

# 感应电机转矩跟踪无源控制及自适应观测器设计

刘艳红<sup>1†</sup>, 霍海娟<sup>1</sup>, 楚冰<sup>2</sup>, 李超<sup>1</sup>

(1. 郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 南安普顿大学 电子与计算机科学系, 南安普顿 SO17 1BJ 英国)

**摘要:** 针对感应电机高性能转矩跟踪控制和磁链难以直接测量问题, 提出了基于无源性的转矩跟踪和自适应磁链观测器控制方案. 首先基于感应电机的无源性特性设计了渐近稳定转矩跟踪控制器, 重新配置了系统的平衡点, 通过注入阻尼提高系统的收敛速度. 然后将定子电流和转子磁链作为状态变量构建了自适应磁链观测器, 简化了观测器结构, 根据Lyapunov稳定性理论设计了自适应控制律, 实现转子磁链、转速和定子电阻的在线估计. 为减小转速估计误差对观测器的影响, 给出了观测器增益矩阵的选择方法. 仿真结果表明本文所提出的基于自适应观测器的无源控制方案能够有效提高感应电机的动静态性能.

**关键词:** 感应电机; 无源性; 转矩跟踪; 自适应观测器

中图分类号: TP273 文献标识码: A

## Passivity-based torque tracking control and adaptive observer design of induction motors

LIU Yan-hong<sup>1†</sup>, HUO Hai-juan<sup>1</sup>, CHU Bing<sup>2</sup>, LI Chao<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou Henan 450001, China;

2. Department of Electronics and Computer Science, University of Southampton, Southampton SO17 1BJ, U. K.)

**Abstract:** For the high performance torque tracking and the flux observer of the induction motors, a passivity-based tracking controller and adaptive observer are proposed. By utilizing the passivation property of the induction motors, we put forward an asymptotical torque tracking controller. The equilibrium point of the system is reassigned and the damping injection controller is proposed to improve the convergence rate of the system. To simply the structure of the flux observer, the stator currents and the rotor flux are used as the states to construct the adaptive flux observer. An adaptive controller is developed based on the Lyapunov stability theory to realize the online estimation of the flux magnitude, motor speed and stator resistance. The observer gain is chosen to decrease the effect of the speed estimation error. Simulation results show that the proposed adaptive-observer-based passivity tracking control strategy can effectively improve the static and dynamic performances of the induction motors.

**Key words:** induction motor; passivation; torque tracking; adaptive observer

### 1 引言(Introduction)

感应电机以其结构简单、价格低廉、运行可靠等优点而在工业、交通等领域得到大量应用. 但感应电机具有典型的非线性、强耦合特性, 为了满足电力传动各领域对电机动态性能日益提高的要求, 多种非线性控制方法, 如反馈线性化<sup>[1]</sup>、backstepping<sup>[2]</sup>、神经网络<sup>[3]</sup>、无源性控制<sup>[4-5]</sup>等被应用于感应电机的高性能控制研究. 反馈线性化方法通过消除非线性项而将系统转化为线性系统, 但存在奇异点问题, 难以保证全局稳定性; backstepping和神经网络控制方法设计过程较为复杂, 且对电机参数具有较强的依赖性, 易受电机参数变化的影响.

无源性方法从能量的角度出发, 充分利用受控系统的能量交换和耗散特性进行控制器设计, 具有控制器结构简单、物理意义明确等优点, 在机器人、航天器、电力系统等控制中得到了大量应用<sup>[6-8]</sup>. 基于无源性理论研究感应电机的非线性控制问题, 可以实现全局渐近稳定和对外部扰动的鲁棒性<sup>[4-5, 9-10]</sup>. 但转子磁链等物理量难以直接测量, 且定子电阻等参数在运行过程中会发生变化, 会造成转速误差增大, 甚至导致系统不稳定<sup>[11]</sup>.

近年来, 基于自适应观测器的感应电机控制研究得到了国内外学者的广泛关注. 文献[12]将滑模控制和自适应观测技术应用于无传感器感应电机的非线性

收稿日期: 2012-08-01; 收修改稿日期: 2013-05-03.

<sup>†</sup>通信作者. E-mail: liuyh@zzu.edu.cn; Tel.: +86 371-67781412.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60974005); 教育部博士点专项科研基金资助项目(20094101120008); 河南省自然科学基金资助项目(092300410201).

性控制研究,并给出了转子电阻估计曲线,但没有对其进行理论分析;文献[13]在传统的自适应律中加入励磁电流观测误差项,但忽略了电机参数变化对系统性能的影响,导致系统不能长时间稳定运行.通过放大转子磁链误差项,文献[14]能够扩大系统的稳定域,但前提条件是观测器反馈增益矩阵为零,否则会对系统稳定域造成严重的影响.注意到观测器状态变量的选择对观测器的性能具有很大影响,Jehudi Maes等研究了基于定子和转子磁链观测器<sup>[15]</sup>,但所得到的增益矩阵结构复杂,不利于工程实现,且增益矩阵中含有估计转速,不可避免地受到转速估计误差的影响.

本文研究基于自适应观测器和无源性理论的感应电机转矩跟踪控制问题.首先基于感应电机的无源性设计转矩跟踪控制器,然后通过将定子电流、转子磁链作为状态变量构建自适应磁链观测器,对观测器结构简化,减小转速估计精度对状态观测器的影响,并利用Lyapunov稳定性理论设计了转速和定子电阻自适应控制律,提高系统对电机参数变化的鲁棒性.仿真结果验证了控制方案的有效性.

## 2 感应电机动态模型及无源性分析(Dynamic model of induction motor and passivity analysis)

在两相同步旋转坐标系下,感应电机的动态方程由电压方程和机械运动方程组成<sup>[16]</sup>:

### 1) 电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s L_{sd} p - \omega_s L_{sq} & L_{md} p & -\omega_s L_{md} \\ \omega_s L_{sd} & R_s L_{sd} p & \omega_s L_{md} & L_{md} p \\ L_{md} p & -\omega_1 L_{md} & R_r L_{rd} p & -\omega_1 L_{rd} \\ \omega_1 L_{md} & L_{md} p & \omega_1 L_{rd} & R_r L_{rd} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

### 2) 机械运动方程

$$J\dot{\omega}_r + f\omega_r = T_e - T_L, \quad (2)$$

其中:  $T_e = n_p L_{md}(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq})i_{sd}$  为电磁转矩,  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $i_{rd}$  和  $i_{rq}$  分别为定子与转子电流在  $d$  轴和  $q$  轴上的分量;  $u_{sd}$  和  $u_{sq}$  为定子电压在  $d$  轴和  $q$  轴上的分量;  $\omega_r$  为转子角速度;  $\omega_s$  为定子频率的同步角速度,  $\omega_1 = \omega_s - \omega_r$ ;  $R_s$  和  $R_r$  分别为电机定子和转子电阻;  $L_{sd}$  和  $L_{rd}$  分别为定子和转子绕组的等效自感;  $L_{md}$  为定子和转子绕组的等效互感;  $J$  为转子转动惯量;  $n_p$  为磁极对数;  $p$  为微分算子;  $f$  为阻尼系数;  $T_L$  为负载转矩.

选择  $\mathbf{x} = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq} \ \omega_r]^T$  为状态变量;  $\mathbf{u} = [u_{sd} \ u_{sq} \ \omega_s]^T$  为控制输入;  $\mathbf{D} = \text{diag}\{\mathbf{D}_e, J\}$ ,  $\mathbf{D}_e = \begin{bmatrix} L_{sd}\mathbf{I} & L_{rd}\mathbf{I} \\ L_{rd}\mathbf{I} & L_{rd}\mathbf{I} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{I}$  为二阶单位阵;  $\mathbf{B}(\omega_s, \mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_e(\omega_s, \omega_r) & -\mathbf{b}(\mathbf{x}) \\ \mathbf{b}^T(\mathbf{x}) & \mathbf{0} \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{B}_e(\omega_s, \omega_r) = \begin{bmatrix} L_{sd}\mathbf{J} & L_{md}\mathbf{J} \\ L_{md}\mathbf{J} & L_{rd}\mathbf{J} \end{bmatrix}$ .

$(\omega_s - n_p\omega_r)$ ,  $\mathbf{b}(\mathbf{x}) = n_p[L_{sd}i_{sq} + L_{md}i_{rq} - (L_{sd}i_{sd} + L_{md}i_{rd}) \ 0 \ 0]^T$ ;  $\mathbf{R} = \text{diag}\{\mathbf{R}_e, f\}$ ,  $\mathbf{R}_e = \text{diag}\{R_s\mathbf{I}, R_r\mathbf{I}\}$ ,  $\boldsymbol{\omega}_d = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ T_L]^T$ ,  $\mathbf{M} = [\mathbf{I} \ \mathbf{0}]^T$ . 则感应电机可以表示为下面Euler-Lagrange系统形式:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{B}(\omega_s, \mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{R}\mathbf{x} + \boldsymbol{\omega}_d = \mathbf{M} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

上式表示感应电机的动力学平衡方程,其中等式右边表示系统受到的外部作用力;由于  $\mathbf{R}$  正定,等式左边第3项为系统受到的耗散力,而第4项则为受到的外部扰动.注意到  $\mathbf{B}(\omega_s, \mathbf{x})$  为反对称矩阵,等式左边第2项不影响系统的能量平衡.

式(3)两边同乘以  $\mathbf{x}^T$ , 则有

$$\mathbf{x}^T \mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} = i_{sd}u_{sd} + i_{sq}u_{sq} - \mathbf{x}^T \boldsymbol{\omega}_d - \mathbf{x}^T \mathbf{R}\mathbf{x}. \quad (4)$$

选择存储函数  $V(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}\mathbf{x}^T \mathbf{D}\mathbf{x}$ . 由感应电机中定子、转子等效自感和互感的关系<sup>[13]</sup>知  $L_{sd}L_{rd} - L_{md}^2 > 0$ , 故  $\mathbf{D}$  为正定矩阵,  $V(\mathbf{x}) > 0$ . 此外,当负载为零时,有

$$\begin{aligned} V(\mathbf{x}) - V(\mathbf{x}(0)) &= \int_0^t (i_{sd}u_{sd} + i_{sq}u_{sq})dt - \int_0^t \mathbf{x}^T \boldsymbol{\omega}_d dt - \int_0^t \mathbf{x}^T \mathbf{R}\mathbf{x} dt < \\ & \int_0^t (i_{sd}u_{sd} + i_{sq}u_{sq})dt. \end{aligned} \quad (5)$$

由无源性系统理论知感应电机严格无源.

## 3 基于无源性的转矩跟踪控制(Passivity-based torque tracking control)

电磁转矩渐近跟踪控制的目标为:设计适当的反馈控制器使得电磁转矩跟踪期望输出电磁转矩  $T_e^*$ , 即  $\lim_{t \rightarrow \infty} (T_e - T_e^*) = 0$ , 或系统状态满足

$$n_p L_{md}(i_{sq}^* i_{rd}^* - i_{sd}^* i_{rq}^*) - T_e^*, \quad (6)$$

其中  $i_{sq}^*$ ,  $i_{rd}^*$ ,  $i_{sd}^*$  和  $i_{rq}^*$  分别为期望转矩对应的电流.

由于感应电机的严格无源性,无控制输入时系统平衡点(即状态空间的原点)渐近稳定,但其不是与期望输出电磁转矩对应的平衡点  $\mathbf{x}^*$ , 需要设计反馈控制将系统配置到期望平衡点并进一步提高系统的动态性能.

定义状态误差矢量  $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$ , 则误差方程为

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{B}(\omega_s, \mathbf{x})\mathbf{e} + \mathbf{R}\mathbf{e} = \boldsymbol{\xi}, \quad (7)$$

其中

$$\boldsymbol{\xi} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} - (\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{B}(\omega_s, \mathbf{x})\mathbf{x}^* + \mathbf{R}\mathbf{x}^* + \boldsymbol{\omega}_d). \quad (8)$$

令

$$H_e(\mathbf{e}) = \frac{1}{2}\mathbf{e}^T \mathbf{D}\mathbf{e}, \quad (9)$$

则  $H_e$  沿系统轨线的导数为

$$\begin{aligned} \dot{H}_e = e^T \xi - e^T B(\omega_s, \mathbf{x})e - e^T R e = \\ -e^T R e + e^T \xi. \end{aligned} \quad (10)$$

由于 $R$ 正定, 如果 $\xi = 0$ , 则有 $\dot{H}_e < 0$ , 从而状态矢量误差 $T_e \rightarrow T_e^*$ . 从式(8)可以看出, 为了设计控制律使得 $\xi = 0$ , 首先需要计算系统的期望平衡点.

根据感应电机矢量控制的转子磁场定向思想<sup>[13]</sup>, 有 $\Psi_{rd} = \Psi_r$ ,  $\Psi_{rq} = 0$ , 即

$$\begin{cases} L_{md}i_{sd}^* + L_{rd}i_{rd}^* = \Psi_r, \\ L_{md}i_{sq}^* + L_{rd}i_{rq}^* = \Psi_{rq} = 0, \end{cases} \quad (11)$$

从而

$$i_{rq}^* = -\frac{L_{md}i_{sq}^*}{L_{rd}}. \quad (12)$$

由式(11)及式(12), 并由转子磁场定向思想知 $0 = \omega_1(L_{md}i_{sd} + L_{rd}i_{rd}) + R_r i_{rq} = \omega_1 \Psi_r + R_r i_{rq}$ , 故

$$\omega_1 = -\frac{R_r i_{rq}}{\Psi_r} = -\frac{R_r L_{md} i_{sq}^*}{L_{rd} \Psi_r}. \quad (13)$$

当感应电动机在期望平衡点稳定运行时, 其转速接近同步转速 $n_s$ , 故转差率 $s \approx 0$ , 转子感应电动势 $E_r = sE_{20} \approx 0$ , 其中 $E_{20}$ 是电机静止时转子感应电动势, 从而转子电流 $i_{rd}^* \approx 0$ . 故由式(6)和式(11)可得

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{1}{L_{md}} \Psi_r, \\ i_{sq}^* = -\frac{L_{rd} T_e^*}{n_p L_{md} \Psi_r}, \\ i_{rd}^* = 0, \\ i_{rq}^* = -\frac{T_e^*}{n_p \Psi_r}. \end{cases} \quad (14)$$

将式(13)和式(14)代入式(8), 并注意到 $\dot{\mathbf{x}}^* = 0$ , 有

$$\begin{cases} u_{sd} + n_p[(L_{sd} - \frac{L_{md}^2}{L_{rd}})i_{sq}]\omega_r^* - \chi_1 = 0, \\ u_{sq} - n_p(L_{sd}i_{sd} + L_{md}i_{rd})\omega_r^* - \chi_2 = 0, \\ \omega_s - \frac{R_r n_p i_{rq}^{*2}}{T_e^*} - \omega_r = 0, \end{cases} \quad (15)$$

即下面控制律可使 $\xi = 0$ :

$$\begin{cases} u_{sd} = -n_p[(L_{sd} - \frac{L_{md}^2}{L_{rd}})i_{sq}]\omega_r^* + \chi_1, \\ u_{sq} = n_p[(L_{sd} - \frac{L_{md}^2}{L_{rd}})i_{sd} + \frac{L_{md}\Psi_r}{L_{rd}}]\omega_r^* + \chi_2, \\ \omega_s = \frac{R_r n_p i_{rq}^{*2}}{T_e^*} + \omega_r, \end{cases} \quad (16)$$

其中:

$$\begin{aligned} \chi_1 &= -\frac{n_p R_r (i_{rq}^*)^3}{T_e^*} (L_{md} - \frac{L_{sd} L_{rd}}{L_{md}}) - R_s \frac{T_e^* L_{sd}}{L_{md} n_p i_{rq}^*}, \\ \chi_2 &= -\frac{R_r L_{sd} i_{rq}^*}{L_{md}} - \frac{R_s L_{rd} i_{rq}^*}{L_{md}}. \end{aligned}$$

由感应电机Euler-Lagrange动态方程(3)可知, 式(16)正是将系统配置到期望平衡点的反馈控制律.

为了改善感应电机的动态响应, 降低其对参数变化的灵敏度, 在反馈控制律中式(16)中增加阻尼, 可得反馈控制律如下:

$$\begin{cases} u_{sd} = -n_p[(L_{sd} - \frac{L_{md}^2}{L_{rd}})i_{sq}]\omega_r^* + \chi_1 - K(i_{sd} - i_{sd}^*), \\ u_{sq} = n_p[(L_{sd} - \frac{L_{md}^2}{L_{rd}})i_{sd} + \frac{L_{md}\Psi_r}{L_{rd}}]\omega_r^* + \chi_2 - \\ K(i_{sd} - i_{sd}^*), \\ \omega_s = \frac{R_r n_p i_{rq}^{*2}}{T_e^*} + \omega_r, \end{cases} \quad (17)$$

其中 $K > 0$ 为反馈增益.

选择 $H_e$ 作为误差系统的Lyapunov函数, 则在控制律(17)作用下,  $H_e$ 沿闭环系统轨线的导数为

$$\begin{aligned} \dot{H}_e = -e^T R e + e^T M \begin{bmatrix} -K(i_{sd} - i_{sd}^*) \\ -K(i_{sq} - i_{sq}^*) \end{bmatrix} = \\ -e^T R e - K(x_{1e}^2 + x_{2e}^2) < 0. \end{aligned} \quad (18)$$

故误差系统渐近稳定, 可实现转矩渐近跟踪.

#### 4 自适应磁链观测器设计(Adaptive flux observer design)

基于无源性的转矩跟踪控制器中转子磁链矢量幅值难以直接测量, 同时电机参数在运行过程中具有时变性, 为此需设计自适应磁链观测器以实现闭环控制, 并提高系统对参数变化的鲁棒性, 减小闭环系统的跟踪误差.

首先, 为了简化观测器结构, 将感应电机电压方程化为定子电流和转子磁链动态方程. 考虑到在两相同步旋转 $d$ - $q$ 坐标下电机的磁链方程

$$\begin{pmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{sd} & 0 & L_{md} \\ L_{md} & 0 & L_{rd} & 0 \\ L_{md} & 0 & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 & L_{rd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix}. \quad (19)$$

可将感应电机电压方程(1)可转化为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{u}_s = \\ \mathbf{A} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{u}_s, \end{aligned} \quad (20)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s &= [i_{sd} \ i_{sq}]^T, \quad \Psi_r = [\Psi_{rd} \ \Psi_{rq}]^T, \quad \mathbf{u}_s = [u_{sd} \ u_{sq}]^T, \\ \mathbf{A}_{11} &= -\left(\frac{R_s L_{rd}^2 + R_r L_{md}^2}{\sigma L_{sd} L_{rd}^2} \mathbf{I} + \omega_s \mathbf{J}\right), \\ \mathbf{A}_{12} &= \frac{L_{md}}{\sigma L_{sd} L_{rd} T_r} \mathbf{I} - \frac{L_{md} \omega_r}{\sigma L_{sd} L_{rd}} \mathbf{J}, \end{aligned}$$

$$\mathbf{A}_{21} = \frac{L_{\text{md}}}{T_r} \mathbf{I}, \quad \mathbf{A}_{22} = -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + \omega_1 \mathbf{J},$$

其中:  $\sigma$ 为漏感系数,  $\sigma = 1 - \frac{L_{\text{md}}^2}{L_{\text{sd}}L_{\text{rd}}}$ ;  $T_r$ 是转子时间常数,  $T_r = \frac{L_{\text{rd}}}{R_r}$ ;  $\mathbf{B} = \frac{1}{\sigma L_{\text{sd}}} \mathbf{I}$ .

选择  $\mathbf{z} = (\mathbf{i}_s, \Psi_r)^T$  作为状态变量. 由于定子电流容易测量, 选择输出变量  $\mathbf{y} = \mathbf{i}_s = (\mathbf{C} \ 0) \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s \\ \Psi_r \end{pmatrix}$ , 其中  $\mathbf{C} = \mathbf{I}$ . 考虑下面自适应观测器:

$$p\hat{\mathbf{z}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{z}} + \mathbf{B}\mathbf{u}_s + \mathbf{G}(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s), \quad (21)$$

其中:  $\hat{\cdot}$ 为对应量的估计值,  $\mathbf{G}$ 为观测增益矩阵,

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}.$$

观测误差动态满足

$$p\Delta\mathbf{z} = (\mathbf{A} - \mathbf{GC})\Delta\mathbf{z} + \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{z}}, \quad (22)$$

其中:

$$\Delta\mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} -\Delta R_s \mathbf{I} / \sigma L_{\text{sd}} - \Delta\omega_r \mathbf{J} & -L_{\text{md}} \lambda \Delta\omega_r \mathbf{J} \\ \mathbf{0} & -\omega_r \mathbf{J} \end{pmatrix},$$

$$\Delta\mathbf{z} = \mathbf{z} - \hat{\mathbf{z}}, \quad \Delta R_s = R_s - \hat{R}_s, \quad \Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r,$$

$$\lambda = \frac{1}{\sigma L_{\text{sd}}L_{\text{rd}}} = \frac{1}{L_{\text{sd}}L_{\text{rd}} - L_{\text{md}}^2},$$

$\hat{R}_s$ 为定子电阻估计值,  $\hat{\omega}_r$ 为转速估计值.

选择Lyapunov函数

$$\tilde{V} = \Delta\mathbf{z}^T \Delta\mathbf{z} + \frac{(\omega_r - \hat{\omega}_r)^2}{k_1} + \frac{(R_s - \hat{R}_s)^2}{k_2}, \quad (23)$$

其中  $k_1, k_2 > 0$ . Lyapunov函数对时间的导数满足

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}} = & \Delta\mathbf{z}^T [(\mathbf{A} - \mathbf{GC})^T + (\mathbf{A} - \mathbf{GC})] \Delta\mathbf{z} - \\ & 2\Delta R_s \frac{\Delta i_s \hat{i}_s}{\sigma L_{\text{sd}}} - 2 \frac{\Delta R_s}{k_2} \frac{d\hat{R}_s}{dt} + \\ & 2\Delta\omega_r (-\Delta i_s \hat{i}_s - \Delta i_s L_m \lambda \Delta\Psi_r - \\ & \Psi_r \hat{\Psi}_r) - 2 \frac{\Delta\omega_r}{k_1} \frac{d\hat{\omega}_r}{dt}. \end{aligned} \quad (24)$$

选择观测器增益矩阵  $\mathbf{G}$  使得  $\Delta\mathbf{z}^T [(\mathbf{A} - \mathbf{GC})^T + (\mathbf{A} - \mathbf{GC})] \Delta\mathbf{z}$  负半定, 则当定子电阻和转速满足

$$\begin{cases} \dot{\hat{R}}_s = k_2 \frac{-\Delta i_s \hat{i}_s}{\sigma L_{\text{sd}}}, \\ \dot{\hat{\omega}}_r = k_1 [-\Delta i_s \otimes (\hat{i}_s - L_{\text{md}} \lambda \Delta\Psi_r) - \Delta\Psi_r \hat{\Psi}_r] \end{cases} \quad (25)$$

时, 观测器误差渐近趋于零.

综合自适应观测器(25)和无源控制律(18), 可得感应电机的反馈控制律如下:

$$\begin{cases} u_{\text{sd}} = -n_p [(L_{\text{sd}} - \frac{L_{\text{md}}^2}{L_{\text{rd}}}) i_{\text{sq}}] \omega_r^* + \hat{\chi}_1 - \\ \quad K(i_{\text{sd}} - i_{\text{sd}}^*), \\ u_{\text{sq}} = n_p [(L_{\text{sd}} - \frac{L_{\text{md}}^2}{L_{\text{rd}}}) i_{\text{sd}} + \frac{L_{\text{md}} \hat{\Psi}_r}{L_{\text{rd}}}] \omega_r^* + \\ \quad \hat{\chi}_2 - K(i_{\text{sd}} - i_{\text{sd}}^*), \\ \omega_s = \frac{R_r n_p i_{\text{rq}}^{*2}}{T_e^*} + \hat{\omega}_r, \end{cases} \quad (26)$$

其中:

$$\begin{aligned} \hat{\chi}_1 &= -\frac{n_p R_r (i_{\text{rq}}^*)^3}{T_e^*} (L_{\text{md}} - \frac{L_{\text{sd}} L_{\text{rd}}}{L_{\text{md}}}) - \hat{R}_s \frac{T_e^* L_{\text{sd}}}{L_{\text{md}} n_p i_{\text{rq}}^*}, \\ \hat{\chi}_2 &= -\frac{R_r L_{\text{sd}} i_{\text{rq}}^*}{L_{\text{md}}} - \frac{\hat{R}_s L_{\text{rd}} i_{\text{rq}}^*}{L_{\text{md}}}. \end{aligned}$$

最后, 讨论观测器增益矩阵的选择问题. 令  $p_0 = p_i + b$ , 其中  $p_0$ 是观测器极点,  $p_i$ 是感应电机的极点,  $b < 0$ , 即观测器极点是将电机极点实部在复平面上向左平移, 虚部不变. 则可得出  $d$ - $q$ 坐标系下观测器增益矩阵  $\mathbf{G}$  各元素如下:

$$\begin{cases} g_1 = 2b, \\ g_2 = 0, \\ g_3 = [R_r L_{\text{sd}} + a] L_{\text{rd}} T_r b, \\ g_4 = c\omega_r, \end{cases} \quad (27)$$

其中:

$$\begin{aligned} a &= \frac{L_{\text{rd}}}{L_{\text{md}}} \frac{R_r b (L_{\text{md}}^2 - L_{\text{rd}} L_{\text{sd}}) + L_{\text{rd}} (R_r R_s - \omega_r^2 L_{\text{md}}^2)}{R_r^2 + \omega_r^2 L_{\text{rd}}^2}, \\ c &= \frac{[(R_r + b L_{\text{rd}}) L_{\text{md}}^2 + (R_s - b L_{\text{sd}}^2) - L_{\text{md}} L_{\text{sd}}] (T_r + b)}{R_r^2 + \omega_r^2 L_{\text{md}}^2}. \end{aligned}$$

考虑到在无速度传感器感应电机控制中, 观测器增益矩阵  $\mathbf{G}$  中需要的转速要采用转子速度的估计值  $\hat{\omega}_r$ , 转速估计精度将直接影响基于观测器的感应电机控制效果. 同时在控制器实现过程中要进行实时更新, 增加了实现的难度. 注意到  $R_r$  和  $L_{\text{rd}}$  等物理量相对于  $\omega_r$  非常小, 为了简化计算, 可令  $\omega_r$  趋于无穷<sup>[17]</sup>, 则近似地有  $g_3 \approx -\sigma L_{\text{sd}} L_{\text{rd}}^2 T_r b / L_{\text{md}}$ ,  $g_4 \approx 0$ , 此时增益矩阵成为常数, 可以大大提高实时计算速度.

在实际控制中, 期望转矩  $T_e^*$  根据给定参考转速  $\omega_r^*$  通过速度调节器得到. 由于感应电机的无源控制系统可以实现转矩的渐近跟踪, 速度调节器可采用PI控制<sup>[5]</sup>, 其输出满足

$$T_e^* = -k_p (\hat{\omega}_r - \omega_r^*) - k_i \int (\hat{\omega}_r - \omega_r^*) dt,$$

其中  $k_p$  和  $k_i$  为调节器参数.

## 5 仿真(Simulation)

为了验证本文所设计的反馈控制器的有效性, 采用MATLAB/Simulink仿真平台与传统观测器下<sup>[18]</sup>感应电机的控制效果进行比较研究. 感应电机参数为:

$P_N = 4.7 \text{ kW}$ ,  $U_N = 380 \text{ V}$ ,  $\omega_N = 1500 \text{ rad/s}$ ,  $L_{sd} = L_{rd} = 71 \text{ mH}$ ,  $J = 0.03 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $R_r = 0.816 \Omega$ ,  $R_s = 0.435 \Omega$ ,  $n_p = 2$ ,  $L_{md} = 69 \text{ mH}$ . 控制律中反馈增益  $K = 140$ , 转速调节器参数为  $k_p = 10$ ,  $k_i = 90$ .

在仿真过程中, 感应电机空载起动进入稳态后, 在  $t = 0.5 \text{ s}$  时突增负载转矩至  $T_L = 60 \text{ N}\cdot\text{m}$ . 仿真结果如图 1-4 所示. 从仿真结果可以看出, 与传统的观测器相比, 本文所设计的基于自适应观测器的无源控制器能更好地跟踪给定转速, 能有效克服定子电阻变化引起的转速和磁链跟踪误差, 具有更好的鲁棒性.

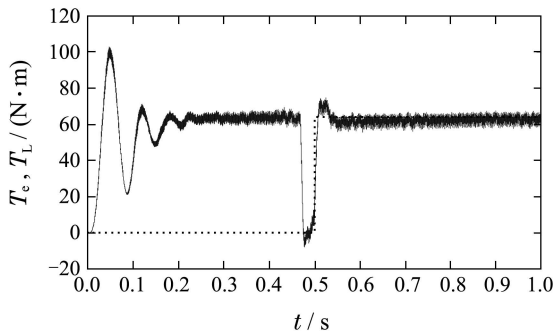


图 1 基于本文控制器的感应电机转矩响应曲线  
Fig.1 Response of the induction motor torque under the proposed controller

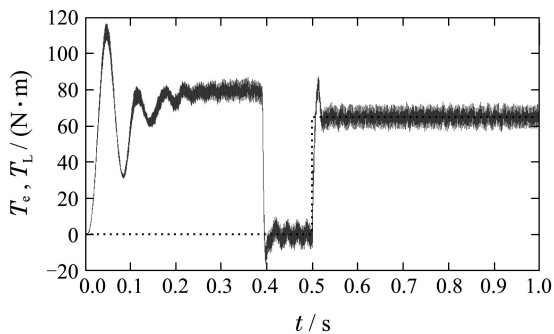


图 2 基于传统控制器的感应电机转矩响应曲线  
Fig. 2 Response of the induction motor torque under the traditional controller

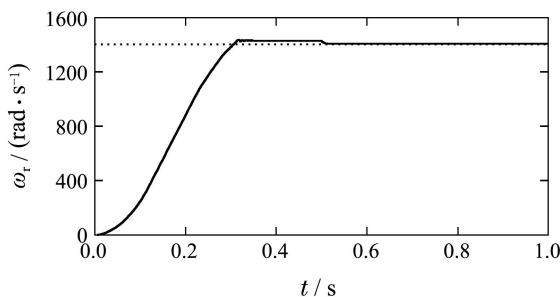


图 3 基于本文控制器的感应电机转速响应曲线  
Fig. 3 Response of the induction motor speed under the proposed controller

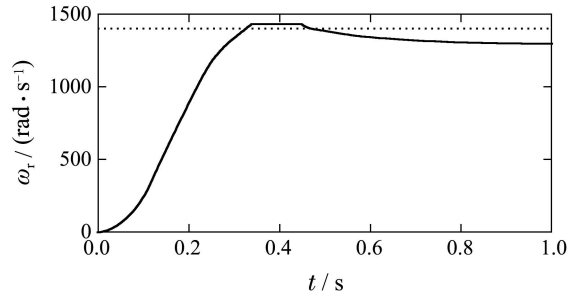


图 4 基于传统控制器的感应电机转速响应曲线  
Fig. 4 Response of the induction motor speed under the traditional controller

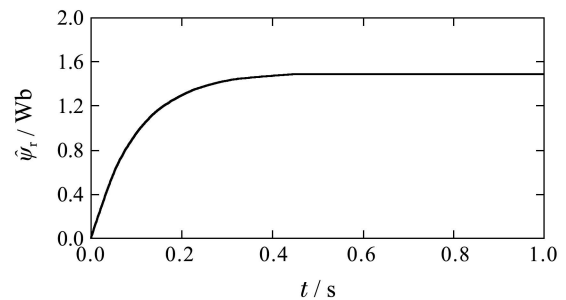


图 5 基于自适应观测器的感应电机磁链响应曲线  
Fig. 5 Response of the flux under the adaptive observer

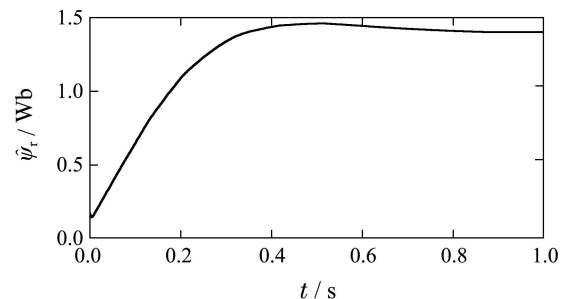


图 6 基于传统观测器的感应电机磁链响应曲线  
Fig. 6 Response of the flux under the traditional observer

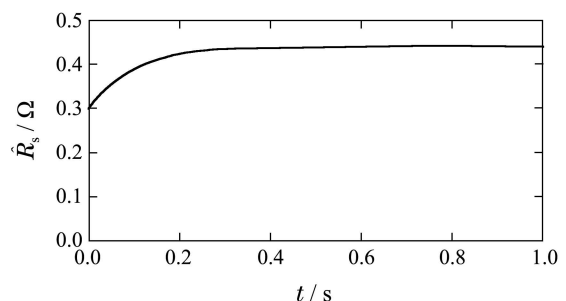


图 7 基于自适应观测器的感应电机定子电阻响应曲线  
Fig. 7 Response of the stator resistance under the traditional observer

## 6 结论(Conclusions)

本文研究了基于自适应观测器的感应电机无源控制问题. 首先基于感应电机的无源性特性设计了转矩跟踪控制器, 然后以定子电流和转子磁链为状态变量设计了自适应观测器, 简化了观测器结构和增益矩阵

设定方法,证明了系统的渐近稳定性.仿真结果表明,将转速自适应观测器应用于感应电机的无源控制系统,能有效提高其对参数变化的鲁棒性和适应能力,保证其精确控制和稳定运行.

## 参考文献(References):

- [1] BOUKAS T K, HABETLER T G. High-performance induction motor speed control using exact feedback linearization with state and state derivative feedback [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(4): 1022 – 1028.
- [2] TRABELSI R, KHEDHER A, MIMOUNI M F, et al. Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer [J]. *Electric Power Systems Research*, 2012, 93: 1 – 15.
- [3] KWAN C M, LEWIS F L. Robust Backstepping control of induction motors using neural networks [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2000, 11(5): 1178 – 1187.
- [4] 张兴华,戴先中.基于无源性的感应电机转矩与转速控制[J].*电工技术学报*, 2001, 16(4): 34 – 38.  
(ZHANG Xinghua, DAI Xianzhong. Torque and speed control of induction motor based on passivity [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2001, 16(4): 34 – 38.)
- [5] 吕慧子,杨俊华,杨金明,等.无刷双馈调速电机无源性分析及自适应控制[J].*控制理论与应用*, 2009, 26(2): 1425 – 1429.  
(LÜ Huizi, YANG Junhua, YANG Jinming, et al. Passivity analysis and adaptive control of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(2): 1425 – 1429.)
- [6] 温淑焕,袁俊.基于无源性的不确定机器人的力控制[J].*物理学报*, 2010, 59(3): 1615 – 1619.  
(WEN Shuhuan, YUAN Jun. Force control of uncertain robot based on the passivity [J]. *Acta Physica Sinica*, 2010, 59(3): 1615 – 1619.)
- [7] 霍伟.基于无源性的航天器姿态跟踪控制设计[J].*空间控制技术与应用*, 2008, 34(2): 3 – 13.  
(HUO Wei. Passivity-based control design for spacecraft attitude tracking [J]. *Aerospace Control and Application*, 2008, 34(2): 3 – 13.)
- [8] 张利军,孟杰,兰海,等.带有SMES和电力推进负载的舰船电力系统鲁棒协调控制[J].*控制与决策*, 2011, 26(12): 1808 – 1812.  
(ZHANG Lijun, MENG Jie, LAN Hai, et al. Robust coordinated control for ship power systems with SMES and power thruster loads [J]. *Control and Decision*, 2011, 26(12): 1808 – 1812.)
- [9] 薛花,王育飞.基于无源性的同步电机自适应滑模控制[J].*电力自动化设备*, 2011, 31(7): 67 – 71.  
(XUE Hua, WANG Yufei. Passivity-based adaptive sliding mode control for synchronous motors [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2011, 31(7): 67 – 71.)
- [10] 张永昌,赵争鸣,张颖超,等.基于全阶观测器三电平逆变器感应电机无速度传感器矢量控制系统[J].*电工技术学报*, 2008, 23(11): 34 – 40.  
(ZHANG Yongchang, ZHAO Zhengmin, ZHANG Yingchao, et al. Sensorless vector control system of induction motor fed by three-level inverter using a full order observer [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2008, 23(11): 34 – 40.)
- [11] HUANG J, CORZINE K A, BELKHAYAT M. Online synchronous machine parameter extraction from small-signal injection techniques [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2009, 24(1): 43 – 51.
- [12] 张细政,王耀南,袁小芳,等.基于滑模与自适应观测器的感应电机非线性控制新策略[J].*控制理论与应用*, 2010, 27(6): 753 – 758.  
(ZHANG Xizheng, WANG Yaolan, YUAN Xiaofang, et al. New nonlinear controller for induction motor based on sliding-mode control and adaptive observer [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(6): 753 – 758.)
- [13] 陈伟,于泳,杨荣峰,等.感应电机自适应全阶观测器算法低速稳定性研究[J].*中国电机工程学报*, 2010, 30(36): 33 – 40.  
(CHEN Wei, YU Yong, YANG Rongfeng, et al. Low speed stability research of adaptive full-order observer for induction motor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(36): 33 – 40.)
- [14] 许思猛,陈冲.转子磁链误差对感应电机观测器稳定性影响[J].*电机与控制学报*, 2012, 16(1): 39 – 44.  
(XU Simeng, CHEN Chong. Affection of the rotor-flux error on the induction motor full-order observer stability [J]. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(1): 39 – 44.)
- [15] MAES J, MELKBEEK J A. Speed-sensorless direct torque control of induction motor using an adaptive flux observer [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, 36(3): 778 – 785.
- [16] 杨耕,罗应立.电机与运动控制系统[M].北京:清华大学出版社,2006.
- [17] 张永昌,赵争鸣.基于自适应观测器的异步电机无速度传感器模糊矢量控制[J].*电工技术学报*, 2010, 25(3): 40 – 47.  
(ZHANG Yongchang, ZHAO Zhengming. Speed sensorless fuzzy vector control of induction motor using an adaptive observer [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(3): 40 – 47.)
- [18] KUBOTA H, MATSUSE K, NAKMO T. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1993, 29(2): 344 – 348.

## 作者简介:

**刘艳红** (1970–),女,副教授,硕士生导师,主要从事非线性系统分析与控制、切换系统控制、电力系统控制等方面的研究, E-mail: liuyh@zzu.edu.cn;

**霍海娟** (1985–),女,硕士研究生,主要从事电力系统非线性控制及仿真等方面的研究, E-mail: huohaijuan6@163.com;

**楚冰** (1983–),男,博士,讲师,主要从事复杂系统优化控制、迭代学习控制等方面的研究, E-mail: b.chu@ecs.soton.ac.uk;

**李超** (1989–),男,硕士研究生,主要从事切换系统分析与控制、电力电子技术等方面的研究, E-mail: lichao3278@163.com.