof for a well-established super-twisting parameter setting. *Automatica*, 2017, **84**: 241−243

31 Wang Z. Adaptive smooth second-order sliding mode control method with application to missile guidance. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2017, **39**(6): 848−860

32 Jo G J, Choi J W. Gopinath model-based voltage model flux observer design for field-oriented control of induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, **34**(5): 4581−4592

谢国超 江苏师范大学电气工程及自动化学院硕士研究生. 主要研究方向为异步电机无速度传感器控制.
E-mail: 2020221748@jsnu.edu.cn
(**XIE Guo-Chao** Master student at the School of Electrical Engineering and Automation, Jiangsu Normal University. His main research interest is sensorless speed control of asynchronous motors.)

段 纳 江苏师范大学电气工程及自动化学院教授. 主要研究方向为非线性系统控制理论及应用. 本文通信作者. E-mail: duanna@jsnu.edu.cn
(**DUAN Na** Professor at the School of Electrical Engineering and Automation, Jiangsu Normal University. Her research interest covers nonlinear system control theory and applications. Corresponding author of this paper.)

万昌晖 江苏师范大学电气工程及自动化学院硕士. 主要研究方向为异步电机自抗扰控制.
E-mail: 2020211637@jsnu.edu.cn
(**WAN Chang-Hui** Master of the School of Electrical Engineering and Automation, Jiangsu Normal University. His main research interest is active disturbance rejection control for asynchronous motors.)

臧 航 无锡信捷电气股份有限公司电机控制算法工程师. 主要研究方向为大功率电机控制.
E-mail: zanghang@xinje.cc
(**ZANG Hang** Engineer of motor control algorithm at Wuxi Xinje Electric Co., Ltd.. His main research interest is the control of high-power motors.)