

基于改进模型的异步电机最小二乘参数辨识

孟庆硕, 许鸣珠

(石家庄铁道大学 机械工程学院, 河北 石家庄 050043)

摘要:针对以往异步电机最小二乘法参数辨识模型复杂的缺点,在转子磁场定向的矢量控制基础上,在同步旋转轴系下对电机的电流矢量、电压矢量以及磁链矢量进行解耦,建立电机的数学模型,经过线性化,得到了用于递推最小二乘参数估计的线性化模型。该模型简单实用,在电机暂态过程中只需要求出电流的一阶导数,而以往的静止坐标系下的模型需要得到电流的二阶导数,存在计算量大、误差较大的缺点。电机运行进入稳态电流的导数为零,通过计算即可得到电机的参数。采用二阶巴特沃思滤波器对电流进行滤波,避免了高次谐波和噪声的影响。并运用改进欧拉方法对巴特沃思滤波器的状态方程进行求解,无需对电机模型的一阶导数项进行离散化处理,便可得到滤波后的电流和电流的一阶导数,简化计算的同时提高了计算精度。本算法在 DSP 控制系统上进行了实验,结果证实该算法收敛速度快、精度高,可以准确得到电机的参数。

关键词:递推最小二乘法;参数辨识;巴特沃思滤波器;欧拉方法

中图分类号:TM343 文献标志码:A 文章编号:2095-0373(2019)01-0037-06

0 引言

自从矢量控制等高性能变频调速技术的诞生,电机的参数辨识问题便成为了国内外学者的研究热点。矢量控制技术的关键在于转子磁链角的估算,用于实现转子的磁场定向,准确获取转子的时间常数,成为了解决该类问题的关键。但该参数在使用前往往是未知的,因此要实现异步电机矢量控制等高性能变频调速技术,必须预先获得电机的该项参数^[1]。

最传统的异步电机参数检测方法莫过于转子空载、堵转和互感实验了,但这样获取的电机参数是粗略的。目前较实用的电机参数辨识典型方法有递推最小二乘法(RLS)、扩展卡尔曼滤波法(EKF)、模型参考自适应法(MRAS)等等。

其中,最小二乘法是常用的参数辨识方法,其目标函数为测量结果对计算结果误差的平方和,最小目标函数值等于零。其递推算法适合于异步电动机参数辨识,计算量也不算很大,但其线性化模型需要用到目标函数对电动机参数的二阶导数,对测量噪声和转速波动很敏感^[2-4]。针对这些问题,采用基于转子磁场定向的异步电机同步旋转轴系的矢量方程,建立了电机的转子时间常数参数估计模型,本方法只需要获得一阶导数,同时采用二阶巴特沃思滤波器进行滤波,降低了噪声的影响。利用改进欧拉算法对巴特沃思状态方程进行求解,可以直接得到滤波后电流的一阶导数,不需要对参数进行离散化处理,降低了计算误差。在实际控制中采用双闭环的 PI 控制,对速度具有较好的控制效果,避免了速度波动对计算的影响。

1 递推最小二乘法参数估计理论

1.1 最小二乘参数估计理论概述

最小二乘法最早于 1975 年由高斯(K. F. Gauss)在形体运动轨迹预报研究工作中提出来,被广泛应用

收稿日期:2017-08-28 网络出版日期:2019-02-10 责任编辑:车轩玉 DOI:10.13319/j.cnki.sjztdxxbzb.20170175

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/13.1402.N.20190210.1134.011.html>

基金项目:国家自然科学基金(11372198);河北省教育厅科学技术重点项目(ZD20131098)

作者简介:孟庆硕(1993—),男,硕士研究生,研究方向为控制理论与控制工程。E-mail:648503862@qq.com

孟庆硕,许鸣珠.基于改进模型的异步电机最小二乘参数辨识[J].石家庄铁道大学学报:自然科学版,2019,32(1):37-42.

于系统辨识和参数估计,甚至在许多估计方法无效的情况下,最小二乘法却可以提供最简单有效的解决办法^[5-6]。随着该理论的发展,递推最小二乘法、遗忘因子法、偏差补偿法、修正的辅助变量法等多种最小二乘估计算法相继出现,这些方法被应用于不同的系统参数估计系统中。

最小二乘估计算法可以解决线性定常系统、线性时变系统、含有色噪声的线性系统等参数估计问题。在利用最小二乘法对异步电动机进行参数估计时,主要是将电机的非线性模型线性化,得到与电机参数有着直接关系的线性化模型,再对其进行参数估计。

1.2 递推最小二乘法参数估计法

递推最小二乘法应用广泛,与一般的最小二乘法比较,避免了大矩阵求逆运算,计算量小、计算速度快且收敛速度快,可以实现实时在线应用。

由文献[7]~文献[10]可知,递推最小二乘法的参数估计算法为

$$\begin{cases} P(k) = [1 - K(k)\varphi^T(k)]P(k-1) \\ K(k) = \frac{P(k-1)\varphi(k)}{1 + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)} \\ \theta(k) = \theta(k-1) + K(k)[y(k) - \varphi^T(k)\theta(k-1)] \end{cases} \quad (1)$$

令 $P(0) = \alpha I, \theta(0) = \varepsilon, \alpha$ 为充分大的正实数,一般为 $10^4 \sim 10^{10}$ 之间, ε 为充分小的正实数向量,一般取 0。

2 异步电机的线性化数学模型

根据文献[11],可以得到异步电机在任意旋转轴系下的暂态电流导数方程

$$\begin{cases} \frac{di_M}{dt} = -\left(\frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right)i_M + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2}\psi_r + \omega_s i_T + \frac{u_M}{\sigma L_s} \\ \frac{di_T}{dt} = -\left(\frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right)i_T - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\psi_r \omega_r - \omega_s i_M + \frac{u_T}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$; u_M, u_T 为 MT 轴系定子电压矢量 M, T 轴分量; i_M, i_T 为 MT 轴系定子电流矢量 M, T 轴分量; i_m, i_t 为 MT 轴系转子电流矢量 M, T 轴分量; R_s 为定子电阻; R_r 为转子电阻; L_s 为定子电感; L_r 为转子电感; L_m 为励磁电感; ω_s 为转子磁链矢量 ψ_r 的电角速度; ω_r 为转子的电角速度。

将式(2)改写成矩阵的形式如下

$$\begin{bmatrix} \frac{di_M}{dt} - \omega_s i_T \\ \frac{di_T}{dt} + \omega_s i_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_M & u_M & 1 & 0 \\ i_T & u_T & 0 & \omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中

$$K_1 = -\frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} - \frac{R_s}{\sigma L_s}; K_2 = \frac{1}{\sigma L_s}; K_3 = \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2}\psi_r; K_4 = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\psi_r \quad (4)$$

由式(3)可知,经过坐标变换得到了以定、转子电阻、电感、转子磁链为未知量的线性方程, $y(k) = \varphi^T(k)\theta$, 可运用最小二乘法对电机参数进行估计。

输出矩阵

$$y(k) = \begin{bmatrix} \frac{di_M}{dt}(k) - \omega_s(k)i_T(k) \\ \frac{di_T}{dt}(k) + \omega_s(k)i_M(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

参数矩阵

$$\theta = [K_1 \quad K_2 \quad K_3 \quad K_4]^T \quad (6)$$

输入矩阵

$$\boldsymbol{\varphi}(k) = \begin{bmatrix} i_M(k) & u_M(k) & 1 & 0 \\ i_T(k) & u_T(k) & 0 & \omega_s(k) \end{bmatrix} \quad (7)$$

由于参数 K_3 对应的输入为常数 1,可能会造成该项收敛速度慢,精度低等缺点。由于 K_3 项中就包含 K_2 项,因此,将 K_2 上次的估计值代替 1,此时 K_3 项变为

$$K_3 = (L_m R_r / L_r^2) \psi_r \quad (8)$$

输入矩阵变为

$$\boldsymbol{\varphi}(k) = \begin{bmatrix} i_M(k) & u_M(k) & K_2 & 0 \\ i_T(k) & u_T(k) & 0 & \omega_s(k) \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

电机的运行往往是由静止到稳态的过程,利用电机的暂态过程可以对电机的转子时间常数 $T_r = -K_4 / K_3$ 、漏感常数 $L_{sr} = 1 / K_2$ 进行估计。当电机由暂态进入稳态,此时 $\dot{\psi}_r = 0, di_M / dt = 0, di_T / dt = 0$,进而可以根据在转子磁场定向下转子磁链 $\dot{\psi}_r = -(R_r \psi_r) / L_r + (L_m R_r i_M) / L_r$ 得 $\psi_r = L_m i_M$,结合估计值 θ ,进一步求得电机的各参数

$$\begin{cases} L_r = (i_M - K_4) / (K_2 i_M) \\ L_m = (i_M - K_4) \sqrt{-K_4} / (K_2 i_M \sqrt{i_M - K_4}) \\ R_r = K_3 (K_4 - i_M) / (K_2 K_4 i_M) \\ R_s = -K_1 / K_2 + K_3 K_4 (K_4 - i_M) / [K_2 K_4 i_M (i_M - K_4)] \\ \psi_r = i_M (i_M - K_4) \sqrt{-K_4} / (K_2 i_M \sqrt{i_M - K_4}) \end{cases} \quad (10)$$

3 巴特沃思滤波器

由于采集的电压和电流信号含有高次谐波和噪声,因此除了硬件上的模拟滤波外,还必须对信号进行数字滤波处理。加入滤波必然造成信号的衰减和时延,为了能够实现对参数的精确估计,电压和电流信号必须同步和同比例采样。这就要求对电压和电流信号要进行相同的滤波。此外,由式(3)可知,在采用递推最小二乘算法参数估计时,除了需要采集电压和电流信号外,还需要得到电流信号的一阶导数。

因此,采用二阶巴特沃思数字滤波器对电压和电流信号进行滤波,二阶巴特沃思数字滤波器的传递函数系数可查表获得。并将其传递函数转换成状态方程形式(13),写成能控标准型,便于运用改进的欧拉方法进行计算,这样可以直接求解出电流值和其一阶导数。避免了对导数的离散化,简化运算的同时提高了计算精度。

3.1 巴特沃思滤波器设计

巴特沃思低通滤波器的系统函数完全由 3 dB 截止频率 Ω_c 和阶数 N 确定。其传递函数为 $H_a(s) = \Omega_c^N / D_N(s)$ 。其中,分母 $D_N(s)$ 称为 N 阶巴特沃思多项式

$$D_N(s) = s^N + \sum_{k=0}^{N-1} b_k s^k \quad (11)$$

因此,其传递函数为

$$H_a(s) = \frac{u_F(s)}{u(s)} = \frac{\Omega_c^2}{s^2 + b_1 \Omega_c s + b_0 \Omega_c^2} \quad (12)$$

式中, Ω_c 为低通滤波器截止频率; b_0, b_1 为滤波器系数,可在文献[12]查表获得。

将式(12)转换成状态方程,写成能控标准型

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u \\ y = \mathbf{C}\mathbf{X} \end{cases} \quad (13)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -b_0 \Omega_c^2 & -b_1 \Omega_c \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \Omega_c^2 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [1 \quad 0]; \mathbf{X} = [u_F \quad \dot{u}_F]^T \quad (14)$$

式中,状态变量即为滤波后的电流及其 1 阶导数。

3.2 改进的欧拉方法

改进的欧拉方法先用 Euler 格式求得 $X(k)$ 一个初步的近似值,称为预测值。预测值的精度可能不高,再用梯形公式将它校正一次,得到其校正值^[13]。

预测值

$$X_p(k) = X(k-1) + T_s[\mathbf{A}X(k-1) + \mathbf{B}u(k)] \quad (15)$$

式中, $X_p(k) = [u_{F_p}(k) \quad \dot{u}_{F_p}(k)]^T$ 为状态变量的预估数值解; T_s 为采样周期。

由式(15)得到状态变量预估值

$$\begin{cases} u_{F_p}(k) = u_F(k-1) + T_s \dot{u}_{F_p}(k-1) \\ \dot{u}_{F_p}(k) = \dot{u}_F(k-1) + T_s[-b_0 \Omega_c^2 u_F(k-1) - b_1 \Omega_c \dot{u}_F(k-1) + \Omega_c^2 u(k)] \end{cases} \quad (16)$$

校正值

$$X(k) = X(k-1) + \frac{T_s}{2}[\mathbf{A}X(k-1) + \mathbf{B}u(k) + \mathbf{A}X_p(k) + \mathbf{B}u(k)] \quad (17)$$

解得状态变量校正值为

$$\begin{cases} u_F(k) = u_F(k-1) + \frac{T_s}{2}[\dot{u}_F(k-1) + \dot{u}_{F_p}(k)] \\ \dot{u}_F(k) = \dot{u}_F(k-1) + \frac{T_s}{2}[-b_0 \Omega_c^2 u_F(k-1) - b_1 \Omega_c \dot{u}_F(k-1) + \\ \Omega_c^2 u(k) - b_0 \Omega_c^2 u_{F_p}(k-1) - b_1 \Omega_c \dot{u}_{F_p}(k-1) + \Omega_c^2 u(k)] \end{cases} \quad (18)$$

通过对式(18)进行 N 次迭代即可得到 $u_F(k), \dot{u}_F(k)$ 即为最终状态变量数值解。

4 实验结果

本文采用异步电机矢量控制实验平台,通过该实验平台来验证所提参数估计算法。整个控制系统采用 TI 公司的 TMS320F2812DSP 芯片来实现参数估计算法。

实验用异步电机额定参数为: $P_n = 250$ W; $U_n = 36$ V; $I_n = 9$ A; $\omega_n = 1400$ r/min; 极对数 $P = 2$ 。DSP 系统时钟 150 MHz, PWM 调制频率为 15 kHz。电压信号采样通过测试母线电压,利用电压重构技术得到 A, B, C 相电压。电流信号采样采用霍尔传感器对其进行测量。采样频率为 15 kHz, 二阶巴特沃思滤波器的截止频率为 10 Hz, 迭代次数为 10。图 1 为控制系统结构框图。

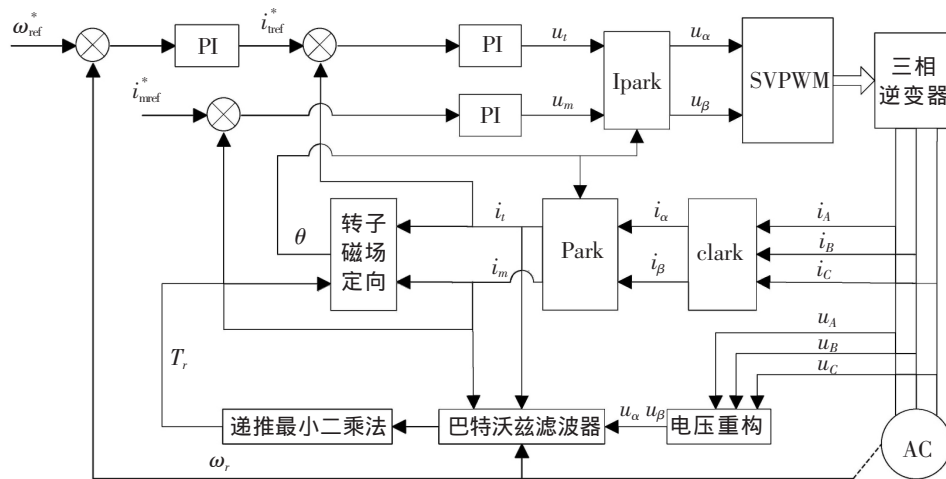


图 1 控制系统结构框图

本实验是在电机由静止状态运行到额定状态,得到的参数都为电机在额定情况下的参数。从图 2~图 6 可知,在辨识初期电机各参数波动明显,但很快趋于稳定值,证明该辨识系统辨识速度快、稳定性好。表 1 为转速 1 400 r/min 时 3 次辨识的结果,每个参数误差都在 5% 之内,辨识效果较为准确,对于电机运行控制来说已经达到了足够的精度。

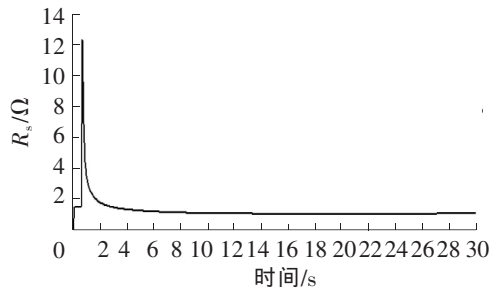


图 2 定子电阻辨识曲线

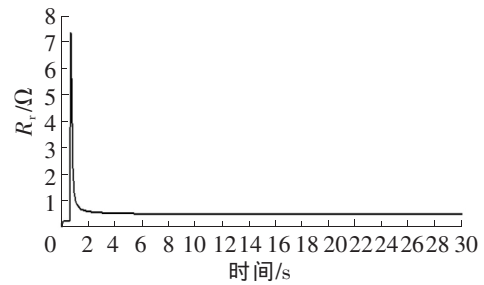


图 3 转子电阻辨识曲线

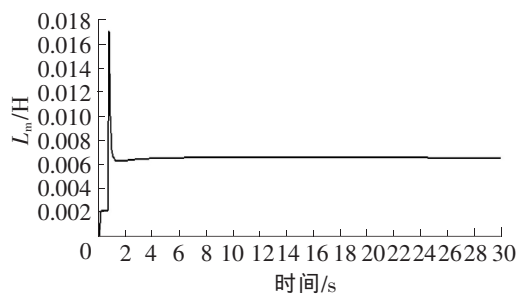


图 4 互感辨识曲线

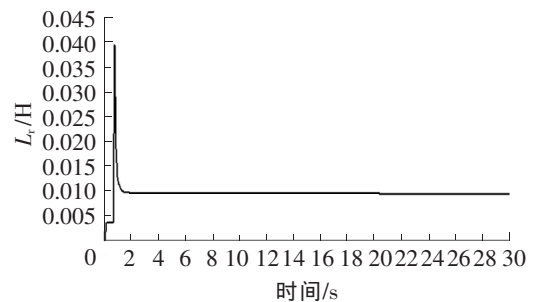


图 5 定转子电感辨识曲线

表 1 3 次辨识结果比较

数值	R_s/Ω	R_r/Ω	L_m/H	L_r/H	ψ_r/Wb
参照值	1.031 0	0.465 0	0.006 4	0.009 2	0.042 0
第一次辨识值	1.015 5	0.452 0	0.006 5	0.009 4	0.042 9
第二次辨识值	0.993 0	0.447 0	0.006 4	0.009 5	0.040 7
第三次辨识值	1.003 0	0.445 0	0.006 5	0.009 5	0.041 0

在实验结果中,辨识结果存在着波动,但波动较小。产生波动的原因如下:

(1) 采样误差。实验中存在着电磁干扰和噪声的影响,虽然采用了滤波但仍存在不足。滤波器截止频率的选择不合适,对参数辨识结果存在一定的影响,虽然可以通过大量实验选择较为合适的截止频率,但其间的关系还需要进一步研究。另外,由于硬件电路本身也存在误差,也会造成采样不准确,影响参数的辨识。

(2) 工况影响。由于辨识出的参数是根据电机运行至稳态下计算得到,此时磁链恒定,经解耦后的电流也恒定,但由于环境的影响,电机的运行状况会受到影响,从而导致电机 PI 环节对电流进行调整,进而导致电流的变化,造成计算不准确。

5 结论

本文以转子磁场定向下的同步旋转轴系矢量方程为根据,推导出了可用于递推最小二乘法的线性化电机模型,该模型简单,递推参数收敛速度快。采用二阶巴特沃思滤波器对信号进行数字滤波,并对巴特沃思滤波器的状态方程进行求解,得到了经过滤波后的信号以及信号的一阶导数,无需对导数进行离散化处理,简化了计算,降低了误差,提高了计算精度。

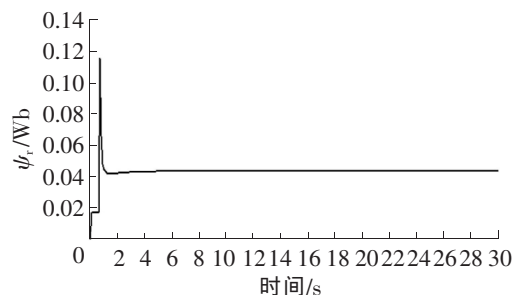


图 6 转子磁链辨识曲线

参 考 文 献

- [1]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):79-86.
- [2]牛文杰.异步电机参数辨识方法的研究[D].天津:天津大学,2008:2-4.
- [3]金海.三相异步电动机磁链观测器与参数辨识技术研究[D].浙江:浙江大学,2006:1-7.
- [4]赵海森,杜中兰,刘晓芳,等.基于递推最小二乘法与模型参考自适应法的鼠笼式异步电机转子电阻在线辨识方法[J].中国电机工程学报,2014,34(30):5386-5394.
- [5]王秀和.永磁电机[M].北京:中国电力出版社,2007:191-195.
- [6]刘兴堂.现代辨识工程[M].北京:国防工业出版社,2006.
- [7]张洪东,李宏,郑勇.基于递推最小二乘法的永磁同步电动机参数辨识[J].微特电机,2011,11:14-15.
- [8]钱鑫,王崇武,于琨琨.基于递推最小二乘法的永磁同步电机参数辨识[J].鱼雷技术,2014,22(6):452-456.
- [9]向纯靖,李长兵.基于最小二乘法的永磁同步电动机参数辨识[J].微特电机,2012,40(2):30-33.
- [10]荀倩,王培良,李祖欣,等.基于递推最小二乘法的永磁伺服系统参数辨识[J].电工技术学报,2016,31(17):161-169.
- [11]王成元.现代电机控制技术[M].北京:机械工业出版社,2008:61-69.
- [12]高西全.数字信号处理—原理、实现及应用[M].北京:电子工业出版社,2010:138-139.
- [13]李庆扬.数值分析[M].武汉:华中科技大学出版社,2006:109.

Based on the Improved Model of Least Squares Parameter Identification of Asynchronous Motor

Meng Qingshuo, Xu Mingzhu

(School of Mechanical Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043, China)

Abstract: In order to overcome the shortcomings of the previous complex least squares parameter identification model of asynchronous motor, the current vector, voltage vector and flux vector of the motor are decoupled based on the vector control of rotor field orientation to establish the mathematical model of the motor in this article. A linearized model for recursive least squares parameter estimation is obtained after linearization. This model is simple and practical. In the transient process of motor, only the first derivative of the current is required. Compared with the previous model, this model do not need to get the second derivative of electric current under the static coordinate system, so it avoids the shortcoming of large amount of calculation and large error. The second order Butterworth filter is used to filter the current to avoid the influence of high harmonics and noise. The derivative of the current is zero when the motor runs into steady state, and the parameters of the motor can be obtained by calculation. The improved Euler method is used to solve the state equation of the Butterworth filter. The filtered current and the first derivative of the current can be obtained without discretization of the first derivative of the motor model. The calculation accuracy is improved and the calculation is simplified. The algorithm is tested on DSP control system, and the results show that the algorithm has the characteristics of fast convergence rate and high precision so as to get the parameters of the motor accurately.

Key words: recursive least squares method; parameter identification; Butterworth filter; Euler method