

新型分步式永磁同步电机参数辨识

宋建国, 桓建文, 袁宇瑞
(北京工业大学 信息学部, 北京 100124)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)参数受所处环境等非线性因素的影响而变化,因此需要根据电机参数的不同调节控制系统,以达到更优的控制性能。针对不同电机的参数不同且无法实现快速手动测量的问题,提出一种无位置传感器 PMSM 的新型分步式参数辨识系统。系统分阶段采用伏安法计算电阻并采用高频电压注入法计算电机的电感和磁链,实现了无位置传感器的控制条件下,内置式 PMSM 的参数自动辨识。最后通过 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型,验证了新型分步式参数辨识系统的可靠性并通过试验验证了系统的准确性。

关键词: 永磁同步电机; 非线性因素; 参数辨识; 高频电压注入

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)10-0034-06

doi: 10.12177/emca.2022.100

Parameter Identification of New Step-by-Step Permanent Magnet Synchronous Motor

SONG Jianguo, HUAN Jianwen, YUAN Yurui

(Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) parameters are affected by the environment and other nonlinear factors. So it is necessary to adjust the control system according to the motor parameters to achieve better control performance. A new step-by-step parameter identification system for position sensorless PMSM is presented to solve the problems that the parameters of different motors are different and the fast manual measurement can not be realized. The resistance is calculated by volt-ampere method in stages and the inductance and magnetic chain of the motor are calculated by high-frequency voltage injection method. The parameters of the built-in PMSM can be identified automatically under the position sensorless control. Finally, the reliability of the new step-by-step parameter identification system is verified by building a simulation model with MATLAB/Simulink and the accuracy of the system is verified by experiments.

Key words: permanent magnet synchronous motor; nonlinear factor; parameter identification; high-frequency voltage injection

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有结构简单、损耗小、功率密度高等特点,被广泛应用于新能源汽车、航天等控制要求较高的领域^[1-2]。受非线性因素的影响,电机内部的参数会发生变化,进而影响矢量控制系统的性能^[3-4]。目前电机参数辨识

主要分为离线辨识和在线辨识两种方式。

在线参数辨识本质是通过一些非线性和智能算法预测电机的运行参数^[5],存在方程欠秩、参数相互耦合等问题。文献[6-7]采用扩展卡尔曼滤波算法(EKF)对电机参数进行辨识,但是只能同时识别转子磁链和 q 轴电感。文献[8]提出的模型参考自适应算法可以对内置式 PMSM 进行参数辨识,

收稿日期: 2022-07-22; 收到修改稿日期: 2022-08-25

作者简介: 宋建国(1974—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动。

但是鲁棒性差。文献[9-10]注入 d 轴扰动电流, 摆脱 d 、 q 轴的电感耦合, 可以精准辨识电阻和磁链参数, 但是对电流采集精度要求高, 而且没有考虑逆变器的非线性因素。近年随着智能算法的进步, 文献[11]提出利用神经网络分步计算表贴式电机的参数, 但未从根本上解决方程欠秩问题。文献[12]提出遗传算法同时对参数进行辨识, 虽然算法不考虑方程欠秩问题, 但是算法运行需要滤波器进行滤波, 对系统的控制性能有一定影响。

电机参数的离线识别通常使用有限元分析^[13-14]和 LCR 测试仪进行精准地设计和计算, 但是过程复杂。对于电阻的计算, 伏安法^[15]计算准确而且容易实现, 本文依然采用此方法。对于电感的计算, 文献[16]提出高频电压注入法来计算 d 、 q 轴电感, 但是高频电流信号纯延时提取过程复杂。对于定子磁链的计算, 文献[17]提出开环转动方法, 虽然容易实现, 但是计算公式较为简单, 且稳定性差。

为了更好地解决电机参数离线辨识的问题, 提出一种无传感器的新型分步式离线参数辨识系统, 即通过系统状态机控制系统进行 3 个阶段的参数计算。其中在电机静止时计算出电机的电阻和电感, 随后空载工况下转动电机, 计算电机磁链, 计算完成后退出参数辨识系统。针对纯延时环节^[16], 改进了信号的处理过程, 计算结果准确度提高。利用辨识的角度信息形成电流闭环控制系统, 使得收敛速度加快、准确度提高。

1 PMSM 数学模型

建立数学模型是分析 PMSM 的重要手段。PMSM 本身是一个非线性的系统, 为了更好地分析其内部电感、磁链等参数, 需要做出如下假设:

- (1) 忽略磁滞、涡流等损耗影响;
- (2) 气隙磁场呈正弦分布且三相定子绕组呈空间分布对称, 三相互差 120° 电角度;
- (3) 忽略电机铁心的饱和作用。

实际应用中, 电机在接入电网工作时的感应电动势和磁链均呈正弦波分布; 另外电机绕组的 3 次谐波电流产生的 3 次谐波磁势之和为零, 因此气隙中只有基波磁势^[10]。另外气隙磁场是否严格正弦对电压平衡方程没有影响, 在三相静止坐标系下建立电机的电压平衡方程如下:

$$u_{3s} = R_{3s} i_{3s} + \frac{d}{dt} \psi_{3s} \quad (1)$$

式中: u_{3s} 、 i_{3s} 、 R_{3s} 分别为电机三相绕组相电压、电流和内阻; ψ_{3s} 为定子三相绕组的磁链, 并且满足以下关系

$$i_{3s} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \quad R_{3s} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}, \quad \psi_{3s} = \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix}$$

采用 Clarke 变换将式(1)三相电压方程转换为两相静止坐标系定子电压方程如下:

$$u_{dq}^s = R_s i_{dq}^s + \frac{d}{dt} (L_0 i_{dq}^s + L_1 e^{j2\theta_e} i_{dq}^s) + j\omega_e \psi_f e^{j\theta_e} \quad (2)$$

式中: R_s 为定子电阻; θ_e 、 ω_e 分别为转子的角度和角速度; ψ_f 为转子磁链; u_{dq}^s 、 i_{dq}^s 分别为两相静止坐标系下的定子电压和电流; $L_0 = (L_d + L_q)/2$, $L_1 = (L_d - L_q)/2$, L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感。

2 新型分步式参数辨识系统

为了摆脱有限元分析和 LCR 测试仪等繁琐的测量计算方式, 采用分步式系统进行离线参数辨识, 即利用状态机控制系统进行 3 个阶段的参数计算。第一阶段电机静止, 利用伏安法计算电机的电阻; 第二阶段电机依然静止, 通入高频电压计算电感; 第三阶段, 同样利用高频电压注入法计算出当前的转子角度, 进而控制电机转动, 在电机转动过程中计算出电机的转子磁链值。下面分别介绍每个阶段的计算原理。

2.1 电阻辨识

伏安法测电阻本质是给电机通入直流电压, 此时电机内部等效模型如图 1 所示, A、B、C 分别代表电机的三相线。



图 1 电路等效模型

电阻辨识前首先将转子强拉至机械 0° , 即通入较低的 d 轴电流, 同时 q 轴电流保持为 0, 并且角度给定 0° 。此时由于只有 d 轴电流, 电机保持锁轴状态。随后采集电流、电压值, 由式(3)可求得内阻:

$$R_s = \frac{2}{3} \frac{u_d^s}{i_d^s} \quad (3)$$

式中: u_d^s, i_d^s 分别为两相静止坐标系下的定子电压、电流。

2.2 基于高频电压注入的电感辨识

电机处于直流稳态时,内部可以等效成一个纯电阻模型,当给电机三相绕组施加高于电机额定频率 2 倍以上的对称高频电压信号时,电机内部可以等效成纯电感模型。为了保证施加电压的对称性,系统选择给静止坐标系施加高频电压信号,如下所示:

$$u_{dq}^s = U_h [\cos(\omega_h t) + j\sin(\omega_h t)] \quad (4)$$

式中: U_h, ω_h 分别为注入电压的幅值和频率,一般注入频率信号选择在 0.5~2 kHz 之间,注入电压幅值选择母线电压的 10%。

此时高频电压下的激励电流如下所示:

$$i_{dq}^s = \frac{U_h}{j\omega_h(L_0^2 - L_1^2)} [L_0 e^{j\omega_h t} + L_1 e^{-j(\omega_h t - 2\theta_e)}] + \frac{U_h^2}{2\omega_h^2} \frac{d^2 i_d^r}{d\psi_d^r} \cdot \psi_f \cdot \sin^2(\omega_h t - \theta_e) e^{j\theta_e} \quad (5)$$

式中: ψ_d^r 为旋转坐标系下定子磁链的 d 轴分量; i_d^r 为旋转坐标系下定子 d 轴饱和电流; $\frac{U_h^2}{2\omega_h^2} \frac{d^2 i_d^r}{d\psi_d^r} \cdot \psi_f > 0$ 。

将式(5)中饱和电流项通过带通滤波器(BPF)滤除,得到含有 d, q 轴电感信息的电流公式:

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^s \\ i_{qh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ph} \sin(\omega_h t) - I_{nh} \sin(\omega_h t - 2\theta_e) \\ -I_{ph} \cos(\omega_h t) - I_{nh} \cos(\omega_h t - 2\theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ph} e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + I_{nh} e^{j(2\theta_e - \omega_h t - \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: i_{dh}^s, i_{qh}^s 分别为静止坐标系下 d, q 轴高频响应电流; I_{ph}, I_{nh} 分别为高频响应电流的正、负序分量。

$$\begin{cases} I_{ph} = \frac{U_h L_0}{\omega_h(L_0^2 - L_1^2)} \\ I_{nh} = -\frac{U_h L_1}{\omega_h(L_0^2 - L_1^2)} \end{cases} \quad (7)$$

结合式(7)和 L_0, L_1 , 可以得到 d, q 轴电感公式:

$$\begin{cases} L_d = \frac{U_h}{\omega_h(I_{ph} + I_{nh})} \\ L_q = \frac{U_h}{\omega_h(I_{ph} - I_{nh})} \end{cases} \quad (8)$$

式(6)中带有电感信息的高频电流由正、负序分量幅值表示。因此只要将式(6)中的正、负序分量提取出来即可由式(7)直接计算出式(8)所示的 d, q 轴电感值。

当电机静止时注入高频电压信号,将静止坐标系下的高频电流分量经过 BPF 滤波,随后利用同步坐标转换将其转化至以 ω_h 同步旋转的坐标系下,得到直流正序分量 I_{ph} 和带有二倍频的负序分量 I_{nh} ,随后利用同步轴系高通滤波器(HPF)将直流正序分量滤除到负序分量 I_{nh} 。电感计算原理如图 2 所示。其中 BPF 将高频电流之外信号滤除,HPF 将电流的正、负序分量分离。

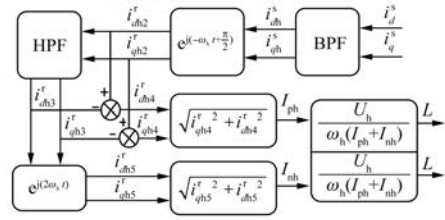


图2 电感辨识原理

2.3 基于高频电压注入的磁链识别

当电机静止, d 轴与 A 轴重合时,计算出电机的内阻和电感值,随后给定 q 轴电流,电机将根据系统辨识的角度转动。由于系统在电流闭环状态下运行,电机可以快速稳定转速和电流,此时计算电机的磁链。

重写静止坐标系下电压方程式(2):

$$\begin{cases} u_d^s = R_s i_d^s + \frac{d}{dt} \psi_d^s \\ u_q^s = R_s i_q^s + \frac{d}{dt} \psi_q^s \end{cases} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{cases} \psi_d^s = L_\alpha i_\alpha + L_{\alpha\beta} i_\beta + \psi_f \cos \theta_e \\ \psi_q^s = L_\beta i_\beta + L_{\beta\alpha} i_\alpha + \psi_f \sin \theta_e \end{cases} \quad (10)$$

式中: ψ_d^s, ψ_q^s 分别为电机静止坐标系下 d, q 轴定子磁链,随着转子位置不同而变化; L_α, i_α 分别为静止坐标系下的 α 轴电感、电流; L_β, i_β 分别为静止坐标系下的 β 轴电感、电流; $L_{\alpha\beta}, L_{\beta\alpha}$ 为静止坐标系下 α, β 轴互感。

其中电感分量为

$$\begin{cases} L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta_e \\ L_\beta = L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \\ L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta_e \end{cases} \quad (11)$$

系统中采用算法估计转子角度代替真实转子角度,因此估计的角度是否精确也影响着磁链的计算结果。

结合式(9)~式(11)即可求出电机的定子磁链幅值。磁链计算框图如图3所示。

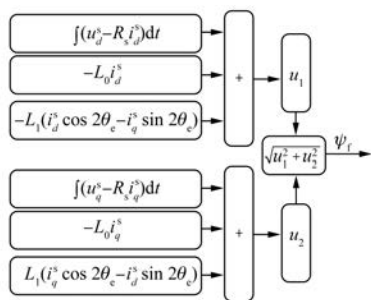


图3 磁链计算原理

通过采集电机的高频响应电流估计转子的位置,结合前面计算出的电感和电阻进而计算当前电机的定子磁链。下面通过仿真分析和试验验证算法的可行性。

3 仿真分析

3.1 仿真原理

为了验证算法的可行性,通过在 MATLAB/Simulink 中搭建模型进行仿真分析。电机仿真参数为绕组内阻 $0.55\ \Omega$ 、定子 q 轴电感 $6.9\ \text{mH}$ 、 d 轴电感 $3.0\ \text{mH}$ 、磁链 $0.25\ \text{Wb}$ 、电机极对数 3、母线电压 $310\ \text{V}$ 、额定转速 $1\ 500\ \text{r/min}$ 。系统仿真控制框图如图4所示。

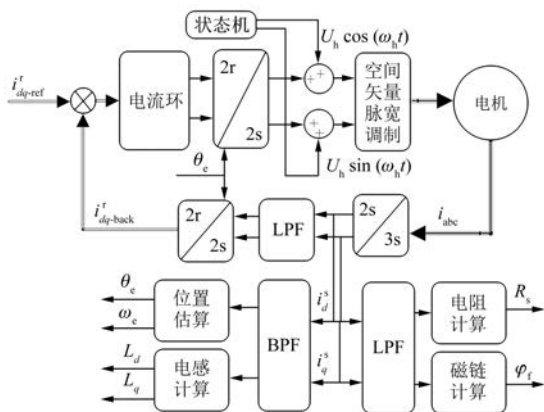


图4 分步式参数辨识系统

分步式系统主要分为3个运行阶段,第一阶段即电阻辨识阶段,利用式(3)计算电阻;第二阶段注入高频电压信号,利用图2所示的原理进行

电感计算;最后执行第三阶段,利用图3所示的原理进行磁链计算。

图4中高频电压幅值为 $31\ \text{V}$,高频电压注入频率选用 $1\ 000\ \text{Hz}$;低通滤波器(LPF)截止频率为 $50\ \text{Hz}$,BPF 上限截止频率为 $1\ 030\ \text{Hz}$,下限截止频率为 $970\ \text{Hz}$ 。状态机控制高频电压注入的时间节点,计算电阻时关闭高频注入。

3.2 仿真结果

系统利用伏安法测得的电阻波形结果如图5所示,电感和磁链在高频注入时计算。

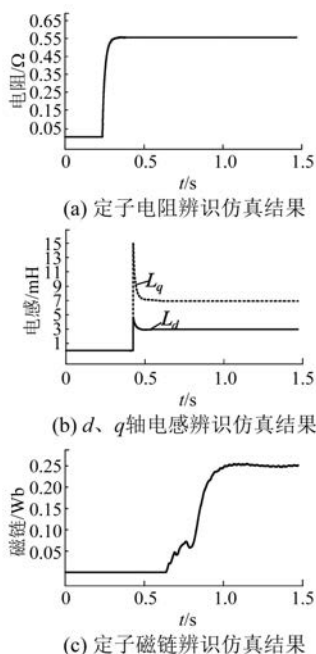


图5 基于旋转高频电压注入的辨识仿真结果

图6为系统设定的运行状态图和系统预测的

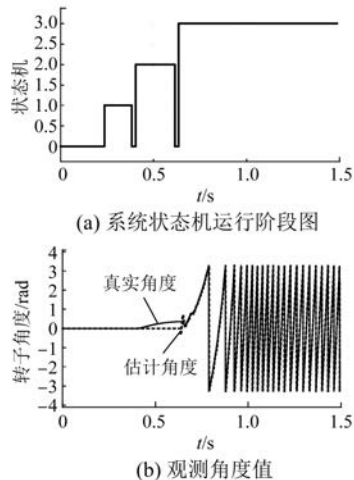


图6 无位置传感器运行系统结果

角度结果。系统状态运行结果与设定一致,并且估计角度与真实角度结果一致。

图7是在电机的静止坐标系中注入旋转高频电压信号激励后,利用带有纯延时的处理算法的计算结果。图8是在无负载工况下,利用开环转动方式进行计算的结果,参与计算的角度由系统累加而成,并非真实转子角度,此时电流不可闭环,采用直接给定 q 轴电压的形式。

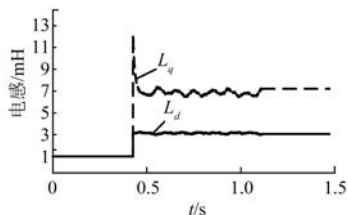


图7 带有纯延时环节计算电感波形图

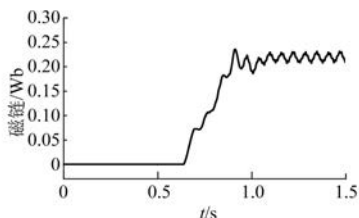


图8 开环转动计算磁链波形图

通过图5(a)可以看出电阻辨识几乎没有误差。在进行电感计算时,图5和图7都采用旋转高频电压进行激励,但是在对高频响应电流信号进行处理时,图7带有纯延时环节的计算收敛更慢,而且误差比本文的处理方法更大,可以证明本文所用算法的可行性。由式(10)可以看出,当采用估计角度代替真实角度计算磁链时,估计转子角度和真实转子角度的误差是磁链计算产生误差的一个重要原因。用开环转动方法进行磁链计算时,真实转子角度和给定转子角度相差很大,因此采用估计转子角度代替开环转动可以将磁链计算误差缩小,准确性和快速性大大提高。

4 试验验证

4.1 试验平台

为了验证分步式系统的可行性,选择TC275型芯片为主控芯片,搭载英飞凌的绝缘栅双极型晶体管(IGBT),采用VECTOR1603A型收发器为CAN收发器,上位机用CANoe软件进行界面开

发,然后在国产台架上进行测试。台架电机型号为90ST-M02430,电机参数为额定线电压220 V,额定线电流3 A,额定转速3 000 r/min,定子电阻 1.5Ω ,磁链0.15 Wb,定子 q 轴电感12 mH, d 轴电感9.9 mH。试验平台如图9所示。



图9 硬件试验平台

4.2 试验结果

将仿真搭建的算法通过代码生成,并与主控芯片的iLLD底层进行组合。因此,试验中运行的代码同样采用状态机分步进行参数计算,试验计算过程与仿真计算过程一样。

进行台架试验时,高频注入电压幅值采用母线电压的10%,即22 V。高频电压的频率同样采用1 000 Hz,BPF上限截止频率为1 030 Hz,下限截止频率为970 Hz。LPF截止频率为50 Hz。系统通过CAN将运行数据传输到CANoe软件后得到试验波形如图10所示,试验结果见表1。

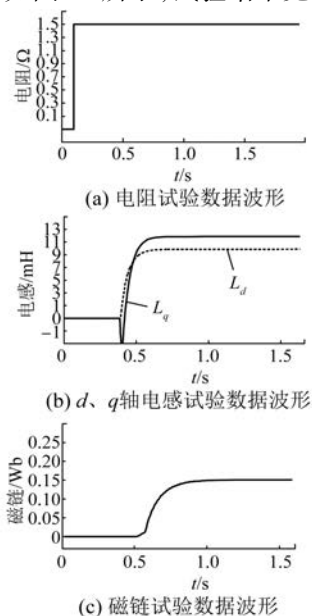


图10 参数计算数据波形

由图 10 可以看出在实际运行时,高频电压注入可以实现快速稳定的电感和磁链计算。

表 1 试验结果

项目	定子电阻	<i>q</i> 轴电感	<i>d</i> 轴电感	转子磁链
试验结果	1.473 Ω	12.036 mH	9.939 6 mH	0.151 5 Wb
误差/%	1.8	0.3	0.4	1.0

通过表 1 可以看出利用伏安法计算电阻时,误差仅为 1.8%。误差主要来自 IGBT 逆变器在逆变过程中产生的电压畸变。为了消除硬件上的畸变影响,在采集电压时不能使用指令电压,而应该利用三相占空比与当前检测到的母线电压计算得到。通过图 10 和表 1 可以看到,高频电压注入法计算出的电感值误差控制在 1% 以内,精度高、计算稳定。磁链计算误差基本稳定在 1%,其误差来源与仿真有一定区别,是因为实际运行时电流传感器的精度达不到仿真的理想状态。由式 (10) 可以看出电流的精度也会影响磁链的计算精度,所以在试验时应尽量提高电流的采集精度以减少磁链的计算误差。

根据仿真和硬件测试的结果来看,分步式参数辨识系统具有计算快速稳定、数值精准的优点,可靠性高。

5 结 语

本文为解决电机在不同环境工况下无法简单地辨识出当前电机参数的问题,对电机进行数学分析和建模,得到一个无传感器控制的新型分步式参数辨识系统。本系统通过向电机注入旋转高频电压信号进行激励,根据其响应电流计算出电机转子角度、电感和磁链等信息。通过搭建仿真模型和硬件测试平台验证了算法的可行性。对比试验数据可知,该算法提高了收敛速度,减小了误差,且具有更好的鲁棒性。

【参 考 文 献】

[1] 杨耕,陈伯时. 交流感应电动机无速度传感器的高动态性能控制方法综述[J]. 电气传动,2001,31(3): 1.

[2] 王高林,张国强,贵献国,等. 永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(24): 103.

[3] 杨淑英,刘世园,李浩源,等. 永磁同步电机无位置

传感器控制谐波抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2019,39(20): 6075.

[4] 谷善茂,何凤有,谭国俊,等. 扩展卡尔曼滤波的 PMSM 无传感器低速性能研究[J]. 电气传动,2009,39(12): 12.

[5] 吴春,赵宇纬,孙明轩. 采用测量电压的永磁同步电机多参数在线辨识[J]. 中国电机工程学报,2020,40(13): 4329.

[6] 李旭春,张鹏,严乐阳,等. 具有参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2016,31(14): 139.

[7] BOILEAU T, MOBARAKEH B N, TABAR F M. On-line identification of PMSM parameters: model-reference vs EKF [C] // 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting,2008.

[8] 史宇超,孙凯,马鸿雁,等. 内埋式永磁同步电机永磁磁链的在线辨识[J]. 电工技术学报,2011,26(9): 48.

[9] SENJYU T, KINJO K, URASAKI N, et al. Parameter measurement for PMSM using adaptive identification[C] //IEEE International Symposium on Industrial Electronics,2002.

[10] ZAMORA J L, CERRADA A G. Online estimation of the stator parameters in an induction motor using only voltage and current measurements [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2000,36(3): 805.

[11] 刘侃,章兢. 基于自适应线性元件神经网络的表面式永磁同步电机参数在线辨识[J]. 中国电机工程学报,2010,30(30): 68.

[12] 肖曦,许青松,王雅婷,等. 基于遗传算法的内埋式永磁同步电机参数辨识方法[J]. 电工技术学报,2014,29(3): 21.

[13] 李和明,张健,罗应立,等. 考虑交叉饱和影响的永磁同步电机稳态参数有限元分析[J]. 中国电机工程学报,2012,32(12): 104.

[14] ODHANO S A, PES CETTO P, AWAN H, et al. Parameter identification and self-commissioning in AC motor drives: a technology status review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(4): 3603.

[15] 李红梅,陈涛. 永磁同步电机参数辨识研究综述 [J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(5): 638.

[16] 梅柏杉,张鹏. 基于高频信号注入的内置式永磁同步电机电感参数辨识[J]. 微特电机,2019,47(12): 52.

[17] 张瑞峰,詹哲军,李岩,等. 永磁同步电机离线参数辨识方法研究[J]. 机车电传动,2016(3): 18.