

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2024.08.007

一种基于折息最小二乘法的 PMSM 磁链辨识方法

谢明睿, 赖纪东, 苏建徽, 周晨光, 郑伟炜

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: 永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)的磁链准确辨识是实现高性能电机控制的基础。针对传统递推最小二乘(recursive least squares, RLS)法受噪声影响小但存在数据饱和,影响辨识精度和动态性问题,以及遗忘最小二乘(recursive least squares with forgetting factor, FRLS)法避免数据饱和但存在参数估计误差与动态跟踪性能矛盾的问题,文章提出一种基于折息最小二乘(recursive least squares with discount factor, DRLS)法的磁链辨识方法。该算法在 FRLS 法中引入加权因子构成折息因子,采用递推方法进行磁链辨识,减小参数估计误差,提高磁链辨识精度及动态跟踪能力。通过 MATLAB 仿真及半实物仿真试验,验证所提磁链识别方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机(PMSM); 磁链辨识; 递推最小二乘(RLS)法; 遗忘最小二乘(FRLS)法; 折息最小二乘(DRLS)法

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1003-5060(2024)08-1049-08

A flux linkage identification method of PMSM based on recursive least squares with discount factor

XIE Mingrui, LAI Jidong, SU Jianhui, ZHOU Chenguang, ZHENG Weiwei

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: The accurate flux linkage identification of permanent magnet synchronous motor(PMSM) is the basis of high performance motor control. Traditional recursive least squares(RLS) algorithm is less sensitive to noise, but there is a phenomenon of data saturation, which affects the identification precision and dynamics. RLS with forgetting factor(FRLS) algorithm can avoid data saturation, but it has the problem of contradiction between parameter estimation error and dynamic tracking performance. In this paper, a flux linkage identification method of PMSM based on RLS with discount factor(DRLS) algorithm is put forward. The weighted factor is introduced into FRLS to form the discount factor, and the recursive method is used to identify the flux linkage, which reduces the parameter estimation error and improves the accuracy of flux linkage identification and the dynamic tracking ability. MATLAB simulation and hardware-in-the-loop experiments verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); flux linkage identification; recursive least squares(RLS) algorithm; RLS with forgetting factor(FRLS) algorithm; RLS with discount factor(DRLS) algorithm

收稿日期: 2021-05-15; 修回日期: 2021-05-26

基金项目: 合肥工业大学产学研校企合作资助项目(W2020JSKF0281)

作者简介: 谢明睿(1995—), 男, 江苏泰兴人, 合肥工业大学硕士生;

赖纪东(1981—), 男, 江西赣州人, 博士, 合肥工业大学副教授, 硕士生导师, 通信作者, E-mail: laijidong@126.com;

苏建徽(1963—), 男, 安徽合肥人, 博士, 合肥工业大学教授, 博士生导师。

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因具有效率高、动静态性能好、功率密度高及调速范围宽等优点,在工业上得到广泛应用。PMSM 的控制性能很大程度上取决于其物理参数的准确性,即绕组电阻、 dq 轴电感和转子永磁磁链。特别是永磁磁链的精确实时辨识是转矩控制和故障诊断的关键,在不同运行工况下,磁链随温度变化的变化幅度可能高达 20%。若磁链估计估算不准确,一旦发生严重退磁,可能会引起系统失稳,甚至导致电机损坏。实时准确识别永磁磁链,对于永磁同步电机的控制性能、永磁体监测及退磁预防具有重要意义^[1-3]。

随着计算机技术的发展和电机数值模拟软件应用的推广,基于 PMSM 模型的有限元分析精度较高^[4],可以对具有饱和效应的电感量准确估计,然而对磁链的准确辨识相对困难,需要可以进行大量数据分析、实时辨识性能较高的处理器。文献[5]利用模型参考自适应和波波夫超稳定性定理,构建永磁磁链自适应观测器,模型参考自适应算法,利用参考模型和可调模型之间的误差,通过自适应律估计未知参数,其计算和原理相对简单^[6],但辨识结果易受测量噪声影响。

为减小噪声影响、提高辨识精度,文献[7]采用粒子群算法进行磁链辨识,该算法可较好地抑制噪声,但易陷入局部最优解,影响磁链辨识精度;为避免局部最优,文献[8]引入退火因子,实现对方均误差最小时的最优阈值的快速求取;文献[9]采用基于初始参数优化的混沌变异小生境粒子群算法,在全局搜索性能、收敛速度、搜索精度及受噪声干扰方面进行改进,算法涉及五阶矩阵运算;文献[10]采用变步长 Adaline 神经网络算法,以减少噪声影响,根据稳态误差大小进行调整,从而使得辨识结果更快地接近稳定值,减小磁链辨识的稳态误差,其中变步长 η 函数涉及指数运算。此外,仿射投影算法^[11-12]、遗传算法^[13]、微分进化^[14-15]等算法也被用于跟踪和估计电机参数变化。上述智能算法减小了磁链辨识噪声影响,提高了辨识精度,但需要大量数据进行算法训练与目标寻优。

与智能算法相比,递推最小二乘(recursive least squares, RLS)法同样可以减小噪声影响,且涉及运算量较小,然而算法存在数据饱和问题,对阶跃和时变信号跟踪能力差,影响辨识结果;为避免数据饱和,文献[16]采用遗忘最小二乘(recursive least squares with forgetting factor, FRLS)

法,增强动态跟踪能力,但越强的跟踪能力伴随有较大的参数估计误差。为改善这一问题,本文采用折息最小二乘(recursive least squares with discount factor, DRLS)法,该方法在 FRLS 法中引入加权因子构成了折息因子,通过递推方法辨识磁链,减小受噪声影响,且动态跟踪能力强,具有较高的辨识精度。基于所提磁链辨识方法,分别搭建仿真和半实物仿真模型,进行仿真和试验验证。

1 PMSM 模型

PMSM 的坐标系如图 1 所示。

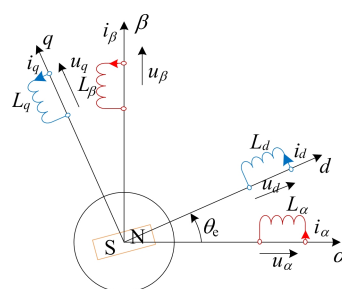


图 1 PMSM 坐标系

PMSM 在旋转坐标系下数学模型为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q, \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

其中: u_q 、 u_d 分别为旋转坐标系下的交直流电压; i_q 、 i_d 分别为旋转坐标系下的交直流电流; R_s 为定子绕组电阻; L_q 、 L_d 分别为旋转坐标系下的交直流电感; ω_e 为转子电角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

由式(1)可知,若直接依据 PMSM 的旋转坐标系方程进行辨识计算,则在理想情况下,可以直接计算得到所需辨识的永磁磁链参数。电机稳定运行忽略电流变化率,则有:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q, \\ u_q = R_s i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)直接计算磁链结果,即

$$\psi_f = \frac{u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d}{\omega_e} \quad (3)$$

由式(3)可知,直接计算的磁链辨识值 ψ_f 易受噪声影响,磁链辨识值 ψ_f 将会随噪声波动,难以保证辨识准确度。

2 PMSM 磁链辨识

采用最小二乘法可估计已知公式或者模型假

设支配的经验公式中的未知参数,其本质是一种拟合计算方法,具有结构简单、收敛速度快、跟踪能力强等优点。同时在随机输入函数中,具有波动较小、受噪声影响小的特点。

2.1 RLS 法

系统模型示意图如图 2 所示,样本数据为 $(\boldsymbol{\varphi}(k), y(k))$, 其中: $\boldsymbol{\varphi}(k)$ 为系统可测量输入; $y(k)$ 为系统可测量输出,样本数据满足的系统模型为:

$$y(k) = \boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{\theta} + \xi(k) \quad (4)$$

其中: $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_n]^T$ 为系统实际参数的向量形式; $\xi(k)$ 为系统的白噪声。

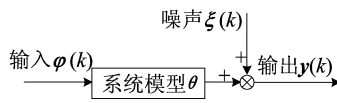


图 2 系统模型示意图

根据式(4)可以直接计算得到系统参数,即

$$\boldsymbol{\theta} = \frac{y(k) - \xi(k)}{\boldsymbol{\varphi}^T(k)} \quad (5)$$

事实上,系统噪声 $\xi(k)$ 不可知,而直接忽略 $\xi(k)$ 将导致参数估计出现偏差,因而可采用曲线拟合的方式对参数进行估计,以消除白噪声对于辨识精度的影响。

若 $\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\hat{\theta}_1 \ \hat{\theta}_2 \ \dots \ \hat{\theta}_n]^T$ 为系统参数的估计值,则将估计参数求得的系统输出与实际输出进行比较,得到误差 $e(k)$,即

$$e(k) = y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k)\hat{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\varphi}^T(k)(\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}) + \xi(k) \quad (6)$$

误差 $e(k)$ 示意图如图 3 所示,系统参数估算误差以及噪声共同引起了系统输出误差。

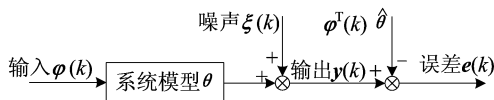


图 3 误差 $e(k)$ 示意图

通过最小二乘法进行参数估计时,目标函数 $J(\theta_i)$ 表达式为:

$$J(\theta_i) = \sum_{k=1}^n e^2(k) = \sum_{k=1}^n [y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}]^2 \quad (7)$$

其中, $i=1, \dots, n$ 。当多组数据观测值代入 $J(\theta_i)$ 表达式后,使得目标函数取得最小值的 θ_i 为最小二乘估计。由于这一辨识过程需要存储大量的数据,参数辨识结果实时性欠佳。为此,可采用

RLS 法进行参数辨识,其表达式为:

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) &= \mathbf{K}(k)[y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] + \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1), \\ \mathbf{K}(k) &= \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{1 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}, \\ \mathbf{P}(k) &= [1 - \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)]\mathbf{P}(k-1) \end{aligned} \quad (8)$$

其中: $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ 为当前待辨识参数; $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)$ 为前一次辨识参数; $\mathbf{K}(k)$ 为辨识系统的自适应增益矩阵, $\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}(k)$; $\mathbf{P}(k)$ 为协方差矩阵(正定)。 $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ 、 $\mathbf{P}(k)$ 的初值设为 $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \mathbf{0}$, $\mathbf{P}(k) = \alpha \mathbf{I}$, α 为正实数,一般取 $10^4 \sim 10^6$, \mathbf{I} 为 n 阶单位阵。

由式(8)可知,第 k 次的参数估计值依靠当前参数与增益矩阵 $\mathbf{K}(k)$ 的乘积修正, $\mathbf{K}(k)$ 值与协方差矩阵 $\mathbf{P}(k)$ 相关, $\mathbf{P}(k)$ 越大, $\mathbf{K}(k)$ 就越大,修正速度就越快。因此,采用 RLS 法进行参数估计,仅需保存前一次相关参数,无需大量存储空间,通过不断迭代计算直至辨识精度满足要求,这一过程中噪声影响被削弱。

由式(8)中协方差 $\mathbf{P}(k)$ 等式可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k-1) - \mathbf{P}(k) &= \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1) = \\ &= \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)}{1 + \boldsymbol{\varphi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \end{aligned} \quad (9)$$

因而 $\mathbf{P}(k-1) - \mathbf{P}(k) > \mathbf{0}$, 即

$$\mathbf{P}(k) \leq \mathbf{P}(k-1) \quad (10)$$

由式(10)可知,最小二乘法在辨识过程中,协方差矩阵 $\mathbf{P}(k)$ 会随着迭代次数 k 的增加逐渐趋近于 $\mathbf{0}$, 当 $\mathbf{P}(k) = \mathbf{0}$ 时, $\mathbf{P}(k-1) = \mathbf{P}(k) = \mathbf{0}$, $\mathbf{K}(k) = \mathbf{0}$, 待估计的参数矩阵 $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ 不再更新,即新数据无法更新旧数据,导致递推算法失去修正能力,形成数据饱和。

数据饱和带来的问题是:当输入发生变化时,参数估计响应慢。当输入 $\boldsymbol{\varphi}(k)$ 发生突变时,由于数据饱和, $\mathbf{K}(k)$ 稳定在 $\mathbf{0}$ 附近的一个很小值即修正速度慢,需要较长时间才能估算出输入变化后的估计值。因此,RLS 法存在对于非平稳环境下的突变和时变信号的跟踪能力不够的问题。造成这一问题的根本原因是旧数据对估计值的影响,为此,本文引入遗忘因子来削弱其影响。

2.2 FRLS 法

在辨识过程中,随着输入数据的增加,为加强新数据作用,削弱旧数据影响,以防止数据饱和和现象造成的对时变和阶跃信号跟踪能力较差的问题,引入遗忘因子来解决这一问题。

FRLS 法表达式为:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \mathbf{K}(k)[y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] + \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1),$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)\varphi(k)}{\lambda + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)},$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda}[1 - K(k)\varphi^T(k)]P(k-1) \quad (11)$$

引入遗忘因子后,由式(11)中 $P(k)$ 等式可得 $P(k-1) - P(k) < 0$, 即

$$P(k) > P(k-1) \quad (12)$$

FRLS 法在辨识过程中,随着迭代次数 k 的增加,协方差矩阵 $P(k)$ 始终大于 0 ,保持正定,解决了传统最小二乘法数据饱和问题。且由于遗忘因子的引入,协方差矩阵 $P(k)$ 会逐渐增大,使得 $K(k) = P(k)\varphi(k)$ 逐渐增大,第 k 次的参数估计值是依靠新信息与增益矩阵 $K(k)$ 的乘积修正,因此参数估计值的修正速度会变快,对于非平稳环境下的突变和时变信号的跟踪能力增强。遗忘因子 λ 越小,系统的跟踪能力越强,但参数估计误差越大。本文针对遗忘因子引入带来的动态性与参数估计误差之间的矛盾,提出一种折息处理方法。

2.3 DRLS 法

FRLS 法避免了数据饱和,但存在不能同时收敛速度快和参数估计误差小的矛盾。为此,提出一种 DRLS 法进行参数辨识,在 FRLS 法中引入加权因子,构成折息因子以改善这一矛盾。

DRLS 法的递推关系式为:

$$\hat{\theta}(k) = K(k)[y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] + \hat{\theta}(k-1),$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)\varphi(k)}{\Gamma(k,i) + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)},$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda(k)}[1 - K(k)\varphi^T(k)]P(k-1) \quad (13)$$

其中: $\Gamma(k,i) = \gamma(i) \prod_{k=i+1}^n \lambda(k)$, $\gamma(i)$ 为加权因子; $\lambda(k)$ 为遗忘因子。

如果折息因子 $\Gamma(k,i)$ 选择不合适,那么可能会导致某时刻 $K(k) < K(k-1)$, 由于 $K(k) = P(k)\varphi(k)$, 则有 $P(k-1) < P(k)$, 这意味着会逐渐数据饱和,影响辨识精度及动态性能。即不同折息因子 $\Gamma(k,i)$ 值可能会产生不同的稳态辨识值,若数据饱和出现在输入 $\varphi(k)$ 稳定时,则对辨识值基本无影响;相反,若出现在输入 $\varphi(k)$ 变化时,则会产生新的稳定辨识值,影响辨识精度。为了避免数据饱和,提高跟踪能力,减小噪声影响,折息因子的取值范围为 $0 < \Gamma(k,i) < 1$ 。其中,遗忘因子 $\lambda(k)$ 的取值范围为 $0.9 < \lambda(k) < 1$ 。

$$\text{相对误差 } \zeta(k) = \frac{\|y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1)\|}{\|y(k)\|}$$

被用来衡量辨识值相对于输出波动的大小,DRLS 法的折息因子取值为:

$$\Gamma(k,i) = \begin{cases} \gamma_1\lambda_1, & \zeta(k) > \varepsilon; \\ \gamma_2\lambda_2, & \zeta(k) \leq \varepsilon \end{cases} \quad (14)$$

其中: $\gamma_1 > 0; \gamma_2 > 0; \lambda_1 < 1; \lambda_2 < 1; \varepsilon$ 为较小正实数。

由式(14)可知,DRLS 法可以根据相对误差的大小,动态调节折息因子,使得每次的磁链辨识值相比 FRLS 法更为准确,在减少噪声影响的同时,保证辨识精度和动态跟踪性能。

特别地,当加权因子 $\gamma(i) = 1$ 时,DRLS 法退化为 FRLS 法;当加权因子 $\gamma(i) = 1$ 且遗忘因子 $\lambda(k) = 1$ 时,DRLS 法退化为传统 RLS 法。

采用 DRLS 法进行参数辨识的关键在于确定系统的输入输出关系,接下来根据 PMSM 模型,基于 DRLS 法构建 PMSM 参数辨识模型。

2.4 DRLS 法 PMSM 磁链辨识

为了辨识方便,将式(2)写成如下形式:

$$u_q - \omega_e L_d i_d - R_s i_q = \omega_e \psi_f \quad (15)$$

考虑将式(15)视为待辨识的系统,则基于 DRLS 法的 PMSM 磁链辨识的模型为:

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta(k) + \xi(k),$$

$$\varphi^T(k) = [\omega_e],$$

$$\theta(k) = [\psi_f],$$

$$y(k) = [u_q - \omega_e L_d i_d - R_s i_q] \quad (16)$$

磁链辨识的具体实施过程为:采集电机转速、交直流电流及定子电压信息,结合定子电阻参数 R_s 、电感参数 L_d 和 L_q ,根据式(16)、式(13) DRLS 法的递推关系式和式(14)折息因子表达式对磁链进行辨识。

基于 DRLS 法 PMSM 磁链辨识系统控制框图如图 4 所示。

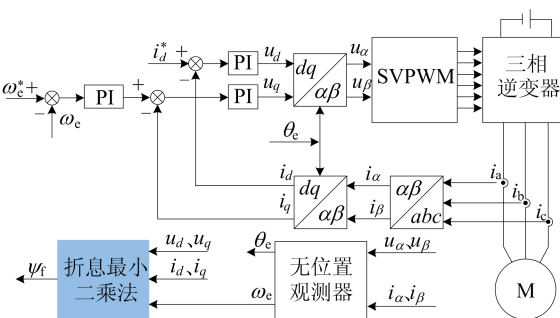


图 4 基于 DRLS 法 PMSM 磁链辨识控制框图

3 Simulink 仿真验证

为验证所提算法的正确性,基于 MATLAB/

Simulink 搭建系统仿真模型,将分别对噪声影响、动态跟踪能力及辨识精度等方面进行仿真验证,分别仿真对比分析直接计算法、RLS 法、FRLS 法及 DRLS 法下 PMSM 磁链辨识效果,仿真所用参数见表 1 所列。

表 1 永磁同步电机参数

参数	数值
额定电压/V	220
额定电流/A	10
额定负载/(N·m)	2
定子电阻/ Ω	3
d 轴电感/mH	15.67
q 轴电感/mH	18.27
永磁磁链/Wb	0.094 4
极对数	4
转动惯量/(10^{-4} kg·m ²)	5.33

仿真初始时刻电机转速设置为 400 rad/s,在 1 s 速度参考变为 800 rad/s,0.1 s 开始进行磁链辨识。

3.1 直接计算法 PMSM 磁链辨识仿真结果

采用直接计算法 PMSM 磁链辨识仿真结果如图 5、图 6 所示。

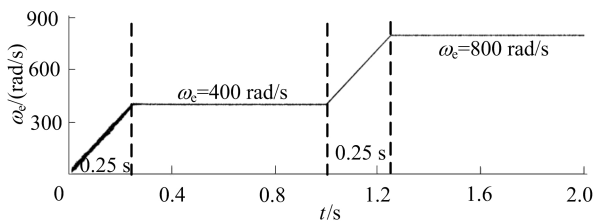


图 5 磁链辨识中电机转速波形

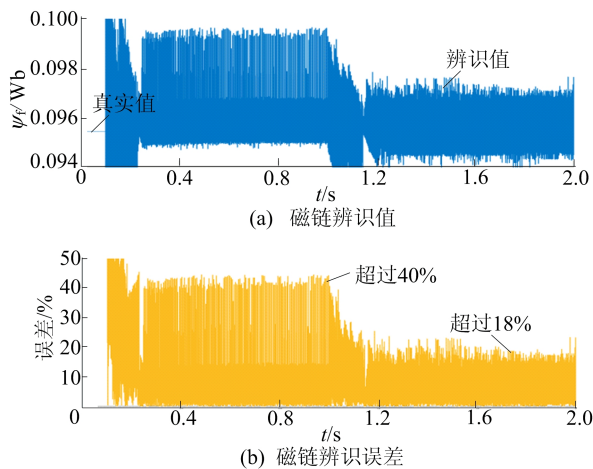


图 6 直接计算法 PMSM 磁链辨识仿真结果

从图 6 可以看出,受噪声影响,磁链辨识值 ψ_f 波动较大,难以有效辨识磁链。

3.2 RLS 法 PMSM 磁链辨识仿真结果

基于 2.1 节 RLS 法理论进行永磁体磁链辨识。RLS 法的相关初始值设置如下:给参数矩阵 $\hat{\theta}$ 赋以较小的初值, $\hat{\theta}(0) = 10^{-7} \mathbf{L}^2$, 其中, \mathbf{L} 为元素值为 1 的向量。协方差矩阵 $\mathbf{P}(k)$ 的初值 $\mathbf{P}(0) = 10^4 \mathbf{I}$, \mathbf{I} 为单位阵。磁链辨识值由式(8)计算得到,仿真结果如图 7 所示。

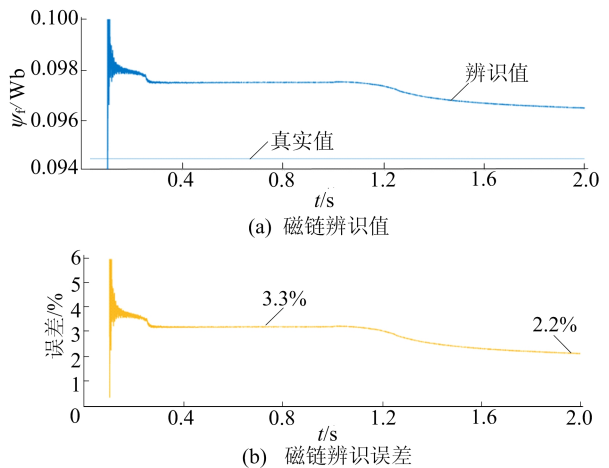


图 7 RLS 法 PMSM 磁链辨识仿真结果

由图 7 可知,磁链辨识值较为平滑,受噪声影响小,400 rad/s 下对应误差率为 3.3%;800 rad/s 下,在 2.0 s 趋于稳定,误差率为 2.2%左右。另外,在 1.0 s 转速发生变化后,受 RLS 法数据饱和和影响,磁链辨识结果在 2 s 才趋于稳定。

3.3 FRLS 法 PMSM 磁链辨识仿真结果

根据式(11),取遗忘因子 $\lambda = 0.995$,其他相关参数与 3.2 节一致,仿真结果如图 8 所示。

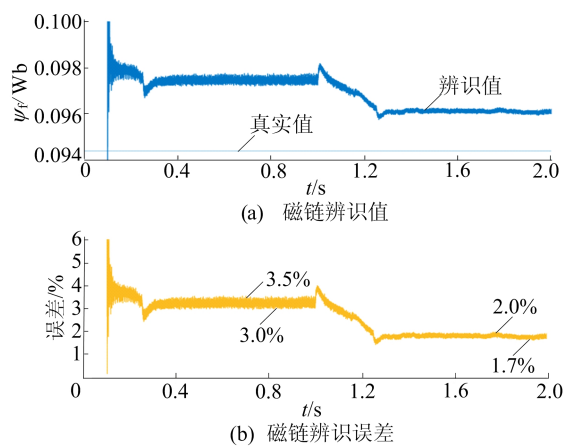


图 8 FRLS 法 PMSM 磁链辨识仿真结果

从图 8 可以看出,引入遗忘因子后,当转速在 1.0 s 时变增加时,1.3 s 左右磁链辨识结果趋于

稳定,响应速度较 RLS 法快 0.7 s 左右,减小了数据饱和和影响。400 rad/s 转速下对应磁链误差率平均值约 3.25%,而 800 rad/s 转速下,磁链误差率平均值约小于 1.85%,磁链辨识精度有所提升。然而,与图 7 相比,磁链辨识结果曲线波动较大,这是由于遗忘因子的引入使得动态跟踪能力提高的同时牺牲了一定辨识精度。接下来对折息磁链辨识进行仿真。

3.4 DRLS 法 PMSM 磁链辨识仿真结果

基于 DRLS 法 PMSM 磁链辨识理论,折息因子取值为:

$$\Gamma = \begin{cases} \frac{0.995}{0.995 + 0.005\zeta^2(k)}, & \zeta(k) > 0.1; \\ \frac{0.999}{0.999 + 0.001\zeta^2(k)}, & \zeta(k) \leq 0.1 \end{cases} \quad (17)$$

其他参数与 3.2 节一致,根据图 4 搭建仿真模型,仿真结果如图 9 所示。

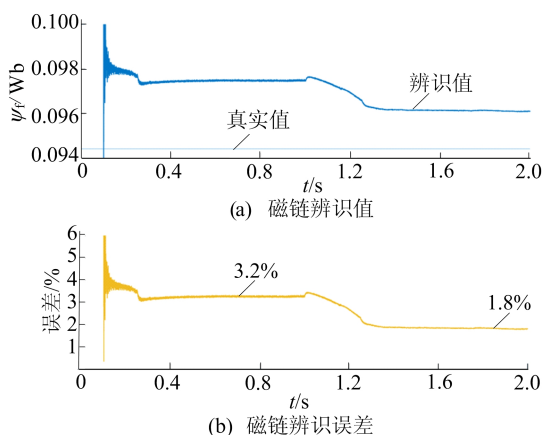


图 9 DRLS 法 PMSM 磁链辨识仿真结果

从图 9 可以看出,与 FRLS 法相比,DRLS 法的辨识结果更为平滑且波动小,这是由于折息因子可根据相对误差 $\zeta(k)$ 的大小动态自调节,保证动态跟踪能力的同时减小了参数估计误差,提高了辨识精度,与前述理论相符。

4 样机试验与分析

为进一步验证理论和仿真结果,基于远宽 Starsim 搭建半实物仿真试验平台,如图 10 所示。半实物仿真由如下 3 个部分组成:① 电机控制器主功率回路部分通过实时仿真平台 Starsim 进行模拟;② 电机控制及 PMSM 磁链辨识算法部分采用 TI 公司 TMS320F28379 主控芯片的最小系统编程实现;③ 上位机通讯部分实现电机启停及

数据显示。

与仿真参数相同,初始时刻电机转速给定值为 400 rad/s,然后上升至 800 rad/s。Starsim 实时仿真系统中的电机参数与仿真所用参数一致,磁链 ψ_f 辨识值、磁链辨识误差率及电机转速 ω_e 通过 DSP PWM 引脚输出经 RC 滤波获得,为便于观察, ψ_f 的显示范围限定于 0.09~0.10 Wb,磁链辨识误差率的显示范围限定于 -5%~5%。接着分别就直接计算法、RLS 法、FRLS 法以及 DRLS 法下 PMSM 磁链辨识进行试验验证,试验所采用电机控制策略与仿真一致。

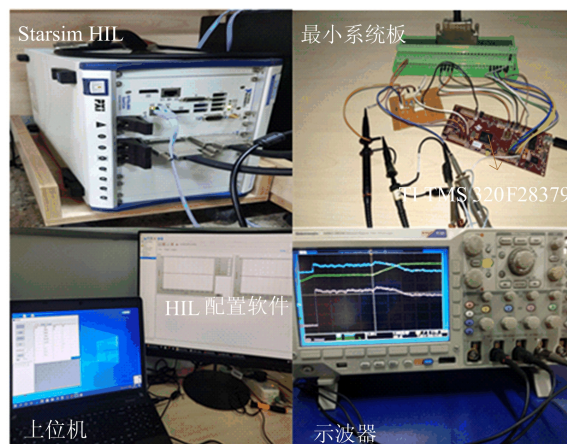


图 10 试验平台

4.1 直接计算法 PMSM 磁链辨识试验

直接计算法 PMSM 磁链辨识根据式(3)进行磁链辨识试验,磁链 ψ_f 辨识值(示波器 3 通道)、磁链辨识误差率(示波器 2 通道)及 ω_e (示波器 4 通道)试验结果如图 11 所示。

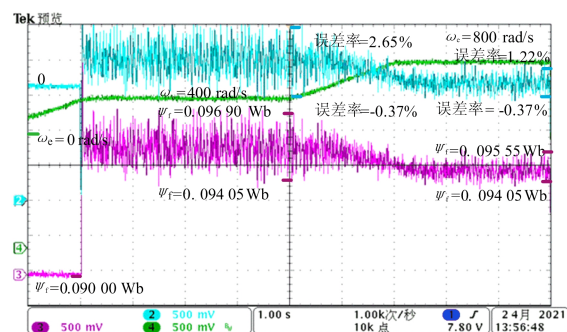


图 11 直接计算法 PMSM 磁链辨识试验结果

与仿真结果类似,受采样等噪声影响,磁链辨识值 ψ_f 波动较大。当 PMSM 在 400 rad/s 稳定运行时,辨识误差率在 0~3.0% 内波动,在 800 rad/s 下,误差率在 0~1.5% 内波动,辨识结

果波动幅度大,存在较大噪声,不适合于应用。

4.2 RLS 法 PMSM 磁链辨识试验

根据式(8)进行基于 RLS 法 PMSM 磁链辨识试验,试验结果如图 12 所示。

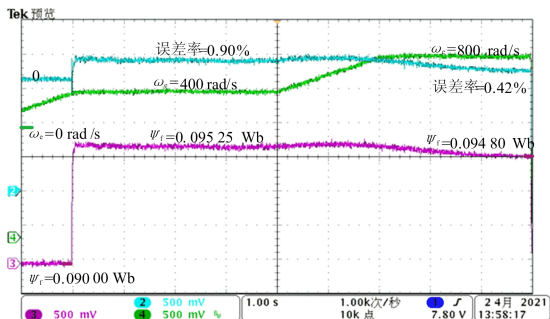


图 12 RLS 法 PMSM 磁链辨识试验结果

从图 12 可以看出,400 rad/s 磁链辨识误差率为 0.90%,800 rad/s 磁链辨识最后误差率为 0.42%,与直接计算法相比,辨识结果受噪声影响明显减少,辨识结果曲线光滑。然而,当转速由 400 rad/s 上升到 800 rad/s 时,经过 2.5 s 左右辨识结果才趋于稳定,这是由于 RLS 法数据饱和影响所致。

4.3 FRLS 法 PMSM 磁链辨识试验

根据式(11)进行 FRLS 法 PMSM 磁链辨识的辨识试验,试验结果如图 13 所示。

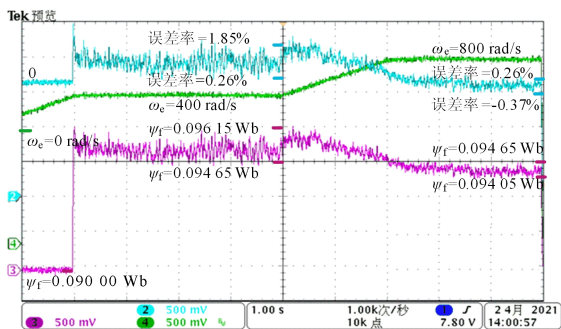


图 13 FRLS 法 PMSM 磁链辨识试验结果

与 RLS 法相比,采用 FRLS 法进行磁链辨识,两者辨识精度类似,但当转速上升为 800 rad/s 后,0.5 s 左右辨识结果便趋于稳定,辨识收敛速度明显提升,但从波形可以看出,FRLS 法辨识结果波动明显更大。

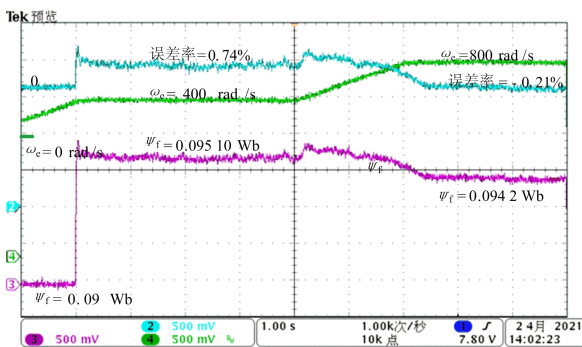
4.4 DRLS 法 PMSM 磁链辨识试验

根据式(13)、基于图 4 进行 DRLS 法的磁链辨识试验,试验结果如图 14 所示。

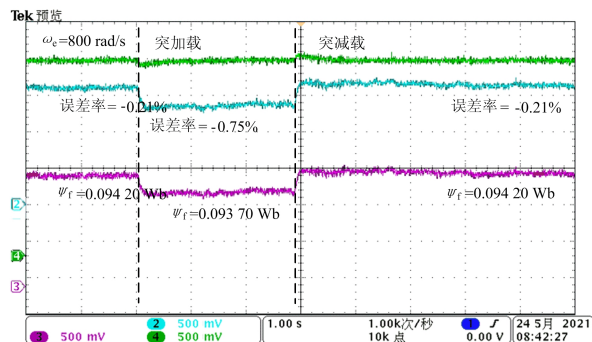
从图 14 可以看出,与 FRLS 法相比,辨识结

果波动明显减小,辨识结果曲线更为光滑,且对时变和阶跃信号跟踪性能较强。

以上试验表明,试验结果与仿真结果类似,验证了本文理论分析及所提方法的有效性。所不同的是,试验时磁链辨识误差比仿真时更小,这是由于在 Startsim 中逆变器及电机模型为理想模型,实际系统中误差会比现在结果大。此外,本文主要关注于磁链辨识,假定电机交直流电感和电阻为已知量,实际系统还需考虑电机电感及电阻准确性影响。



(a) 负载不变



(b) 负载突变

图 14 DRLS 法 PMSM 磁链辨识试验结果

5 结 论

本文针对 PMSM 磁链辨识提出一种 DRLS 法的磁链辨识方法。该方法针对传统 RLS 法存在的数据饱和问题,引入遗忘因子提高辨识动态跟踪能力;针对遗忘因子带来的跟踪性能与参数估计误差的矛盾,通过折息方法进行处理改善。仿真和试验验证了辨识方法的有效性。

[参 考 文 献]

[1] LIU K,ZHU Z Q. Online estimation of the rotor flux linkage and voltage-source inverter nonlinearity in permanent magnet synchronous machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(1):418-427.

- 2013;11-12.
- [2] 王青于,杨熙廖,晋陶,等. 特高压变电站人体工频电场暴露水平评估[J]. 中国电机工程学报,2014,34(24):4187-4194.
- [3] 刘海波,胡滨,王旭阳. 关于“十三五”配电网发展的思考[J]. 中国电力,2015,48(1):21-24.
- [4] 孙涛,万保权. 500 kV 变电站电磁环境参数测量[J]. 高电压技术,2006,32(6):51-55.
- [5] 李永明,何胜鱼,王旭旭,等. 变电站大型电力设备工频磁场计算及分析[J]. 南方电网技术,2019,13(11):83-88.
- [6] 李永明,罗鹏,徐禄文,等. 基于矩量法的变电站工频磁场建模与计算[J]. 中国电机工程学报,2015,35(16):4232-4238.
- [7] 王冉冉,徐静,李子扬,等. 特高压交流输电线路下钢架建筑的感应电压、电流仿真分析[J]. 高电压技术,2021,47(2):724-731.
- [8] 杜志叶,阮江军,干喆渊,等. 变电站内工频电磁场三维数值仿真研究[J]. 电网技术,2012,36(4):229-235.
- [9] GERI A, LOCATELLI A. Magnetic fields generated by power lines [J]. IEEE Transactoin on Magnetics, 1995, 31(3):1508-1511.
- [10] KRAJEWSKI W. Numerical modelling of the electric field in HV substations[J]. IEE Proceedings-Science Measurement and Technology, 2004, 151(4):267-272.
- [11] 郭天伟,罗日成,潘茜雯,等. 750 kV 同塔双回交流输电线路电磁环境分析[J]. 电力科学与技术学报,2018,33(1):46-53.
- [12] OLSEN R G, WONG P S K. Characteristics of low frequency electric and magnetic fields in the vicinity of electric power lines[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1992, 7(4):2046-2055.
- [13] 倪光正. 工程电磁场数值计算[M]. 北京:机械工业出版社,2010:239-253.

(责任编辑 张 镅)

(上接第 1055 页)

- [2] LIU K, FENG J H, GUO S Y, et al. Identification of flux linkage map of permanent magnet synchronous machines under uncertain circuit resistance and inverter nonlinearity [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(2):556-568.
- [3] LIU Q, HAMEYER K. A fast online full parameter estimation of a PMSM with sinusoidal signal injection[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S. l.]:IEEE, 2015:4091-4096.
- [4] JUNG J, JUNG K, LEE B, et al. Design and analysis of ferrite magnet flux concentrated PMSM with cross-laminated rotor core using equivalent 2-D FEA[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3):1623-1631.
- [5] 邱腾飞,温旭辉,赵峰,等. 永磁同步电机永磁磁链自适应观测器设计方法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(9):2287-2294.
- [6] VESELY I, VESELY L, BRADAC Z. MRAS identification of permanent magnet synchronous motor parameters[J]. IFAC-PapersOnLine, 2018, 51(6):250-255.
- [7] LIU Z, WEI H, ZHONG Q, et al. Parameter estimation for VSI-Fed PMSM based on a dynamic PSO with learning strategies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4):3154-3165.
- [8] 马一鸣,周理兵,王晋,等. 基于直流阶跃电压试验与 NSGA II 算法的同步电机动态参数辨识方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(23):4890-4900.
- [9] 刘细平,胡卫平,丁卫中,等. 永磁同步电机多参数辨识方法研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6):1198-1207.
- [10] 张立伟,张鹏,刘曰锋,等. 基于变步长 Adaline 神经网络的永磁同步电机参数辨识[J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊 2):377-384.
- [11] DANG D Q, RAFAQ M S, CHOI H H, et al. Online parameter estimation technique for adaptive control applications of interior PM synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3):1438-1449.
- [12] RAFAQ M S, MWASILU F, KIM J, et al. Online parameter identification for model-based sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6):4631-4643.
- [13] LIU K, ZHU Z Q. Quantum genetic algorithm-based parameter estimation of PMSM under variable speed control accounting for system identifiability and VSI nonlinearity [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4):2363-2371.
- [14] ZHENG W, WANG X, PI Y. Study of the fractional order proportional integral controller for PMSM based on differential evolution algorithm[C]//2015 IEEE Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). [S. l.]:IEEE, 2016:201-205.
- [15] WANG C, LIU Y C, LIANG X L, et al. Self-adaptive differential evolution algorithm with hybrid mutation operator for parameters identification of PMSM[J]. Soft Computing, 2018, 22(4):1263-1285.
- [16] 林巨广,陈桐. 基于改进 RLS 算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2019, 42(7):876-880,934.

(责任编辑 张 镅)