

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106041

六相感应电机二阶滑模无速度传感器控制*

刘玉 陈高丽

(郑州工业应用技术学院 机电工程学院 郑州 451150)

摘要: 围绕六相感应电机(IM)的高性能无速度传感器驱动控制问题,设计了一种二阶滑模(SOSM)模型参考自适应系统(MRAS)估计器,实现了六相IM的无速度传感器优化直接转矩控制(DTC)。新型控制方案中使用了超扭曲算法(STA)提出了一种补偿磁链观测器,本质上属于SOSM策略,并将观测器用作MRAS转速估计参考模型。此外,针对DTC策略中的转速外环设计了基于STA的SOSM控制器,以提高对外部负载扰动的鲁棒性。最后,测试结果验证了二阶滑模MRAS无速度传感器DTC控制策略可以克服经典滑模控制固有的抖振问题,并对参数不确定性和直流偏置具有较强的鲁棒性。

关键词: 六相感应电机;无速度传感器;二阶滑模控制;模型参考自适应系统;直接转矩控制

中图分类号: TM346 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

Second-order sliding-mode speed sensorless control strategy for six-phase induction motor

Liu Yu Chen Gaoli

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Zhengzhou University of Industrial Technology, Zhengzhou 451150, China)

Abstract: Focusing on the high-performance speed sensorless drive control of six-phase induction motor (IM), a second-order sliding mode (SOSM) model reference adaptive system (MRAS) estimator is designed to realize the optimized speed sensorless direct torque control (DTC) for six-phase IM. The super twisting algorithm is used in the new control scheme to propose a compensated flux observer, which is inherently an SOSM strategy. This observer is adopted as the reference model for MRAS speed estimation. In addition, a SOSM controller based on the upper twisting algorithm is designed for the speed outer loop in the DTC to improve the robustness to external load disturbances. Finally, the test results verified the SOSM MRAS speed sensorless DTC strategy can overcome the inherent chattering problem of classical sliding mode control, and has strong robustness to parameter uncertainties and dc bias.

Keywords: six-phase induction motor; speed sensorless; second-order sliding mode control; model reference adaptive system; direct torque control

0 引言

相对于三相电机,多相电机具有诸多优点,如易于故障诊断和容错运行^[1-3]、功率密度高^[4]、不对称补偿^[5]等,故近几十年得到了广泛研究。其中六相感应电机(induction motor, IM)是一种较为常见的多相电机,具有机械结构强、易于维护和模块化的优势^[6]。

由于模型参数不确定性、扰动和高阶动态等原因,六相IM的无速度传感器控制策略设计仍是一项具有挑战性的任务^[7]。通常,转速估计技术可分为两大类:基于信号注入

的方案^[8]和基于模型的方法,后者又可细分为自适应观测器^[9]、滑模观测器^[10-11]、卡尔曼滤波器^[12]和模型参考自适应系统(model reference adaptive system, MRAS)估计器^[13]。基于信号注入的转速估计方案的主要问题是需要额外注入信号带来一些系统负担,而基于模型的转速估计方案也会遇到一些问题,如参数不确定性、直流偏置和噪声等。在线估计电机参数是一种提高对参数不确定鲁棒性的一种解决方案,但系统输入信号中频率点不足是一个较大的局限^[14]。卡尔曼滤波器对噪声具有鲁棒性,但计算复杂,而滑模观测器对参数不确定性和外部噪声均具有一定

收稿日期:2021-03-18

* 基金项目:河南省教育厅高等教育教学改革研究项目(2019SJGLX512)、教育部高等教育司产学研合作项目(201901153037)资助

的鲁棒性,且计算负担较小^[15]。MRAS 转速估计器可方便地估计出转速,但所包含的适应律必须保证估计量的收敛性^[16]。对此,文献[17]中将参考模型中实际电压信号用相应的电压指令信号代替,可增强低速时的稳定性。文献[18]基于一阶滑模设计了 MRAS,具有一定的鲁棒性,但由于系统建模不完善,抖振问题明显,故文中采用对不连续控制律的平滑连续逼近以缓解抖振,但这将导致系统鲁棒性下降。文献[19]中设计了分数阶滑模变结构 MRAS,进一步提高了鲁棒性,但存在转矩脉动问题,为此文中引入了预测转矩控制,增加了计算负担。

相对于一阶滑模,高阶滑模可在一定程度上克服抖振问题,且不会降低系统鲁棒性。因此,本文将二阶滑模(second-order sliding mode, SOSM)融入 MRAS,设计一种六相 IM 的无速度传感器优化直接转矩控制(direct torque control, DTC)方案。新方案中基于超扭曲算法(super twisting algorithm, STA)设计了补偿磁链观测器用作参考模型,在增强 MRAS 转速估计器鲁棒性的同时还可克服抖振问题。此外, DTC 的转速外环是基于 STA 的 SOSM 控制器实现的,可有效减轻抖振问题,同时保持鲁棒性和简便性。

1 六相 IM 的数学模型

具有两个中性点的非对称六相 IM 可采用矢量空间分解^[20]进行建模,分解后得到 3 个子空间,即 $\alpha-\beta$ 、 z_1-z_2 和 o_1-o_2 子空间。矢量空间分解矩阵 T_6 为:

$$T_6 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1 \\ 1 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$\alpha-\beta$ 子空间中的电压方程为:

$$\begin{cases} u_s = R_s i_s + \dot{\psi}_s \\ 0 = R_r i_r + \dot{\psi}_r - j\omega_r \psi_r \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} u_s = u_{\alpha} + j u_{\beta} \\ i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}, i_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \\ \psi_s = \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta}, \psi_r = \psi_{r\alpha} + j \psi_{r\beta} \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_s 、 i_r 、 ψ_s 和 ψ_r 为定转子电流和磁链矢量; R_s 和 R_r 为定转子电阻; ω_r 为电角速度。磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_s = L_s i_s + L_m i_r \\ \psi_r = L_m i_s + L_r i_r \end{cases} \quad (4)$$

式中: L_s 、 L_r 和 L_m 分别为定转子电感和励磁电感。 z_1-z_2 子空间中的电压方程为:

$$\begin{cases} u_{z1} = R_s i_{z1} + L_{ls} \dot{i}_{z1} \\ u_{z2} = R_s i_{z2} + L_{ls} \dot{i}_{z2} \end{cases} \quad (5)$$

式中: L_{ls} 为定子漏感, u_{z1} 、 u_{z2} 、 i_{z1} 和 i_{z2} 为零序定子电

压和电流。值得注意的是,对于具有两个中性点的六相 IM,零序电流没有通路,可视两个平衡的三相系统。六相 IM 的电磁转矩为:

$$T_e = 3P \psi_s \otimes i_s \quad (6)$$

式中: P 为极对数; \otimes 为叉积。

2 超扭曲算法

若滑动变量 s 的相对阶为 1,则系统的 STA 控制律 u 为:

$$u = -\lambda |s|^\rho \text{sign}(s) + u_1 \quad (7)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u, & |u| > U_M \\ -\zeta \text{sign}(s), & |u| \leq U_M \end{cases}$$

式中: λ 、 ζ 和 U_M 均为常数参数,而 $0 < \rho \leq 0.5$ 。STA 的有限时间收敛是在指定的充分条件下实现的,通常有两种证明方法,一是基于几何技术^[21],二是基于 Lyapunov 稳定性定理^[22]。后续将采用几何方法来证明所设计 SOSM 的有限时间收敛。

3 基于 SOSM 观测器的 MRAS 转速估计器

3.1 传统 MRAS 方案

图 1 为传统 MRAS 转速估计器框图。图 1 中参考模型为电压模型如下:

$$\dot{\psi}_s = -R_s i_s + u_s \quad (8)$$

$$\hat{\psi}_{ru} = L_r (\hat{\psi}_s - \sigma L_s i_s) / L_m \quad (9)$$

式中: $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ 是泄漏系数;“ $\hat{\cdot}$ ”代表变量估计值。

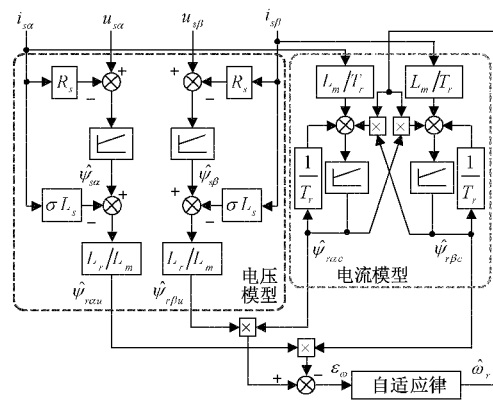


图 1 传统 MRAS 转速估计器框图

图 1 中可调模型为电流模型如下:

$$\hat{\psi}_{rc} = \frac{L_m}{T_r} i_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega}_r \right) \hat{\psi}_{rc} \quad (10)$$

式中: $T_r = L_r / R_r$ 为转子时间常数。MRAS 中估计转子磁链误差方程必须满足 Popov 积分不等式,从而自适应律为:

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \epsilon_\omega \quad (11)$$

式中: K_p 和 K_i 为 PI 增益; ϵ_ω 为转速估计误差;

$$\epsilon_{\omega} = \hat{\psi}_{rac}\hat{\psi}_{r\beta n} - \hat{\psi}_{r\beta}\hat{\psi}_{raa} \quad (12)$$

3.2 基于 SOSM 观测器的改进 MRAS 方案

将 SOSM 磁链观测器作为改进参考模型如下：

$$\dot{\hat{\psi}}_{sa} = -R_s i_{sa} + u_{sa} - \kappa_{ia} \quad (13)$$

$$\dot{\hat{\psi}}_{sb} = -R_s i_{sb} + u_{sb} - \kappa_{ib} \quad (14)$$

式中 κ_{ia} 和 κ_{ib} 为注入信号,由式(7)可设计为:

$$\kappa_{ia} = -\lambda_{ia} |e_{ia}|^{0.5} \text{sign}(e_{ia}) - \zeta_{ia} \int \text{sign}(e_{ia}) dt \quad (15)$$

$$\kappa_{ib} = -\lambda_{ib} |e_{ib}|^{0.5} \text{sign}(e_{ib}) - \zeta_{ib} \int \text{sign}(e_{ib}) dt \quad (16)$$

式中: $e_{ia} = i_{sa} - \hat{i}_{sa}$; $e_{ib} = i_{sb} - \hat{i}_{sb}$; λ_{ia} 、 λ_{ib} 、 ζ_{ia} 和 ζ_{ib} 为 STA 常数参数。式(15)和(16)假设了 STA 中无边界限制,因为通过选择合适的 STA 参数总是可以在有限时间内满足 $|u| \leq U_M$ 。此外,为获取最大的滑动阶数,设置了 ρ 为最大值 0.5。

定子电流估计值为:

$$\hat{i}_{sa} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \hat{\psi}_{sa} - L_m \hat{\psi}_{raa}) \quad (17)$$

$$\hat{i}_{sb} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \hat{\psi}_{sb} - L_m \hat{\psi}_{r\beta a}) \quad (18)$$

采用几何方法可证明观测器有限时间收敛。通过假设真实系统为式(13)和(14)的形式而无信号注入并使用式(4)可得估计误差的动态为:

$$L_s \dot{e}_{ia} = \kappa_{ia} \quad (19)$$

$$L_s \dot{e}_{ib} = \kappa_{ib} \quad (20)$$

如果假设系统状态是有界的,则可以考虑系统标称部分和不确定性部分存在上边界 Γ 。因此,观测器有限时间收敛的充分条件为:

$$\zeta_{ia} > \Gamma_{ia} \quad (21)$$

$$\lambda_{ia}^2 > \frac{2}{\zeta_{ia} - \Gamma_{ia}} \left(\frac{(1+q)(\Gamma_{ia} + \zeta_{ia})}{1-q} \right)^2$$

式中: $0 < q < 1$ 。同样, β 轴分量也有类似的表达式。图 2 为基于 SOSM 的 MRAS 转速估计器框图,参考模型为式(13)~(18),可调模型则由式(10)得到。

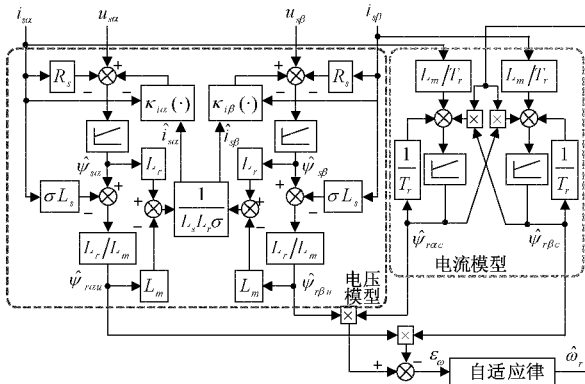


图 2 基于 SOSM 的 MRAS 转速估计器框图

4 六相 IM 无速度传感器优化 DTC 设计

4.1 带占空比控制的 DTC 方案

六相两电平逆变器中 64 个开关状态在 $\alpha-\beta$ 和 z_1-z_2 子空间中产生的电压矢量如图 3 所示。图 4 为基于开关查找表的 DTC 框图。

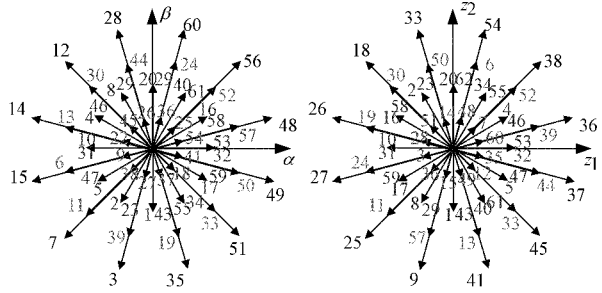


图 3 电压矢量图

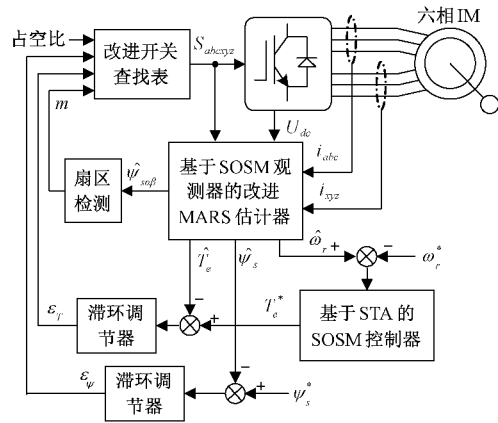


图 4 六相 IM 无速度传感器优化 DTC 框图

如图 4 所示,控制器根据转矩控制信号 ϵ_r 、定子磁链控制信号 ϵ_ψ 和定子磁链位置来选择 $\alpha-\beta$ 子空间中的一个电压矢量,如表 1 所示。

表 1 大电压矢量选择表

ϵ_r ϵ_ψ		矢量选择 (m 为扇区)	ϵ_r ϵ_ψ		矢量选择 (m 为扇区)
1	1	u_{m-1}	0	0	u_0
1	0	u_{m-4}	-1	1	u_{m-2}
0	1	u_0	-1	0	u_{m-5}

其中 ϵ_r 和 ϵ_ψ 由滞环调节器获得,而角速度、定子磁链和电磁转矩由 MRAS 估计。转速外环由基于 STA 的 SOSM 控制器实现,将于后文详述。由于大电压矢量映射到 z_1-z_2 子空间的电压矢量会在定子电流中产生低次谐波,故采用带占空比控制的 DTC,即用大电压矢量和对应的单中电压矢量组合成虚拟矢量,而两者在 z_1-z_2 子空间中方向相反,从而作用相互抵消。大电压矢量和对应的单

中电压矢量持续时间 T_L 和 T_{SM} 可由伏秒平衡原理计算如下:

$$T_L = 0.73T_s, T_{SM} = 0.73T_s \quad (22)$$

式中: T_s 为采样周期。

4.2 基于 STA 的 SOSM 转速控制器设计

下面设计基于 STA 的 SOSM 转速控制器。定义滑动变量 s_ω 为:

$$s_\omega = \omega_r - \omega_r^* \quad (23)$$

式中: ω_r^* 为转速参考,由式(7)可设计实际转矩控制律为:

$$T_a = -\lambda_{T_e} |s_\omega|^{0.5} \text{sign}(s_\omega) - \zeta_{T_e} \int \text{sign}(s_\omega) dt \quad (24)$$

式中: λ_{T_e} 和 ζ_{T_e} 为 STA 常数参数。如前所述,满足充分条件后,该控制律可确保有限时间收敛到滑动曲面。现在,控制律需要一个补充信号来确保系统轨迹在模式终止后停留在滑动曲面上,这通常称为等效控制律。推导得误差动态为:

$$\dot{s}_\omega = \frac{P}{J} (T_e - T_L - \frac{B}{P}\omega_r) - \omega_r^* \quad (25)$$

式中: B 为摩擦系数。在滑动模式下, $t > t_r$ 后系统轨迹由 $s_\omega = \dot{s}_\omega = 0$ 定界,其中 t_r 是到达时间。通过求解 $\dot{s}_\omega = 0$,可推导出等效控制律为:

$$T_{eq} = \hat{T}_L + B\hat{\omega}_r/P \quad (26)$$

从而转矩控制律为:

$$T_e^* = T_a + T_{eq} \quad (27)$$

式(27)中实际参数已被替换为相应的估计参数。从式(26)可看出,等效控制律是基于负载转矩构建的,但转矩传感器存在成本高和安装等问题,故提出了一种基于 STA 的 SOSM 负载转矩观测器。

4.3 基于 STA 的 SOSM 负载转矩观测器设计

实际上,对于六相 IM 而言,机械时间常数远大于电气时间常数,故电量变化时间尺度内,可以忽略负载转矩变化,即假定负载转矩为恒定量 $T_L \approx 0$,从而由等效控制律推导得负载转矩观测器为:

$$\hat{T}_L = \frac{-J}{P} \zeta_\omega \int \text{sign}(e_\omega) dt \quad (28)$$

式中: $e_\omega = \hat{\omega}_r - \bar{\omega}_r$, 其中 $\bar{\omega}_r$ 是转子转速的辅助状态,使用六相 IM 的机械方程可以对其观测。实际上,可使用来自 MRAS 的转子转速估计值 $\hat{\omega}_r$ 和 $\bar{\omega}_r$ 得到负载转矩。 $\hat{\omega}_r$ 的表达式为:

$$\hat{\omega}_r = \frac{P}{J} \hat{T}_L - \frac{B}{J} \bar{\omega}_r - \kappa_\omega \quad (29)$$

式中: κ_ω 为注入观测器的信号,具体为:

$$\kappa_\omega = -\lambda_{e_\omega} |e_\omega|^{0.5} \text{sign}(e_\omega) - \zeta_\omega \int \text{sign}(e_\omega) dt \quad (30)$$

式中: λ_{e_ω} 和 ζ_ω 为 STA 常数参数。观测器的误差动态为:

$$\dot{e}_\omega = -\frac{P}{J} \hat{T}_L - \frac{B}{J} e_\omega + \kappa_\omega \quad (31)$$

使用与式(21)类似的不等式,即满足充分条件后,式(31)所示的控制律可确保有限时间收敛。

5 实验验证

图 5 为六相 IM 驱动系统,基于此系统开展了实验,六相 IM 驱动系统主要包括 1 台六相 IM 及电磁制动器作为负载,六相 IM 主要参数如表 2 所示,基于 TI 的 DSP 芯片 TMS320F28335 构建的数字控制器运行控制算法,基于 Siemens 型号为 BUP314 D 的 IGBT 构建了六相逆变器,此外还配置了各类传感器。

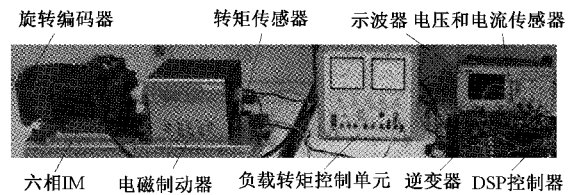
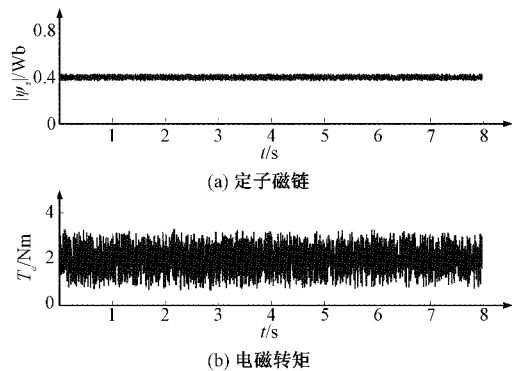


图 5 六相 IM 驱动系统

表 2 六相 IM 参数

参数	数值	参数	数值
额定功率 P_n /kW	0.75	定子电阻 R_s /Ω	11.2
极对数 Z_p	2	转子电阻 R_r /Ω	8.3
相数 φ_n	3	定子电感 L_s /H	0.615 5
额定频率 f_n /Hz	50	转子电感 L_r /H	0.638
额定定子电流 I_m /A	1.75	励磁电感 L_h /H	0.57
额定相电压 U_n /V	415	摩擦系数 fb /Nms	0.004 1
额定转速 ω_n /(r·min ⁻¹)	1 435	转动惯量 J_m /kgm ²	0.002 14

图 6 所示为六相 IM 驱动系统在所提出控制算法作用下的稳态实验波形,包括定子磁链、电磁转矩、估计负载转矩、估计转速和电流波形,其中转速 1 500 r/min,负载转矩 2 Nm。稳态测试结果表明系统的稳态性能已达到预期目标,即额定工况下,转速估计误差接近 0,转速稳态跟踪误差小于 5 r/min,验证了系统稳态运行时,新型 MRAS 方案转速估计和跟踪控制性能较好。



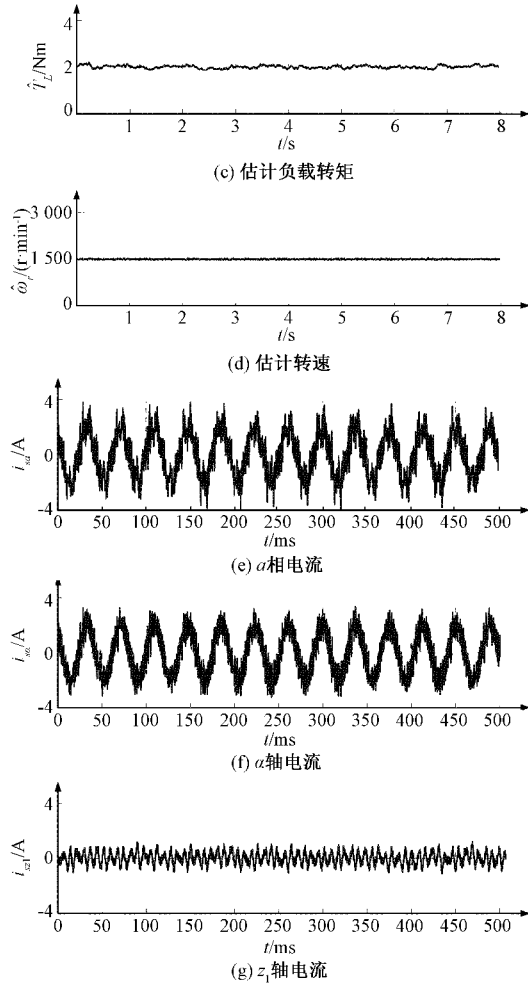


图 6 稳态实验波形

图 7 为动态实验波形,测试中保持空载工况,而 $\omega_r^* = 50 \rightarrow 1\,000$ r/min。图中所示,动态测试结果表明系统的动态性能已达到预期目标,转速超调仅为 26 r/min,转速建立

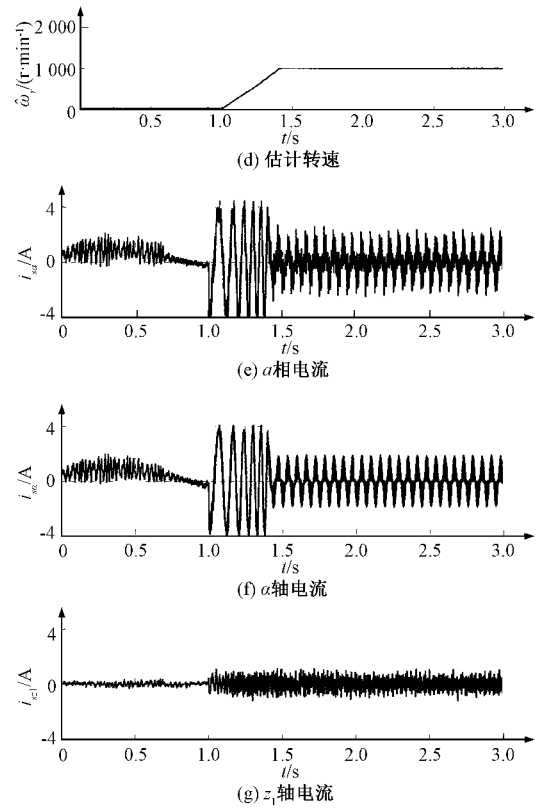
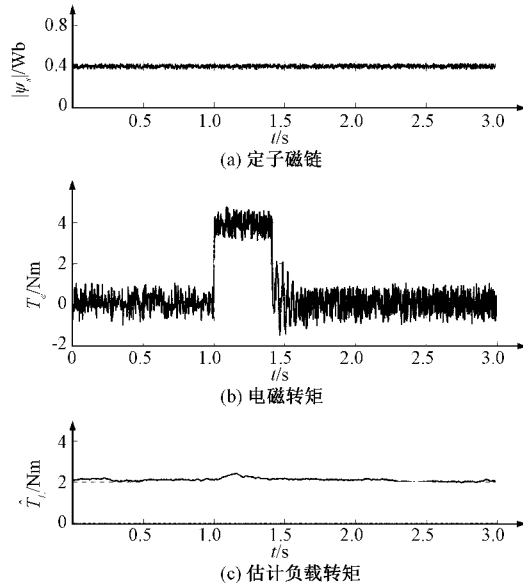
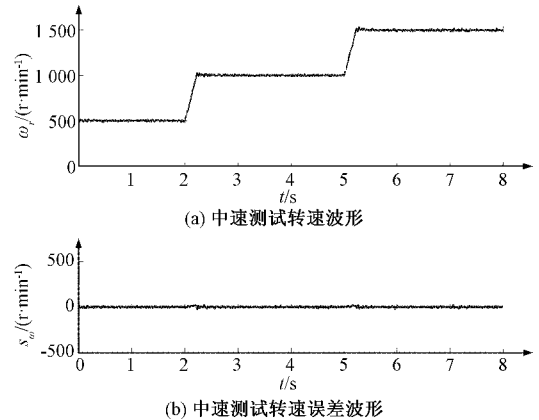


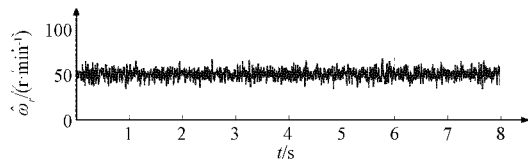
图 7 动态实验波形

时间 0.71 s,响应速度较快,验证了验证了系统动态下,新型 MRAS 方案的动态响应较快。

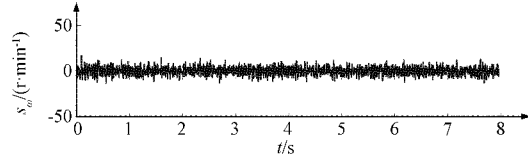
进一步在低中速工况下测试新型 MRAS 转速估计器的效果。图 8(a)和(b)为空载下 $\omega_r^* = 500 \rightarrow 1\,000 \rightarrow 1\,500$ r/min 的估计转速和转速误差波形,图 8(c)和(d)为低速 $\omega_r^* = 50$ r/min 时的估计转速和转速误差波形。测试结果表明,除了转速指令变化的暂态,转速估计误差均接近 0,验证了低中速工况下,系统的动态性能已达到预期目标。

图 9 为基于 SOSM 观测器的 MRAS 转速估计器和传统 MRAS 转速估计器在 R_s 误差 20% 时的估计转速和估计误差波形,其中 $\omega_r^* = 120$ r/min, $T_L = 2$ Nm,图 10 为直流偏置下的测试结果。从波形对比可看出,相对于传统



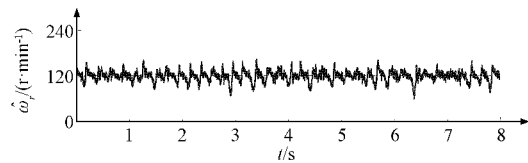


(c) 低速测试转速波形

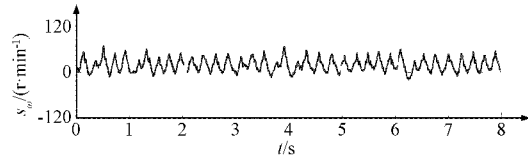


(d) 低速测试转速误差波形

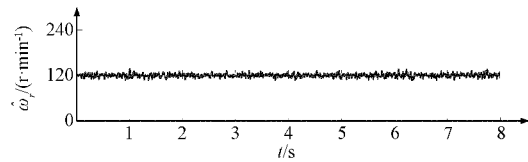
图8 转速估计器测试结果



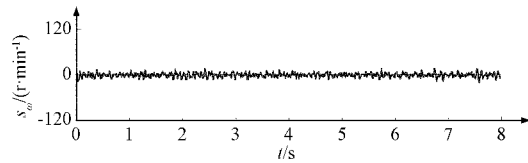
(a) 转速波形 (传统MRAS转速估计器)



(b) 转速误差波形 (传统MRAS转速估计器)

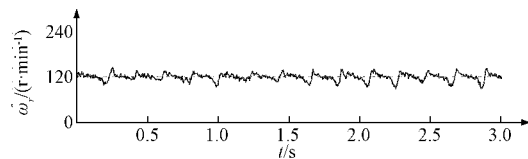


(c) 转速波形 (新型MRAS转速估计器)

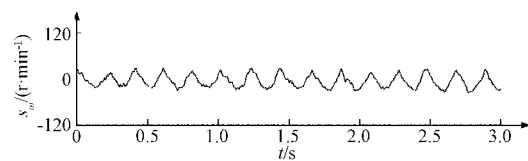


(d) 转速误差波形 (新型MRAS转速估计器)

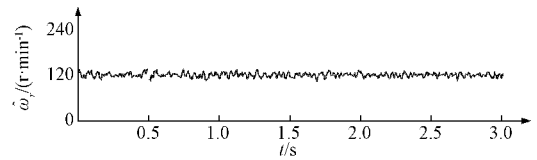
图9 20%R_s 误差下 MRAS 转速估计器试验测试结果



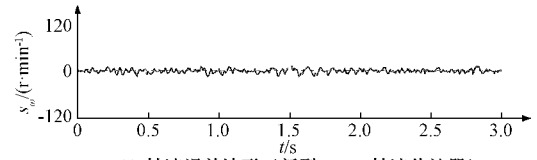
(a) 转速波形 (传统MRAS转速估计器)



(b) 转速误差波形 (传统MRAS转速估计器)



(c) 转速波形 (新型MRAS转速估计器)

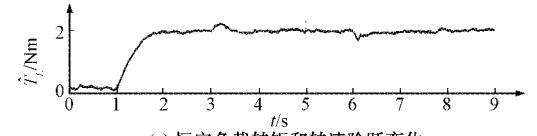


(d) 转速误差波形 (新型MRAS转速估计器)

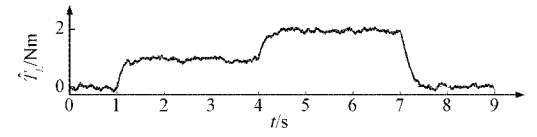
图10 直流偏置下 MRAS 转速估计器试验测试结果

方案,新 MRAS 方案对参数扰动和测量误差具有更好的鲁棒性。

图 11(a)为 $T_L=2\text{ Nm}$ 和 $\omega_r^*=500\rightarrow 1\ 500\rightarrow 500\text{ r/min}$ 时的负载转矩观测器测试结果, $\omega_r^*=2\ 000\text{ r/min}$ 和 $T_L=0\rightarrow 1\rightarrow 2\rightarrow 0\text{ Nm}$ 时的实验结果如图 11(b)所示。图 11 中测试结果验证了所设计负载转矩观测器不同工况下的转矩跟踪性能,且抖振较小。



(a) 恒定负载转矩和转速阶跃变化



(b) 恒定转速和负载转矩阶跃

图11 负载转矩观测器试验测试结果

6 结 论

本文通过将 STA 引入,优化了 MRAS 转速估计参考模型,实现了一种六相 IM 无速度传感器优化 DTC。通过引入高阶滑模构建了新型 MRAS,可显著减小抖振,同时保留对系统参扰动较强的鲁棒性。同时,基于 STA 的 SOSM 转速控制器可克服传统 PI 转速控制器系统动态响应慢和抗扰性差的问题。最后,仿真和试验结果验证了所设计控制策略在不同系统工况下具有优良的控制性能。

参 考 文 献

- [1] 赵凯辉,冷傲杰,何静,等.基于超螺旋滑模观测器的六相永磁同步电机失磁故障重构[J].电子测量与仪器学报,2020,34(10):123-131.
- [2] 胡业林,代斌,宋晓.基于小波包和 AFSA-SVM 的电机故障诊断[J].电子测量技术,2021,41(23):34-38.
- [3] 宫文峰,陈辉,张美玲,等.基于深度学习的电机轴承微小故障智能诊断方法[J].仪器仪表学报,2020,41(1):

- 195-205.
- [4] 任彬. 基于反步滑模的六相 PMSM 的控制研究[J]. 电子测量技术, 2018, 41(23):34-38.
- [5] CHE H S, LEVI E, JONES M, et al. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1):407-417.
- [6] 白敬彩, 王国柱, 范峥, 等. 六相感应电机驱动系统的简易制动方案设计[J]. 电气传动, 2020, 50(8):3-7.
- [7] 张杰, 柴建云, 孙旭东, 等. 双三相异步电机反相高频注入无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23):6162-6171.
- [8] 王要强, 冯玉涛, 马小勇, 等. 永磁同步电机转子位置复合检测及起动运行策略[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(8):230-238.
- [9] 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.
- [10] 周达, 张博, 牟明川. 非奇异终端滑模控制永磁直线同步电机[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(10):84-87.
- [11] 李宏玉, 丁善峰, 余超, 等. 基于滑模变结构的永磁同步电机控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(9):112-116.
- [12] 王大方, 李琪, 张鹏, 等. 带有相电压补偿基于 EKF 的无传感器感应电机转速估计[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(1):35-44.
- [13] 王庆龙, 张兴, 张崇巍. 永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6):897-902.
- [14] AKATSU K, KAWAMURA A. Online rotor resistance estimation using the transient state under the speed sensorless control of induction motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3):553-560.
- [15] XU Z, RAHMAN F M. Comparison of a sliding observer and a Kalman filter for direct-torque-controlled IPM synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11):4179-4188.
- [16] 王涛, 徐英雷. 感应电机低速控制方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2012, 24(2):59-62.
- [17] WANG K, YAO W, LEE K, et al. Regenerating mode stability improvements for combined voltage and current mode flux observer in speed sensorless induction machine control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4):2564-2573.
- [18] WANG F X, DAVARI S A, CHEN ZH, et al. Finite control set model predictive torque control of induction machine with a robust adaptive observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4):2631-2641.
- [19] 缪仲攀, 王志浩, 李东亮, 等. 基于 FOSM-MRAS 观测器的永磁同步电机 MPTC 系统[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4):121-130.
- [20] ZHAO Y, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5):1100-1109.
- [21] LEVANT A. Principles of 2-sliding mode design[J]. Automatica, 2007, 43(4):576-586.
- [22] 涂宇, 王怡, 吴志海, 等. 基于超扭曲算法的解耦非奇异快速终端滑模[J]. 控制工程, 2020, 27(2):271-277.

作者简介

刘玉(通信作者), 工学硕士, 讲师, 主要研究方向为智能控制与测试技术等。

E-mail: liuyuyy8819@126.com

陈高丽, 工学硕士, 讲师, 主要研究方向为电力电子与电力传动技术等。

E-mail: chggllili280@126.com