

基于磁链与负载观测器的异步电机反步滑模控制

陈传广,于海生

(青岛大学 自动化学院,山东 青岛 266071)

摘要:针对参数摄动及负载转矩未知且变化会影响异步电机速度控制的问题,设计了一种改进型指数趋近律的滑模转子磁链观测器,用于估算电机转子磁通值,同时将磁通观测值用于负载转矩的估计。引入磁链误差、转速误差,通过反步滑模控制算法,将转子磁通与负载转矩的观测值用于异步电机控制。在转子电阻摄动与负载转矩未知且变化的情况下,将该控制策略与自适应反步控制方法进行实验结果对比。实验结果表明,该控制策略的响应速度快且跟踪精度高,提高了异步电机速度控制系统的抗干扰性能。最后,提出一种转速软给定方法,实验表明该方法能有效抑制转速变化时刻定子电流与电磁转矩的急剧增加,进一步改善了电机系统的性能。

关键词:异步电机;转子磁链观测器;负载转矩观测器;反步滑模控制;转速软给定

中图分类号:TM343 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20888

Backstepping Sliding Mode Control of Induction Motor Based on Flux Observer and Load Observer

CHEN Chuanguang, YU Haisheng

(School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, Shandong, China)

Abstract: Aiming at the problem that the speed control of induction motor is affected by the parameter perturbation and the unknown and changing of the load torque, a sliding mode rotor flux observer based on the improved exponential approach law was designed to estimate the rotor flux value of the motor, and the flux observation value was used to estimate the load torque. By introducing flux error and speed error, the observation values of rotor flux and load torque were applied to the control of induction motor by backstepping sliding mode control algorithm. In the case of rotor resistance perturbation and the unknown and changing of the load torque, the proposed control strategy was compared with the adaptive backstepping control method by experiment results. The experimental results show that the proposed control strategy has fast response speed and high tracking accuracy, which improves the anti-interference performance of the speed control system of induction motor. Finally, a soft speed setting method was proposed. The experiment shows that the proposed method can effectively restrain the sharp increase of stator current and electromagnetic torque when the speed changes, and further improve the performance of the motor system.

Key words: induction motor(IM); rotor flux observer; load torque observer; backstepping sliding mode control; soft speed setting

异步电机(induction motor, IM)由于价格低廉、可靠耐用、维护要求低以及调速范围广的优点,被广泛用于工业制造中^[1]。然而,异步电机是一个非线性、多变量和强耦合的系统,要想充分发挥其机械性能,需要选择合适的控制方

法^[2]。矢量控制使异步电机的磁通与转矩解耦,进而响应速度加快,调速性能也大幅提升^[3-4]。实际工业生产中,电机的持续运行会导致绕组升温,这会使绕组参数发生摄动,其中转子电阻值会在很大程度上发生改变^[5-6],而且电机负载

基金项目:国家自然科学基金(61573203)

作者简介:陈传广(1994—),男,硕士研究生,Email:chenchuanguang@126.com

转矩通常是未知或不精确的,因此使矢量控制动态响应大打折扣,降低了系统运行的可靠性^[7]。目前,有许多控制算法可以使异步电机系统具有良好的动、静态性能。文献[7]提出了一种暂态矢量估计器,将标量控制(v/f)的鲁棒性与矢量控制的动态性能融合在一起。文献[6]中使用已知回归模型来同时估计电机速度与定、转子电阻,增加了联合估计的稳定性。文献[8]设计了基于Gopinath模型的电压模型磁链观测器,其对转子电阻与互感变化具有鲁棒性。文献[9]利用模型参考自适应(model reference adaptive system, MARS)算法,在线辨识转子时间常数,降低了转子电阻摄动对转速的影响。文献[10]设计的模型预测控制结构简单,降低了参数调节的难度,但不能完全消除系统中的不确定因素和外部扰动。文献[11-12]设计了一种在零频或低频下的速度控制方法,提出一种新型自适应滑模观测器(sliding mode observer, SMO),对定转子电阻进行估计,增加了系统对参数不确定的鲁棒性和估计精度。哈密顿控制在电机参数变化时能够稳定跟随期望转速,但是系统的响应速度较慢^[13]。模糊控制倚赖学者的经验,其应用范围也因此受到限制^[14]。模型参考自适应与神经网络控制运算量大,对处理器性能要求较高,也没有被广泛应用于生产中^[15-16]。滑模变结构控制鲁棒性好,但会使系统产生抖振,抖振过大会影响系统性能^[17]。自适应反步控制可以减弱负载干扰的影响,但跟踪精度依赖于磁通的观测精度^[18]。转子电阻摄动时,传统的开环磁链观测器不能准确估计出电机磁通值,常规滑模磁链观测器观测值抖振较大^[19-20]。

本文设计了转子磁链观测器、负载转矩观测器与反步滑模控制算法,将转子磁通观测值用于负载转矩的估计,并将磁链与负载的观测值送入反步滑模控制器。实验结果表明,在转子电阻摄动与负载未知且变化时,该策略具有更好的运行性能。最后,针对电机启动或转速突变时定子电流与电磁转矩急剧增加的问题,提出了一种转速软给定策略,实验结果验证了该软给定方法的有效性。

1 异步电机数学模型

在d-q同步旋转坐标系下,按转子磁链定向 $\lambda_{rd} = \lambda_r, \lambda_{rq} = 0$,异步电机的数学模型为^[19]

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \frac{u_{sd}}{L_c} - \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \lambda_{rd} \\ \dot{i}_{sq} = \frac{u_{sq}}{L_c} - \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{L_m \omega_r}{L_c L_r} \lambda_{rd} \\ \dot{\lambda}_{rd} = \frac{1}{T_r} (L_m i_{sd} - \lambda_{rd}) \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J} (\tau - \tau_L) \end{cases} \quad (1)$$

其中 $L_c = (L_s L_r - L_m^2)/L_r$ $T_r = L_r/R_r$
 $\tau = (n_p L_m \lambda_{rd} i_{sq})/L_r$ $\omega_r = n_p \omega$
 $\omega_s = n_p \omega + (L_m i_{sd})/(T_r \lambda_{rd})$

式中: T_r 为转子时间常数; i_{sd}, i_{sq} 分别为d、q轴的定子电流; u_{sd}, u_{sq} 分别为d、q轴的定子电压; $\lambda_{rd}, \lambda_{rq}$ 分别为d、q轴的转子磁链; R_s, R_r 分别为定子和转子电阻; L_s, L_r, L_m 分别为定子电感、转子电感和定转子之间的互感; ω 为转子机械角速度; ω_s, ω_r 分别为定子电角速度和转子电角速度; J 为转动惯量; n_p 为极对数; τ, τ_L 分别为电磁转矩和负载转矩。

2 异步电机控制系统框图

图1为异步电机反步滑模控制系统框图。观测器通过定子电流与转速的测量值,估计出磁通与负载,最后将测量值与观测值一起送入反步滑模控制器。

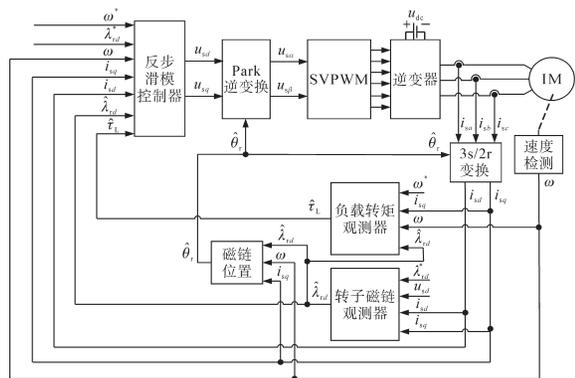


图1 异步电机反步滑模控制系统框图

Fig.1 Structure diagram of backstepping sliding mode control of induction motor

3 转子磁链观测器设计

由于转子磁链 λ_{rd} 无法直接测得,根据式(1)所示的异步电机的数学模型,设计闭环指数趋近律的滑模转子磁链观测器。

观测器设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{sd} = \frac{u_{sd}}{L_c} - \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r}\right) \hat{i}_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \hat{\lambda}_{rd} + i_{fb} \\ \dot{\hat{\lambda}}_{rd} = \frac{1}{T_r} (L_m i_{sd} - \hat{\lambda}_{rd}) + k_1 i_{fb} \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} i_{fb} &= k_2 \text{sgn}(\tilde{i}_{sd}) + k_3 |\tilde{i}_{sd}|^f \text{sgn}(\tilde{i}_{sd}) + k_4 |\tilde{i}_{sd}|^g \tilde{i}_{sd} \quad (3) \\ \tilde{i}_{sd} &= i_{sd} - \hat{i}_{sd} \\ \tilde{\lambda}_{rd} &= \lambda_{rd} - \hat{\lambda}_{rd} \end{aligned}$$

式中: $\hat{i}_{sd}, \hat{\lambda}_{rd}$ 分别为 d 轴定子电流和转子磁通的观测值; k_1 为设计参数, $k_1 > 0$; i_{fb} 为 d 轴电流观测方程的反馈校正项; k_2, k_3, k_4, f, g 为设计参数, $k_2 > |L_m \tilde{\lambda}_{rd} / T_r L_c L_r|, k_3 > 0, k_4 > 0, 0 < f < 1, 0 < g < 1$; \tilde{i}_{sd} 为定子电流观测误差的 d 轴分量; $\tilde{\lambda}_{rd}$ 为转子磁通观测误差的 d 轴分量。

通过式(1)和式(2),可得定子电流与转子磁通的观测误差方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_{sd} = -\left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r}\right) \tilde{i}_{sd} + \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \tilde{\lambda}_{rd} - i_{fb} \\ \dot{\tilde{\lambda}}_{rd} = -\frac{1}{T_r} \tilde{\lambda}_{rd} - k_1 i_{fb} \end{cases} \quad (4)$$

定义定子电流与转子磁通观测误差的滑模面为

$$\begin{cases} s_1 = \tilde{i}_{sd} \\ s_2 = \tilde{\lambda}_{rd} \end{cases} \quad (5)$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} s_1^2 \quad (6)$$

根据式(3)~式(5),可得 V_1 的一阶导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s_1 \dot{s}_1 \\ &= \tilde{i}_{sd} \left[-\left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r}\right) \tilde{i}_{sd} + \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \tilde{\lambda}_{rd} - i_{fb} \right] \\ &= -\left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r}\right) \tilde{i}_{sd}^2 - k_2 |\tilde{i}_{sd}| - k_3 |\tilde{i}_{sd}|^{f+1} - \\ &\quad k_4 |\tilde{i}_{sd}|^{g+2} + \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \tilde{\lambda}_{rd} \tilde{i}_{sd} \end{aligned} \quad (7)$$

由于设计参数满足 $k_2 > |L_m \tilde{\lambda}_{rd} / T_r L_c L_r|, k_3 > 0, k_4 > 0, 0 < f < 1, 0 < g < 1$, 故可得 $\dot{V}_1 \leq 0$ 。当且仅当 $\tilde{i}_{sd} = 0$, 即 $s_1 = 0$ 时, $\dot{V}_1 = 0$ 。根据 Lyapunov 稳定性定理可知, d 轴定子电流是渐近收敛的。当系统到达滑模面的平衡原点后, 即 $s_1 = 0$ 后, 由式(4)可得等效控制率为

$$i_{fb\text{eq}} = \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \tilde{\lambda}_{rd} \quad (8)$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2} s_2^2 \quad (9)$$

根据式(3)~式(5),可得 V_2 的一阶导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s_2 \dot{s}_2 \\ &= \tilde{\lambda}_{rd} \left(-\frac{1}{T_r} \tilde{\lambda}_{rd} - k_1 i_{fb\text{eq}} \right) \\ &= -\frac{1}{T_r} \tilde{\lambda}_{rd}^2 - k_1 \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \tilde{\lambda}_{rd}^2 \end{aligned} \quad (10)$$

由于设计参数满足 $k_1 > 0$, 故可得 $\dot{V}_2 \leq 0$ 。当且仅当 $\tilde{\lambda}_{rd} = 0$, 即 $s_2 = 0$ 时, $\dot{V}_2 = 0$ 。根据 Lyapunov 稳定性定理可知, d 轴磁通是渐近收敛的。在控制律 $i_{fb\text{eq}}$ 的控制下, 磁通观测值 $\hat{\lambda}_{rd}$ 可以在有限时间内收敛至真实值 λ_{rd} 。

根据电机的转子磁链观测值, 得出电机转子磁链位置的估计值 $\hat{\theta}_r$ 为

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t (n_p \omega + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \hat{\lambda}_{rd}}) dt \quad (11)$$

$\hat{\theta}_r$ 的值将用于 $3s/2r$ 变换和 Park 逆变换。

4 反步滑模控制器与负载转矩观测器的设计

4.1 反步控制器与负载转矩观测器设计

定义转速误差、磁链跟踪误差为

$$\begin{cases} e_\omega = \omega^* - \omega \\ e_\lambda = \lambda_{rd}^* - \hat{\lambda}_{rd} \end{cases} \quad (12)$$

式中: ω^* 为给定的转子机械角速度; λ_{rd}^* 为给定的转子 d 轴磁通。

根据式(1), 可得式(12)的一阶导数为

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \quad (13)$$

$$\dot{e}_\lambda = \dot{\lambda}_{rd}^* - \dot{\hat{\lambda}}_{rd} \quad (14)$$

为了更好地抑制负载转矩扰动的影响, 本文在反步控制器的设计步骤中, 设计了负载转矩观测器, 实现了对未知负载转矩的精确估计。定义 Lyapunov 函数为

$$V_3 = \frac{1}{2} (e_\omega^2 + e_\lambda^2 + k_5 e_L^2) \quad (15)$$

其中

$$e_L = \tau_L - \hat{\tau}_L$$

式中: k_5 为设计参数, $k_5 > 0$; $e_L, \hat{\tau}_L$ 分别为负载转矩的误差值和估计值。

根据式(13)、式(14), 可得 V_3 一阶导数为

$$\dot{V}_3 = e_\omega (\dot{\omega}^* - \dot{\omega}_r) + e_\lambda (\dot{\lambda}_{rd}^* - \dot{\hat{\lambda}}_{rd}) - k_5 e_L \dot{\hat{\tau}}_L \quad (16)$$

将式(1)代入式(16),可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = e_\omega \left(\dot{\omega}^* - \frac{n_p L_m \hat{\lambda}_{rd}}{J L_r} i_{sq} + \frac{\hat{\tau}_L}{J} \right) + \\ e_\lambda \left(\dot{\lambda}_{rd}^* - \frac{L_m}{T_r} i_{sd} + \frac{\hat{\lambda}_{rd}}{T_r} \right) + e_L \left(\frac{e_\omega}{J} - k_5 \hat{\tau}_L \right) \end{aligned} \quad (17)$$

根据反步控制原理,定义虚拟控制电流 i_{sd}^* , i_{sq}^* 和负载转矩观测值为

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{T_r}{L_m} \left(\dot{\lambda}_{rd}^* + \frac{\hat{\lambda}_{rd}}{T_r} + k_6 e_\lambda \right) \\ i_{sq}^* = \frac{J L_r}{n_p L_m \hat{\lambda}_{rd}} \left(\dot{\omega}^* + \frac{\hat{\tau}_L}{J} + k_7 e_\omega \right) \\ \hat{\tau}_L = \frac{e_\omega}{k_5 J} + \frac{k_8}{k_5} e_L \end{cases} \quad (18)$$

式中: k_6, k_7, k_8 为设计参数, $k_6 > 0, k_7 > 0, k_8 > 0$ 。

将式(18)代入式(17),可得:

$$\dot{V}_3 = -k_5 e_L^2 - k_6 e_\lambda^2 - k_7 e_\omega^2 \leq 0 \quad (19)$$

当且仅当 $e_L = e_\lambda = e_\omega = 0$ 时, $\dot{V}_3 = 0$ 。

为了计算负载转矩的观测值,将式(1)代入式(18)可得:

$$\hat{\tau}_L = -\frac{k_8}{k_5} J \dot{\omega} + \frac{e_\omega}{k_5 J} + \frac{k_8}{k_5} \left(\frac{n_p L_m \hat{\lambda}_{rd}}{L_r} i_{sq} - \hat{\tau}_L \right) \quad (20)$$

为了使负载转矩观测器表示简单,本文令

$$\hat{\tau}_{L \cdot \text{part}} = \frac{e_\omega}{k_5 J} + \frac{k_8}{k_5} \left(\frac{n_p L_m \hat{\lambda}_{rd}}{L_r} i_{sq} - \hat{\tau}_L \right) \quad (21)$$

则将式(21)代入式(20),且对式(20)积分可得负载转矩观测器为

$$\hat{\tau}_L = -\frac{k_8}{k_5} J \omega + \hat{\tau}_{L \cdot \text{part}} \quad (22)$$

4.2 滑模控制器设计

为了计算定子电压 u_{sd} 和 u_{sq} , 定义电流误差为

$$\begin{cases} e_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \\ e_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \end{cases} \quad (23)$$

根据式(1),可得式(23)的一阶导数为

$$\begin{cases} \dot{e}_{isd} = u_1(t) - \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isd} \\ \dot{e}_{isq} = u_2(t) - \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isq} \end{cases} \quad (24)$$

其中

$$\begin{cases} u_1(t) = \dot{i}_{sd}^* - \frac{u_{sd}}{L_c} - \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \hat{\lambda}_{rd} + \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) i_{sd}^* \\ u_2(t) = \dot{i}_{sq}^* - \frac{u_{sq}}{L_c} + \omega_s i_{sd} + \frac{L_m \omega_r}{L_c L_r} \hat{\lambda}_{rd} + \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) i_{sq}^* \end{cases} \quad (25)$$

定义滑模面为

$$\begin{cases} s_3 = e_{isd} + k_9 \int_0^t e_{isd} dt \\ s_4 = e_{isq} + k_{10} \int_0^t e_{isq} dt \end{cases} \quad (26)$$

式中: k_9, k_{10} 为设计参数, $k_9 > 0, k_{10} > 0$ 。

定义 Lyapunov 函数为

$$V_4 = (s_3^2 + s_4^2)/2 \quad (27)$$

根据式(26),可得 V_4 的一阶导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 = s_3 \dot{s}_3 + s_4 \dot{s}_4 \\ = s_3 (\dot{e}_{isd} + k_9 e_{isd}) + s_4 (\dot{e}_{isq} + k_{10} e_{isq}) \end{aligned} \quad (28)$$

将式(24)代入式(28),可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 = s_3 [u_1(t) - \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isd} + k_9 e_{isd}] + \\ s_4 [u_2(t) - \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isq} + k_{10} e_{isq}] \end{aligned} \quad (29)$$

根据反步控制原理,设计 $u_1^*(t)$ 和 $u_2^*(t)$ 为

$$\begin{cases} u_1^*(t) = \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isd} - k_9 e_{isd} - k_{11} |s_3|^m \text{sgn}(s_3) - k_{12} |s_3|^n s_3 \\ u_2^*(t) = \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isq} - k_{10} e_{isq} - k_{13} |s_4|^m \text{sgn}(s_4) - k_{14} |s_4|^n s_4 \end{cases} \quad (30)$$

式中: $k_{11}, k_{12}, k_{13}, k_{14}, m, n$ 为设计参数, $k_{11} > 0, k_{12} > 0, k_{13} > 0, k_{14} > 0, 0 < m < 1, 0 < n < 1$ 。

将式(30)代入式(29),可得:

$$\dot{V}_4 = -k_{11} |s_3|^{m+1} - k_{12} |s_3|^{n+2} - k_{13} |s_4|^{m+1} - k_{14} |s_4|^{n+2} \leq 0 \quad (31)$$

当且仅当 $s_3 = s_4 = 0$ 时, $\dot{V}_4 = 0$ 。

为了计算定子电压 u_{sd} 和 u_{sq} , 将式(30)代入式(25),可得:

$$\begin{cases} u_{sd} = L_c \left[\dot{i}_{sd}^* - \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_c L_r} \hat{\lambda}_{rd} + \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) i_{sd}^* + \right. \\ \left. k_{11} |s_3|^m \text{sgn}(s_3) + k_{12} |s_3|^n s_3 + \left(k_9 - \frac{R_s}{L_c} - \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isd} \right] \\ u_{sq} = L_c \left[\dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} + \frac{L_m \omega_r}{L_c L_r} \hat{\lambda}_{rd} + \left(\frac{R_s}{L_c} + \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) i_{sq}^* + \right. \\ \left. k_{13} |s_4|^m \text{sgn}(s_4) + k_{14} |s_4|^n s_4 + \left(k_{10} - \frac{R_s}{L_c} - \frac{L_m^2}{T_r L_c L_r} \right) e_{isq} \right] \end{cases} \quad (32)$$

5 系统稳定性分析

为了证明所设计控制器的稳定性,定义整个系统的 Lyapunov 函数为

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + V_4 > 0 \quad (33)$$

对式(33)求一阶导数,可得:

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3 + \dot{V}_4 \quad (34)$$

将式(7)、式(10)、式(19)和式(31)代入式(34),可得:

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3 + \dot{V}_4 \leq 0 \quad (35)$$

当且仅当 $s_1 = s_2 = s_3 = s_4 = e_{\lambda} = e_{\omega} = 0$ 时, $\dot{V} = 0$ 。根据Lyapunov稳定性判据和Lasalle不变集可知,所设计的控制系统是全局渐近稳定的。

6 转速软给定

在电机启动或转速设定变化时刻,会产生较大的冲击电流,进而导致电磁转矩急剧升高,严重影响了电机系统的运行安全。因此,本文设计了一种转速软给定的方法,软给定转速为

$$\omega_{\text{soft}}^* = \omega^* (1 - e^{-\frac{t}{T_0}}) \quad (36)$$

式中: ω_{soft}^* 为转速软给定值; t 为系统运行时间; T_0 为软给定尺度, $T_0 > 0$ 。

转速软给定值 ω_{soft}^* 可以使电机速度控制系统转速设定值平滑变化,进而实现电机实际转速的平滑切换控制。

7 实验验证与结论

为了验证所设计控制策略的实用性,在基于LINKS-RT的感应电机变频调速实验平台上进行实验验证。LINKS-RT是北京灵思创奇公司开发的与Matlab/Simulink连接的变频调速系统。实验平台如图2所示,该平台由异步电机、负载电机、制动电阻、研发型伺服驱动器与仿真机组成。在给定转速变化、负载未知且变化和转子电阻摄动的情况下,将该控制策略与自适应反步控制方法进行实验结果的对比。磁链观测器参数为: $k_1 = 0.00001, k_2 = k_3 = k_4 = 50, f = g = 0.5$;负载观测器参数为: $k_5 = 1100, k_8 = 3500$;控制器参数为: $k_6 = k_7 = 50, k_9 = k_{10} = 1, k_{11} = k_{12} = k_{13} = k_{14} = 1500, m = n = 0.5$;实验时间为20 s。实验采用的异步电机参数为: $P_N = 1.5 \text{ kW}, U_N = 220 \text{ V}, I_N = 5.9 \text{ A}, n_N = 1500 \text{ r/min}, R_s = 0.96 \ \Omega, R_r = 0.93 \ \Omega, L_s = 118.32 \text{ mH}, L_r = 118.67 \text{ mH}, L_m = 112.23 \text{ mH}, \tau_L = 9.6 \text{ N}\cdot\text{m}, n_p = 2, J = 0.0038 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。

为验证该控制策略对设定转速变化与负载未知且变化的鲁棒性,在 $t=0 \text{ s}$ 时,给定转速 $\omega^* = 200 \text{ r/min}$,转子磁通 $\lambda_r^* = 0.2 \text{ Wb}$,负载 $\tau_L = 1 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

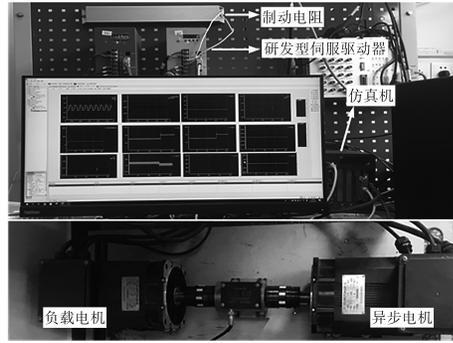


图2 异步电机系统实验平台

Fig.2 Experiment platform of induction motor system

5 s时, ω^* 增加至600 r/min,10 s时, ω^* 增加至1000 r/min,15 s时,负载增加至2 N·m。响应曲线如图3所示。由图3可见,该策略在给定转速 ω^* 变化时,有更快的响应速度;稳态时该策略的跟踪精度更高;负载转矩未知且变化时,该控制策略能准确快速地估计出实际负载转矩,且在负载转矩变化时刻,电机转速波动更小;改进型滑模磁链观测器能准确地观测到电机转子磁链,且较常规滑模观测器的抖振更小。

实验中异步电机转子电阻无法突变,可更改控制器中转子电阻的参数 R_r 来模拟电机转子电阻突变。为验证该控制策略对转子电阻摄动的鲁棒性,在图3的实验条件下, $t=8 \text{ s}$ 时将控制器中的参数 R_r 变为标称值的0.5倍,即 $R_r = 0.465 \ \Omega$ 。实验响应曲线如图4所示。由图4可见,转子电阻突变后,该策略转速波动小且能迅速跟踪至给定转速;所设计的磁链观测器仍能准确观测到转子磁链,且较常规滑模观测器的抖振小。

在图3的实验中,电机启动或给定转速变化时刻,定子电流与电磁转矩急剧增加,这会影响电机系统的寿命与运行安全。采用本文设计的转速软给定的方法,将给定转速 ω^* 通过式(36)转换为软给定转速 ω_{soft}^* ,其中设计参数 $T_0 = 0.2$ 。再次运行图3条件下的电机系统,响应曲线如图5所示,软给定前后数据对比如表1所示。由图3、图5与表1可见,在转速软给定条件下,该控制策略在转速变化的时刻(0 s, 5 s, 10 s),定子电流与电磁转矩的峰值明显减小,验证了转速软给定算法的实用性,增强了电机系统的使用安全。

本文设计了改进型磁链观测器、负载转矩观测器与反步滑模控制策略,提出了一种转速软给定算法。利用电流和转速的测量值,精确估

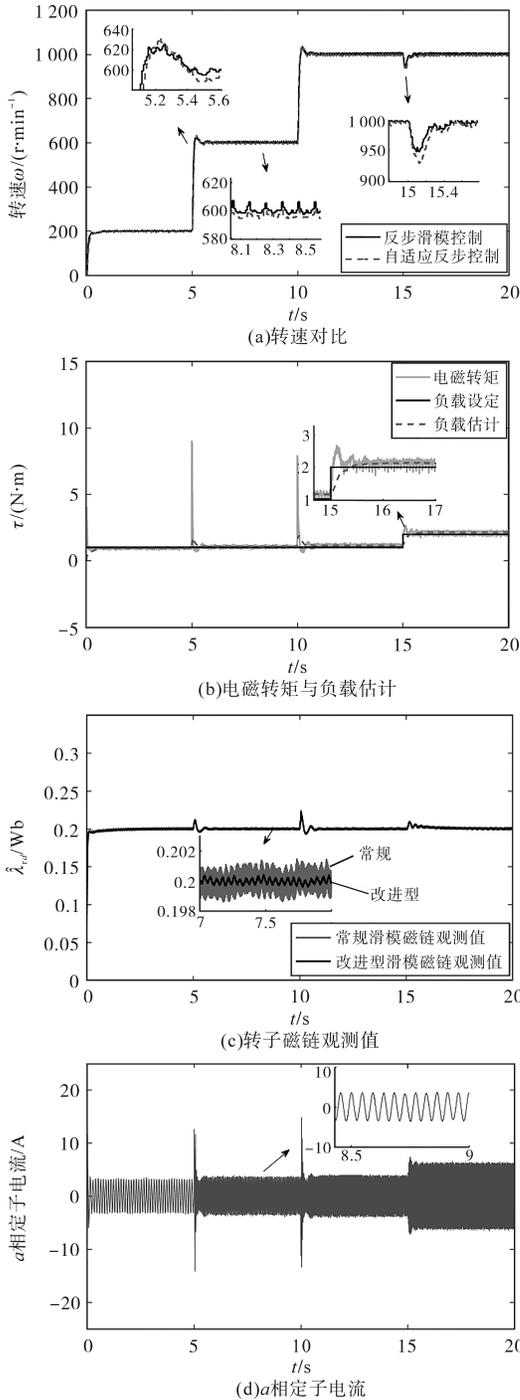


图3 转速与负载转矩变化时的实验曲线

Fig.3 Experimental curves when the speed and load torque change

表1 转速软给定下的数据对比

Tab.1 Data comparison of the soft speed setting

时刻/s	量测值			
	a相电流峰值/A		电磁转矩峰值/(N·m)	
	软给定前	软给定后	软给定前	软给定后
0	11.66	4.26	4.02	1.59
5	12.56	6.60	9.02	2.65
10	14.80	7.40	7.91	2.85

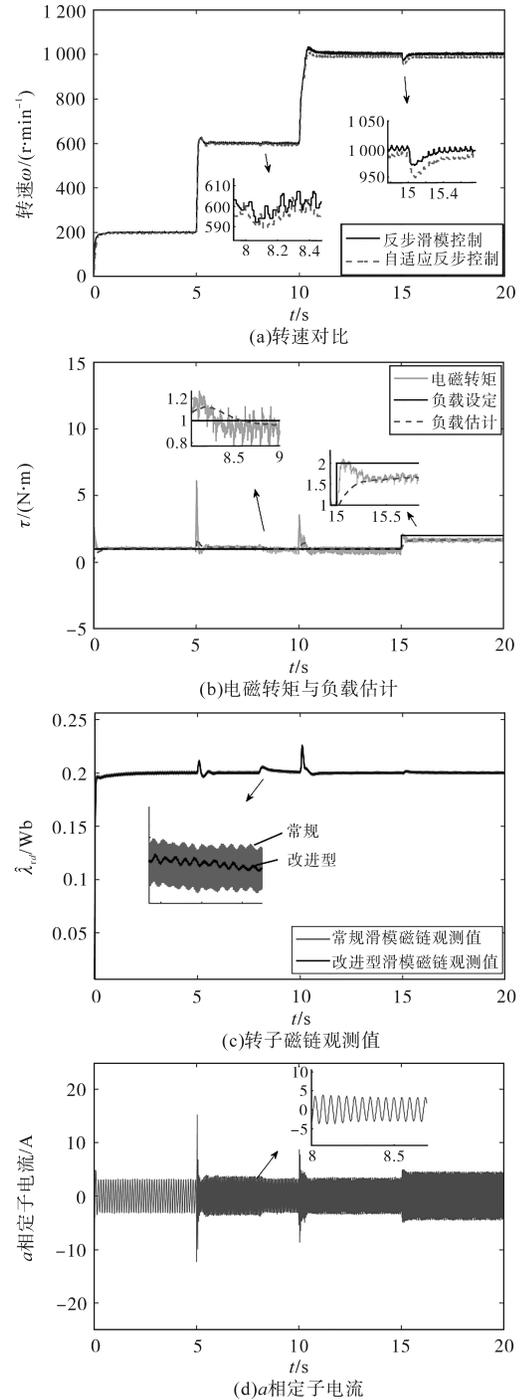


图4 转子电阻扰动时的实验曲线

Fig.4 Experimental curves when the rotor resistance perturbation

计出转子磁通值,同时将磁通观测值用于负载转矩估计。实验结果表明,所设计的观测器可以准确观测出磁通与负载转矩,设计的控制策略响应速度快且稳态精度高,有效抑制了转子电阻扰动与负载扰动对系统性能的影响,使异步电机速度控制具有良好的鲁棒性、动态响应速度与跟踪精度。最后,实验结果验证了转速软给定方法的有效性。

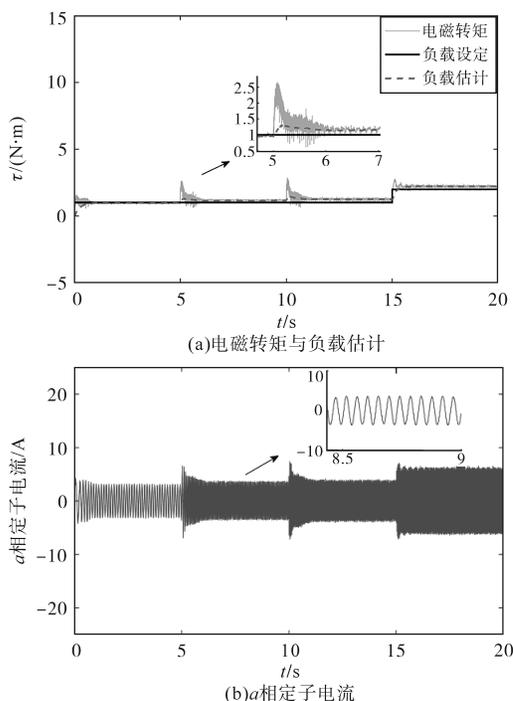


图5 转速软给定下的实验曲线

Fig.5 Experimental curves when the soft speed setting

参考文献

[1] Zerdali Emrah. Adaptive extended Kalman filter for speed-sensorless control of induction motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 789-800.

[2] Yang S Y, Ding D W, Li X, et al. A decoupling estimation scheme for rotor resistance and mutual inductance in indirect vector controlled induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 1033-1042.

[3] 赵德宗,张承进,郝兰英.一种无速度传感器感应电机鲁棒滑模控制策略[J].中国电机工程学报,2006,26(22):122-127.

[4] 王艳,于海生.永磁同步电机反步法与最大输出功率协调控制[J].电气传动,2017,47(10):12-17.

[5] 杨淑英,丁大尉,李曦,等.基于新型转子磁链观测器的异步电机转矩闭环矢量控制[J].中国电机工程学报,2017,37(11):3298-3306.

[6] Chen J H, Huang J, Sun Y. Resistances and speed estimation in sensorless induction motor drives using a model with known regressors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2659-2667.

[7] Siddavatam Ravi Prakash Reddy, Umanand Loganathan. Robust and high-dynamic-performance control of induction motor drive using transient vector estimator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7529-7538.

[8] Jo Gwon-Jae, Choi Jong-Woo, Gopinath model-based voltage model flux observer design for field-oriented control of induc-

tion motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4581-4592.

[9] 张兴,张雨薇,曹朋朋,等.基于定子电流和转子磁链点乘的异步电机转子时间常数在线辨识算法稳定性分析[J].中国电机工程学报,2018,38(16):4863-4872,4992.

[10] Aciego Juan J, Prieto Ignacio González, Duran Mario J. Model predictive control of six-phase induction motor drives using two virtual voltage vectors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 321-330.

[11] Zaky Mohamed S, Metwaly Mohamed K. Sensorless torque/speed control of induction motor drives at zero and low frequencies with stator and rotor resistance estimations[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1416-1429.

[12] Zaky Mohamed S, Metwaly Mohamed K, Azazi Haitham Z, et al. A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6901-6911.

[13] Yu H S, Yu J P, Liu J, et al. Energy-shaping and L2 gain disturbance attenuation control of induction motors[J]. International Journal of Innovative Computing Information and Control, 2012, 8(7): 5011-5024.

[14] Yu J P, Ma Y M, Yu H S, et al. Adaptive fuzzy dynamic surface control for induction motors with iron losses in electric vehicle drive systems via backstepping[J]. Information Sciences, 2016, 376: 172-189.

[15] Das Sukanta, Kumar Rakesh, Pal Abhisek. MRAS-based speed estimation of induction motor drive utilizing machines' d- and q-circuit impedances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4286-4295.

[16] Fu X G, Li S H. A novel neural network vector control technique for induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(4): 1428-1437.

[17] Barambones Oscar, Alkorta Patxi. Position control of the induction motor using an adaptive sliding-mode controller and observers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6556-6565.

[18] Tan Y L, Chang J, Tan H L. Adaptive backstepping control and friction compensation for AC servo with inertia and load uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(5): 944-952.

[19] Sun W, Liu X E, Gao J, et al. Zero stator current frequency operation of speed-sensorless induction motor drives using stator input voltage error for speed estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1490-1498.

[20] 史宏宇,冯勇.感应电机高阶终端滑模磁链观测器的研究[J].自动化学报,2012,38(2):288-294.

收稿日期:2019-09-20

修改稿日期:2019-12-04