

基于扩张状态观测器的异步电机反步 EPH 控制

崔鹏^{1,2}, 于海生^{1,2}, 孟祥祥^{1,2}, 王建坤^{1,2}, 孙毅飞^{1,2}

(1. 青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071;

2. 青岛大学 山东省工业控制技术重点实验室, 山东 青岛 266071)

摘要:针对异步电机转速控制中转子磁链观测精度不足及系统动态响应较慢的问题,设计了一种基于新型扩张状态观测器(ESO)的反步误差端口受控哈密顿(EPH)控制器。首先,采用扩张状态观测器来观测转子磁链,将模型中转子电阻变化量扩展为新的状态,提高转子磁链观测的精度。其次,采用反步控制方法得到 EPH 控制器定子电流的平衡点,设计反步 EPH 控制器,可以有效提高 EPH 控制的动态响应能力。实验结果证明,所设计的控制器与 EPH 控制器相比具有更好的稳定性和更快的响应速度。

关键词:异步电机;转子磁链;扩张状态观测器;反步控制;误差端口受控哈密顿

中图分类号:TM343 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25702

Backstepping EPH Control of Induction Motor Based on Extended State Observer

CUI Peng^{1,2}, YU Haisheng^{1,2}, MENG Xiangxiang^{1,2}, WANG Jiankun^{1,2}, SUN Yifei^{1,2}

(1. School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, Shandong, China;

2. Shandong Province Key Laboratory of Industrial Control Technology, Qingdao University, Qingdao 266071, Shandong, China)

Abstract: A backstepping error port-controlled Hamiltonian (EPH) controller based on a novel extended state observer (ESO) was designed to address the issues of insufficient rotor flux observation accuracy and slow system dynamic response in induction motor speed control. Firstly, an extended state observer was used to observe the rotor flux, expanding the change in rotor resistance in the model to a new state to improve the accuracy of rotor flux observation. Secondly, using the backstepping control method to obtain the balance point of the stator current of the EPH controller, designing a backstepping EPH controller can effectively improve the dynamic response ability of the EPH control. The experimental results demonstrate that the designed controller has better stability performance and faster response speed compared to the EPH controller.

Key words: induction motor (IM); rotor flux; extended state observer (ESO); backstepping control; error port-controlled Hamiltonian (EPH)

异步电机(induction motor, IM)广泛应用于工业中,从控制的角度来看,诸多控制方法已被提出,如反馈线性化控制、矢量控制及其他非线性控制。然而异步电机中的转子磁链不能直接测量,对转子磁链进行准确观测是控制方法中的关键。一般基于电压模型和电流模型的磁链观测器是开环的,内部参数摄动会对观测值的准确性造成影响。近年来人们对于磁链观测器进行了许多研究工作,如信号注入^[1-2]、滑模观测器^[3-7]和

模型参考自适应系统^[8-10]等。文献[11]提出了一种跟踪感应电机转子磁链位置的方法,将低频谐波电流注入到IM中,从谐波积分控制器输出中可提取转子磁链位置误差。文献[12]提出一种全阶状态滑模观测器,可以实时跟踪定子电流与转子磁链,提高了矢量控制时磁场定向的准确性。文献[13]采用递推最小二乘算法得到电机电感参数,将其作为基于瞬时无功功率的模型参考自适应系统中的电机常数,通过设计自适应律,实现

基金项目:国家自然科学基金(62273189);山东省自然科学基金(ZR2021MF005)

作者简介:崔鹏(1998—),男,硕士研究生,主要研究方向为电机驱动与运动控制,Email:cpeng9821@163.com

通讯作者:于海生(1963—),男,博士,教授,主要研究方向为复杂工业过程控制、电机驱动与运动控制、非线性系统控制等,Email:yu.hs@163.com

转子电阻在线辨识。感应电机的参数是模型参考自适应方案中参考模型的关键,然而扩张状态观测器(ESO)对系统模型的精度要求较低,对系统的参数摄动和外部扰动具有较强的抗扰能力。基于ESO思想设计的转子磁链观测器,对系统的建模误差和转子参数摄动均有较好的鲁棒性,因此受到了广泛应用^[14]。

能源问题近年来备受关注,大多控制方法是基于信号来设计控制器,减小误差信号,降低负载和内部参数摄动等扰动对系统的影响。异步电机是一个非线性能量转换设备,有的学者从损耗模型方面进行能量控制^[15-16]。然而从能量角度来研究异步电机,利用能量成型理论可以实现对交流异步电机的高性能控制,端口受控哈密顿(port-controlled Hamiltonian, PH)控制理论就是其中的一种^[17]。文献[18]从欧拉-拉格朗日运动方程描述出发,考虑端口受控的哈密顿模型,PH理论引起了人们的广泛关注。在文献[19]中提出了一种基于PH系统和能量整形(energy-shaping, ES)原理的异步电动机非线性控制方案,采用互连分配和阻尼注入方法,根据ES原理将理想状态误差PH结构分配给闭环IM系统。在文献[20]中考虑了电机的所有参数,利用感应电动机端口控制模型的能量平衡方程,得到了一种损耗模型,并设计了一种新的损耗最小化算法。在文献[21]中采用一种基于无源控制理论和端口受控哈密顿系统的能量控制,解决了级联单独设计的功率转换系统之间相互作用会导致不稳定的问题。

本文采用了新型的扩张状态观测器来观测转子磁链,将转子电阻的不确定项综合为一项,可以消除转子电阻因温度变化而对观测精度产生的影响,提高了系统的鲁棒性。在误差端口受控哈密顿(error port-controlled Hamiltonian, EPH)控制器中,根据反步控制方法求取平衡点。通过实验结果分析,所设计的控制器可以在启动阶段迅速达到给定速度,并在存在外部扰动时速度波动更小,能够提高系统的动态性能与稳态性能。

1 异步电机的数学模型

基于同步旋转的d-q坐标系,笼型异步电机的电磁子系统模型为

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_s = -R_s i_s - \omega_s J_2 \lambda_s + u_s \\ \dot{\lambda}_r = -R_r i_r - (\omega_s - n_p \omega) J_2 \lambda_r \\ J_m \dot{\omega} = \tau_e - \tau_L - B\omega \end{cases} \quad (1)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} n_p \lambda_r^T J_2 i_r = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_r} i_s^T J_2 \lambda_r \quad (2)$$

$$\lambda = Li \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} J_2 = -J_2^T &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} & \lambda &= [\lambda_s^T \quad \lambda_r^T]^T \\ \lambda_s &= [\lambda_{sd} \quad \lambda_{sq}]^T & \lambda_r &= [\lambda_{rd} \quad \lambda_{rq}]^T \\ i &= [i_s^T \quad i_r^T]^T & i_s &= [i_{sd} \quad i_{sq}]^T & i_r &= [i_{rd} \quad i_{rq}]^T \\ L &= \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_m I_2 \\ L_m I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix} & I_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \omega_r &= n_p \omega & u_s &= [u_{sd} \quad u_{sq}]^T \end{aligned}$$

式中: i_{sd}, i_{sq} 分别为定子电流的d,q轴分量; λ_r 为转子磁链; λ_s 为定子磁链; R_s 为定子电阻; R_r 为转子电阻; L_s 为定子电感; L_r 为转子电感; L_m 为互感; τ_e 为电磁转矩; τ_L 为负载转矩; ω_s 为定子输入电压的电角速度; ω_r 为转子电角速度; ω 为转子机械角速度; n_p 为极对数; u_s 为定子电压; J_m 为转动惯量; B 为摩擦系数。

2 IM控制器的设计

由异步电机模型(式(1)),根据转子磁场定向的思想,设计异步电机反步EPH控制器,用反步控制方法求取平衡点,可有效提升系统的动态响应速度;设计新型的扩张状态观测器来观测转子磁链,解决转子电阻因温度变化对观测值精度带来的影响,提升系统的鲁棒性。图1为基于扩张状态观测器的反步EPH控制的系统框图。

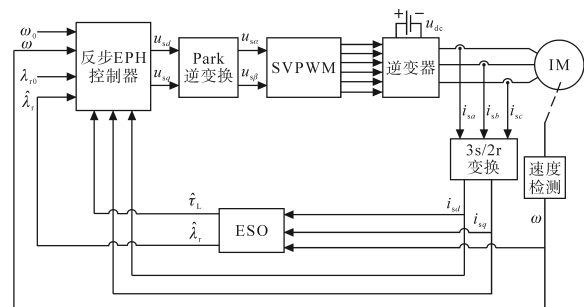


图1 控制系统框图

Fig.1 Control system block diagram

2.1 扩张状态观测器的设计

由异步电机的数学模型式(1),将式(3)代入可写为

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{rd} + \\ \frac{n_p L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \lambda_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \frac{n_p L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \lambda_{rd} + \\ \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \dot{\lambda}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd} + (\omega_s - n_p \omega) \lambda_{rq} \\ \dot{\lambda}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rq} - (\omega_s - n_p \omega) \lambda_{rd} \end{cases} \quad (4)$$

其中 $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$

式中: σ 为电机漏磁系数。

电机运行过程中,转子电阻会发生较大的变化,这对转子磁链观测值会产生影响。假设 ΔR_r 为电阻的变化值,转子电阻的实际值可写为 $R_r + \Delta R_r$,将其代入式(4)可得:

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{rd} + \\ \frac{n_p L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \lambda_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + d_1 \\ \dot{i}_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \frac{n_p L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \lambda_{rd} + \\ \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} + d_2 \\ d_1 = -\frac{L_m^2 \Delta R_r}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \frac{L_m \Delta R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{rd} \\ d_2 = -\frac{L_m^2 \Delta R_r}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} + \frac{L_m \Delta R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{rq} \end{cases} \quad (5)$$

式中: d_1, d_2 为系统的未知扰动。

构建转子磁链的扩张状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd} + (\omega_s - n_p \omega) \lambda_{rq} + d_3 \\ \dot{\lambda}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rq} - (\omega_s - n_p \omega) \lambda_{rd} + d_4 \\ d_3 = \frac{L_m \Delta R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{1}{L_r} \lambda_{rd} \Delta R_r = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} d_1 \\ d_4 = \frac{L_m \Delta R_r}{L_r} i_{sq} - \frac{1}{L_r} \lambda_{rq} \Delta R_r = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} d_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中: d_3, d_4 为系统的未知扰动。

由于转子磁链扩张状态模型是开环结构,其中有纯积分问题,对于稳态误差、直流偏置等问题的自适应能力较差。将转子磁链作为电流观测器中出现的已知部分,并对其进行修正,使转子磁链的估计由开环变为闭环。为增强观测器的准确性、提高收敛速度,修正后的观测器为

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{sd} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \hat{i}_{sd} + \omega_s \hat{i}_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\lambda}_{rd} + \\ \frac{n_p L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \hat{\lambda}_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + \hat{d}_1 + b_1 \text{fal}(\Delta i_{sd}, \alpha_1, \beta_\lambda) \\ \dot{\hat{i}}_{sq} = -\omega_s \hat{i}_{sd} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \hat{i}_{sq} - \frac{n_p L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \hat{\lambda}_{rd} + \\ \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\lambda}_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} + \hat{d}_2 + b_3 \text{fal}(\Delta i_{sq}, \alpha_3, \beta_\lambda) \\ \dot{\hat{\lambda}}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} \hat{i}_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \hat{\lambda}_{rd} + (\omega_s - n_p \omega) \hat{\lambda}_{rq} + \hat{d}_3 \\ \dot{\hat{\lambda}}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} \hat{i}_{sq} - (\omega_s - n_p \omega) \hat{\lambda}_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \hat{\lambda}_{rq} + \hat{d}_4 \\ \dot{\hat{d}}_1 = b_2 \text{fal}(\Delta i_{sd}, \alpha_2, \beta_\lambda) \\ \dot{\hat{d}}_2 = b_4 \text{fal}(\Delta i_{sq}, \alpha_4, \beta_\lambda) \end{cases} \quad (7)$$

由式(6)可知:

$$\begin{cases} \hat{d}_3 = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_4 = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \hat{d}_2 \end{cases} \quad (8)$$

在设计扩张状态观测器中,将转子电阻的变化量扩展为新的状态,将观测的磁链值与定子电流代入磁链方程形成闭环观测器。改进的模型消去了转子电阻变化对磁链观测的影响。

由于负载转矩是未知的,因此需设计负载转矩观测器。当负载转矩已知且恒定时,由式(1)与式(2)得:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{\tau_e}{J_m} - \frac{\tau_l}{J_m} - \frac{B\omega}{J_m} \\ \dot{\tau}_l = 0 \end{cases} \quad (9)$$

在负载未知时,设计基于ESO的负载转矩观测器如下^[22]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = \frac{\tau_e}{J_m} - \frac{\hat{\tau}_l}{J_m} - \frac{B\hat{\omega}}{J_m} - b_5 \text{fal}(\Delta \omega, \alpha_5, \beta_\tau) \\ \dot{\hat{\tau}}_l = -b_6 \text{fal}(\Delta \omega, \alpha_6, \beta_\tau) \end{cases} \quad (10)$$

其中, $\hat{\omega}, \hat{\tau}_L$ 为各自的观测值, 在控制器中负载转矩均采用 ESO 的观测值。

式(7)与式(10)中 fal 函数设计为

$$\text{fal}(\varepsilon, \alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{\varepsilon}{\beta^{1-\alpha}} & |\varepsilon| \leq \beta \\ |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon) & 1 > |\varepsilon| > \beta \\ 1 & |\varepsilon| \geq 1 \end{cases} \quad (11)$$

fal 函数限幅为 1, 其中 ε 为误差, α 和 β 为设计参数。当误差 ε 大于 1 时, 其输出为常值, 可降低大误差产生的增益量。

2.2 反步 EPH 控制器设计

2.2.1 EPH 控制器设计

定义机械动量 p 、状态向量 \mathbf{x} 和输入向量 \mathbf{u} 为

$$\begin{cases} p = J_m \omega \\ \mathbf{x} = [\lambda_s^T \quad \lambda_r^T \quad p]^T \\ \mathbf{u} = [u_s^T \quad \omega_s \quad -\tau_L]^T \end{cases} \quad (12)$$

由电机模型式(1)与式(2)得:

$$\begin{aligned} \dot{p} &= J_m \dot{\omega} = \tau - \tau_L - B\omega \\ &= \frac{3}{2} n_p \lambda_r^T J_2 i_r - \tau_L - B\omega \end{aligned} \quad (13)$$

定义异步电机系统的哈密顿(存储)函数为电能与机械能总和, 即

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \lambda^T \mathbf{D}^{-1} \lambda + \frac{p^2}{2J_m} \quad (14)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & J_m \end{bmatrix} \quad (15)$$

由电机模型式(1)、式(12)和式(13)可得异步电机的 PH 模型为

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \mathbf{u} \quad (16)$$

其中

$$\frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} = [i_s \quad i_r \quad \omega]^T \quad (17)$$

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & n_p J_2 \lambda_r \\ 0 & n_p \lambda_r^T J_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 & 0 \\ 0 & R_r I_2 & 0 \\ 0 & 0 & B \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} I_2 & -J_2 \lambda_s & 0 \\ 0 & -J_2 \lambda_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ 为反对称矩阵, 反映了系统的互联结构; $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ 为半正定对称矩阵, 反映了系统的阻尼结构。

对于 PH 系统式(16), 设 \mathbf{x}_0 为期望平衡点, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0$, 选取期望的闭环哈密顿函数 $H_d(\tilde{\mathbf{x}}) > 0$, 且 $H_d(0) = 0$, 通过反馈控制律 $\alpha(\mathbf{x})$, \mathbf{J}_α 和 \mathbf{R}_α 满足:

$$\begin{cases} \mathbf{J}_d(\tilde{\mathbf{x}}) = \mathbf{J}(\tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{J}_\alpha = -\mathbf{J}_d^T(\tilde{\mathbf{x}}) \\ \mathbf{R}_d(\tilde{\mathbf{x}}) = \mathbf{R}(\tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{R}_\alpha = \mathbf{R}_d^T(\tilde{\mathbf{x}}) \geq 0 \end{cases} \quad (21)$$

$$\mathbf{u} = \alpha(\mathbf{x}) \quad (22)$$

式中: $\mathbf{J}_d(\tilde{\mathbf{x}})$ 为期望互联矩阵; $\mathbf{R}_d(\tilde{\mathbf{x}})$ 为期望阻尼矩阵。

使 PH 系统成为闭环系统^[19]:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = [\mathbf{J}_d(\tilde{\mathbf{x}}) - \mathbf{R}_d(\tilde{\mathbf{x}})] \frac{\partial H_d(\tilde{\mathbf{x}})}{\partial \tilde{\mathbf{x}}} \quad (23)$$

对于闭环系统, 如果有:

$$\mathbf{J}(\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{x}_0) = \mathbf{J}(\tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{J}(\mathbf{x}_0) \quad (24)$$

$$\begin{cases} H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} \\ H_d(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (25)$$

则由闭环状态误差 PH 系统(式(23))可得:

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) \alpha(\mathbf{x}) = [\mathbf{J}_\alpha - \mathbf{R}_\alpha - \mathbf{J}(\mathbf{x}_0)] \mathbf{D}^{-1} \tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{J}(\tilde{\mathbf{x}}) \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}_0 + \mathbf{g}(\mathbf{x}_0) \mathbf{u}_0 \quad (26)$$

因式(18)满足式(24), 故式(26)可写为

$$\begin{bmatrix} u_s - \omega_s J_2 \lambda_s \\ -\omega_s J_2 \lambda_r \\ -\tau_L \end{bmatrix} = [\mathbf{J}_\alpha - \mathbf{R}_\alpha - \mathbf{J}(\mathbf{x}_0)] \begin{bmatrix} \tilde{i}_s \\ \tilde{i}_r \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ n_p J_2 \tilde{\lambda}_r \omega_0 \\ n_p \tilde{\lambda}_r^T J_2 \omega_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{s0} - \omega_{s0} J_2 \lambda_{s0} \\ -\omega_{s0} J_2 \lambda_{r0} \\ -\tau_L \end{bmatrix} \quad (27)$$

其中假设

$$\begin{cases} \mathbf{J}_\alpha(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & J_{13} \\ 0 & 0 & J_{23} \\ -J_{13}^T & -J_{23}^T & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}_\alpha = \begin{bmatrix} r_s I_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (28)$$

为保证式(27)成立, 选择 J_{13}, J_{23} 为 $J_{13} = -n_p L_m J_2 i_{r0}$, $J_{23} = n_p L_m J_2 i_{s0}$

控制器输出可写为

$$\omega_s = n_p \omega_0 + \frac{\lambda_{rd} R_r L_m}{\|\lambda_r\|^2 L_r} i_{sq0} + \frac{n_p L_r (\omega - \omega_0) \lambda_{rq} i_{rq0}}{\|\lambda_r\|^2} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} u_s &= R_s i_{s0} - r_s (i_s - i_{s0}) - n_p L_m J_2 i_{r0} (\omega - \omega_0) + \\ &\quad \omega_s J_2 [(L_s - L_m^2/L_r) i_s + L_m \lambda_r/L_r] \end{aligned} \quad (30)$$

2.2.2 控制器平衡点计算

在电机启动时会产生较大的电流,对电机系统的运行安全会产生严重影响,本文采用如下的软启动方法:

$$\omega_{\text{soft}} = \omega_0 (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (31)$$

时间常数 $T = 0.01$ 时可使电机转速平滑升速至给定转速,避免了启动过程中因冲击电流使电磁转矩急剧升高的问题。

在软启动时需要给定速度进行轨迹跟踪,故采用反步控制方法来改善启动阶段的动态响应能力。反步控制方法的目的是得到 EPH 控制器的定子电流平衡点 i_{s0} ,使系统在软启动时的实际转速 ω 和磁链幅值 λ_r 分别渐近地跟踪到给定速度 ω_0 和给定转子磁链 λ_{r0} 。根据转子磁场定向的思想,转子磁通矢量已与 d - q 参考坐标系的 d 轴对齐, d 轴与转子磁链矢量重合,故在获得 i_{s0} 时,使 $\lambda_{rq} = 0$,给定转子磁链 $\lambda_{r0} = [\lambda_{rd0} \ 0]^T$ 。同时根据转子磁场定向的思想可以得到各平衡点为

$$\begin{cases} \tau_0 = \tau_L + R_m \omega_0 \\ i_{rd0} = 0 \\ i_{rq0} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq0} \end{cases} \quad (32)$$

$$\omega_{s0} = L_s i_{s0} + L_m i_{r0} \quad (33)$$

定义转子磁链与转速的误差为

$$\begin{cases} \tilde{\lambda}_{rd} = \lambda_{rd} - \lambda_{rd0} \\ \tilde{\omega} = \omega - \omega_0 \end{cases} \quad (34)$$

由 $i_r = (\lambda_r - L_m i_s)/L_r$,代入电机模型(式(1))中可得:

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd} + \frac{R_r L_m i_{sd}}{L_r} + (\omega_s - n_p \omega) \lambda_{rq} \\ \dot{\omega} = \frac{3n_p L_m i_{sq} \lambda_{rd}}{2J_m L_r} - \frac{\tau_L}{J_m} - \frac{B\omega}{J_m} \end{cases} \quad (35)$$

定义 Lyapunov 函数 V 为

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{\lambda}_{rd}^2 + \tilde{\omega}^2) \quad (36)$$

由式(34)和式(35)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{\lambda}_{rd} \dot{\tilde{\lambda}}_{rd} + \tilde{\omega} \dot{\tilde{\omega}} \\ &= \tilde{\lambda}_{rd} \left[-\frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd} + \frac{R_r L_m i_{sd}}{L_r} + (\omega_s - n_p \omega) \lambda_{rq} - \dot{\lambda}_{rd0} \right] + \\ &\quad \tilde{\omega} \left(\frac{3n_p L_m i_{sq} \lambda_{rd}}{2J_m L_r} - \frac{\tau_L}{J_m} - \frac{B\omega}{J_m} - \dot{\omega}_0 \right) \end{aligned} \quad (37)$$

根据反步控制方法,取 $\dot{V} = -k_1 \tilde{\lambda}_{rd}^2 - k_2 \tilde{\omega}^2$,可得 EPH 控制器的平衡点 i_{sd0}, i_{sq0} 为

$$\begin{cases} i_{sd0} = \frac{L_r}{R_r L_m} \left[\frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd} - (\omega_s - n_p \omega) \lambda_{rq} + \dot{\lambda}_{rd0} - k_1 \tilde{\lambda}_{rd} \right] \\ i_{sq0} = \frac{2J_m L_r}{3n_p L_m \lambda_{rd}} \left(\frac{\tau_L}{J_m} + \frac{B\omega}{J_m} + \dot{\omega}_0 - k_2 \tilde{\omega} \right) \end{cases} \quad (38)$$

取 $k_1 > 0, k_2 > 0$,将式(38)代入式(37)中可得 $\dot{V} \leq 0$,当且仅当 $\tilde{\lambda}_{rd} = \tilde{\omega} = 0$ 时, $\dot{V} = 0$,根据 Lyapunov 稳定性定理和 LaSalle 不变集原理可知,控制器是渐近稳定的。

3 实验结果分析

为验证所提控制方法的性能,本文基于 LINKS-RT 异步电机实验平台进行验证,实验平台如图2所示。异步电机的参数如表1所示,其中采样周期为 0.000 1 s,逆变器的开关频率为 10 kHz。控制器增益设计为: $\alpha_1 = \alpha_3 = \alpha_5 = 0.5, \alpha_2 = \alpha_4 = \alpha_6 = 0.3, \beta_\lambda = 0.2, \beta_\tau = 0.4, b_1 = 200, b_2 = 900, b_3 = 450, b_4 = 1600, b_5 = 300, b_6 = 1100, k_1 = 5, k_2 = 8, r_s = 0.9$ 。

表1 异步电机参数

Tab.1 Parameters of the IM

参数	数值	参数	数值
P_N	1.5 kW	L_s	118.2 mH
U_N	220 V	L_r	118.7 mH
I_N	5.9 A	L_m	112.3 mH
n_N	1 500 r/min	τ_L	9.6 N·m
R_s	0.96 Ω	n_p	2
R_r	0.93 Ω	J_m	0.008 kg·m ²

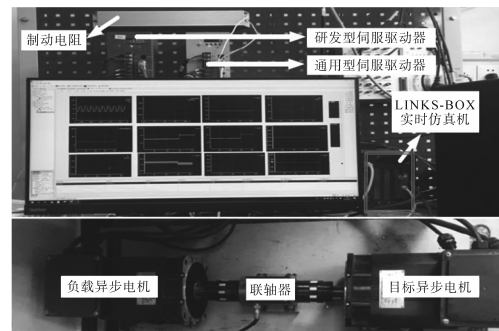


图2 异步电机实验平台

Fig.2 IM experimental platform

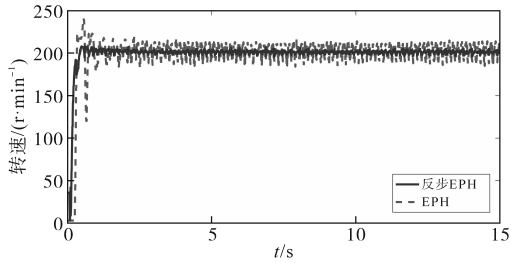
设定 $\lambda_{rd0} = 1$ Wb,在给定转速为 200 r/min 时,分别在恒定负载与变负载条件下运行,不同运行条件下的转速、转子磁链、负载转矩、电磁转矩及 a 相定子电流的实验结果如图3与图4所示。

图3所示为异步电机在负载转矩为 1.5 N·m 时,以给定转速 200 r/min 运行的实验曲线图。从图3a中可看出,反步 EPH 控制方法的响应时间为

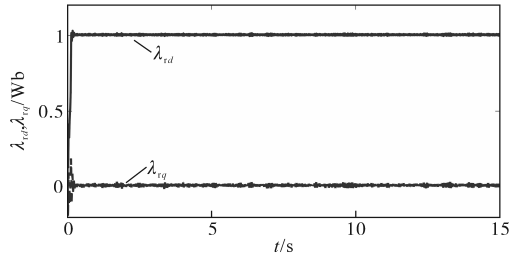
0.5 s,超调量为 8 r/min,稳态时的抖振为 4 r/min。而 EPH 控制方法的响应时间为 0.8 s,超调量为 40 r/min,稳态时的抖振为 10 r/min。

图 4 所示为异步电机在初始时刻负载转矩为 1.5 N·m,在 $t = 5$ s 时,负载转矩增加 2.5 N·m, $t = 10$ s 时,负载转矩减少 2.5 N·m,以给定转速 200 r/min 运行的实验曲线图。从图 4a 可看出,反步 EPH 控制方法的响应时间为 0.5 s,超调量为

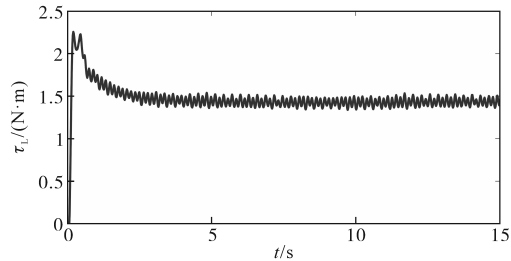
9 r/min,稳态时的抖振为 4 r/min;在 $t = 5$ s 时由于负载转矩增加,转速突然降低 48 r/min,在调节时间 0.18 s 后达到稳态,此时的抖振为 5 r/min;在 $t = 10$ s 时由于负载转矩减少,转速突然升高 24 r/min,在调节时间 0.4 s 后达到稳态,此时的抖振为 4 r/min。而 EPH 控制方法的响应时间为 0.8 s,超调量为 50 r/min,稳态时的抖振为 10 r/min;在 $t = 5$ s 时由于负载转矩增加,转速突然降低 18



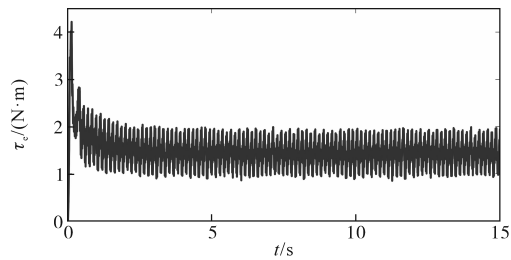
(a)转速响应曲线



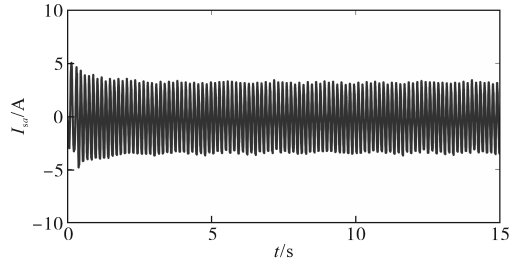
(b)转子磁链估计曲线



(c)负载转矩估计曲线



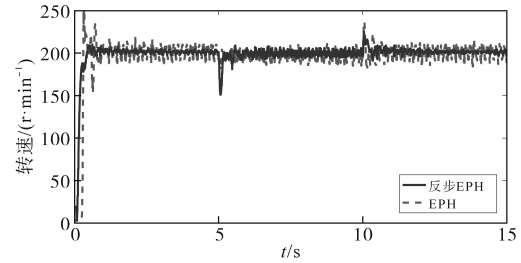
(d)电磁转矩曲线



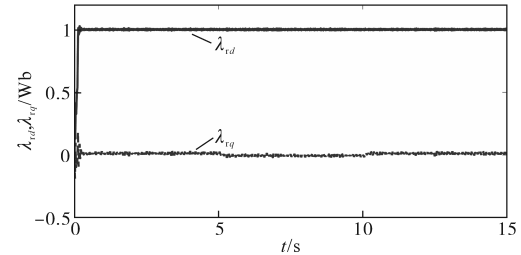
(e)定子电流曲线

图 3 恒定负载时转速 200 r/min 的实验曲线

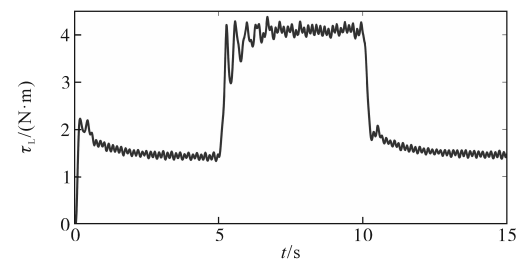
Fig.3 Experimental curves of 200 r/min speed under constant load



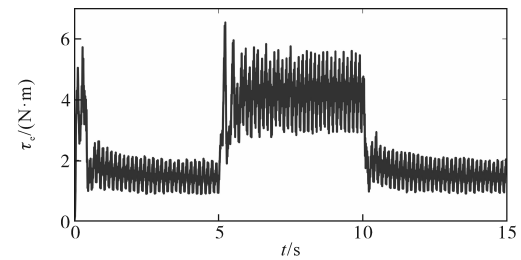
(a)转速响应曲线



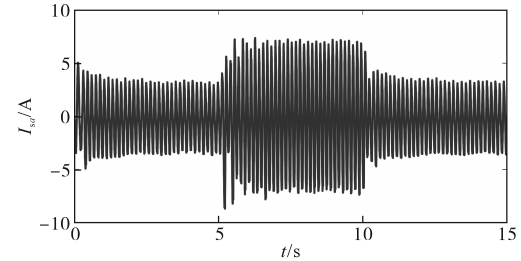
(b)转子磁链估计曲线



(c)负载转矩估计曲线



(d)电磁转矩曲线



(e)定子电流曲线

图 4 变负载时转速 200 r/min 的实验曲线

Fig.4 Experimental curves of 200 r/min speed under variable load

r/min,在调节时间 0.18 s 后达到稳态,然而由于突增负载,此时异步电机的速度已经不能达到给定转速;在 $t = 10$ s 时由于负载转矩减少,转速突然升高 37 r/min,在调节时间 0.5 s 后达到稳态,此时的抖振为 10 r/min。

电机运行过程中转子电阻的温度会升高,从而使其阻值变大。从图 3b 中可看出恒定负载时可以对转子磁链精确观测,不会因转子电阻变化产生波动。从图 4b 中可看出转子磁链估计曲线只在负载发生变化时有微小的波动,并没有受到转子阻值变化的影响。

在反步 EPH 控制方法下,由图 3e 可看出定子电流的幅值为 3 A,由图 4e 可看出定子电流的幅值随着负载的变化先由 3 A 变为 7 A,然后由 7 A 变为 3 A。

实验结果表明,电机系统运行过程中,设计的扩张状态观测器可消除转子电阻变化的影响,提升观测精度,具有较强的鲁棒性。恒定负载时,所设计的反步 EPH 控制方法比 EPH 控制方法具有响应时间更短、超调量与稳态误差更小的优点。对于负载扰动,所设计的反步 EPH 控制方法比 EPH 控制方法速度响应曲线变化更小、调节时间更短。综上可知,所设计的基于新型扩张状态观测器的反步 EPH 控制方法具有更好的快速性与稳定性。

4 结论

本文设计了一种基于扩张状态观测器的反步误差端口受控哈密顿控制方法。新型的扩张状态观测器对转子电阻参数变化具有更好的鲁棒性,提高了对转子磁链的观测精度。反步 EPH 控制方法使系统具有更短的响应时间,减小了启动阶段的超调,而且在稳态时具有更小的稳态误差。实验结果表明,本文的控制策略可以精确估计出转子磁链值,使异步电机在恒定负载与突变负载时具有更好的动态响应能力与稳态性能。

参考文献

- [1] CHO K R, SEOK J K. Induction motor rotor temperature estimation based on a high-frequency model of a rotor bar[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 45(4): 1267-1275.
- [2] BANEIRA F, YEPES A G, LÓPEZ O, et al. Estimation method of stator winding temperature for dual three-phase machines based on DC-signal injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5141-5148.
- [3] WANG T Q, WANG B, YU Y, et al. High-order sliding-mode observer with adaptive gain for sensorless induction motor drives in the wide-speed range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 11055-11066.
- [4] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. A class of speed-sensorless sliding-mode observers for high-performance induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3394-3403.
- [5] COMANESCU M. Single and double compound manifold sliding mode observers for flux and speed estimation of the induction motor drive[J]. IET Electric Power Applications, 2014, 8(1): 29-38.
- [6] ZAKY M S, KHATER M M, SHOKRALLA S S, et al. Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1699-1707.
- [7] ZAKY M S, METWALY M K, AZAZI H 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.
- [8] BEDNARZ S A, DYBKOWSKI M. Estimation of the induction motor stator and rotor resistance using active and reactive power based model reference adaptive system estimator[J]. Applied Sciences, 2019, 9(23): 5145.
- [9] LIU H Z, YAN Y Q, BU F F, et al. Sensorless control with adaptive speed observer using power winding information for dual-stator winding induction starter/generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(2): 1388-1398.
- [10] CAO P P, ZHANG X, YANG S Y, et al. Reactive-power-based mras for online rotor time constant estimation in induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10835-10845.
- [11] BASIC D, MALRAIT F, ROUCHON P. Current controller for low-frequency signal injection and rotor flux position tracking at low speeds[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4010-4022.
- [12] 杨淑英, 王伟, 谢震, 等. 基于全阶状态滑模观测器的异步电机转子磁链观测[J]. 电气传动, 2015, 45(8): 3-8.
YANG Shuying, WANG Wei, XIE Zhen, et al. Induction motor rotor flux observation based on full order state observing involved sliding mode observer[J]. Electric Drive, 2015, 45(8): 3-8.
- [13] 赵海森, 杜中兰, 刘晓芳, 等. 基于递推最小二乘法与模型参考自适应法的鼠笼式异步电机转子电阻在线辨识方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5386-5394.
ZHAO Haisen, DU Zhonglan, LIU Xiaofang, et al. An on-line identification method for rotor resistance of squirrel cage induction motors based on recursive least square method and model reference adaptive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5386-5394.

- [14] 林飞,张春朋,宋文超,等. 基于扩张状态观测器的感应电机转子磁链观测[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 145-147.
LIN Fei, ZHANG Chunpeng, SONG Wenchao, et al. Flux observer of induction motor based on extended state observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 145-147.
- [15] 翁琪. 异步电机铁心损耗计算方法的分析与研究[J]. 电气传动, 2021, 51(6): 62-68.
WENG Qi. The analysis and research on the calculation method of the core losses in an induction motor[J]. Electric Drive, 2021, 51(6): 62-68.
- [16] GOSWAMI G, DAS S. An online efficient loss model controller for rotor-field oriented induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(1): 578-588.
- [17] YU H S, YU J P, LIU J, et al. Energy-shaping and L2 gain disturbance attenuation control of induction motor[J]. International Journal of Innovative Computing Information and Control, 2012, 8(7): 5011-5024.
- [18] ROMEO O, ARJAN V, BERNHARD M, et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems[J]. Automatica, 2002, 38(4): 585-596.
- [19] YU H S, YU J P, LIU J, et al. Nonlinear control of induction motors based on state error PCH and energy-shaping principle[J]. Nonlinear Dynamics, 2013, 72(1-2): 49-59.
- [20] YU J Z, PEI W H, ZHANG C H. A loss-minimization port-controlled Hamilton scheme of induction motor for electric vehicles[J]. IEEE-ASME Transactions on Mechatronics, 2015, 20(6): 2645-2653.
- [21] PANG S Z, NAHID-MOBARAKEH B, HASHJIN S A, et al. Stability improvement of cascaded power conversion systems based on Hamiltonian energy control theory[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(1): 1081-1093.
- [22] 于英新,刘曙光,刘旭东. 基于无模型滑模方法的异步电动机转速控制[J]. 控制工程, 2024, 31(10): 1880-1888.
YU Y X, LIU S G, LIU X D. Speed control of asynchronous motor based on model-free sliding mode method[J]. Control Engineering of China, 2024, 31(10): 1880-1888.
- [23] 杨长山,张永昌,蒋涛. 基于扩张状态观测器的级联无刷双馈电机并网同步和发电鲁棒预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6094-6103.
YANG Changshan, ZHANG Yongchang, JIANG Tao. Robust predictive current control for grid synchronization and power generation of cascaded brushless doubly-fed generators based on extended state observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6094-6103.
- [24] 东野亚兰,杨淑英,王奇帅,等. 基于增强型扩张状态观测器的永磁同步电机低抖振高抗扰二阶终端滑模电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2434-2448.
DONGYE Yalan, YANG Shuying, WANG Qishuai, et al. Enhanced extended state observer based second order terminal sliding mode current control for permanent magnet synchronous machine with low chattering and improved disturbance rejection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2434-2448.

收稿日期:2024-03-17

修改稿日期:2024-04-22