

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

周林俏,马少华.
基于参数辨识的电动机过载保护原理
研究.
电机与控制应用,2021,48(12):54.



SEARI **NCMS**
上電科 上科電機

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址：上海市武宁路505号 手机：18918357509 电话：021-62574990-436

传真：021-62163904

邮箱：wangcj@seari.com.cn

基于参数辨识的电动机过载保护原理研究

周林俏， 马少华

(沈阳工业大学 电气工程学院,辽宁 沈阳 110870)

摘要：随着我国科技水平快速发展,感应电机不再仅仅是传统工农业生产中使用最多的电机,也是电动汽车领域和航天科技等热点问题中应用较为广泛的动力源。对此,电机中的过载保护技术也需要越来越智能化。在传统的电阻法过载保护基础上提出了一种更加智能的保护方法,实现了对电机运行时定子电阻的实时辨识,再通过电阻与温度的关系直接推算出电机内部温度。以一台 1DPT160M 系列的变频调速感应电机为例进行试验,验证了该方法的可行性,为电机保护器的过载保护技术提供了新方法。

关键词：感应电机；过载保护；参数辨识；最小二乘法

中图分类号：TM 343 文献标志码：A 文章编号：1673-6540(2021)12-0054-07

doi: 10.12177/emca.2021.127

Research on Motor Overload Protection Principle Based on Parameter Identification

ZHOU Lingqiao, MA Shaohua

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: With the rapid development of science and technology in China, induction motor is not only the most widely used motor in traditional industrial and agricultural production, but also a widely used power source in the field of electric vehicles and aerospace science and technology. Therefore, the overload protection technology in motor also needs to be more and more intelligent. A more intelligent protection method is proposed based on the traditional resistance overload protection, which realizes the real-time identification of stator resistance during motor operation, and then the internal temperature of the motor can be calculated directly through the relationship between resistance and temperature. Moreover, a 1DPT160M series variable frequency speed regulating induction motor is used for experiments to verify the feasibility of the method, which provides a new principle for overload protection technology of motor protector.

Key words: induction motor; overload protection; parameter identification; least squares method

0 引言

感应电机具有结构简单、价格低廉和易于维护的优点,应用在工农业、国防、交通运输以及生活的很多方面^[1],包括目前快速发展的电动汽车领域,感应电机也是必不可缺的动力源^[2]。据相关不完全统计,我国每年烧损的电机至少为 20 万台次^[3],给国家的经济带来了很大的损失。因此

电机的保护尤为重要。

目前,电机保护器的研究已经从最初的热继电器发展到采用以单片机为核心来采集电压电流的智能型电机保护器。根据调查可知,电机运行时可能会发生电气故障和机械故障,其中最容易发生的电气故障就是由于定子绕组温度过高引起的电机烧毁^[4]。因此,国内外已经有大量的学者对过载保护进行研究,如文献[5]对

收稿日期: 2021-07-19; 收到修改稿日期: 2021-10-28

作者简介: 周林俏(1994—),女,硕士研究生,研究方向为智能电器。

马少华(1963—),女,博士,教授,研究方向为智能电器。

于定子故障建立了双馈异步风力发电机(DFIG)模型,针对定子绕组匝间短路故障展开研究;文献[6]用热网络模型建立五节点灰箱,结合卡尔曼滤波做参数辨识,描述各节点温度的变化;另一种常用的方法为神经网络的温升预测,如文献[7]提出了一种基于神经网络模型来估算出定子电阻的方法;文献[8]提出了一种利用定子解析导纳辨识感应电机转子断条故障、偏心故障以及复合故障的方法;文献[9]向电机注入直流电压,改变开环电机驱动中的脉宽调制,测量直流分量来估计定子温度;文献[10]提出了一种基于自适应法和最小二乘法的电机定子绕组温度辨识方法,该文献提出了电阻与温度的关系,为研制基于参数辨识技术的电机保护器奠定了一定的基础。

综上所述,为了提高智能型保护器的可靠性和精度并降低保护器的成本,本文提出一种在线辨识定子电阻的方法来得到运行时感应电机定子绕组的温度,从而以定子绕组的温度作为参考量的保护原理。该方法比热网络模型法的应用更广泛,不用局限于相同热网络模型的电机,与神经网络的温升预测法相比,不需要大量的试验数据并且可以实时监测以防模型外的情况发生。在传统的最小二乘辨识方法基础上,该方法将简化电机的模型,以电压、电流以及转速信号作为输入来进行参数辨识,最终得到定子电阻的阻值,通过电阻与温度的关系推测出电机内部温度。因此,如何快速准确获得定子电阻的阻值并计算温升成为了研究的难点和重点。

1 参数辨识的保护原理

1.1 定子电阻与温度的关系

感应电机的材料为铜线,经查阅资料可知铜的温度系数与温度关系式如下^[11]:

$$\partial = \frac{1}{234.5 + \theta} \quad (1)$$

$$\theta = \frac{-254.5R_{20}}{R_\theta - 2R_{20}} - 234.5 \quad (2)$$

式中: ∂ 为温度系数; θ 为此时的温度; R_{20} 为定子电阻在20℃时的阻值(如果当前环境温度不为20℃则采用当前环境温度值所对应的电阻值); R_θ 为当前时刻辨识出的动态电阻值^[12]。

式(2)中不可直接测量的阻值为 R_θ ,因此重点在于对 R_θ 的准确求解。

1.2 电阻与保护器原理

电机在生产制造时会有不同的耐压等级规定,每种耐压等级均有相对应的绝缘材料耐热等级。通过耐压等级可以查出该电机最高允许温度以及绕组温升限值,因此本文所用的保护原理为将式(2)中的 θ 与绕组温升限值相比较,在最大允许温升限值范围内使保护器动作,从而完成过载保护。

2 感应电机模型建立

2.1 感应电机数学模型

由于感应电机三相坐标系下的数学模型十分复杂,不能实现定子电流的解耦,因此通常采用坐标变换的方法把三相静止坐标系转换成两相静止坐标系,也称3s/2s变换。使电机的三相静止坐标系的A轴与两相静止坐标系下的 α 轴重合,位置关系如图1所示^[13]。

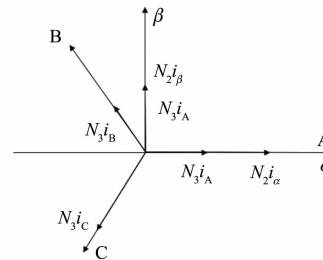


图1 3s/2s 变换

经3s/2s变换后,感应电机在两相静止坐标系中的电压方程关系如下:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_α, u_β 分别为 α, β 轴的电压分量; u_A, u_B, u_C 分别为定子相电压的瞬时值,电流同理。

2.2 感应电机参数辨识方程

为简化电机模型,采用两相静止坐标系下的感应电机数学模型进行辨识。感应电机在两相静止坐标系下的数学模型^[14]为

$$\frac{di_{sa}}{dt} = -\xi i_{sa} + \frac{\eta}{\tau_\alpha} \psi_{ra} + \omega_r \eta \psi_{rb} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{sa} \quad (4)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\xi i_{s\beta} + \frac{\eta}{\tau_r} \psi_{r\beta} + \omega_r \eta \psi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} u_{s\beta} \quad (5)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{l_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\alpha} \quad (6)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{l_m}{\tau_r} i_{s\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\beta} \quad (7)$$

式中: $\eta = \frac{l_m}{\sigma l_s l_r}$, $\xi = \frac{R_s}{\sigma l_s} + \frac{l_m^2}{\sigma l_s l_r \tau_s}$; σ 为感应电机的漏磁系数; τ_s, τ_r 为转子时间常数; $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$; $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ 分别为定子和转子在两相静止坐标下 α, β 轴的电压矢量和电流矢量分量; ω_r 为感应电机转速; l_s, l_r 为感应电机定、转子自感; l_m 为电机互感; R_s 为定子电阻。

由于上述公式中含有的转子磁链 $\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$, 是两个不可直接测量的参数, 若想测得, 需要用到电机定转子参数, 由磁链观测或状态估计得到, 会使得转子磁链观测和定转子参数估计出现相互耦合, 影响参数估计的准确性。因此需要对这两项进行消除。

通过分析可知, 两相静止坐标系下的 α 轴和 β 轴具有对称性, 为了使研究简化, 在下述的推导中将取 α 轴的方程作为最小二乘辨识方程。方程式如下:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} &= -\xi \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{\eta}{\tau_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \eta \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \\ &\quad \eta \psi_{r\beta} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{1}{\sigma l_s} \frac{du_{s\alpha}}{dt} \end{aligned} \quad (8)$$

结合 β 轴的相关参数可以推出只含一项与 ψ 有关的公式:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} + \omega_r \frac{di_{s\beta}}{dt} &= \left(\frac{l_m \eta}{\tau_r^2} - \frac{\xi}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} + \left(\frac{l_m \eta}{\tau_r} - \xi \right) \omega_r i_{s\beta} + \\ &\quad \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} u_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma l_s} \left(\frac{du_{s\alpha}}{dt} + \omega_r u_{s\beta} \right) - \\ &\quad \left(\xi + \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \eta \psi_{r\beta} \frac{d\omega_r}{dt} \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中只有一项含有 ψ , 若假设 $d\omega_r/dt \approx 0$, 则这一项可消除。电机在实际运行的过程中是平稳运行的, 因此可以将转速看成不变或者转速变化很小, 由此可推断该假设成立。

假设如下:

$$\begin{cases} k_1 = \frac{l_m \eta}{\tau_r^2} - \frac{\xi}{\tau_r} = -\frac{R_s}{\sigma l_s \tau_r} \\ k_2 = \frac{l_m \eta}{\tau_r} - \xi = \frac{R_s}{\sigma l_s} \\ k_3 = \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} \\ k_4 = \frac{1}{\sigma l_s} \\ k_5 = -\left(\xi + \frac{1}{\tau_r} \right) = -\left(\frac{R_s}{\sigma l_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) \end{cases} \quad (10)$$

可得到最终辨识所需的方程:

$$\left[\frac{d^2 i_{s\alpha}}{dt^2} + \omega_r \frac{di_{s\beta}}{dt} \right] = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 \\ i_{s\alpha} & \omega_r i_{s\beta} & u_{s\alpha} & \frac{du_{s\alpha}}{dt} + \omega_r u_{s\beta} & \frac{di_{s\alpha}}{dt} \end{bmatrix} \quad (11)$$

根据参数估计的方法, 将定子电压和定子电流以及转子转速这三个可以通过测量得到的参数作为输入, 那么就可以得到输出 $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4 \ k_5]^T$ 的参数估计值。根据上述 $k_1 \sim k_5$ 所假设, 可知所需的定子电阻的阻值为 $R_s = -k_2/k_4$ 。

3 最小二乘法理论

3.1 带遗忘因子递推最小二乘法

最小二乘法在电机参数辨识技术中较为成熟, 并且实施起来较为简单, 实用性较强, 应用范围广泛, 可以满足本文所研究的在线估算。但受噪音影响较大, 后文对此问题也提出了改进。

递推最小二乘法是在最小二乘法的基础上引出的, 与最小二乘法相比, 其优势是计算量小, 不需要对矩阵求逆计算, 收敛速度快, 同时可以解决递推最小二乘法在辨识过程中存储数据饱和的问题^[15-16]。

最小二乘法的标准形式为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{U}_k \boldsymbol{\theta} \quad (12)$$

利用批量处理方法得到的预估值为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\phi})^{-1} \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{Y} \quad (13)$$

式中: k 为整数时间下标; \mathbf{U}_k 为输入量; \mathbf{y}_k 为输出量; $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 为 $\boldsymbol{\theta}$ 的估计值; $\boldsymbol{\phi}$ 为数据向量矩阵; \mathbf{Y} 为系统输出矩阵。

改为带遗忘因子的递推最小二乘法的迭代公式如下:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}} = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{K}(k) [\mathbf{y}(k) - \mathbf{U}^T \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \\ \mathbf{P}(k) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \mathbf{U}^T(k)] \mathbf{P}(k-1) \\ \mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1) \mathbf{U}(k)}{\lambda + \mathbf{U}^T \mathbf{P}(k-1) \mathbf{U}(k)} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{K}(k)$ 为增益向量; $\mathbf{P}(k)$ 为协方差矩阵; \mathbf{I} 为单位矩阵; λ 为遗忘因子, $0 < \lambda \leq 1$ 。

3.2 传统感应电机标准最小二乘法形式

因为式(9)辨识方程为连续的模型, 所以需要对其进行离散化处理才能得所需参数。连续系统离散化的思想就是用差分方程描述连续系统的状态方程模型。

取采样时间为 T , 使用欧拉法对电压和电流的一阶导数和二阶导数进行离散处理, 最终可以得到得感应电机的差分方程为

$$\begin{aligned} i_{sa}(k+2) + \omega_r T i_{sb}(k+1) = \\ [i_{sa}(k+1) \quad i_{sa}(k) \quad \omega_r T i_{sb}(k) \quad T u_{sa}(k+1) + \\ \omega_r T^2 u_{sb}(k) \quad T u_{sa}(k)] \\ \begin{bmatrix} 2 + Tk_5 \\ Tk_1 - 1 - Tk_5 \\ 1 + Tk_2 \\ k_4 \\ Tk_3 - k_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

式(15)就是采用欧拉法得到的感应电机模型的最小二乘法形式, 但是由于欧拉法的局部截断误是一个一阶的方法, 在求取电流的二阶导数时会影响计算精度, 因此将采用改进欧拉的方法来对电压和电流的数解值进行修正, 改进欧拉法的局部截断误差是一个二阶的方法, 用改进欧拉法计算得到的结果直接作为辨识模型的输入可以提高模型辨识的准确性。

4 辨识模型的改进

4.1 滤波器的设计

最小二乘法在参数辨识时有着仅输入直测的

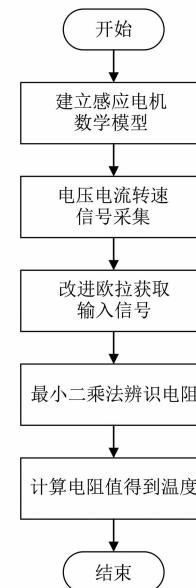


图 2 参数辨识流程图

定子电压、电流和转速便可得到预估值的优点^[17], 但也有着噪声干扰对其影响较大的劣势, 因此若想得到较为准确的预估值, 需要在输入信号的前端设置滤波器^[18]。

由式(9)可知电流的信号涉及到了二阶导数, 因此滤波器阶数的选取应选择为三阶或者三阶以上, 为了减少运算量, 综合考虑到实际应用中的频带范围问题, 最终本文将采用三阶巴特沃斯滤波器, 并用归一化的方法简化滤波器的设计。三阶巴特沃思滤波器的传递函数如下:

$$G_F(s) = \frac{u_F(s)}{u(s)} = \frac{\omega_c^3}{s^3 + a_2\omega_c s^2 + a_1\omega_c^2 s + a_0\omega_c^3} \quad (16)$$

式(16)改写成的状态方程为

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{Bu} \quad (17)$$

$$\text{式 中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0\omega_c^3 & -a_1\omega_c^2 & a_2\omega_c \end{bmatrix}; \mathbf{B} =$$

$[0 \ 0 \ \omega_c^3]^T$; ω_c 为低通滤波截止频率; 经查表可知归一化系数的参数值为, $a_0 = 1, a_1 = 2, a_2 = 2$ 。以输入电流为例, 当输入 $\mathbf{U}(k) = \mathbf{i}(k)$ 时, $\mathbf{X} =$

$$[i_p(k) \quad \dot{i}_p(k) \quad \ddot{i}_p(k)]^T, \text{ 电压同理。}$$

4.2 改进欧拉法

为了得到式(17)的状态方程中的状态变量,

将采用改进欧拉的算法进行求解。改进欧拉法的原理是先用欧拉法算出 $X(k)$ 的近似值 $\bar{X}(k)$ ，再用梯形法校正得到 $X(k)$ 公式如下：

$$\begin{cases} \bar{X}(k) = X(k-1) + h[AX(k-1) + BU(k-1)] \\ X(k) = X(k-1) + h/2\{(1+\alpha)[AX(k-1) + BU(k-1)] + (1-\alpha)[A\bar{X}(k) + BU(k)]\} \end{cases} \quad (18)$$

式中： h 为采样周期； α 为预估权重，范围为 $0 < \alpha < 1$ ，越趋近于 0，校正效果越好。

$X(k)$ 为电压或者电流值，在这里当 $U(k) = i(k)$ 时， $X = [i_p(k) \dot{i}_p(k) \ddot{i}_p(k)]^T$ ，经过改进欧拉算法之后的电流数解值 $i_p(k), \dot{i}_p(k), \ddot{i}_p(k)$ ，即为最终需要输入到辨识模型的参数值。

4.3 辨识算法的实现

通过上述的改进，现在可以直接获取到电压、电流一阶导数值和二阶导数值，因此可以把式(9)直接改写标准最小二乘法的形式，最终的辨识方程如下：

$$\begin{cases} y(k) = \ddot{i}_{s\alpha}(k) + \omega_r \dot{i}_{s\beta}(k) \\ U(k) = [i_{s\alpha}(k) \omega_r i_{s\beta}(k) \\ u_{s\alpha}(k) \dot{u}_{s\alpha}(k) + \omega_r u_{s\beta} \ddot{i}_{s\alpha}] \\ \hat{\theta} = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4 \ k_5] \end{cases} \quad (19)$$

式(19)中含有的电压、电流一阶导数值和二阶导数值，根据在 4.2 节中用改进欧拉法求解状态方程可以得到。然后结合含有遗忘因子的递推最小二乘法进行辨识。

这种改进后的辨识算法因为可以直接获取到输入参数，比用欧拉法推导出的传统感应电机离散电机辨识模型减少了计算量，使辨识结果的准确性和快速性均有所提升。辨识流程图如图 3 所示。

5 试验与仿真

5.1 仿真分析

利用 Simulink 搭建仿真模型，如图 4 所示。通过 S 函数模块实现算法，采用异步电机的额定参数 $P=4 \text{ kW}$; $U=400 \text{ V}$; $f=50 \text{ Hz}$; $p=2$; $\omega=1430 \text{ r/min}$; 定子电阻 $R_s=1.405 \Omega$ ；采样周期为 0.005 s 。

仿真后采集了的定子电阻和温度如图 5~图 9 所示。

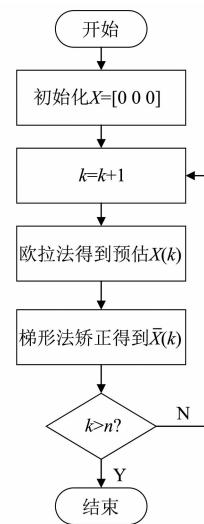


图 3 改进欧拉算法流程图

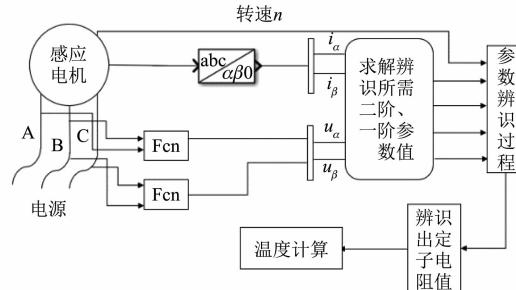


图 4 整体仿真结构

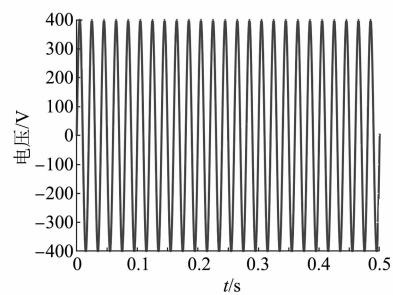


图 5 仿真模型 A 相电压波形

通过仿真可以看出电机刚起动运行时，电流波动较大，运行不稳定。在噪声干扰下，改进前传统最小二乘法的辨识方法受噪声影响较大，不能准确辨识出电阻。改进后的参数辨识方法很好地解决了改进前受噪声影响较大的缺点。由于本文所用模型是在电机转速不变或者转速变化很小的基础上才成立的。因此不能辨识电机刚起动时的

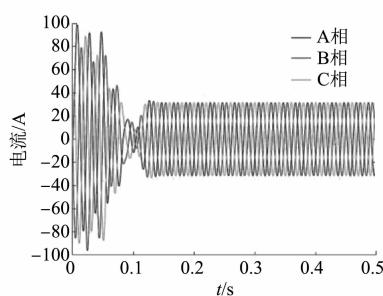


图 6 仿真模型三相电流波形

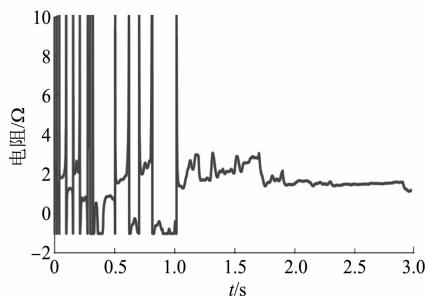


图 7 改进前噪声影响下电阻值

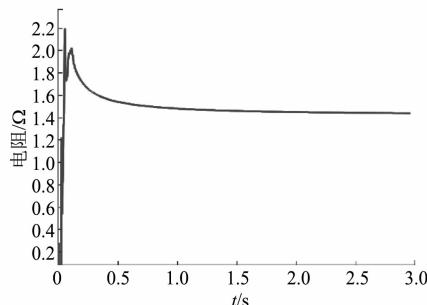


图 8 改进后噪声影响下电阻值

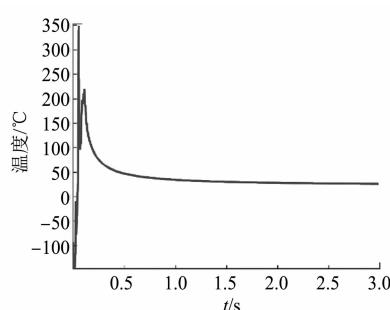


图 9 改进后定子电阻温度值

定子电阻。在电机稳定运行后, 电阻值逐渐平稳, 与实际电阻相近。

5.2 试验平台

为了验证所提方法的可行性, 选择了试验室一台 1DPT160M 系列的变频调速感应电机进行算法验证, 其主要电机参数为 $P = 7.5 \text{ kW}$; $U = 380 \text{ V}$; $f = 50 \text{ Hz}$; $\omega = 970 \text{ r/min}$; $R_s = 0.905 \Omega$ 。试验平台搭建如图 10 所示。

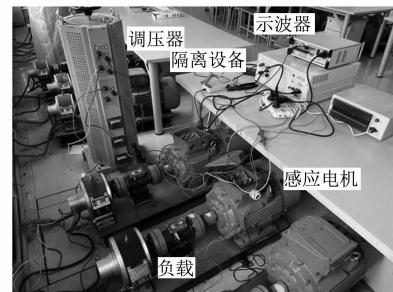


图 10 测量所用 7.5 kW 感应电机

试验方法为, 在环境温度 20 ℃时起动电机, 待电机稳定运行后用示波器采集电压电流波形, 并且迅速断电, 采用 QJ44 型双臂电桥(见图 11)来测量此刻的直流电阻值。随着电机的运行分别在 5、10 min 等不同时刻采用该方法来进行数据采集。



图 11 QJ44 型双臂电桥

采集出的电压电流波形如图 12 和图 13 所示, 在电机刚起动时, 调压器处于空载状态, 存在非正弦波的励磁电流影响, 因此会产生电压畸变。

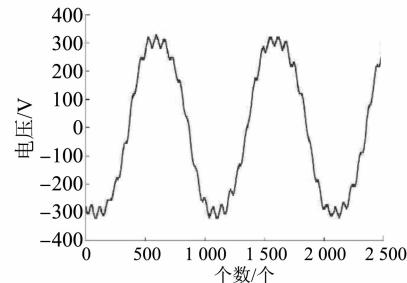


图 12 示波器采集 A 相电压波形

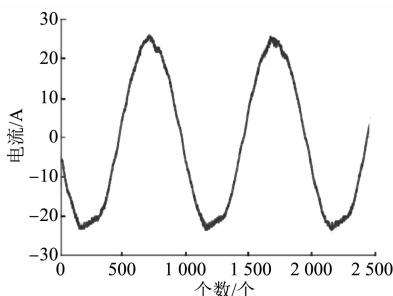


图 13 示波器采集 A 相电流波形

通过试验,采集了电机带负载运行稳定后的电压和电流波形,转速约为 1 000 r/min,为了验证本文所提算法的正确性,把采集到的实际电压、电流波形和转速经过处理后放入 Simulink 中进行计算。

图 14 和图 15 为实际参数辨识电阻值和温度值。电机运行过程中,定子电阻变化受电机中其他因素影响,实际电阻值很难精准获取,因此在这里不考虑实际情况下每一时刻的具体值,只是采取电机升温过程断电时刻的电阻值,来进行对比。并且保证在 30 s 完成测量,以满足 GB/T 18488.2—2015 的测量要求^[11],从而可以忽略散热等外界因素的影响。该方法主要是为了验证本文所提的参数辨识方法的追踪能力。试验电机电阻变化趋势数据如表 1 所示。

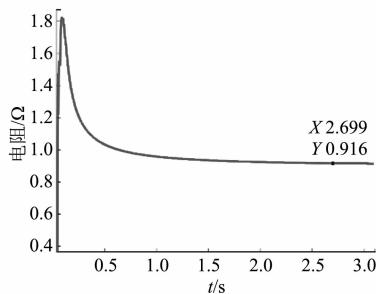


图 14 实际参数辨识电阻值

表 1 试验电机电阻变化趋势

时间	仿真电阻/Ω	实测电阻/Ω	误差/%
启动稳态	0.916	0.905	1.22
5 min	0.938	0.911	2.96
10 min	0.967	0.923	4.77
20 min	0.983	0.941	4.46
30 min	1.029	0.967	6.41

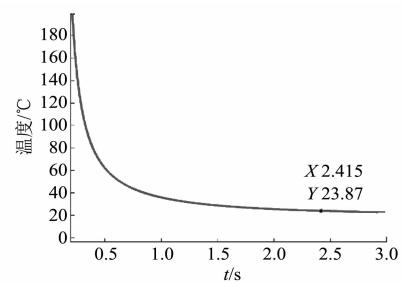


图 15 实际参数辨识温度值

由于定子电阻阻值较小,测量难度较大,在实际测量中考虑到环境和设备等误差影响,允许存在误差。产生误差的主要原因为仿真中的电压和电流是在电机运行时采集的,电机内部还有电感等其他参数。随着运行时间的增加,温度升高,电机的参数会减小。因此,对仿真辨识结果有一定的影响。

6 结语

本文利用一台 1DPT160M 系列的变频调速感应电机验证了所提方法的可行性,使得过载保护方法更加智能化,并且解决了传统最小二乘法辨识过程受噪声干扰较大的缺点,避免了截断误差的影响,为电机过载保护的发展提供了新参考。

【参考文献】

- [1] 黄凯,刘向军.电动机保护器的发展与展望[J].电气技术,2017(3): 1.
- [2] SU J, GAO R, HUSAIN I. Model predictive control based field-weakening strategy for traction EV used induction motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(3): 2295.
- [3] 李伟.异步电动机状态监测与故障诊断技术研究[D].重庆:重庆大学,2004.
- [4] 谭梦,喻皓,洪兢.新能源汽车发电机温升问题改进[J].机电工程技术,2013,42(6): 226.
- [5] 许伯强,张舒怡.定子故障下的双馈风力发电机组建模与稳定性分析[J].电力自动化设备,2016,36(9): 93.
- [6] 师蔚,靳荣华.基于扩展卡尔曼滤波的永磁电机热网络参数辨识[J].电机与控制学报,2020, 24(12): 106.
- [7] POPOV N Z, VUKOSAVIC S N, LEVI E. Motor temperature monitoring based on impedance estimation at PWM frequencies[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1): 215. (下转第 110 页)

- [3] 王征宇,程小猛,陆海峰.基于 CAN 总线和虚拟仪器技术的变频调速实时监控系统 [J]. 电测与仪表,2020,57(18): 1.
- [4] 姜春宇,金江善,王君惠,等. 船用柴油机冗余 CANopen 过程数据对象可调度性与一致性问题研究 [J]. 内燃机工程,2019,40(4): 78.
- [5] 郭林林,朱存平,傅卓人,等. 基于 PCS7 的 SBO 后备柴油发电机控制系统设计 [J]. 自动化仪表,2019,40(2): 26.
- [6] 桑秀典. PLC 在柴油发电机组控制系统中的应用分析 [J]. 科技创新与应用,2020(8): 162.
- [7] 刘超,陈武生,李建伟,等. 柴油电站控制系统的设计与应用 [J]. 通信电源技术,2020,37(9): 80.
- [8] 王爱军. 基于 CAN 总线的船舶电站自动控制系统设计 [J]. 南通航运职业技术学院学报,2015,14(2): 23.
- [9] 李帅帅,狄乐蒙,徐刚强,等. 基于 CAN 总线的柴油发电机组并机控制系统解决方案 [J]. 曲阜师范大学学报:自然科学版,2020,46(1): 82.
- [10] 莫剑冬,王宇轩. 基于 CAN 总线的发电机组自动控制装置 [J]. 自动化技术与应用,2014,33(11): 7.
- [11] 杨红波,徐卫忠,李东超. 基于孤岛电站多机组并列运行的控制策略 [J]. 机电设备,2020,37(4): 55.
- [12] 王昊,申卿,李东超,等. 频变负荷下异型机组负荷均衡控制技术研究 [J]. 电气自动化,2021,43(4): 67.
- [13] 中国电器工业协会. GB/T 2820.5—2009: 往复式内燃机驱动的交流发电机组 第 5 部分: 发电机组 [S]. 北京: 中国标准出版社,2009.

(上接第 60 页)

- [8] 王臻,李承,王蕾,等. 基于解析导纳的感应电机故障诊断 [J]. 电力自动化设备,2016,36(8): 170.
- [9] ZHANG P, LU B, HABETLER T G. An active stator temperature estimation technique for thermal protection of inverter-fed induction motors with considerations of impaired cooling detection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46 (5): 1873.
- [10] 李良,周明,王伟,等. 基于全过程移动监督技术的感应电机定子绕组温度实时监测系统 [J]. 电机与控制应用,2019,46(11): 69.
- [11] 中华人民共和国工业和信息化部. 电动汽车用驱动电机系统: 第 2 部分 试验方法: GB/T 18488.2—2015 [S]. 北京: 中国标准出版社,2015.
- [12] 李良,何瑞东,路艳巧,等. 基于快速参数辨识的感应电机转子温度在线评估方法 [J]. 电机与控制应用,2020,47 (3): 51.
- [13] 武迪,林荣文,田峰. 异步电机矢量控制系统的仿真分析 [J]. 电气开关,2020,58(2): 11.
- [14] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统: 运动控制系统 [M]. 第 3 版. 北京: 机械工业出版社,2003: 200-205.
- [15] 石建飞,戈宝军,吕艳玲,等. 永磁同步电机在线参数辨识方法研究 [J]. 电机与控制学报,2018,22(3): 17.
- [16] 宋建国,张振路,李向诚. 基于改进最小二乘法永磁同步电机多参量辨识 [J]. 电机与控制应用,2021,48(3): 16.
- [17] 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.
- [18] 张虎,李正熙,童朝南. 基于递推最小二乘算法的感应电动机参数离线辨识 [J]. 中国电机工程学报,2011,31(18): 79.