

感应电动机磁链观测与参数在线辨识方法研究

周江华, 万山明, 华志超

(华中科技大学 强电磁工程与新技术国家重点实验室, 湖北 武汉 430074)

摘要: 针对感应电动机在矢量控制过程中存在的转子磁链定向不准确的问题, 解释了磁链观测误差的原因, 重点研究了电机参数的在线辨识方法。提出了基于模型参考自适应系统的感应电动机磁链观测与参数在线辨识方法。基于波波夫超稳定性定理, 设计了转子时间常数与励磁互感的双参数自适应律。该方法以电压模型磁链观测器作为参考模型, 在线辨识出电流模型磁链观测器所需的参数, 使磁链观测结果具有收敛性和鲁棒性, 从而避免了电机参数测量不准确与容易变化对磁链定向造成的不良影响。仿真结果表明该方法具有实时性与可行性。

关键词: 感应电机; 参数在线辨识; 模型参考自适应系统; 磁链观测器; 矢量控制

中图分类号: TM 346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)11-0072-06

A Study of Flux Linkage Observation and Online Parameter Identification for Induction Motor

ZHOU Jianghua, WAN Shanming, HUA Zhichao

(State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: Aiming at the problem of rotor flux orientation inaccuracy in induction motor's vector control process, the reason of flux linkage observation error was analyzed, and the online identification method of motor parameters was emphatically studied. A method based on model reference adaptive system for flux observation and parameter identification was proposed. The two-parameter adaptive law of rotor time constant and excitation mutual inductance was designed based on Popov hyperstability theorem. This method took the voltage model as the reference model, and identified the parameters required by the current model on line. It made the flux observation result convergent and robust, avoiding bad effects of the motor parameter measurement inaccuracy and the easy change. The simulation results proved that the method was accurate and real-time.

Key words: induction motor; online parameter identification; model reference adaptive system; flux observer; vector control

0 引言

矢量控制是现代感应电机变频调速的重要方法, 其控制性能的优劣关键取决于磁场定向的准确性^[1-2]。直接磁场定向的实质是实时控制转子磁链的幅值大小和空间相位, 从而实现定子电流励磁分量与转矩分量的解耦。采用直接检测转子

磁链的方法需要额外增加测量线圈或者传感器, 因而在实际工程中, 一般采用按数学模型的转子磁链计算方法。以所需检测信号的不同, 转子磁链计算的基本方法可分为电压模型法与电流模型法两类^[3]。电压模型法通过采集电机的电压与电流信号, 对反电动势进行积分估计转子磁链, 受电机参数影响较小, 但纯积分环节的初始值与误差

作者简介: 周江华(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

万山明(1970—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子及电机控制。

华志超(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为感应电机分析与控制。

累积将直接影响计算结果,特别在低速区间,考虑到定子电阻压降作用,检测结果精度较低。电流模型法通过电机的电流信号与转速信号估计转子磁链,观测值渐进收敛,理论上比较准确,但容易受到电机参数变化的影响,使系统的控制性能降低。因此在使用电流模型法时,有必要对电机参数进行在线辨识,使得辨识后的参数与真实值保持一致,避免磁场定向失准。

不少学者对磁链观测方法和参数在线辨识进行了大量的研究与改进,尝试提高磁场定向的准确性。文献[4]提出将两种观测模型组合起来使用,结合两种模型自身特点,在低速区间通过高通滤波器使得电流模型法发挥作用,在高速区间通过低通滤波器使得电压模型法发挥作用。该方法使得两种模型扬长避短,但存在过渡区间误差较大的问题。文献[5]提出基于最小二乘法的电机参数在线辨识方法,消除了参数与磁链之间的耦合,但计算较为复杂,观测结果波动较大。文献[6]提出基于自适应的转子电阻在线辨识,但磁链计算还需电感参数,仍然存在误差。

为了提高感应电动机矢量控制的性能,克服或减小磁链观测对参数的依赖程度,本文研究了一种基于模型参考自适应系统(Model Reference Adaptive System, MRAS)的感应电动机参数在线辨识方法。该方法可以同时辨识转子时间常数与励磁互感,使基于电流模型法的磁链观测结果不受电机内部参数变化的影响,提高了感应电动机的控制性能,为高性能通用变频器的开发提供了参考。仿真结果表明参数在线辨识的结果具有收敛性,使磁链观测趋于准确,验证了设计的正确性。

1 磁链观测不准确的原因与影响

在 d - q 坐标系下,感应电动机转子磁链的表达式为

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd} \quad (1)$$

$$\theta = \int \left(\omega_r + \frac{L_m}{T_r \psi_r} i_{sq} \right) dt \quad (2)$$

式中: ψ_r ——转子磁链;

p ——微分算子;

T_r, L_m ——感应电机转子时间常数与励磁互感;

i_{sd}, i_{sq} ——定子电流励磁分量与转矩分量;

θ, ω_r ——转子位置角度与转子角速度。

从式(1)、式(2)可以看出,一旦转子时间常数与励磁互感测量不准或发生变化,则会导致转子位置角观测不准确,进而造成转子磁场定向的误差,破坏矢量控制中电流分量的解耦特性。

磁链观测失准示意图如图1所示。由于感应电动机内部参数的变化,可能会造成磁链定向超前或滞后于磁链的实际位置。定子电流励磁分量的偏差容易使电机进入欠励或者过励状态,由此将影响电机的正常运行,造成电机发热、效率低等影响,降低矢量控制精度。

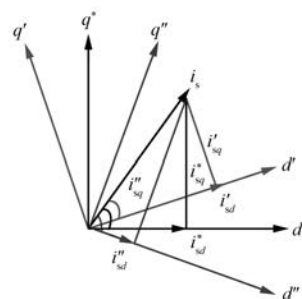


图1 磁链观测失准示意图

2 基于 MRAS 的参数在线辨识方法

2.1 以超稳定性理论设计的 MRAS 基本结构

MRAS 的优势在于可以通过反馈来抑制外部扰动对控制系统特性的影响,以提升控制系统的整体稳定性^[7-8]。MRAS 方法的核心是以不含未知参数的方程作为参考模型,以含待估计参数的方程作为可调模型,在 2 个模型具有相同输出量的情况下,利用 2 个方程的偏差构成自适应机构用以调节可调模型的参数,最终达到输出对象跟踪参考模型的目的。输出并联型的模型参考自适应系统使用最为广泛,其结构如图 2 所示。

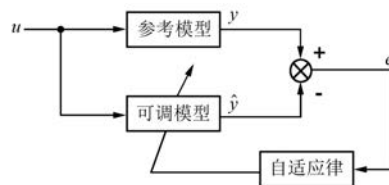


图2 MRAS 的基本结构图

由图 2 可知,参考模型与可调模型具有相同的输入 u , 两者的输出 y 与 \hat{y} 应有相同的物理意

义, 误差 e 经过自适应律的调节, 动态更新可调模型内的待辨识参数。

设计 MRAS 的关键问题在于选取合适的自适应律, 以波波夫 (Popov) 超稳定性理论为依据的设计方法可以较容易地使得系统全局渐进稳定。一般采用非线性孤立的方法, 可以将 MRAS 闭环控制系统规范为标准的线性定常正向通路与非线性时变反馈环节^[9]。设参考模型的状态方程为

$$\dot{y}_m = \mathbf{A}_m y_m + \mathbf{B}_m u \quad (3)$$

式中: \mathbf{A}_m 和 \mathbf{B}_m ——参考模型的线性参数矩阵。

设可调模型的状态方程为

$$\dot{y}_p = \mathbf{A}_p(e, t) y_p + \mathbf{B}_p(e, t) u \quad (4)$$

式中: $\mathbf{A}_p(e, t)$ 、 $\mathbf{B}_p(e, t)$ ——时变参数矩阵。

自适应规律依赖于误差 e :

$$e = y_m - y_p \quad (5)$$

由式(3)、式(4)可得误差方程为

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{y}_m - \dot{y}_p = \mathbf{A}_m e + (\mathbf{B}_m - \mathbf{B}_p) u + \\ &(\mathbf{A}_m - \mathbf{A}_p) y_p = \mathbf{A}_m e - \mathbf{W} \end{aligned} \quad (6)$$

其中: 前半项为线性定常的正向环节, 后半项 \mathbf{W} 为非线性时变的反馈环节。

根据超稳定性理论, 若要保证整个系统的超稳定性, 则线性定常环节必须严格正实且非线性反馈环节必须满足 Popov 不等式:

$$\begin{aligned} \eta(0, t) &= \int_0^t e^T \mathbf{W} dt \geq -\gamma^2, \\ \forall t_1 &\geq 0, \gamma = \text{const} \end{aligned} \quad (7)$$

在满足以上条件的前提下, 将等价的非线性反馈方程代入原始方程, 便可以得到稳定的 MRAS。

2.2 转子时间常数的在线辨识

在 α - β 坐标系下的电压型与电流型磁链观测模型^[3]分别为

$$\begin{cases} p\psi_{\alpha}^u = \frac{L_r}{L_m} [(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) - \sigma L_s p i_{s\alpha}] \\ p\psi_{\beta}^u = \frac{L_r}{L_m} [(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) - \sigma L_s p i_{s\beta}] \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} p\psi_{\alpha}^i = -\frac{1}{T_r} \psi_{\alpha} - \omega_r \psi_{\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ p\psi_{\beta}^i = -\frac{1}{T_r} \psi_{\beta} - \omega_r \psi_{\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (9)$$

从式(9)可见, 电流模型虽然能适应全范围的转速区间, 但算法中含有转子时间常数 T_r , T_r

与转子电阻 R_r 相关, 容易受到电机温升的影响, 同时也不易测量。从式(8)可见, 电压模型不包含转子时间常数 T_r , 所需的定子电阻 R_s 利用直流伏安法容易测得^[10], 且高速时定子电阻上的压降同定子电压相比很小, 可以认为观测结果在高速区间内受参数影响较小, 也较为准确。规定感应电动机在高速区间运行时, 把电压模型作为自适应的参考模型, 把电流模型作为自适应的可调模型, 对转子时间常数进行在线辨识。电流型磁链观测模型写成状态方程的形式为

$$P \begin{bmatrix} \psi_{\alpha}^i \\ \psi_{\beta}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha}^i \\ \psi_{\beta}^i \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

用转子时间常数的估计值替代原状态方程中转子时间常数, 得:

$$P \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{\beta}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\hat{T}_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{\beta}^i \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (11)$$

由式(10)、式(11)可得误差方程, 写成一个由线性定常正向与非线性时变反馈的标准自适应形式:

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} \psi_{\alpha}^i - \hat{\psi}_{\alpha}^i \\ \psi_{\beta}^i - \hat{\psi}_{\beta}^i \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha}^i - \hat{\psi}_{\alpha}^i \\ \psi_{\beta}^i - \hat{\psi}_{\beta}^i \end{bmatrix} - \\ &\left(\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -\frac{1}{\hat{T}_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_r} & -\frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{\beta}^i \end{bmatrix} - \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) L_m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

可记为 $\dot{e}_{\psi} = \mathbf{A} e_{\psi} - \mathbf{W}_T$, 与式(6)相对应。

根据 Popov 超稳定性理论设计的 MRAS 系统必须满足线性部分严格正实, 非线性部分必须满足 Popov 不等式。验证过程如下。MRAS 系统的正向环节的传递函数为

$$H(s) = \mathbf{C} (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \quad (13)$$

式中: \mathbf{A} ——正向环节的参数矩阵;

\mathbf{C} ——线性补偿器, 在此选取单位增益以简化设计, 取 $\mathbf{C} = \mathbf{I}$ 。

正实函数矩阵的充要条件为, 存在对称的正定矩阵 \mathbf{P} 、 \mathbf{Q} 使得式(14)成立:

$$\begin{cases} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{I}^T \mathbf{P} = \mathbf{C} \end{cases} \quad (14)$$

正向环节系数 A 由式(12)可知,故解得:

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} \frac{2}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{2}{T_r} \end{bmatrix} \quad (15)$$

P, Q 为对称的正定矩阵,由此可见正向环节是严格正实的。

再验证反馈环节能否满足 Popov 积分不等式,即:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e_{\psi}^T W_{T_r} dt \geq -\gamma^2, \quad \forall t_1 \geq 0, \forall \gamma \geq 0 \quad (16)$$

把 $\eta(0, t_1)$ 展开整理可得:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e_{\psi}^T W_{T_r} dt = \int_0^{t_1} \left(\frac{1}{\hat{T}_r} - \frac{1}{T_r} \right) \cdot [(L_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}^i)(\psi_{r\alpha}^i - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + (L_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}^i)(\psi_{r\beta}^i - \hat{\psi}_{r\beta}^i)] dt \quad (17)$$

根据不等式:

$$\int_0^{t_1} \left[\frac{df(t)}{dt} kf(t) \right] dt = \frac{k}{2} f^2(t) \Big|_0^{t_1} = \frac{k}{2} [f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{k}{2} f^2(0) \quad (18)$$

可知,这种形式的积分函数满足波波夫不等式。结合式(17),将自适应律设计成比例积分环节,即可满足 Popov 不等式。又由于参考模型是电压型磁链观测方程,故在自适应律中磁链的参考值为 ψ_r^u , 转子时间常数自适应律可设计为

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p [(L_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}^i)(\psi_{r\alpha}^u - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + (L_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}^i)(\psi_{r\beta}^u - \hat{\psi}_{r\beta}^i)] + K_i \int [(L_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}^i)(\psi_{r\alpha}^u - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + (L_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}^i)(\psi_{r\beta}^u - \hat{\psi}_{r\beta}^i)] dt \quad (19)$$

2.3 励磁互感的在线辨识

把磁链观测的电压模型写成纯积分的形式:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha}^u = \int e_{\alpha} dt = \int \left(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_{\sigma} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) dt \\ \psi_{r\beta}^u = \int e_{\beta} dt = \int \left(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_{\sigma} \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) dt \end{cases} \quad (20)$$

式中: L_{σ} ——感应电机的总漏感。

在电机实际运行过程中,总漏感的变化不大,

可以近似忽略励磁互感变化对总漏感的影响,以此作为自适应的设计依据。

从式(9)可见,电流模型除了受到转子时间常数变化 T_r 的影响,同时也受到由于励磁电流变化造成的励磁互感 L_m 变化的影响。为了进一步提高磁链观测的准确性,把高速区间的电压模型作为自适应的参考模型,把电流模型作为自适应的可调模型,对励磁互感进行在线辨识。在式(10)的基础上,用励磁互感的估计值替代原状态方程中的励磁互感,得:

$$P \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} + \frac{\hat{L}_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^i \\ i_{s\beta}^i \end{bmatrix} \quad (21)$$

由式(10)、式(21)可得误差方程,整理写成由线性定常正向环节与非线性时变反馈环节构成的标准自适应形式:

$$P \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}^i - \hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ \psi_{r\beta}^i - \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}^i - \hat{\psi}_{r\alpha}^i \\ \psi_{r\beta}^i - \hat{\psi}_{r\beta}^i \end{bmatrix} - \left\{ (\hat{L}_m - L_m) T_r \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^i \\ i_{s\beta}^i \end{bmatrix} \right\} \quad (22)$$

可记为 $\dot{e}_{\psi} = A e_{\psi} - W_{L_m}$, 与式(6)对应。

式(22)误差方程中的线性定常正向环节与转子时间常数在线辨识中的相一致,之前已证明正向环节是严格正实的,在此不再赘述。根据 Popov 超稳定性理论,验证非线性时变反馈部分是否满足 Popov 不等式,即:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T W_{L_m} dt \geq -\gamma^2, \quad \forall t_1 \geq 0, \forall \gamma \geq 0 \quad (23)$$

把 $\eta(0, t_1)$ 展开整理可得:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e_{\psi}^T W_{L_m} dt = \int_0^{t_1} (\hat{L}_m - L_m) T_r [i_{s\alpha}^i(\psi_{r\alpha}^i - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + i_{s\beta}^i(\psi_{r\beta}^i - \hat{\psi}_{r\beta}^i)] dt \quad (24)$$

根据不等式(17)可知,该形式的积分函数满足 Popov 不等式,结合式(24),将自适应律设计成比例积分环节,即可满足 Popov 不等式。又由于参考模型是电压型磁链观测方程,故在自适应律中磁链的参考值为 ψ_r^u , 励磁互感的自适应律可设

计为

$$\hat{L}_m = K_p [i_{s\alpha}(\psi_{r\alpha}^u - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + i_{s\beta}(\psi_{r\beta}^u - \hat{\psi}_{r\beta}^i)] + K_i \int [i_{s\alpha}(\psi_{r\alpha}^u - \hat{\psi}_{r\alpha}^i) + i_{s\beta}(\psi_{r\beta}^u - \hat{\psi}_{r\beta}^i)] dt \quad (25)$$

在装有转速传感器的前提下,由于自适应机构的调节作用,基于电流模型法磁链观测式(9)算法中的参数将不断进行实时调整,并收敛于真实值,可以认为磁链观测结果实时准确。

3 仿真结果与分析

对本文提出的基于 MRAS 参数在线辨识与磁链观测方法进行仿真分析。以 1 台 7.5 kW 感应电动机为例,电机内部的各项参数:定子电阻 $R_s = 4.1 \Omega$, 转子电阻 $R_r = 2.5 \Omega$, 定子电感 $L_s = 0.542 \text{ H}$, 转子电感 $L_r = 0.542 \text{ H}$, 励磁互感 $L_m = 0.510 \text{ H}$, 转动惯量 $J = 0.04 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 极对数 $p = 2$ 。在 MATLAB/Simulink 中搭建基于 MRAS 磁链观测的感应电机矢量控制系统的仿真模型如图 3 所示。

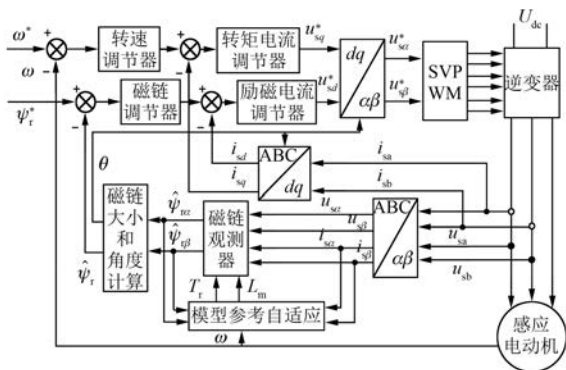


图 3 基于 MRAS 磁链观测的矢量控制系统框图

将仿真基本条件设置为:电机始终带负载运行,负载转矩始终设置为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$;电机初始给定转速设置为 $800 \text{ r}/\text{min}$, 5 s 时将电机的给定转速设置为 $1400 \text{ r}/\text{min}$;给定磁链 1.0 Wb ;用于矢量控制的电流模型磁链观测器中计算参数由在线辨识后得到。电机参数与磁链在线辨识结果如图 4 所示。

图 4(a)、图 4(b)表明转子时间常数 T_r 与励磁互感 L_m 经过 MRAS 的调节机制之后逐渐趋近于真实值 ($T_r = L_r/R_r = 0.2168 \text{ s}$; $L_m = 0.510 \text{ H}$)，图 4(c)、图 4(d)从幅值与相位 2 个维度表明磁链观测的结果渐进收敛于真实的磁链,从而实现精确的磁场定向。

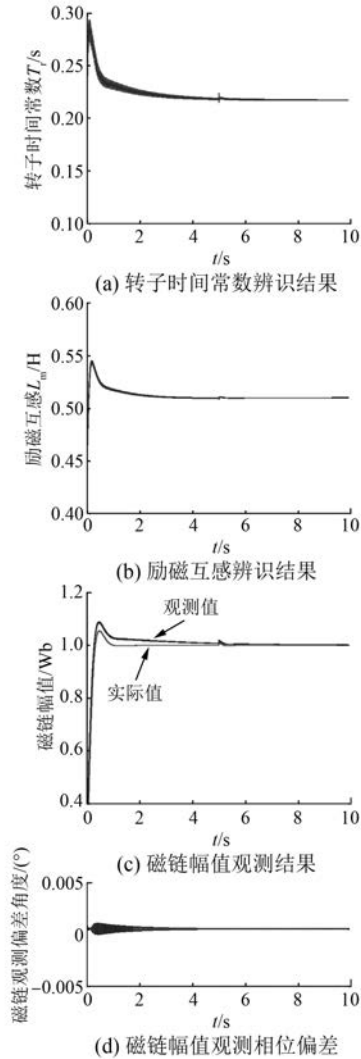


图 4 电机参数与磁链在线辨识结果

为了考查该方法对参数变化的自适应能力,在原仿真条件的基础上,人为设定: 3 s 时将转子电阻变为 3.2Ω , 6 s 时励磁互感变为 0.50 H 。电机参数突变时的在线辨识结果如图 5 所示,该在线辨识方法可以应对电机可能出现的参数变化,实时跟踪参数的实际值,电机运行状态也可以保持稳定。

4 结 语

本文提出了一种基于 MRAS 的感应电动机磁链观测方法,该方法具有以下特点:

- (1) 在电机运行前,无须准确知道转子时间常数与励磁互感等磁链观测所需要的关键参数,所以对参数依赖程度小;

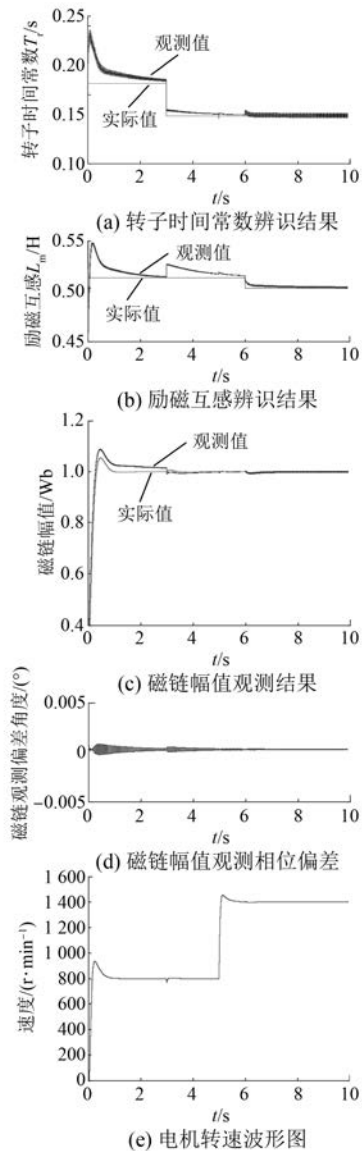


图5 电机参数突变的在线辨识结果

(2) 在电机运行时,可以解决参数变化对磁链观测造成影响的问题,实时调整参数的观测值并收敛于真实值,实现精确的磁场定向。

【参考文献】

- [1] 齐桓若,刘其辉.基于一种新型转子磁链观测方法的矢量控制高压变频器[J].电机与控制应用,2014,41(10):61-67.
- [2] 陆海峰,瞿文龙,张磊,等.一种基于无功功率的异步电机矢量控制转子磁场准确定向方法[J].中国电机工程学报,2005,25(16):116-120.
- [3] 陈伯时.电力拖动自动控制系统:运动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2010.
- [4] SUL S. Reference frame transformation and transient state analysis of three-phase AC machines [M]. Hoboken: John Wiley & Sons,2010.
- [5] 李建军,盛洁波,王翠,等.异步电机定转子参数的辨识方法研究[J].电工技术学报,2006,21(1):70-74.
- [6] 冬雷,李永东.矢量控制中感应电动机转子电阻的自适应辨识[J].电工技术学报,2002,17(4):13-17.
- [7] 柴天佑.自适应控制[M].北京:清华大学出版社,2016.
- [8] COMANESCU M, XU L. Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction Machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2006,53(1):146-153.
- [9] YANG S, DING D, LI X, et al. A novel online parameter estimation method for indirect field oriented induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2017,32(4):1562-1573.
- [10] 陈伟,于泳,徐殿国,等.基于自适应补偿的异步电机静止参数辨识方法[J].中国电机工程学报,2012,32(6):156-162.

收稿日期:2018-07-06

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部