

基于无源性的定子磁场定向感应电机控制器

季筱隆, 沈传文, 孟永庆, 苏彦民

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 根据无源性控制的基本思想,并借鉴定子磁场定向控制理论,以定子磁场定向同步坐标系下的定子电流和定子磁通作为系统的状态变量,构建了一种新的电压源型混合控制器,并给出了系统的稳定条件.在理论分析的基础上,证明了在互联与阻尼分配的基于无源性的感应电机控制器设计方法中,将模型表达为欧拉方程的形式是不必要的,且动态解耦条件的数学描述约束过于严格.仿真和实验结果验证了该混合控制器的稳定性、有效性以及良好的静动态性能,同时提出的结论也由此得到了证明.

关键词: 互联与阻尼分配;无源控制;感应电机;定子磁场定向;稳定条件

中图分类号: TM301.2; TM346.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)08-0964-05

Passivity-Based Stator-Flux-Oriented Controller for Induction Motor

Ji Xiaolong, Shen Chuanwen, Meng Yongqing, Su Yanmin

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Following the idea of passivity-based control and the theory of stator-flux-oriented control, and choosing the stator currents and the stator flux linkages (stator-flux frame) as the state variables of the electrical subsystems, a new interconnection and damping-assignment passivity-based controller and its stability region are presented. Based on theoretical analyses, it is concluded that describing induction motor model as an Euler-Lagrange system becomes unnecessary, and the mathematic definition of the decoupled dynamics condition is strict excessively. The effectiveness, stability and the satisfactory performance of the proposed controller, as well as the conclusions proposed are validated by the simulated and experimental results.

Keywords: inter-connection and damping assignment; passivity-based controller; induction motor; stator-flux-oriented controller; stability condition

互联与阻尼分配的基于无源性的控制器(IDA-PBC)设计方法是由 Ortega 和 Espinoza 提出的一种非线性控制器设计方法,已被扩展到了交流调速领域^[1-2].该控制器设计方法从电机的能量方程出发,得到的系统控制规律物理意义明确,不依赖对象模型的精确线性化,有效地提高了系统控制的鲁棒性,且控制律的设计是全局定义的,不存在控制的发散奇点^[3].最终得到的控制器不需要观测转子侧的状态变量,结构简单,并进一步提高了系统参数的鲁棒性^[4-6],因而受到了越来越多的关注.

目前,IDA-PBC 设计方法在感应电机调速领域

的应用中,首先要求将电机模型表达为欧拉方程形式,而且要求电机模型中 $\mathbf{W}_1$ 矩阵的 $n_r \times n_r$ 子矩阵, $(\mathbf{W}_1(q_r))_{2 \times 2}$ 必须为 0(动态解耦条件),即所选择的系统状态变量需相互解耦.为满足这两个条件,就必须选择定子电流(定子静止坐标系)和转子电流(转子旋转坐标系)作为感应电机电气子系统的状态变量,且必须以转子磁通幅值作为系统的控制目标.因此,目前的 IDA-PBC 设计方法无法以定子或气隙磁通幅值作为控制目标,同时也难以与其他的控制方法相互融合,相互借鉴.

本文选择感应电机定子磁场定向同步坐标系下

的定子电流和定子磁通作为系统的状态变量,以定子磁通幅值作为系统控制目标,通过感应电机控制器电气部分的设计,在理论分析的基础上,证明了IDA-PBC感应电机控制器设计方法中,将系统模型表达为欧拉方程形式以及 $(\mathbf{W}_1(q_r))_{2 \times 2} = 0$ 的限制条件是不必要的,同时也说明了IDA-PBC方法以定子磁通幅值作为控制目标、以及与磁场定向控制等其他控制方法相互混合应用是可行的,仿真和实验结果证明了该控制器的有效性及其稳定范围的正确性。

1 存储能量函数及其数学模型

假设感应电机三相对称,气隙光滑,参数精确已知,忽略铁耗、饱和、齿槽效应以及电机绕组中的电容效应,并认为轴为刚性的。

文献[1]给出了以定子静止坐标系下的定子电流和以转子转速旋转的转子坐标系下的转子电流作为系统状态变量时, $\dot{\mathbf{q}}_e = [i_{dss} \ i_{qss} \ i_{drr} \ i_{qrr}]^T$,感应电机电气子系统存储能量函数和拉格朗日函数为

$$H_e(\dot{\mathbf{q}}_e, \theta_r) = L_e(\dot{\mathbf{q}}_e, \theta_r) = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{D}_e(\theta_r) \dot{\mathbf{q}}_e \quad (1)$$

式中: θ_r 为转子机械角度.将式(1)代入欧拉方程

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\mathbf{q}}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \right) - \frac{\partial L}{\partial \mathbf{q}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{Q} \quad (2)$$

可得感应电机电气子系统的数学模型为

$$\mathbf{D}_e(\theta_r) \ddot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{W}_1(\theta_r) \omega_r \dot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_e = \mathbf{M}_e \mathbf{u} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_e(\theta_r) &= \begin{bmatrix} L_s \mathbf{I}_2 & L_m e^{j n_p \theta_r} \\ L_m e^{-j n_p \theta_r} & L_r \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}_e &= \begin{bmatrix} R_s \mathbf{I}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_r \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}; \mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{W}_1(\theta_r) &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & (\mathbf{W}_1(\theta_r))_{12} \\ (\mathbf{W}_1(\theta_r))_{21} & \mathbf{0} \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} \mathbf{0} & n_p L_m \mathbf{J} e^{j n_p \theta_r} \\ -n_p L_m \mathbf{J} e^{-j n_p \theta_r} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \\ e^{j n_p \theta_r} &= \begin{bmatrix} \cos(n_p \theta_r) & -\sin(n_p \theta_r) \\ \sin(n_p \theta_r) & \cos(n_p \theta_r) \end{bmatrix} \\ \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathbf{J}^T; \mathbf{M}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中: ω_r 为转子转速; n_p 为极对数。

本文选择定子磁场定向同步坐标系下的定子电流和定子磁通 $\dot{\mathbf{q}}_{en} = [i_{dse} \ i_{qse} \ \lambda_{dse} \ \lambda_{qse}]^T$ 作为系统状态变量.将感应电机的磁链方程

$$\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{D}_e(\theta_r) \dot{\mathbf{q}}_e \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_{dss} \ \lambda_{qss} \ \lambda_{drr} \ \lambda_{qrr}]^T$$

代入式(1)和式(3),并做坐标变换,即可得到定子磁场定向同步坐标系下的感应电机电气子系统存储能量函数和数学模型分别为

$$H_e = L_e = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_{en}^T \mathbf{D}_{en} \dot{\mathbf{q}}_{en} \quad (5)$$

$$\mathbf{D}_{en} \ddot{\mathbf{q}}_{en} + \mathbf{W}_{1n} \dot{\mathbf{q}}_{en} + \mathbf{R}_{en} \dot{\mathbf{q}}_{en} = \mathbf{M}_e \mathbf{u} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_{en} &= \begin{bmatrix} A L_s \mathbf{I}_2 & -A \mathbf{I}_2 \\ -A \mathbf{I}_2 & \frac{L_r}{L_m L_m} \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}; A \triangleq \frac{L_s L_r - L_m L_m}{L_m L_m} \\ \mathbf{W}_{1n} &= \begin{bmatrix} \omega_{sl} A L_s \mathbf{J} & \left(-\omega_{sl} \frac{L_s L_r}{L_m L_m} + \omega_s \right) \mathbf{J} \\ -\omega_{sl} A \mathbf{J} & \omega_{sl} \frac{L_r}{L_m L_m} \mathbf{J} \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}_{en} &= \begin{bmatrix} \left(R_s + \frac{L_s L_s R_r}{L_m L_m} \right) \mathbf{I}_2 & -\frac{L_s R_r}{L_m L_m} \mathbf{I}_2 \\ -\frac{L_s R_r}{L_m L_m} \mathbf{I}_2 & \frac{R_r}{L_m L_m} \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

可以看出,当以定子磁场定向同步坐标系下的定子电流和定子磁通作为系统状态变量时,存储能量函数与转子位置 θ_r 无关,将式(5)代入式(2)是无法得到式(6) $\mathbf{W}_{1n}$ 矩阵中的速度项的,因此式(6)不符合欧拉方程的形式,且模型中 $(\mathbf{W}_{1n})_{2 \times 2} \neq 0$ 。

2 感应电机控制器电气部分设计

一个系统的能量(或无源)特性,并不会因所选状态变量、参考坐标系或数学模型表达形式的不同发生变化.交流调速理论也已证明,以定子、气隙或转子磁通作为系统控制目标时,其结果是可以相互转换且等效的,即系统的能量特性也不会因此而变化^[7].特别是,PBC设计方法的基础在于系统基本的能量平衡特性,通过改造系统的存储能量并注入所需的阻尼实现控制目的,并不依赖系统独特的结构特性^[8].在目前的IDA-PBC方法中,将电机模型表达为欧拉方程的形式,目的是实现系统的分解,使电气子系统作为被控系统,机械子系统作为无源干扰,从而简化控制器的设计.但是,针对分解后得到的电气子系统的控制器设计过程,并不应再受模型形式的限制.其次,系统状态变量动态解耦条件的物理意义在于由转子电流产生的磁场应与转子的位置无关,表现在根据控制目标实现状态变量给定后,得到的状态变量给定值应满足系统状态变量跟踪无差时,磁通幅值和转矩也跟踪无差.然而,其数学描述

$(\mathbf{W}_1(\theta_r))_{2 \times 2} = 0$ 则表现为系统选择的状态变量应相互解耦. 根据定子磁场定向理论^[7], 虽然其选择的状态变量(定子电流和定子磁通)以及转差之间存在耦合, 但当状态变量无差时, 定子磁通幅值和转矩也将无差, 且感应电机本身就满足动态解耦条件的物理意义. 因此, 本文认为系统状态变量动态解耦条件的数学约束, 即 $(\mathbf{W}_1(\theta_r))_{2 \times 2} = 0$, 是过于严格的.

为证明上述分析, 本文基于电机电气子系统模型, 按照 IDA-PBC 的设计思路, 设计 IDA-PBC 控制器的电气部分如下.

步骤 1: 构造一输出反馈

$$\mathbf{u} = \mathbf{v}_n - \mathbf{K}_{\text{In}}(\theta_r, \omega_r) \mathbf{i}_s \quad (7)$$

使映射 $\mathbf{v}_n \rightarrow \mathbf{i}_s$ 严格无源. 对于式(6), 由上述反馈(7)构成的闭环方程为

$$\mathbf{D}_{\text{en}} \ddot{\mathbf{q}}_{\text{en}} + \mathbf{W}_{\text{In}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}} + \mathbf{R}_{\text{en}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}} + \mathbf{K}_{\text{In}}(\theta_r, \omega_r) \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}} = \mathbf{M}_e \mathbf{v}_n \quad (8)$$

将电气子系统的存储能量函数对时间求微分, 并将式(8)代入, 可得感应电机电气子系统存储能量的变化率为

$$\dot{H}_e = \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^T \mathbf{v}_n - \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^T \mathbf{R}_{\text{esn}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}} \quad (9)$$

其中等效阻尼矩阵

$$\mathbf{R}_{\text{esn}} = \mathbf{W}_{\text{In}} + \mathbf{R}_{\text{en}} + \mathbf{K}_{\text{In}}(\theta_r, \omega_r) \quad (10)$$

可以求得, 当阻尼系数大于 $-R_s$ 时, 阻尼矩阵 $\mathbf{R}_{\text{esn}}$ 正定. 将式(9)积分, 即可证明此时映射 $\mathbf{v}_n \rightarrow \mathbf{i}_s$ 是严格无源的.

步骤 2: 构造式(7)中 $\mathbf{v}_n$ 的给定值, 使系统随着 $t \rightarrow \infty$, 系统状态变量的跟踪误差 $\tilde{\mathbf{q}}_{\text{en}} \rightarrow 0$, 且与转子的转速、位置及状态变量的给定值无关.

根据文献[1]定理 9.18 及其证明过程, 同理可得, $\mathbf{v}_n$ 和 $\dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}$ 的给定值之间如果满足

$$\mathbf{M}_e \mathbf{v}_n = \mathbf{D}_{\text{en}} \ddot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^* + \mathbf{R}_{\text{esn}} \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^* \quad (11)$$

则随着 $t \rightarrow \infty$, 系统状态变量的跟踪误差 $\tilde{\mathbf{q}}_{\text{en}} \rightarrow 0$, 且与转子的转速、位置及状态变量的给定值无关.

步骤 3: 根据控制目标, 求得系统状态变量的给定值.

可以看出, 步骤 1 设计了一个内环, 确保闭环方程(8)定义了一个严格无源映射 $\mathbf{v}_n \rightarrow \mathbf{i}_s$. 步骤 2 给出了新的控制信号 $\mathbf{v}_n$ 和系统状态变量给定值 $\dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^*$ 之间的关系, 使 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\dot{\mathbf{q}}_{\text{en}} - \dot{\mathbf{q}}_{\text{en}}^*\| = 0$ 成立. 步骤 3 则要给定系统的状态变量, 使之满足系统状态变量跟踪无差时, 转矩(或转速)和磁通幅值跟踪也无差. 由于目前各类 IDA-PBC 感应电机调速应用的文献均基于

式(3)描述的模型, 模型中的参数 $\mathbf{D}_e(\theta_r)$ 、 $\mathbf{W}_1(\theta_r)$ 与转子的位置有关. 为了能通过系统求逆的方法显式地求解系统状态变量, 这就要求所选择的系统状态变量满足 $(\mathbf{W}_1(\theta_r))_{2 \times 2} = 0$. 然而, 式(6)的参数均为常数, 与转子的位置无关, 因此虽然模型中 $(\mathbf{W}_{\text{In}})_{2 \times 2} \neq 0$, 转子电流产生的磁场仍然与转子位置无关. 其次, 在定子磁场定向控制中, 已经证明当定子电流和定子磁通无差时, 电机的输出转矩和定子磁通幅值必然无差^[7]. 因此, 本文选择定子磁通幅值作为系统的控制目标, 并根据定子磁场定向控制的原理, 按所需的转矩和定子磁通幅值求得定子电流和定子磁通的给定值.

根据定子磁场定向的原理^[7], 在定子磁场定向的同步坐标系下, d 、 q 轴磁通给定值为

$$\lambda_{dse}^* = \beta^*; \lambda_{qse}^* = 0 \quad (12)$$

式中: β^* 为定子磁通幅值的给定值. 此时可得到 d 、 q 轴定子电流及滑差给定值为

$$i_{dse}^* = \frac{L_r}{R_r L_s} s \beta^* + \frac{\beta^*}{L_s} + \omega_{sl}^* \frac{L_s L_r - L_m L_m}{R_r L_s} i_{qse}^* / \left(s \frac{L_s L_r - L_m L_m}{R_r L_s} + 1 \right) \quad (13)$$

$$i_{qse}^* = T^* / \beta^* \quad (14)$$

$$\omega_{sl}^* = R_r \frac{L_s}{L_r} i_{qse}^* + s \frac{L_s L_r - L_m L_m}{L_r} i_{dse}^* / \left(\beta^* - \frac{L_s L_r - L_m L_m}{L_r} i_{dse}^* \right) \quad (15)$$

定子磁场同步角可由下式求得

$$\theta_s = \int_0^t (\omega_r + \omega_{sl}^*) dt \quad (16)$$

至此, 基于 IDA-PBC 设计方法的感应电机控制器电气部分就设计完成了, 加上转速环和磁通给定模块, 完整的感应电机控制系统结构见图 1, 其正确性、有效性及其稳定范围将通过仿真和实验证实.

3 仿真及实验结果

本文基于 Matlab/Simulink 进行了仿真. 电机参数 $R_s = 0.687 \, \Omega$, $R_r = 0.842 \, \Omega$, $L_s = 0.084 \, \text{H}$, $L_r = 0.0852 \, \text{H}$, $L_m = 0.0813 \, \text{H}$, $n_p = 1$, $J = 0.03 \, \text{kg} \cdot \text{m}^2$. 系统于 0.5 s 从静止空载加速至 3 000 r/min, 并在 1 s 至 1.5 s 时间段内承受 10 N·m 的负载. 控制器电流采样延迟时间为 100 μs , 转速采样延迟时间为 1 ms. 为证明前述控制器的有效性以及稳定范围, 并考虑到时间离散对系统稳定性的影响, 阻尼系数 K_{In} 分别选取为接近临界值的 -0.5 和 20, 仿真结果如图 2、图 3 所示.

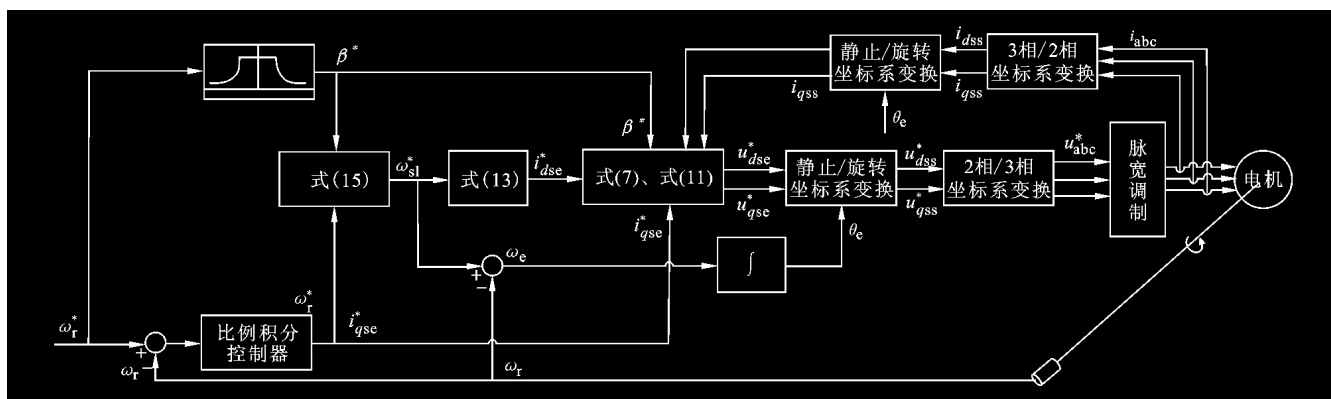


图1 IDA-PBC感应电机控制系统结构图

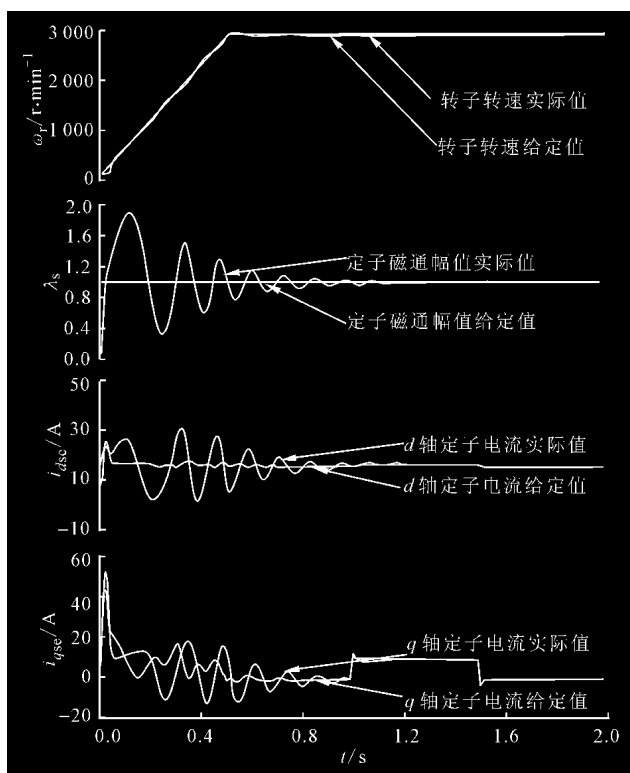


图2 感应电机动态过程仿真波形(\$K_1=-0.5\$)

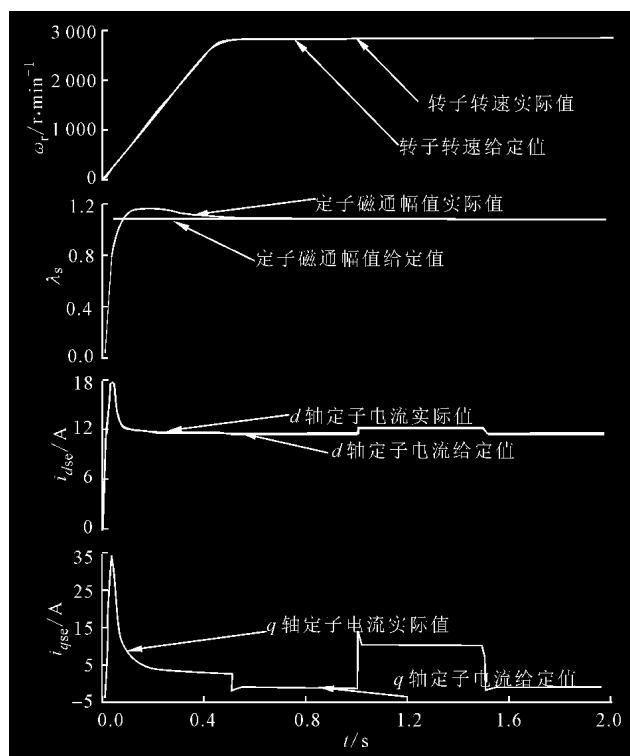


图3 感应电机动态过程仿真波形(\$K_1=20\$)

从图2可知,当阻尼系数值取为接近负定子电阻值时,虽然系统振荡较大,但系统仍然是稳定的,这证明了本文给出的稳定范围的正确性.图3证明了本文提出的控制器是有效的,且具有良好的动、静态性能.

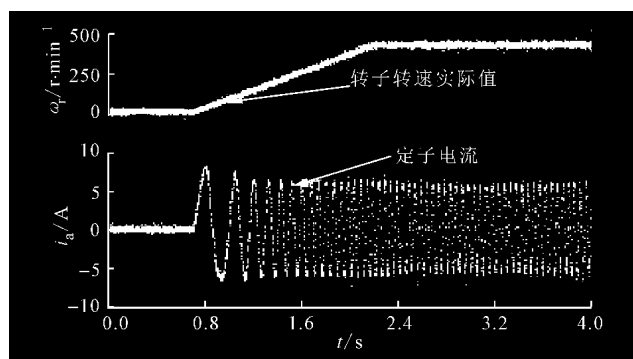
实验验证以三相220 V、2.2 kW 感应电机为对象,参数 $R_s=2.798\ 1\ \Omega$, $R_r=2.130\ 3\ \Omega$, $L_s=0.256\ \text{H}$, $L_r=0.256\ \text{H}$, $L_m=0.245\ 6\ \text{H}$, $n_p=2$, $J=0.089\ \text{kg} \cdot \text{m}^2$,三菱 ZKB-10XN 磁粉刹车器用于加卸负载.控制器以日立公司32位28 MHz的SH7044芯片为核心,电压源型的PWM IGBT逆变器为输出,转速编码器精度为1 000 r/min.采用软件实现的电压型磁通观测器对定子磁通的幅值进行观测^[7],并

通过D/A输出.控制程序中电流环和转速环的采样时间分别为150 μs 和1.5 ms.实验分别验证了空载加速至500 r $\cdot$ min⁻¹和以500 r $\cdot$ min⁻¹负载变化的动态过程,阻尼系数 $K_1=0.9$,实验结果如图4和图5所示.可以看出,该控制器是稳定且有效的,且具有良好的动、静态性能.基于仿真和实验结果,可以认为本文提出的观点是正确的.

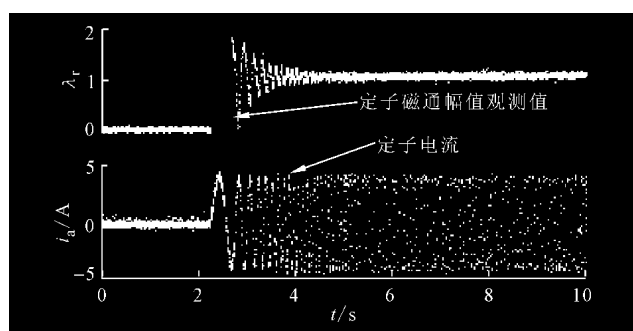
4 结 论

本文选择定子磁场定向同步坐标系下的定子电流和定子磁通作为系统的状态变量,给出了感应电机的存储能量函数和相应的数学模型.基于该模型,以定子磁通幅值和转子转速作为系统的控制目标,

经理论分析和数学推导,本文得到了一种新的定子磁场定向同步坐标系下的IDA-PBC感应电机控制

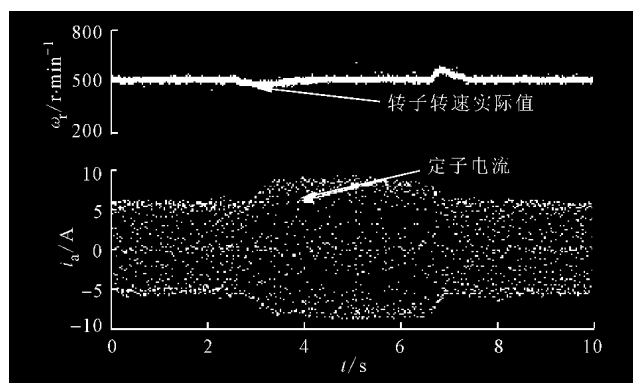


(a)转速跟踪

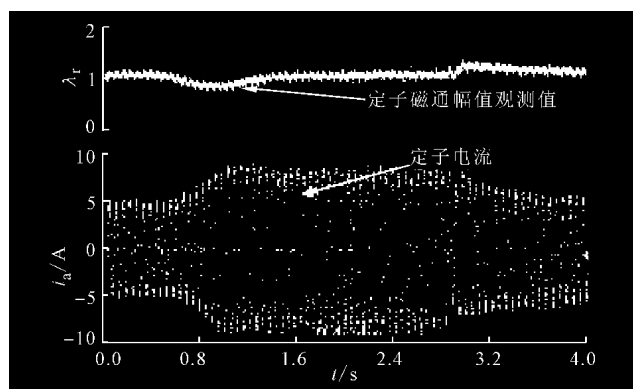


(b)定子磁通幅值跟踪

图4 感应电机起动过程实验波形($K_1=0.9$)



(a)转子跟踪



(b)定子磁通幅值跟踪

图5 感应电机负载变化过程实验波形($K_1=0.9$)

器,并通过仿真和实验证明了其有效性以及相应的稳定范围.由此证明了目前IDA-PBC感应电机控制器设计方法中,不需要将模型表达为欧拉方程形式并满足 $(W_1(\theta_r))_{2 \times 2} = 0$ 条件,而选择定子电流(定子静止坐标系)和转子电流(转子旋转坐标系)作为感应电机电气子系统的状态变量,且必须以转子磁通幅值作为系统的控制目标之一也是不必要的.证明了IDA-PBC设计方法应用于交流调速领域时,以定子磁通作为系统控制目标是可行的.这拓宽了IDA-PBC的应用,并使IDA-PBC能更好地与其他控制理论相互融合,相互借鉴.

参考文献:

- [1] Ortega R, Loria A, Nicklasson P J, et al. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1998.
- [2] Espinosa G, Ortega R. State observers are unnecessary for induction motor control [J]. System & Control Letters, 1994, 23(5): 315-323.
- [3] Nicklasson P J, Ortega R, Espinosa-Perez G, et al. Passivity-based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1997, 42(5): 629-647.
- [4] Kim K, Ortega R, Charara A, et al. Theoretical and experimental comparison of two nonlinear controllers for current-fed induction motors [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1997, 5(3): 338-348.
- [5] 陈峰, 徐文立. 基于无源性的异步电动机转速控制 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 1999, 39(7): 29-32.
Chen Feng, Xu Wenli. Passivity based speed control of induction motors [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 1999, 39(7): 29-32.
- [6] 纪志成, 薛花. 感应电机自适应无源性控制方法及dSPACE实时仿真研究 [J]. 西安交通大学学报, 2004, 38(12): 1220-1223.
Ji Zhicheng, Xue Hua. Adaptive passivity-based control strategies of induction motors using dSPACE [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2004, 38(12): 1220-1223.
- [7] Holtz J. Sensorless control of induction motor drives [J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90(8): 1359-1394.
- [8] Ortega R, van der Schaft A J, Mareels I, et al. Put energy back in control [J]. IEEE Control Systems Magazine, 2001, 21(2): 18-33.

(编辑 杜秀杰)