

感应电机全阶状态观测器及其无源性转速控制^{*}

郭 宁¹, 范 波^{1,2,3}, 廖志明⁴, 丁博文¹, 张炜炜¹

(1. 河南科技大学 信息工程学院, 河南 洛阳 471023;

2. 河南省机器人与智能系统重点实验室, 河南 洛阳 471023;

3. 河南省装备制造智能控制工程实验室, 河南 洛阳 471023;

4. 洛阳卡瑞起重设备有限公司, 河南 洛阳 471023)

摘 要: 为了实现感应电机的高动态调速性能, 针对电机的非线性本质, 提出了一种基于全阶状态观测器及其转速自适应估算的感应电机无源性转速控制方案。在基于感应电机无源性与稳定性分析的基础上, 设计了渐近稳定转矩跟踪无源性控制器。针对无源控制律所需转子电流难以观测的问题, 提出了一种旋转坐标系下以转子电流和转子磁链为状态变量的全阶状态观测器, 并应用该观测器对转速进行估算, 实现了感应电机无速度传感器的无源性转速控制。仿真结果表明该控制方法易于实现, 采用全阶观测器观测转子电流值和估算转速值更为准确, 显著提高了感应电机的动静态性能。

关键词: 无源性; 感应电机; 全阶状态观测器; 转矩跟踪; 转子电流; 转速估算

中图分类号: TM 346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)09-0077-07

Design of Full-Order State Observer and Its Speed Estimation for Induction Motor Passivity Control^{*}

GUO Ning¹, FAN Bo^{1,2,3}, LIAO Zhiming⁴, DING Bowen¹, ZHANG Weiwei¹

(1. College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China;

2. Henan Key Laboratory of Robot and Intelligent Systems, Luoyang 471023, China;

3. Henan Provincial Laboratory on Intelligent Manufacturing and Control Engineering, Luoyang 471023, China;

4. Carey Lifting Equipment Co., Ltd., Luoyang 471023, China)

Abstract: In order to realize the high dynamic performance of induction motor, a passive speed control scheme of induction motor based on full-order state observer and speed adaptive estimation was proposed for the non-linear nature of the motor. With the analysis of the passive of induction motor and the relationship between passive and stability, a scheme of asymptotic stability torque tracking controller was designed. In order to solve the problem that the rotor current was difficult to be observed, it was proposed that full-order state observer was designed based on rotating coordinate and the rotor current and rotor flux were as the state variables. The observer was used to estimate the speed, so that the induction motor without speed sensor passive control could be achieved. The simulation results showed that the method was simple and effective, and the rotor current and speed were accurately estimated by the full-order observer and effectively improve the dynamic and static performance of the induction motor.

Key words: passivity; induction motor; full-order state observer; torque tracking; rotor current; speed estimation

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U1404512, 61473115); 河南省重点攻关项目(162102210200)

作者简介: 郭 宁(1989—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

范 波(1975—), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为大容量功率变换与高压交流调速系统。

丁博文(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

张炜炜(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

0 引言

随着非线性控制理论的发展,结合矢量控制等方法在工程上的应用经验,感应电机的非线性控制方法成为主要的控制方法^[1-4]。其中无源性控制从能量角度出发,充分利用被控对象的能量交换和耗散特性进行控制器的设计,与其他控制方法相比,具有控制器结构简单、物理意义明确等优点,逐渐成为一个特别活跃的研究方向^[5-9]。

但感应电机采用无源性转速控制方法时存在转子电流难观测的问题,进而导致无源性控制律难以实现。文献[10]提出了一种基于定子磁链定向的无源性感应电机转速控制系统,无需对转子电流观测。但该控制方法微分环节使控制具有滞后延迟和定子电流计算量大等缺点。文献[11-13]对感应电机无源性转矩跟踪控制进行了详细说明。文献[14]提出了一种转矩时变未知时的无源性控制方法。文献[15]提出一种基于无速度传感器的感应电机无源性调速控制方法。但是,上述方法均未对如何获得转子电流值给出明确方案,转子电流值却是无源控制律必不可少的重要参数。故本文提出一种基于全阶状态观测器对转子电流进行观测,鉴于转子电流难观测且转子电流对无源性控制律的实现至关重要,故选取转子电流和转子磁链作为状态变量设计全阶观测器,实现转子电流观测;从感应电机的 dq 坐标系下的数学模型出发,设计了基于此模型的感应电机无源性控制器,并将转子电流观测值引入控制器中,提高系统动态性能。为降低系统设计成本,且电机转速对无源性控制律实现同样不可或缺,利用上述全阶观测器设计了一种转速自适应估算系统,实现了感应电机无速度传感器的无源性控制。最后,基于 MATLAB/Simlink 搭建了感应电机的仿真模型,仿真结果表明该控制方法能够准确检测转子电流且系统的动静态性能良好。

1 感应电机无源性分析及其控制器设计

1.1 感应电机的无源性分析

感应电机在动态模型中的两相旋转坐标系下电压方程和机械运动方程的组成为

(1) 电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_s + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_r + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

(2) 机械方程:

$$\frac{J}{n_p} \dot{\omega}_r = T_e - T_L \quad (2)$$

式中: u_{sd}, u_{sq} ——定子电压在 d 轴和 q 轴上的分量;

R_s, R_r ——电机定子和转子电阻;

L_s, L_r ——定子和转子绕组的等效自感;

p ——微分算子, $p = d/dt$;

L_m ——定子和转子绕组的等效互感;

ω_1 —— dq 坐标系旋转角速度;

ω_s ——转差角速度, $\omega_s = \omega_1 - \omega_r$;

$i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$ ——定子与转子电流在 d 轴和 q 轴上的分量;

J ——转子转动惯量;

n_p ——磁极对数;

$T_e = pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq})$ ——电磁转矩;

ω_r ——转子角速度;

T_L ——负载转矩。

电机的无源性控制是利用输出反馈使得感应电机闭环系统特性表现为一无源映射,从感应电机的 Eluer-Lagrange 方程入手,将电机控制系统分成两个串联的无源子系统,即电气和机械两个子系统。首先将机械子系统看作是对系统的无源性干扰,在确保电气子系统的严格无源下,可以保证系统的全局稳定性。

选择 $\mathbf{x} = (i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq})^T$ 为状态变量;

$\mathbf{u}_e = (u_{sd} \ u_{sq} \ u_{rd} \ u_{rq})^T$ 为控制输入; $\mathbf{D}_e =$

$$\begin{pmatrix} L_s I & L_m I \\ L_m I & L_r I \end{pmatrix}, \mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{C}_e = \begin{pmatrix} \omega_1 L_s J & \omega_1 L_m J \\ \omega_s L_m J & \omega_s L_r J \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{R}_e = \text{diag}\{R_s I, R_r I\}。根据式(1)$$

则可得如下所示的感应电机电气子系统 Euler-Lagrange 系统方程:

$$\mathbf{D}_e \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}_e \mathbf{x} + \mathbf{R}_e \mathbf{x} = \mathbf{u}_e \quad (3)$$

式(3)左边第一项为系统的作用力,左边第二项由于 $\mathbf{C}_e$ 是反对称矩阵,所以 $\mathbf{x}^T \mathbf{C}_e \mathbf{x} = 0$,因此并不影响系统的能量平衡。由于 $\mathbf{R}$ 是正定矩阵,第三项作为系统的耗散力;第四项则作为系统的扰动。

式(3)两边同乘 $\mathbf{x}^T$,可得

$$\mathbf{x}^T \mathbf{D}_e \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^T \mathbf{u}_e - \mathbf{x}^T \mathbf{R}_e \mathbf{x} \quad (4)$$

取二次型函数 $H(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{D}_e \dot{\mathbf{x}}$ 作为能量存储函数,对式(4)两边求积分,得

$$H[\mathbf{x}(t)] - H[\mathbf{x}(0)] = \int_0^t (\mathbf{x}^T \mathbf{u}_e) d\tau - \int_0^t (\mathbf{x}^T \mathbf{R}_e \mathbf{x}) d\tau < \int_0^t (\mathbf{x}^T \mathbf{u}_e) d\tau \quad (5)$$

式(5)中左侧是一段时间内系统的能量变化量,右侧是一段时间内电源端提供给电机的总能量,根据无源性理论知系统严格无源。假设电机轴是刚性的,则认为电机的机械部分存储的能量为动能,选取能量存储函数为

$$H_m = \frac{1}{2} \omega_r^T J \omega_r \quad (6)$$

采取同样的方法,对其求导后,结合式(2)求其不定积分并做差,根据无源性理论其机械部分同样是无源的。通过对电机电气和机械互联结构的分析,可知电机模型仍是严格无源的。

采用将机械部分作为系统无源干扰,而将电气部分当作受控对象的方法,可以减少设计难度,使控制器变得简单。

1.2 基于无源性的感应电机控制器设计

1.2.1 转矩控制器设计

磁链与转矩调节器的设计,就是使系统转矩输出 T_e 、磁链 Ψ_r 渐近的跟踪设定值。为此,设系统的期望输出转矩为 T_e^* ,由式(2)中的转矩表达式可知,系统的期望输出转矩为

$$T_e^* = n_p L_m (i_{sq}^* i_{rd}^* - i_{sd}^* i_{rq}^*) \quad (7)$$

为实现感应电机的控制,结合磁场定向原理,设系统期望转子磁链值为 Ψ_r^* ,制定控制器控制目标如下。

(1) 电磁转矩渐近跟踪: $\lim_{t \rightarrow \infty} (T_e - T_e^*) = 0$;

(2) 转子磁链渐近定向: $\lim_{t \rightarrow \infty} (\Psi_r - \Psi_r^*) = 0$ 。

这里定义系统的误差向量为 $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$,由感应电机的 Euler-Lagrange 方程可得系统的误差方程为

$$\mathbf{D}_e \dot{\mathbf{e}} + \mathbf{C}_e \mathbf{e} + \mathbf{R}_e \mathbf{e} = \boldsymbol{\zeta} \quad (8)$$

式中: $\boldsymbol{\zeta} = \mathbf{u}_e - \mathbf{D}_e \dot{\mathbf{x}}^* - \mathbf{C}_e(\omega_s, \mathbf{x}) \mathbf{x}^* - \mathbf{R}_e \mathbf{x}^*$ 可视作误差方程的扰动。

定义误差方程的能量存储函数为

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

对其求导并结合误差方程可得

$$\dot{H}_e = \mathbf{e}^T \boldsymbol{\zeta} - \mathbf{e}^T \mathbf{R}_e \mathbf{e} \quad (10)$$

由于 $\mathbf{R}_e$ 正定,只需 $\boldsymbol{\zeta} = 0$,即有 $\dot{H}_e < 0$, $\mathbf{e}$ 渐近地收敛到零,即 T_e 渐近地收敛于 T_e^* 。为使 $\boldsymbol{\zeta} = 0$ 以保证控制系统的稳定性,同时获得期望的跟踪性能,根据感应电机矢量控制的转子磁场定向原理,转子磁链 Ψ_r 在 d 轴上的分量 Ψ_{rd} 渐进地等于 Ψ_r^* ,在 q 轴上的分量 Ψ_{rq} 渐进地等于零,即

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} \Psi_{rd} = \lim_{t \rightarrow \infty} (L_m i_{sd}^* + L_r i_{rd}^*) = \Psi_r^* \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \Psi_{rq} = \lim_{t \rightarrow \infty} (L_m i_{sq}^* + L_r i_{rq}^*) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

设 Ψ_r^* 为常值,令 $i_{rd}^* = 0$,由式(11)可得 $\mathbf{x}^*$ 的各个分量如式(12)所示。

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{\Psi_r^*}{L_m} \\ i_{sq}^* = -\frac{L_r i_{rq}^*}{L_m} \\ i_{rd}^* = 0 \\ i_{rq}^* = -\frac{T_e^*}{n_p L_m i_{sd}^*} \end{cases} \quad (12)$$

转差率计算公式如下

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r = \frac{L_m R_r}{L_r \Psi_r^*} i_{sq}^* \quad (13)$$

由 $\boldsymbol{\zeta} = 0$,式(12)、式(13)以及 $\dot{\mathbf{x}}^* = 0$,可得无源性控制律如下:

$$\begin{cases} u_{sd} = -n_p \omega_r^* (L_s i_{sq}^* + L_m \hat{i}_{rq}^*) - \frac{n_p R_r (i_{rq}^*)^3}{T_e^*} \left(L_m - \frac{L_{sd} L_{rd}}{L_m} \right) - R_s \frac{T_e^*}{n_p L_m i_{rq}^*} \\ u_{sq} = n_p \omega_r^* (L_s i_{sd}^* + L_m \hat{i}_{rd}^*) - \frac{R_r L_{sd} i_{rq}^*}{L_m} - \frac{R_s L_{rd} i_{rq}^*}{L_m} \\ \omega_1 = \frac{n_p R_r (i_{rq}^*)^2}{T_e^*} + \hat{\omega}_r \end{cases} \quad (14)$$

为了使整个系统保证严格无源,达到改善系统动态性能的目的,并降低控制系统对参数变化的灵敏度,在式(14)中 u_{sd} 、 u_{sq} 分别增加如下阻尼项:

$$\begin{cases} \eta_1 = K(i_{sd} - i_{sd}^*) \\ \eta_2 = K(i_{sq} - i_{sq}^*) \end{cases} \quad (15)$$

式中: K ——阻尼系数。

阻尼系数依据式(16)可得

$$K = \frac{p^2 L_m^2}{4\varepsilon \omega_r^2} \quad (16)$$

式中: $0 < \varepsilon < \min\{R_r, R_s\}$;

$\hat{i}_{rdq}$ ——待观测转子电流;

$\hat{\omega}_r$ ——待估算转速。

1.2.2 转速控制器的设计

为了使转速快速跟踪时变转速,转速控制器的设计采用渐近跟踪时变转矩。只需建立转速误差反馈,采用比例积分调节器,就可以得到如下参考转矩:

$$T_e^* = -k_p(\hat{\omega}_r - \omega_r^*) - k_i \int (\hat{\omega}_r - \omega_r^*) dt \quad (17)$$

式中: k_p 、 k_i ——比例增益和积分增益。

$$p \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{pmatrix} = \frac{L_m}{\sigma} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(L_s R_r + R_s L_r)}{\sigma} & -\omega_1 & -R_r & 0 \\ \frac{(L_s R_r + R_s L_r)}{\sigma} & -\omega_1 & -R_r & 0 \\ 0 & 0 & \omega_1 - \omega & 0 \\ -R_r & -(\omega_1 - \omega) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{pmatrix} \quad (19)$$

其中: $\sigma = L_m^2 - L_s L_r$ 。

式(19)中令 $X = [i_{rd} \ i_{rq} \ \psi_{rd} \ \psi_{rq}]^T$ 为系统状态变量, $U = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$ 为系统输入变量, $Y = [\psi_{rd} \ \psi_{rq}]^T$ 为系统输出变量。 A 、 B 、 C 分别为系统的状态矩阵、输入矩阵和输出矩阵。表示成矩阵的形式有:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (20)$$

由于转子磁链可重构,根据能观测性秩判据得出系统完全能观测,因此可以构建状态观测器。根据被控对象状态方程,将矩阵 A 中的电机转速

2 全阶观测器转子电流和转速估算

2.1 旋转坐标系下转子电流全阶观测器设计

针对无源控制律中所需的转子电流是感应电机无源性控制器的一个重要状态变量,具有难测量、易变化的特点。一种行之有效的方法是建立状态观测器,首先从感应电机的输出定子电流中将电动机转子磁链重构出来,将其作为可观测状态变量,其次通过简单有效的龙伯格法,以转子电流和转子磁链为状态变量构造转子电流观测器,将转子电流估算出来。磁链电流模型如式(18)所示。

$$\begin{cases} \psi_r = \frac{L_m i_{sd}}{T_r s + 1} \\ \psi_{rd} = \psi_r \cos \varphi \\ \psi_{rq} = \psi_r \sin \varphi \end{cases} \quad (18)$$

将感应电机的两相旋转参考坐标系下的动态方程结合磁链方程,不难推得以转子电流和转子磁链为状态变量的感应电机空间表达式

用估算值取代可得到状态矩阵 $\hat{A}$, $\hat{X}$ 是对应的状态变量,设 $G = \begin{pmatrix} g_1 I + g_2 J \\ g_3 I + g_4 J \end{pmatrix}$ 为观测增益矩阵,可得到全阶状态观测器为

$$\dot{\hat{X}} = \hat{A}\hat{X} + Bu + GC(x - \hat{x}) \quad (21)$$

考虑到感应电机本身是一个稳定的系统,为保证观测器在全速度范围内保持稳定,设计龙伯格观测器的极点 $\lambda_{LO} = k\lambda_{IM}$,其中 λ_{IM} 为感应电机的极点。由特征方程系数相等原则,可求得增益矩阵 G 各元素的表达式为^[16-17]

$$\left\{ \begin{aligned} g_1 &= \frac{k-1}{k} \left[\frac{\omega_1(\hat{\omega}_r - \omega_1)}{kR_r} - \omega_1^2 - \frac{(k+1)R_s}{k\sigma} \right] \\ g_2 &= \frac{k-1}{\sigma k} \left[\frac{(\omega_1 - \hat{\omega}_r)(L_s R_r + L_r R_s)}{kR_r} + 2\omega_1(L_s R_r + L_r R_s) + \frac{(k+1)\hat{\omega}_r L_s}{k} \right] \\ g_3 &= \frac{(k-1)(L_s R_r + L_r R_s)}{\sigma k} \\ g_4 &= \frac{(1-k)}{k} (2\omega_1 - \hat{\omega}_r) \end{aligned} \right. \quad (22)$$

2.2 转速自适应控制器设计

为了测定实际转速,设计了一种基于全阶观测器的转速估算系统,令 $\hat{e} = X - \hat{X}$, 由式(20)和式(21)可得^[18]

$$\begin{aligned} \rho \hat{e} &= (\mathbf{A}x + \mathbf{B}u) - [\hat{\mathbf{A}}\hat{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{G}\mathbf{C}(x - \hat{x})] = \\ &(\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})(x - \hat{x}) - (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{x} = \\ &(\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})e + \Delta\mathbf{A}\hat{x} \end{aligned} \quad (23)$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{\lambda} \quad (24)$$

对其求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = e^T \dot{e} + \dot{e}^T e + \frac{2(\hat{\omega}_r - \omega_r)^T}{\lambda} \dot{\omega}_r = e^T [(A - GC) + \\ (A - GC)^T] e + (e^T \Delta A \hat{x} + e \Delta \hat{A} \hat{x}^T) + \\ \frac{2(\hat{\omega}_r - \omega_r)^T}{\lambda} \dot{\omega}_r \end{aligned} \quad (25)$$

$$e^T \Delta A \hat{x} = e \Delta \hat{A} x^T = \hat{i}_r^T \frac{L_s}{\sigma} (\hat{\omega} - \omega) J \Delta i_r - \hat{\psi}_r^T (\hat{\omega} - \omega) J \Delta \psi_r \quad (26)$$

考虑到电机的实际转子电流是不可测的,因此 Δi_r 是不可知的,在实际计算中可将其忽略。可验证 $e^T[(A-GC)+(A-GC)^T]e$ 为负,为使系统满足 V 恒小于零的前提条件,可得

$$-\hat{\psi}_r J \Delta \psi_r + \frac{\dot{\hat{\omega}}}{\lambda_r} = 0 \quad (27)$$

求解式(27)可得

$$\hat{\omega}_r = K_i \int \hat{\psi}_r^T J(\psi_r - \hat{\psi}_r) \quad (28)$$

由式(28)可构建基于全阶状态观测器的转速自适应估算系统,将其变换成PI调节器模型,可得电机的转速自适应方程:

$$\hat{\omega}_r = (K_p + K_i/s) \int (\hat{\psi}_{rq} e_{rd} - \hat{\psi}_{rd} e_{rq}) \quad (29)$$

其中: $e_{rd} = \psi_{rd} - \hat{\psi}_{rd}$

$$e_{rq} = \psi_{rq} - \hat{\psi}_{rq}$$

经以上分析,可得转速自适应辨识系统如图 1 所示。

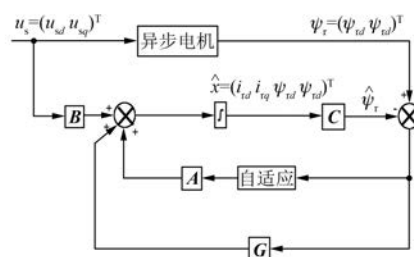


图 1 转速自适应辨识框图

综上所述,可得感应电机无源性控制系统如图 2 所示。

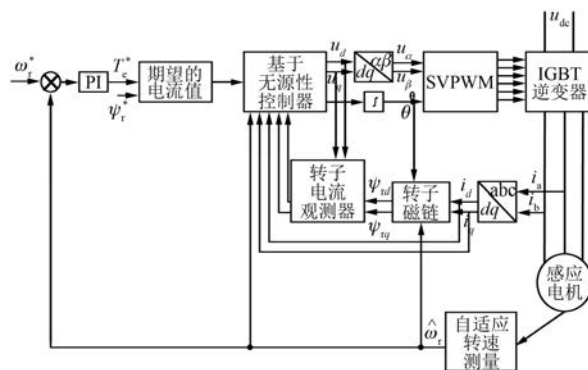


图 2 感应电机无源控制结构图

3 感应电机的无源性控制仿真

为了验证此次设计的有效性,使用 MATLAB/Simulink 为仿真平台,建立基于状态观测的转速自适应感应电机无源性控制系统仿真模型,进而验证控制器对感应电机的控制效果。电机仿真参数设置如下: $P_N = 2.2 \text{ KW}$, $U_N = 380$, $\omega_N =$

1 200 rad/s, $L_{sd} = L_{rd} = 2$ mH, $J = 0.03$ kg·m², $R_r = 0.816$ Ω, $R_s = 0.435$ Ω, $p = 2$, $L_{md} = 69$ mH, 期望磁链设定为 0.9 Wb。

在仿真过程中, 仿真时间设定为 0.6 s, 感应电机空载起动进入稳态后, 在 $t = 0.45$ s 时突增负载转矩至 $T_L = 20$ N·m。仿真结果如下: 图 3、图 4 分别为感应电机转速和转矩响应曲线。从图 3 可看出, 经过 0.3 s 后转速达到期望转速值, 待加负载后, 转速在轻微抖动后立即稳定在期望转速。

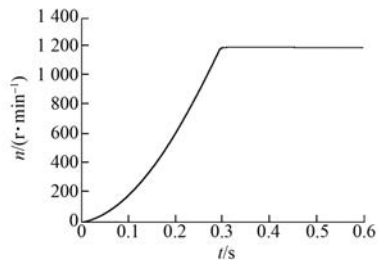


图 3 基于观测器的感应电机转速响应曲线

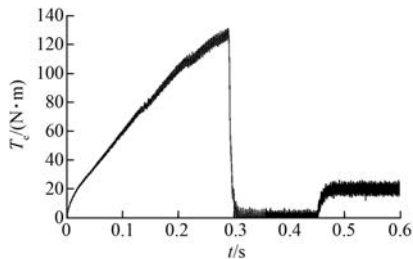


图 4 基于观测器的感应电机转矩响应曲线

图 5~图 7 为磁链、转子电流和转速实际值与估算值的对比分析。从图 5 可看出在 0.3 s 转速趋于稳定时, 由于定子电流趋于零, 从式 (18) 可得磁链估算值和实际值误差开始变大; 0.45 s 加负载后, 定子电流增加, 估算磁链迅速响应实际值, 并在 0.6 s 时磁链估算值和实际值共同达到期望值。图 6 所示为转子电流估算值与实际值的对比分析, 从图 6 中可知在 0.45 s 加负载之前, 通过磁链对比分析可知, 由于转子电流观测器采用旋转坐标系下以正弦波转子磁链分量为依据进行观测, 在转速稳定段估算电流值波动较大, 估算值与实际值之间有一定误差; 待加负载后, 估算磁链趋于期望值, 转子电流估算值与实际值之间误差变小。图 7 为转速估算值与转速实际值对比分析, 0.3 s 后估算值和实际值重合, 均达到了期望转速值, 实现了感应电机转速控制效果。

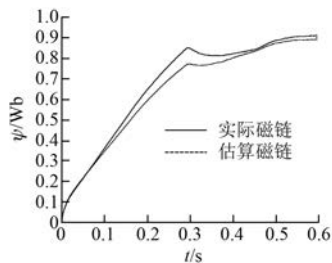


图 5 基于观测器的估算转子磁链和实际磁链曲线

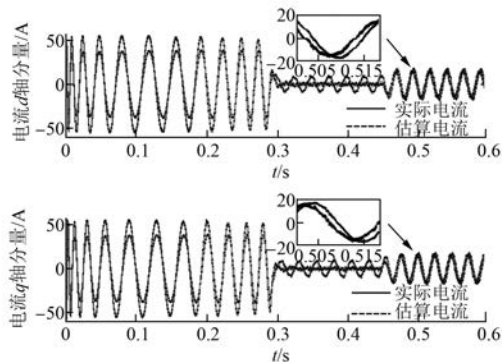


图 6 基于观测器的估算转子电流和实际电流曲线

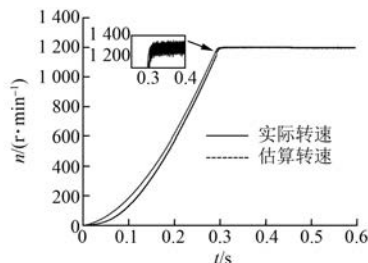


图 7 基于观测器的估算转速和实际转速曲线

从仿真结果可以看出, 本文所设计的基于转子电流观测器及其转速估算的感应电机无源性控制能够很好地跟踪给定转速; 在突加负载后, 转矩能够快速与期望转矩相一致; 转子磁链在 0.6 s 内达到期望值, 说明感应电机的稳态性能和动态性能均符合需求。

4 结 语

本文设计了一种基于全阶状态观测器的感应电机无源控制方案。首先分析了感应电机的无源性特性, 在此基础上设计了转矩和转速控制器; 然后以转子电流和转子磁链为状态变量设计了全维状态观测器; 在此基础上, 设计了转速估算控制

器。仿真结果表明,转子电流、转速和磁链估算值与实际值误差均较小,当应用于感应电机的无源性控制系统时,转速响应效果显示,实际转速能够较快达到期望值;实际磁链和转矩在增加负载后,稳态性能表现良好。这表明该控制方法能有效达到感应电机高性能控制要求。

【参考文献】

- [1] 尹忠刚,丁虎晨,钟彦儒,等.基于 PCHD 模型的感应电机变阻尼无源性控制策略[J].电工技术学报,2014,29(8): 70-80.
- [2] 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): 753-760.
- [3] 吴春,齐蓉,高峰.基于扩张 PCHD 模型的永磁同步电机无源控制[J].控制与决策,2014(5): 895-900.
- [4] WEI D Q, ZHANG B. ROMEO Robust suppressing chaos in permanent magnet synchronous motor with u/f control based on Passivity Theory [J]. Acta Physica Sinica, 2012, 61(3): 030505-379.
- [5] 屈鲁,谢卫,岑琪,等.六相感应电机的无源性控制研究[J].电机与控制应用,2012,39(2): 12-16.
- [6] 王久和,张巧杰,李萍,等.基于 PCHD 模型的三相四线电压型 PWM 整流器无源控制[J].电工技术学报,2015,30(14): 354-361.
- [7] 薛花,王育飞.基于无源性的双馈感应风力发电系统自适应滑模控制方法[J].电机与控制学报,2014,18(8): 43-48.
- [8] 侯利民,王巍.无速度传感器的表面式永磁同步电机无源控制策略[J].控制与决策,2013(10): 1578-1582,1586.
- [9] 季筱隆,沈传文,孟永庆,等.无源化感应电机控制系统稳定条件研究[J].电工技术学报,2007,22(12): 46-54+65.
- [10] 季筱隆,沈传文,孟永庆,等.定子磁场定向感应电机无源性控制器设计[J].电力电子技术,2007,41(9): 15-16+100.
- [11] 刘艳红,霍海娟,楚冰,等.感应电机转矩跟踪无源控制及自适应观测器设计[J].控制理论与应用,2013,30(8): 1021-1026.
- [12] 王涛,肖建,李冀昆.感应电机无源性分析及自适应控制[J].中国电机工程学报,2007,27(6): 31-34.
- [13] 陈力,廖冬初,秦庆江,等.基于无源性的鼠笼式感应电机转速控制系统[J].电气传动自动化,2014,36(1): 16-19.
- [14] 马良河,姜建国.感应电动机时变转矩跟踪的无源性控制器设计[J].电机与控制学报,2002,6(4): 284-287.
- [15] 王腾飞,张斌.基于无源性异步电动机无速度传感器的调速研究[J].微特电机,2016,44(3): 55-57.
- [16] CHERIFI D, MILOU D Y, TAHRI A. Development of a speed sensorless IM drives[J]. Waset Org, 2014, 8(1): 117-126.
- [17] 张永昌,赵争鸣,张颖超,等.基于全阶观测器的三电平逆变器异步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.
- [18] 吴文进,苏建徽,刘鹏,等.感应电机全阶磁链观测器设计及其控制性能对比分析[J].电机与控制学报,2016,20(4): 78-83,92.

收稿日期: 2017-05-04

【期刊订阅】

在邮局漏订的读者,可直接从邮局汇款至我杂志社发行部补订

地址:上海市武宁路 505 号《电机与控制应用》发行部

邮编: 200063 电话: 021-62574990-745 传真: 021-62576377

国内邮发代号: 4-199 每册定价: 12.00 元 全年定价: 144.00 元