

考虑铁耗电阻的感应电机参数在线辨识技术

李耀宇^{1,2}, 高 强^{1,2}

(1. 上海交通大学 电气工程系, 上海 200240;

2. 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海 200240)

摘 要: 传统感应电机高性能控制方案中, 电机模型忽略了电机铁耗的影响, 与实际物理模型有一定的偏差。基于包含铁耗等效电阻的感应电机模型, 建立新的励磁电流计算方法, 对电流和电压信号进行高精度的采样和离散处理, 并对电机模型进行数学推导, 得到基于递推最小二乘法(RLS)的辨识模型, 实现了对铁耗电阻、转子电阻等重要电机参数的在线辨识。建立了 MATLAB 仿真模型, 对参数辨识算法进行验证。仿真试验结果表明: 所提方法可以在不同工况下实现较高精度的辨识, 并可以快速地跟随待辨识参数的变化, 为感应电机高性能控制奠定了基础。

关键词: 感应电机; 铁耗电阻; 在线辨识; 递推最小二乘法

中图分类号: TM 346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)09-0058-07

Online Identification of Induction Motor Parameters Considering Iron Loss Resistance

LI Yaoyu^{1,2}, GAO Qiang^{1,2}

(1. Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion Ministry of Education, Shanghai 200240, China)

Abstract: In the traditional high-performance control scheme of induction motor, the motor model ignored the influence of motor iron loss, and had a certain deviation from the actual physical model. Based on the induction motor model including the iron loss equivalent resistance, a new excitation current calculation method was established. The current and voltage signals were sampled and discretely processed with high precision, and the motor model was mathematically derived, based on which the recursive least squares algorithm was used for online identification of iron loss resistance, rotor resistance, etc. The MATLAB simulation model was established, and the parameter identification algorithm was verified. The simulation results showed that the proposed method could achieve high precision identification under different working conditions, and could quickly follow the variation of the parameters to be identified, which provided reference for induction motor high-performance control.

Key words: induction motor; iron loss resistance; online identification; recursive least squares (RLS) method

0 引 言

感应电机具有原料成本较低, 运行中不存在去磁效应, 便于维护和控制等优点, 广泛应用于各工业传动场合^[1]。为了实现对电机的高性能矢量

控制, 需要精确地获取感应电机电感、电阻等重要参数。然而, 这些参数容易受温度、集肤效应、磁链饱和度的影响而发生变化, 对电机控制的性能造成影响。因此, 感应电机参数辨识一直是电机高性能控制方向的研究热点之一。

作者简介: 李耀宇(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

高 强(1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机及其控制、电力电子变换器、风力发电。(通信作者)

感应电机参数辨识已有大量研究,但大多基于忽略铁耗的感应电机模型进行。例如,文献[2-6]分别利用神经网络、模糊控制、模型参考自适应、遗传算法、蚁群算法等方法,对感应电机的参数进行辨识,但辨识中使用的模型均没有考虑铁耗的影响。文献[7-9]介绍了基于最小二乘法的感应电机参数辨识方法,但辨识中使用的电机模型同样没有考虑铁耗。

对于速度控制或者转矩控制而言,铁耗对电机控制性能的影响可以忽略,因此,常采用简化后的电机模型来降低控制的复杂度。但铁耗是感应电机损耗的重要组成部分,而且电机在不同运行情况下铁耗有较大变化,在对感应电机进行效率优化控制或者更高精度的速度控制时,电机铁耗对控制性能有直接的影响,不可忽略,因此,建立考虑铁耗的感应电机模型并对模型中的相关参数进行辨识具有重要的意义。文献[10]探讨了考虑铁耗的感应电机模型对矢量控制的影响,并提供了针对性的补偿方案。文献[11]基于考虑铁耗的感应电机模型进行了参数离线辨识。文献[12]使用改进遗传算法在线辨识了含铁耗等效电阻在内的感应电机电气参数,但存在辨识精度不高、辨识算法响应时间长的缺点。文献[13]采用双扩展卡尔曼滤波的方法,对考虑铁耗的感应电机等效铁耗电阻进行辨识,具有良好的动态辨识效果,但辨识方法比较复杂,辨识过程中计算量较大,而且只能实现电机单一参数的辨识,不利于该算法的后续推广。

本文基于考虑铁耗的感应电机状态方程,进行数学推导,建立了励磁电流计算方法,降低了电机模型的耦合程度。将电机模型转换成最小二乘法形式,采用递推最小二乘法(RLS)辨识方法,对电机的铁耗等效电阻和转子电阻同时进行了在线辨识,辨识算法简单、效率高。通过仿真验证了电机工况变化时该参数辨识算法较好的辨识精度以及良好的动态性能,为对基于损耗模型的优化方法进行更好的效率优化提供了可能。

1 感应电机数学模型

感应电机的铁耗一般分为定子铁耗和转子铁耗,考虑到转子铁耗比定子铁耗小很多,因此在实际应用中,一般只考虑定子铁耗。将定子铁耗部

分等效为一个纯电阻 R_m 的损耗,即铁耗等效电阻。定子铁耗与电机的铁心结构有关,并随着电机运行状况的改变而变化。在两相静止坐标系的电机等效模型中,铁耗等效电阻 R_m 与励磁电感并联,等效模型如图1所示^[14-15]。

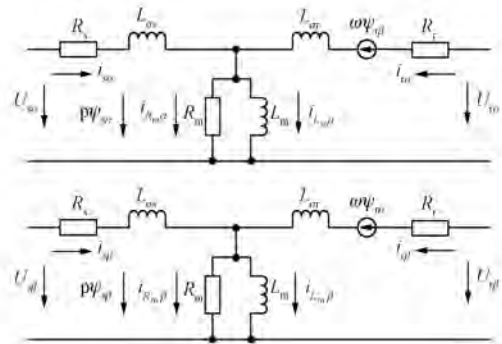


图1 α - β 坐标系下包含铁耗的感应电机等效模型

基于图1,可以写出电机在静止坐标系下的电压方程:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p\psi_{s\alpha} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + p\psi_{s\beta} \\ R_r i_{r\alpha} + \omega\psi_{r\beta} + p\psi_{r\alpha} = 0 \\ R_r i_{r\beta} - \omega\psi_{r\alpha} + p\psi_{r\beta} = 0 \\ R_m i_{R_m\alpha} - p\psi_{m\alpha} = 0 \\ R_m i_{R_m\beta} - p\psi_{m\beta} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

励磁电流可表示为

$$\begin{cases} i_{L_m\alpha} = i_{s\alpha} + i_{r\alpha} - i_{R_m\alpha} \\ i_{L_m\beta} = i_{s\beta} + i_{r\beta} - i_{R_m\beta} \end{cases} \quad (2)$$

各绕组磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_{\sigma s} i_{s\alpha} + L_m i_{L_m\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_{\sigma s} i_{s\beta} + L_m i_{L_m\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_{\sigma r} i_{r\alpha} + L_m i_{L_m\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_{\sigma r} i_{r\beta} + L_m i_{L_m\beta} \\ \psi_{m\alpha} = L_m i_{L_m\alpha} \\ \psi_{m\beta} = L_m i_{L_m\beta} \end{cases} \quad (3)$$

电磁转矩为

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} [\psi_{r\alpha} (i_{s\beta} - i_{R_m\beta}) - \psi_{r\beta} (i_{s\alpha} - i_{R_m\alpha})] \quad (4)$$

运动方程为

$$p\omega = \frac{p_n}{J} (T_e - T_L) \quad (5)$$

式中: $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$ —— α 、 β 轴定子电压;

R_s 、 R_r 、 R_m ——定、转子电阻以及铁耗电阻;

$i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 、 $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ —— α 、 β 轴定、转子电流;

ω 、 p ——转子电角速度、微分算子;

$\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ 、 $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ —— α 、 β 轴定、转子磁链;

$i_{L_m\alpha}$ 、 $i_{L_m\beta}$ —— α 、 β 轴励磁电流;

$\psi_{m\alpha}$ 、 $\psi_{m\beta}$ —— α 、 β 轴气隙磁链;

$i_{L_m\alpha}$ 、 $i_{L_m\beta}$ —— α 、 β 轴励磁电流;

$L_{\sigma s}$ 、 $L_{\sigma r}$ ——定、转子漏感;

L_r 、 L_m ——转子电感和定转子互感;

T_L 、 T_e ——负载转矩、电磁转矩;

p_n 、 J ——电机极对数、机组转动惯量。

为了方便进一步分析,将式(1)~式(5)进行

变形:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \left(-\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}} \right) i_{s\alpha} + \left(\frac{L_r R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) i_{L_m\alpha} + \left(-\frac{R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) \psi_{r\alpha} + \frac{1}{L_{\sigma s}} U_{s\alpha} \quad (6)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \left(-\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}} \right) i_{s\beta} + \left(\frac{L_r R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) i_{L_m\beta} + \left(-\frac{R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) \psi_{r\beta} + \frac{1}{L_{\sigma s}} U_{s\beta} \quad (7)$$

$$\frac{di_{L_m\alpha}}{dt} = \left(\frac{R_m}{L_m} \right) i_{s\alpha} - \left(\frac{L_r R_m}{L_m L_{\sigma r}} \right) i_{L_m\alpha} + \left(\frac{R_m}{L_m L_{\sigma r}} \right) \psi_{r\alpha} \quad (8)$$

$$\frac{di_{L_m\beta}}{dt} = \left(\frac{R_m}{L_m} \right) i_{s\beta} - \left(\frac{L_r R_m}{L_m L_{\sigma r}} \right) i_{L_m\beta} + \left(\frac{R_m}{L_m L_{\sigma r}} \right) \psi_{r\beta} \quad (9)$$

$$\frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \left(\frac{L_m R_r}{L_{\sigma r}} \right) i_{L_m\alpha} - \left(\frac{R_r}{L_{\sigma r}} \right) \psi_{r\alpha} + \omega \psi_{r\beta} \quad (10)$$

$$\frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \left(\frac{L_m R_r}{L_{\sigma r}} \right) i_{L_m\beta} - \left(\frac{R_r}{L_{\sigma r}} \right) \psi_{r\beta} - \omega \psi_{r\alpha} \quad (11)$$

由于上述公式比较复杂,耦合度较高,为了将式(6)~式(11)变成最小二乘法形式对电机参数进行辨识,需要得知励磁电流 $i_{L_m\alpha}$ 、 $i_{L_m\beta}$ 以及转子磁链 $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 的计算方法,但这些量均不能直接测量。

由式(1)~式(3)可得:

$$\begin{cases} pL_m i_{L_m\alpha} = U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - pL_{\sigma s} i_{s\alpha} \\ pL_m i_{L_m\beta} = U_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - pL_{\sigma s} i_{s\beta} \end{cases} \quad (12)$$

则可得励磁电流 $i_{L_m\alpha}$ 、 $i_{L_m\beta}$ 的计算公式为

$$\begin{cases} i_{L_m\alpha} = \frac{1}{L_m} \int_0^t (U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \frac{L_{\sigma s}}{L_m} i_{s\alpha} \\ i_{L_m\beta} = \frac{1}{L_m} \int_0^t (U_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \frac{L_{\sigma s}}{L_m} i_{s\beta} \end{cases} \quad (13)$$

通过电机运行过程中的电流电压信息以及部分电机参数计算得到励磁电流,可以对电机状态方程进行进一步的变换,使耦合程度大大降低。

对于转子磁链 $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$, 一般由磁链观测或者状态估计间接得到。由于这一过程中,需要用到转子电阻参数,使得转子磁链观测和电机参数估计出现耦合的状况,从而对参数估计的准确性造成影响。

为了消除转子磁链项,对式(6)、式(7)进行求导,可得:

$$\frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} = \left(-\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}} \right) \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \left(\frac{L_r R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) \frac{di_{L_m\alpha}}{dt} + \left(-\frac{R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{L_{\sigma s}} \frac{dU_{s\alpha}}{dt} \quad (14)$$

$$\frac{d^2 i_{s\beta}}{dt^2} = \left(-\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}} \right) \frac{di_{s\beta}}{dt} + \left(\frac{L_r R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) \frac{di_{L_m\beta}}{dt} + \left(-\frac{R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \frac{1}{L_{\sigma s}} \frac{dU_{s\beta}}{dt} \quad (15)$$

首先将式(10)两边乘以 $-R_m/(L_{\sigma s} L_{\sigma r})$, 加到式(14) 两边,则将磁链 $\psi_{r\alpha}$ 的微分项消去, 可得:

$$\frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} = \left(-\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}} \right) \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \left(\frac{L_r R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \right) \frac{di_{L_m\alpha}}{dt} - \frac{L_m R_m R_r}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}^2} i_{L_m\alpha} + \frac{R_m R_r}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}^2} \psi_{r\alpha} + \frac{R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}} \omega \psi_{r\beta} + \frac{1}{L_{\sigma s}} \frac{dU_{s\alpha}}{dt} \quad (16)$$

再将式(6)乘以 $R_r/L_{\sigma r}$, 式(7)乘以 ω , 再加在式(16) 等式两边,则可以成功消去无法直接测量的转子磁链 $\psi_{r\alpha}$, 得:

$$y = k_1 i_{s\alpha} + k_2 \frac{di_{s\alpha}}{dt} + k_3 \omega i_{s\beta} + k_4 i_{L_m\alpha} + k_5 \left(\frac{di_{L_m\alpha}}{dt} + \omega i_{L_m\beta} \right) + k_6 U_{s\alpha} \quad (17)$$

其中: $y = \frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} + \omega \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{1}{L_{\sigma s}} \frac{dU_{s\alpha}}{dt} - \frac{\omega}{L_{\sigma s}} U_{s\beta}$;

$k_1 = -\frac{R_r}{L_{\sigma r}} \left(\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}} \right)$; $k_2 = -\left(\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}} + \frac{R_r}{L_{\sigma r}} \right)$;

$$k_3 = -\left(\frac{R_s + R_m}{L_{\sigma s}}\right); k_4 = \frac{R_r R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}}; k_5 = \frac{L_r R_m}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}};$$

$$k_6 = \frac{R_r}{L_{\sigma s} L_{\sigma r}}.$$

同理可以通过变换,得到消去转子磁链 ψ_{β} 的方程。为了简化计算,仅对式(17)进行进一步推导。

将式(17)改写成矩阵形式可以看出,以 $y = \frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} + \omega \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{1}{L_{\sigma s}} \frac{dU_{s\alpha}}{dt} - \frac{\omega}{L_{\sigma s}} U_{s\beta}$ 为输出量,对于待辨识参数 $k_1 \sim k_6$ 均是线性的,符合 RLS 辨识的要求,可以采用最小二乘法对参数进行辨识:

$$y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \omega i_{s\beta} \\ i_{L_m\alpha} \\ \frac{di_{L_m\alpha}}{dt} + \omega i_{L_m\beta} \\ U_{s\alpha} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式(18)为连续时间模式。为了在 RLS 算法中进行计算,需要将式(18)进行离散化:

$$y(n) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(n) \\ i_{s\alpha}(n) \\ \omega(n) i_{s\beta}(n) \\ i_{L_m\alpha}(n) \\ i_{L_m\alpha}(n) + \omega(n) i_{L_m\beta}(n) \\ U_{s\alpha}(n) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \\ k_6 \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中: $y(n) = \ddot{i}_{s\alpha}(n) + \omega(n) i_{s\beta}(n) - \frac{1}{L_{\sigma s}} \dot{U}_{s\alpha}(n) - \frac{\omega(n)}{L_{\sigma s}} U_{s\beta}(n)$, 而 $i_{s\alpha}(n)$ 、 $i_{s\beta}(n)$ 、 $U_{s\alpha}(n)$ 、 $U_{s\beta}(n)$ 为数字化低通滤波器后经过离散处理的电流、电压值; $i_{s\alpha}(n)$ 、 $\dot{i}_{s\alpha}(n)$ 、 $i_{s\beta}(n)$ 、 $i_{L_m\alpha}(n)$ 、 $\dot{U}_{s\alpha}(n)$ 通过对电流、电压值采用数值微分中点方法^[16]得到; $i_{L_m\alpha}(n)$ 、 $i_{L_m\beta}(n)$ 通过励磁电流计算方法得到。

2 递推最小二乘法

最小二乘法数学模型简单,要求系统的先验

统计知识少,计算过程收敛性好,在系统辨识领域应用广泛。RLS 相比一般最小二乘法,不需要在每次采样后对大矩阵进行求逆运算,计算量较小,收敛速度快,常用于实时辨识等算法^[17-18]。

为了应用 RLS 解决问题,将式(19)改写成最小二乘格式:

$$y(n) = \phi^T(n) \theta + \xi(n) \quad (20)$$

其中: $y(n) = \ddot{i}_{s\alpha}(n) + \omega(n) i_{s\beta}(n) - \frac{1}{L_{\sigma s}} \dot{U}_{s\alpha}(n) - \frac{\omega(n)}{L_{\sigma s}} U_{s\beta}(n)$;

$$\phi^T(n) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(n) \\ i_{s\alpha}(n) \\ \omega(n) i_{s\beta}(n) \\ i_{L_m\alpha}(n) \\ i_{L_m\alpha}(n) + \omega(n) i_{L_m\beta}(n) \\ U_{s\alpha}(n) \end{bmatrix}^T;$$

$\theta = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4 \ k_5 \ k_6]^T$; $\xi(n)$ 为模型残差。

为了克服一般 RLS 数据饱和的现象,本文所提 RLS 算法加入遗忘因子 λ ,以指数衰减规律将旧数据逐渐“遗忘”,从而突出新数据的作用,有效地增强 RLS 的动态辨识效果。具体算法如下:

$$\hat{\theta}(N+1) = \hat{\theta}(N) + \frac{K_{N+1} [y(N+1) - \phi^T(N+1) \hat{\theta}(N)]}{\lambda + \psi^T(N+1) P_N \psi(N+1)}$$

$$K_{N+1} = \frac{P_N \phi(N+1)}{\lambda + \psi^T(N+1) P_N \psi(N+1)}$$

$$P_{N+1} = \frac{P_N - K_{(N+1)} \psi^T(N+1) P_N}{\lambda} \quad (21)$$

其中: K_{N+1} 为增益矩阵; P_N 为协方差矩阵,初始值为 $P_0 = 10^{\beta} I$, I 为单位矩阵, β 一般取较大的正整数; λ 为遗忘因子, $0 < \lambda \leq 1$ 。 λ 的取值越小,旧数据“遗忘”的速度越快,但取值太小会使辨识的精度降低,动态性能变差。通过试验验证, λ 取 0.95 时,辨识效果较好。给定估计参数初值 $\hat{\theta}(0) = 0.001 \cdot [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$ 。

基于 RLS 算法,可以通过持续输入采集到的电机状态值,实时计算得出最新的待辨识参数矩阵 θ ,根据 $k_1 \sim k_6$ 的定义,可得电机励磁电阻和转子电阻的计算公式:

$$R_m = \frac{k_4}{k_6} \quad (22)$$

$$R_r = \frac{k_4}{k_5} \times L_r \quad (23)$$

3 仿真结果

利用 MATLAB 仿真工具进行仿真验证。仿真设置输入电压为 220 V、50 Hz, 逆变器开关频率为 10 kHz, 矢量控制中含有电流环和速度环^[19], PI 调节器选取合适的参数。仿真用感应电机的基本参数通过电机离线辨识方法获得, 如表 1 所示。

表 1 仿真用感应电机参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	1.2
转子电阻 R_r/Ω	1.22
电机互感 L_m/mH	71.33
定子电感 L_s/mH	78.86
转子电感 L_r/mH	78.86
极对数 p_n	2
额定功率/kW	1.5
额定转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	1 500

在实际运行过程中, 假设铁耗等效电阻和转子电阻随着运行工况的变化而发生明显变化。根据文献[20], 铁耗等效电阻 R_m 的变化可以等效为电源频率的函数, $R_{mm} = k\omega_e^{1.6}$ 。对于本文使用的 1.5 kW 电机, 常数 $k=0.023\ 5$ 。

3.1 一般工况下的辨识

根据铁耗等效电阻计算公式, 电机铁耗等效电阻与转子同步角速度有关。让电机分别空载运行在 1 000、1 500 r/min 工况下, 并在 $t=1\text{ s}$ 开启辨识算法, 辨识过程曲线如图 2~图 5 所示。

电机空载运行在 1 000 r/min 时, R_m 的真实值为 121.92 Ω , 辨识值为 121.70 Ω , 辨识误差为

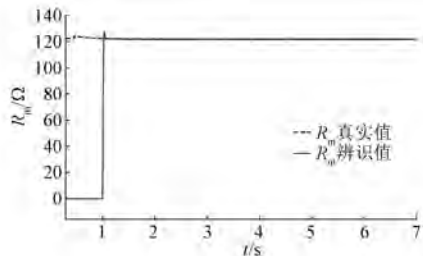


图 2 电机空载转速 1 000 r/min 时 R_m 辨识过程曲线

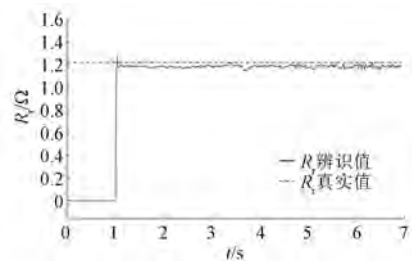


图 3 电机空载转速 1 000 r/min 时 R_r 辨识过程曲线

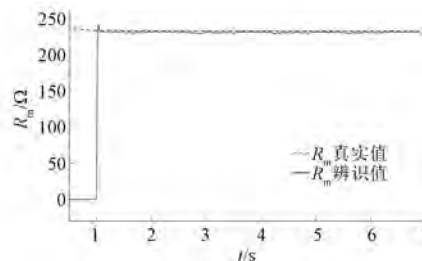


图 4 电机空载转速 1 500 r/min 时 R_m 辨识过程曲线

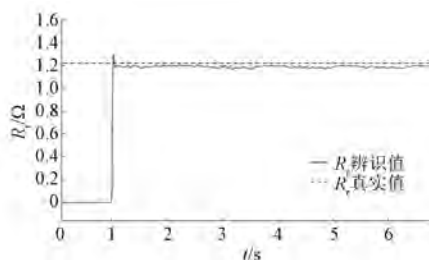


图 5 电机空载转速 1 500 r/min 时 R_r 辨识过程曲线

0.18%; R_r 的真实值为 1.22 Ω , 辨识值为 1.19 Ω , 辨识误差为 2.46%。

电机空载运行在 1 500 r/min 时, R_m 的真实值为 233.25 Ω , 辨识值为 231.20 Ω , 辨识误差为 0.88%; R_r 的真实值为 1.22 Ω , 辨识值为 1.18 Ω , 辨识误差为 3.28%。

分别让电机空载运行在 300、500、700、900、1 100、1 300 r/min 速度下, 进行同样的辨识试验, 得到 R_m 辨识误差均 <1%, R_r 辨识误差均 <3.5%, 说明该算法有较高的辨识精度。

3.2 电机转速阶跃变化

电机转速由 300 r/min 阶跃变化逐渐至 1 500 r/min 的过程中, 模型中铁耗等效电阻随着电机转速变化而发生阶跃式变化, 在 $t=1\text{ s}$ 开启辨识算法。从图 6、图 7 可以看出, 辨识算法能快

速响应变化的铁耗等效电阻, R_m 辨识精度较高, 平均辨识误差 $<0.5\%$, 辨识响应时间 $<0.05\text{ s}$; 转子电阻的值也能较准确辨识, 辨识误差 $<3.5\%$ 。

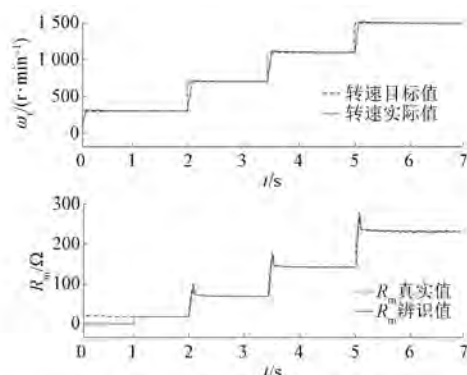


图6 电机转速阶梯式上升时转速曲线和 R_m 辨识过程曲线

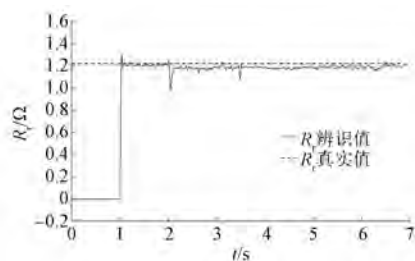


图7 电机转速阶梯式上升时 R_m 辨识过程曲线

由图8、图9可知, 电机转速由 1500 r/min 阶跃变化逐渐减少至 300 r/min 变化过程中, 在 $t=1\text{ s}$ 开启辨识算法, 辨识算法同样有较好辨识效果。 R_m 平均辨识误差 $<0.5\%$, 辨识响应时间 $<0.05\text{ s}$, 具有良好的动态性能; 转子电阻也能实时确辨识, 辨识误差 $<3.2\%$ 。

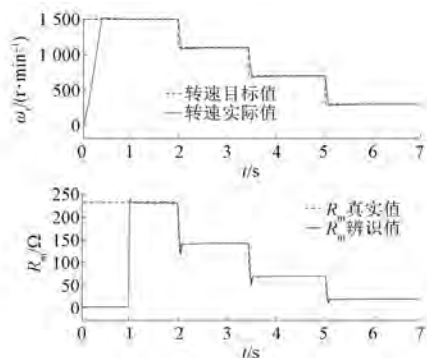


图8 电机转速阶梯式下降时转速曲线和 R_m 辨识过程曲线

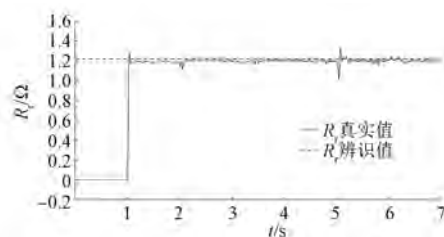


图9 电机转速阶梯式下降时 R_m 辨识过程曲线

3.3 负载突变情况下的参数辨识

由图10、图11可知, 稳定运行在 1000 r/min 的电机, 加入 $0\sim 5\text{ N}\cdot\text{m}$ 阶跃变化的负载, 在 $t=1\text{ s}$ 开启辨识算法。辨识算法能快速跟随变化的铁耗等效电阻, R_m 平均辨识误差 $<1\%$, 辨识精度高, 辨识算法响应时间 $<0.05\text{ s}$; 同时转子电阻平均辨识值为 $1.18\text{ }\Omega$, 辨识误差 $<3.5\%$ 。

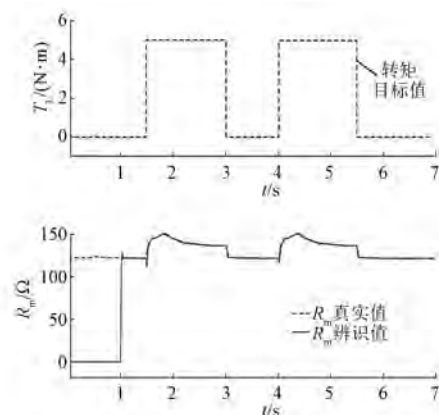


图10 电机负载阶跃曲线和 R_m 辨识过程曲线

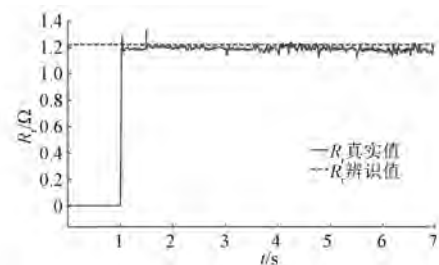


图11 电机负载阶跃变化时 R_m 辨识过程曲线

3.4 多参数变化时的辨识

在电机实际运行过程中, 电机铁耗和转子电阻可能是同时在变化的, 所以假设在 $2\sim 4\text{ s}$ 时转子电阻线性变化, 由 $1.22\text{ }\Omega$ 增加至 $1.80\text{ }\Omega$, 电机转速由 1000 r/min 线性增加为 1500 r/min 。这

个过程中铁耗等效电阻也发生了变化。从图 12、图 13 可以看出,在 $t = 1$ s 时开启辨识算法,最终发现本算法在电机铁耗和转子电阻同时变化时依然能有效辨识: R_m 平均辨识误差 $< 1\%$, R_r 平均辨识误差 $< 3\%$,实现了较好的辨识效果。这为下一步的试验验证提供了可能性。

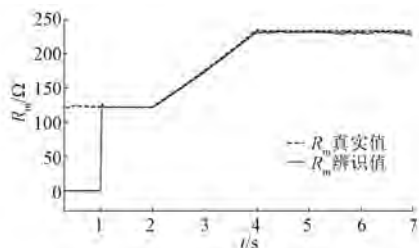


图 12 电机多参数变化时 R_m 辨识过程曲线

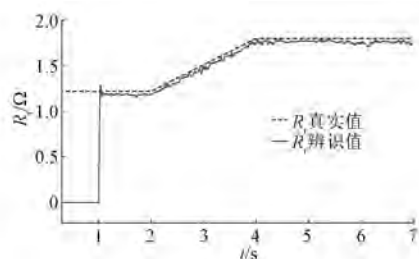


图 13 电机多参数变化时 R_r 辨识过程曲线

4 结 语

本文基于考虑铁耗等效电阻在内的异步电机模型,对参数辨识过程中的各个环节进行了分析和设计,建立新的励磁电流计算模型,降低电机耦合度;对电机模型进行数学推导得出最小二乘法形式,采用含有遗忘因子的 RLS,对铁耗等效电阻、转子电阻进行了在线辨识;建立稳定的 MATLAB 仿真模型,对参数辨识算法进行了验证。

仿真试验结果表明基于 RLS 的参数辨识算法具有以下优点:

(1) 有较高的辨识精度,电机空载运行时,铁耗等效电阻的辨识误差均 $< 1\%$,转子电阻的辨识误差均 $< 4\%$ 。

(2) 具有较快的响应速度,能在转速阶跃变化、负载阶跃变化的情况下,快速地跟随目标参数的变化,同时具有较高的辨识精度。

(3) 在 2 个待辨识参数同时变化时,该辨识

算法依然能实现有效辨识,为下一步工况复杂的试验验证提供了可能性。

(4) 该辨识方法算法简单,计算量适中,在线辨识过程中动态性能良好。

【参考文献】

- [1] 余龙海.电动机能效与节电技术[M].北京:机械工业出版社,2008: 2.
- [2] WLAS M, KRZEMIRISKI Z, TOLYAT H A. Neural-network-based parameter estimations of induction motors[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2008,55(4): 1783.
- [3] LIAW C M, WANG J B, CHANG Y C. A fuzzy adapted field-oriented mechanism for induction motor drive[J].IEEE Transactions on Energy Conversion, 1996,11(1): 76.
- [4] 金海,黄进.基于模型参考方法的感应电机磁链的自适应观测及参数辨识[J].电工技术学报,2006, 21(1): 65.
- [5] JIN H, MA S, DU P. Application of genetic algorithms in parameters identification of asynchronous motor[C]//2009 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics,2009.
- [6] CHEN Z, ZHONG Y, LI J. Parameter identification of induction motors using ant colony optimization[C]//2008 IEEE Congress on Evolutionary Computation (IEEE World Congress on Computational Intelligence),2008.
- [7] CIRRINCIONE M, PUCCI M, CIRRINCIONE G, et al. Experimental identification of an induction motor considering the effects of main flux saturation by using a constrained minimization [C]//2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2004: 513.
- [8] WANG K, CHIASSON J, BODSON M, et al. A nonlinear least-squares approach for identification of the induction motor parameters[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2005,50(10): 1622.
- [9] ZHANG H, GONG S, DONG Z. On-line parameter identification of induction motor based on RLS algorithm[C]//2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS),2013.
- [10] LEVI E. Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines[J].IEEE Transactions on Industry Applications,1995,31(6): 1287.

(下转第 74 页)

生在漏极电压 U_{DS} 开始上升以后,漏极电流 I_{DS} 开始下降前,产生振荡的主要原因是 MOSFET 的米勒电容过大,漏源极间电压 U_{DS} 上升速度过快;如果米勒平台的振荡发生在漏极电流 I_{DS} 开始下降以后,则产生振荡的主要原因是驱动电阻过小,源极寄生电感过大,漏极电流 I_{DS} 下降速率过快。

针对 MOSFET 在开通和关断过程中的米勒平台振荡,可以通过调整合适的驱动电阻, MOSFET 栅极源极之间并联适当的电容, MOSFET 漏极源极之间并联 RC 电路,直流母线上并联电容,减少 MOSFET 栅极驱动的走线长度, PCB 布局的优化,选择合适的 MOSFET 器件。同时在产品的设计时,还需尽量减小寄生电感、寄生参数的影响。通过上述优化,可以减少和抑制 MOSFET 栅极振荡,提高产品设计的可靠性,保证 MOSFET 工作在安全工作区。

【参考文献】

[1] 张云,徐衍亮,李豹.基于动态电源的 MOSFET 驱

动优化[J].电工技术学报,2013,28(12): 269.

[2] 刘松.再谈米勒平台和线性区:为什么传统计算公式对超结 MOSFET 开关损耗无效[J].今日电子,2018(5): 38.

[3] 罗斌,周红.一种改进的单极性 IGBT 驱动电路[J].电气传动自动化,2016,38(5): 51.

[4] BOEHMER J, SCHUMANN J, ECKEL H G. Effect of the miller-capacitance during switching transients of IGBT and MOSFET[C]//2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012.

[5] MOHAN N, UNDELAND T M, ROBBINS W P. Power electronics, converters, applications and design [M]. 2nd edition. Chichester: John Wiley, 1995.

[6] 王孝伟,李铁才,石坚,等.三段式门极驱动抑制 MOSFET 关断过冲振荡的研究[J].电机与控制学报,2013,17(7): 1.

[7] 孙亚秀,孙力,聂剑红,等.低干扰低损耗新型 MOSFET 三阶驱动电路[J].中国电机工程学报,2007,27(10): 67.

收稿日期: 2019-06-05

(上接第 64 页)

[11] REED D M, HOFMANN H F, SUN J. Offline identification of induction machine parameters with core loss estimation using the stator current locus[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(4): 1549.

[12] 李洁,杜茜,宋海军,等.考虑铁损的异步电机参数辨识实验研究[J].电工技术学报,2014,29(3): 89.

[13] LI J, NIE S, MENG Q, et al. Efficiency optimization of induction motors based on online identification of iron loss equivalent resistance via dual extended Kalman filter[C]//2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), 2016.

[14] 芦晓静,温旭辉,张立伟,等.考虑铁损的异步电机仿真建模[J].电机与控制应用,2005,32(8): 3.

[15] 李耀恒,刁利军.感应电机考虑铁耗的并联模型及

对矢量控制的影响[J].电工电能新技术,2016,35(1): 13.

[16] 李有法,李晓勤.数值计算方法[M].2版.北京:高等教育出版社,2005: 128.

[17] 邓自立.最优估计理论及其应用[M].哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2005: 48.

[18] 张成乾.系统辨识与参数估计[M].北京:机械工业出版社,1986: 22.

[19] 陈伯时.电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M].3版.北京:机械工业出版社,2003: 200.

[20] MATSUSE K, TANIGUCHI S, YOSHIZUMI T, et al. A speed-sensorless vector control of induction motor operating at high efficiency taking core loss into account [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 548.

收稿日期: 2019-06-14