DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.343 **中图分类号**：TM359.4 **文献标志码**：A

基于双模型的递推最小二乘永磁同步直线电机电气参数在线辨识

鲍明堃，周扬忠(中国电源学会高级会员)
(福建省新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学)，福州 350116)

摘要：为了实现永磁同步直线电机 PMSLM(permanent magnet synchronous linear motor)高精度的多电气参数在线辨识，提出了一种基于双模型的递推最小二乘电气参数在线辨识算法。首先，根据电机的 *dq* 轴电压方程分别建立了辨识定子电阻、永磁体磁链的模型 1 和辨识 *q* 轴电感、*d* 轴电感的模型 2，并将 2 个辨识模型循环结合。其次，基于上述双模型结构，采用递推最小二乘算法实现电气参数在线辨识，并针对 PMSLM 运行时存在大量动态过程的特性，提出一种具有饱和特性的分段变遗忘因子；然后，对功率开关非理想因素导致的误差电压进行补偿，进一步提高了辨识的精准度；最后，仿真和实验结果证明了该辨识算法的有效性，且具有收敛速度快、辨识结果精度高、多工况适用等优点。

关键词：永磁同步直线电机；在线辨识；变遗忘因子；递推最小二乘；双模型；功率开关非理想因素补偿

Dual-model-based Recursive Least Squares Online Identification of Electrical Parameters of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor

BAO Mingkun, ZHOU Yangzhong, *Senior Member, CPSS*
(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Fuzhou University) , Fuzhou 350116, China)

Abstract: To realize a high-precision online identification of multiple electrical parameters of a permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM), a dual-model-based recursive least squares online identification algorithm for electrical parameters is proposed in this paper. First, according to the *dq*-axis voltage equation of the motor, the first model for identifying the stator resistance and permanent magnet flux linkage and the second model for identifying the *q*-axis inductance and *d*-axis inductance are established, respectively, and the two identification models are combined cyclically. Second, based on the dual-model structure, the recursive least squares algorithm is used to realize the online identification of electrical parameters, and a piecewise variable forgetting factor with saturation characteristics is proposed for the characteristics of a large number of dynamic processes during the operation of PMSLM. Meanwhile, the error voltage caused by the power switch non-ideal factor is compensated, which further improves the identification accuracy. Finally, simulation and experimental results prove the effectiveness of the identification algorithm, indicating that it has advantages such as a fast convergence speed, a high accuracy of identification results, and applicability under multiple working conditions.

Keywords: Permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM)**;** online identification**;** variable forgetting factor**;** recursive least squares**;** dual-model**;** power switch non-ideal factor compensation

永磁同步直线电机 PMSLM(permanent magnet synchronous linear motor)因具有优良的可控性、较高的推力密度、快速的动态响应等特点，被广泛应用于数控机床、电子零件组装、高速物流等领域[1]。但是在实际的工程应用中，电机的电气参数会随着材料老化、工况变化等因素而发生改变，进而造成伺服控制的不稳定，甚至系统发生故障[2]。因此，如何实现电机电气参数快速、准确的辨识，

收稿日期：2022-05-08；**修回日期**：2022-07-12；**录用日期**：2022-07-19；**网络首发日期**：2022-08-26

对PMSLM 的高性能控制具有重要的应用研究价值[3]。

现有的电气参数辨识方案可归纳为 2 类：第 1 类是离线式辨识，即在电机的控制环注入特定的激励信号，或是借助特殊电气工具完成辨识[4-6]，通常只是针对个别电气参数进行辨识；第 2 类是在线式辨识，即根据电机运行过程中测量的数据来辨识电气参数。文献[7]采用模型参考自适应 MRAS(model reference adaptive system)法设计了电感、磁链的满秩辨识器，具有良好的辨识效果。虽然 MRAS 算法结构简单，但对自适应率的设计要求较高，辨识精度容易受到扰动的影响。文献[8]使用了拓展卡尔曼滤波 EKF(extended Kalman filter)算法，结合自适应的辨识思想，改善了参数耦合对辨识的影响。EKF 算法具有一定的抗噪能力，但模型噪声协方差矩阵和测量噪声协方差矩阵需要通过大量的实验调试或结合其他算法来整定。此外，智能算法也广泛应用于电气参数的在线辨识，文献[9]提出了一种初始参数优化的混沌异变小生境粒子群优化算法，具有一定的适用性，但实现过程较为复杂。

相比之下，递推最小二乘RLS(recursive least squares)法的实现更为高效。文献[10]采用扰动激励和RLS 法相结合的方法，通过分步算法完成多参数辨识；文献[11]设计了一种折息递推最小二乘辨识算法，加快了辨识的收敛；文献[12]采用带遗忘因子的多新息方法进行参数辨识，有效改善了算法的抗干扰能力；文献[13]采用基于高斯过程回归的思想设计参数辨识方法，提升了辨识的准确性。而在利用 RLS 算法进行定子电阻、d、q 轴电感和永磁体磁链 4 个参数同时辨识的过程中，已有文献大多采用基于 q 轴电压方程的帕德逼近法，辨识容易受到逼近误差、模型制约条件不足等因素的影响。

为了能实现更高效的 PMSLM 电气参数在线辨识，本文在 RLS 理论的基础上，提出变遗忘因子双模型的电气参数在线辨识算法，以提高辨识的准确性和收敛速度。最后通过仿真和实验验证所提方法的有效性。

1 PMSLM 电机模型

在建立永磁同步直线电机模型的过程中，假设电机气隙磁场近似正弦分布，忽略磁饱和现象，则在动子磁场定向的 dq 坐标系中，绕组的电压平衡方程[2]为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \dfrac{\pi}{\tau}vL_qi_q \\ u_q = Ri_q + L_q\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \dfrac{\pi}{\tau}v(\psi_{\mathrm{f}} + L_di_d) \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为 d、q 轴电压；i_d、i_q 分别为 d、q 轴电流；R 为定子电阻；L_d、L_q 分别为 d、q 轴电感；ψ_{f} 为永磁体磁链；v 为动子线速度；τ 为电机的极距。

控制电机动子运动的电磁推力可表示为

$$F_{\mathrm{e}} = \frac{3n_{\mathrm{p}}\pi}{2\tau}\left[\psi_{\mathrm{f}}i_q + (L_d - L_q)i_di_q\right] \tag{2}$$

式中：F_{e} 为电磁推力；n_{p} 为电机的极对数。

为了方便对电机的电气参数进行辨识，将式(1)改写为双模型结构，即

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d - L_d\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + \dfrac{\pi}{\tau}vL_qi_q \\ u_q - L_q\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} - \dfrac{\pi}{\tau}vL_di_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d & 0 \\ i_q & \dfrac{\pi}{\tau}v \end{bmatrix}\begin{bmatrix} R \\ \psi_{\mathrm{f}} \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d - Ri_d \\ u_q - \dfrac{\pi}{\tau}v\psi_{\mathrm{f}} - Ri_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{\pi}{\tau}vi_q & \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} & \dfrac{\pi}{\tau}vi_d \end{bmatrix}\begin{bmatrix} L_q \\ L_d \end{bmatrix} \tag{4}$$

其中式(3)用于辨识 R 和 ψ_{f}，式(4)用于辨识 L_q 和 L_d。

2 变遗忘因子的双模型电气参数辨识

2.1 电气参数辨识原理

将式(3)进行离散化，得

$$\begin{bmatrix} u_{d1}(k) \\ u_{q1}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(k) & 0 \\ i_q(k) & \dfrac{\pi}{\tau}v(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R} \\ \hat{\psi}_{\mathrm{f}} \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：$\hat{R}$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}$ 分别为待辨识的定子电阻、永磁体磁链；第 k 时刻变量用“k”标注。

采用遗忘因子递推最小二乘算法[14]先辨识模型式(5)中的 $\hat{R}$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}$，具体算法为

$$\begin{cases} \boldsymbol{K}(k) = \dfrac{\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{h}(k)}{\lambda \boldsymbol{I} + \boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{h}(k)} \\ \boldsymbol{\theta}(k) = \boldsymbol{\theta}(k-1) + \boldsymbol{K}(k)[\boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{\theta}(k-1)] \\ \boldsymbol{P}(k) = \dfrac{1}{\lambda}[\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)]\boldsymbol{P}(k-1) \end{cases} \tag{6}$$

式中：λ 为遗忘因子；$\boldsymbol{I}$ 为 2 阶单位矩阵；$\boldsymbol{K}$ 为迭代增益矩阵；$\boldsymbol{P}$ 为协方差矩阵；$\boldsymbol{y}$ 为输出矩阵，$\boldsymbol{y} = \begin{bmatrix} u_{d1}(k) & u_{q1}(k) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{\theta}$ 为辨识矩阵，$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{R} & \hat{\psi}_{\mathrm{f}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{h}$ 为测量矩阵，$\boldsymbol{h} = \begin{bmatrix} i_d(k) & 0 \\ i_q(k) & \dfrac{\pi}{\tau}v(k) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$。

同理，将式(4)进行离散化，得

$$\begin{bmatrix} u_{d2}(k) \\ u_{q2}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{\pi}{\tau}v(k)i_q(k) & \dfrac{i_d(k)-i_d(k-1)}{T} \\ \dfrac{i_q(k)-i_q(k-1)}{T} & \dfrac{\pi}{\tau}v(k)i_d(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{L}_q \\ \hat{L}_d \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：$\hat{L}_q$、$\hat{L}_d$ 分别为待辨识的 q 轴电感、d 轴电感；T 为辨识算法的控制周期。

辨识再次采用式(6)的遗忘因子递推最小二乘算法，其中：$\boldsymbol{y} = \begin{bmatrix} u_{d2}(k) & u_{q2}(k) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{L}_q & \hat{L}_d \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{h} = \begin{bmatrix} -\dfrac{\pi}{\tau}v(k)i_q(k) & \dfrac{i_d(k)-i_d(k-1)}{T} \\ \dfrac{i_q(k)-i_q(k-1)}{T} & \dfrac{\pi}{\tau}v(k)i_d(k) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$。

式(6)的算法引入了遗忘因子 λ，使得辨识过程中旧数据的权重降低，从而保证新数据对辨识矩阵的修正效果。在工况中，传统永磁同步电机 PMSM (permanent magnet synchronous motor)的转子常以稳定的转速运行，相较之下 PMSLM 的动子需要不断地改变运动状态，大量的动态过程导致电压、电流、线速度持续变化，这对辨识的稳定性造成了一定的影响。λ 偏小时会导致辨识算法受新数据影响加大，也即更容易受到数据动态变化的干扰；反之，λ 偏大时虽然可以提高辨识的稳定性，但也不可避免地会降低算法的辨识速度。因此，本文综合考虑算法抗扰性与收敛性，提出一种具有饱和特性的分段变遗忘因子，表达式为

$$\lambda = \begin{cases} \lambda_0 & x_\varepsilon \in [0,\ \delta) \\ 1 - \beta\dfrac{2-2\mathrm{e}^{-x_\varepsilon}}{2+2\mathrm{e}^{-x_\varepsilon}} & x_\varepsilon \in [\delta, +\infty) \end{cases} \tag{8}$$

式中：x_ε 为辨识误差，$x_\varepsilon = \sqrt{\sum_{i=1}^{m}\left[y_i(k) - h_i(k)\theta_i(k-1)\right]^2}$，其中 m 为辨识矩阵 $\boldsymbol{\theta}$ 的维度，y_i、θ_i、h_i 分别为矩阵 $\boldsymbol{y}$、$\boldsymbol{\theta}$、$\boldsymbol{h}$ 中的元素；δ 为误差阈值；β 为变遗忘因子系数；λ_0 为固定遗忘因子，且满足

$$\lambda_0 > 1 - \beta\frac{2-2\mathrm{e}^{-\delta}}{2+2\mathrm{e}^{-\delta}} \tag{9}$$

分段变遗忘因子特性如图 1 所示。当辨识值和标称值之间的差值较大造成 $x_\varepsilon > \delta$ 时，认为辨识算法尚未收敛到一定精度，遗忘因子选择饱和特性段，误差 x_ε 越大，λ 也就越小，使得算法收敛加快；另一方面，λ 减小的幅度具有饱和特性，保证辨识算法不会因为过小的 λ 而产生明显波动。当辨识趋于稳定，即 $x_\varepsilon < \delta$ 时，辨识算法误差较小，可以用固定遗忘因子，减少噪声干扰，进一步提高辨识的稳定性。

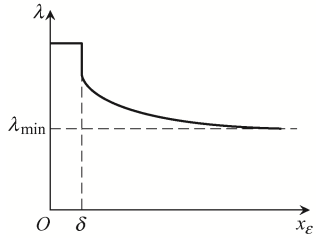


图 1　分段变遗忘因子特性

Fig. 1 Characteristics of piecewise variable forgetting factor

2.2 电气参数辨识原理

文献[11-13]使用一种基于 q 轴电压方程的帕德逼近法辨识电气参数，得到相应的递推最小二乘算

法矩阵为

$$\begin{cases} \boldsymbol{y}=i_q(k-1) \\ \boldsymbol{\theta}=\left[\dfrac{-T\hat{R}+2\hat{L}_q}{T\hat{R}+2\hat{L}_q} \quad \dfrac{-T\hat{L}_d}{T\hat{R}+2\hat{L}_q} \quad \dfrac{T}{T\hat{R}+2\hat{L}_q} \quad \dfrac{-T\hat{\psi}_{\mathrm{f}}}{T\hat{R}+2\hat{L}_q}\right]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{h}=\begin{bmatrix} i_q(k-1) \\ \dfrac{\pi}{\tau}v(k)i_d(k)+\dfrac{\pi}{\tau}v(k-1)i_d(k-1) \\ u_q(k)+u_q(k-1) \\ \dfrac{\pi}{\tau}v(k)+\dfrac{\pi}{\tau}v(k-1) \end{bmatrix} \end{cases} \tag{10}$$

从式(10)所述矩阵可以看出，算法仅采用 q 轴电压方程来建立模型，辨识会陷入局部最优，即先验误差 $\boldsymbol{\varepsilon}=\boldsymbol{y}-\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\theta}$ 符合要求，但辨识参数不满足 d 轴电压方程，且帕德逼近本身也存在截断误差，容易造成辨识结果不准确。此外，帕德逼近的核心思想是认为相邻 2 个时刻的电流状态方程相等，若 T 的精度不足，PMSLM 运行中大量的动态过程也会使得此算法的辨识产生误差。

针对上述问题，本文根据式(5)~式(9)构建双模型的辨识算法，辨识流程如图 2 所示。

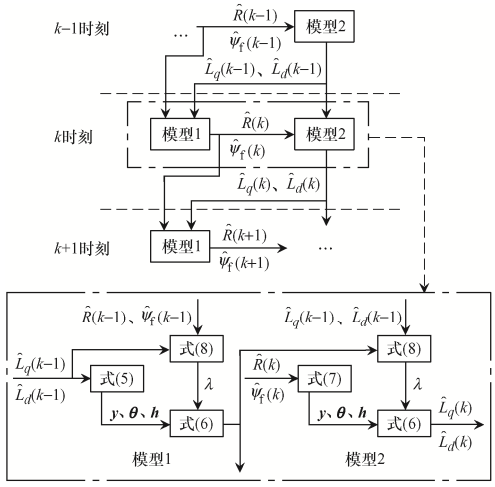


图 2 双模型电气参数辨识流程

Fig. 2 Dual-model-based identification process of electrical parameters

在辨识过程中，k 时刻模型 1 先辨识出此刻电阻和磁链 $\hat{R}(k)$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}(k)$，模型中电感采用 k−1 时刻模型2辨识出 $\hat{L}_q(k-1)$、$\hat{L}_d(k-1)$；将 $\hat{R}(k)$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}(k)$ 代入 k 时刻模型 2，辨识出 k 时刻的 $\hat{L}_q(k)$、$\hat{L}_d(k)$；然后将 $\hat{L}_q(k)$、$\hat{L}_d(k)$ 送至 k+1 时刻模型 1 辨识出 $\hat{R}(k+1)$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}(k+1)$，如此往复循环，直至达到连续辨识出这 4 个电气参数的效果。在模型 1 中将 $\hat{R}(k-1)$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}(k-1)$、$\hat{L}_q(k-1)$ 和 $\hat{L}_d(k-1)$ 代入式(8)计算变遗忘因子，在模型 2 中则采用 $\hat{R}(k)$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}(k)$、$\hat{L}_q(k-1)$、$\hat{L}_d(k-1)$ 进行计算。

相较于单 q 轴电压方程的帕德逼近法，加入了 d 轴电压方程的制约，辨识精度将进一步提升。同时辨识矩阵 $\boldsymbol{\theta}$ 的元素直接设计为电气参数，避免了帕德逼近带来的误差。

式(6)算法中 $\boldsymbol{\theta}=(\boldsymbol{h}\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{h}\boldsymbol{Y}$，可知在矩阵$(\boldsymbol{h}\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}})^{-1}$不满秩的情况下无法得到 $\boldsymbol{\theta}$，即只有 $\mathrm{rank}(\boldsymbol{h}\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}})=2$，算法才能完成多参数辨识。对于本文提出的辨识算法，假设算法启动前无输入信号，根据矩阵分块运算特性可得

$$\boldsymbol{H}(k)=\sum_{i=1}^{k}\boldsymbol{h}(i)\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(i) \tag{11}$$

其中，$\boldsymbol{H}$ 为总测量矩阵。将模型 2 中的 $\boldsymbol{h}$ 代入到式(11)，有

$$\boldsymbol{H}(k)=\sum_{i=1}^{k}\begin{bmatrix} H_1(k) & H_2(k) \\ H_2(k) & H_3(k) \end{bmatrix} \tag{12}$$

其中：$H_1(k)=\left[\dfrac{\pi}{\tau}v(k)i_q(k)\right]^2+\left[\dfrac{i_q(k)-i_q(k-1)}{T}\right]^2$；

$H_2(k)=\dfrac{i_d(k)-i_d(k-1)}{T}$；$H_3(k)=\left[\dfrac{\pi}{\tau}v(k)i_d(k)\right]^2+\left[\dfrac{i_d(k)-i_d(k-1)}{T}\right]^2$。

若电机处于动态情况下，式(12)所示矩阵满秩；若电机处于稳态，则式(12)进一步简化为

$$\boldsymbol{H}(k)=\begin{bmatrix} k\left(\dfrac{\pi}{\tau}v_{\mathrm{s}}\right)^2 I_q^2 & 0 \\ 0 & k\left(\dfrac{\pi}{\tau}v_{\mathrm{s}}\right)^2 I_d^2 \end{bmatrix} \tag{13}$$

式中：I_d、I_q 分别为稳态时的 d、q 轴电流；v_{s} 为稳态时动子线速度。令 $i_d=k_0 i_q$（$k_0\neq 0$），使得此时矩阵依然满秩，能够完成电感的辨识。同理可以分

析得到，在 $i_d = k_0 i_q$ 条件下，不论动态还是稳态，模型 1 都能进行定子电阻和永磁体磁链的辨识。

2.3 功率开关非理想因素补偿

根据 2.1 节参数辨识原理分析，d、q 轴绕组电压 u_d、u_q 作为辨识算法输入量的重要组成部分，其被精确获得将直接关系参数最终辨识的精度。功率开关非理想因素是影响 u_d、u_q 能否准确获取的关键因素。

图 3 所示为三相脉宽调制的电压型逆变器连接 PMSLM 的拓扑，其中 U_{dc} 为直流母线电压，三相绕组采用星形连接。

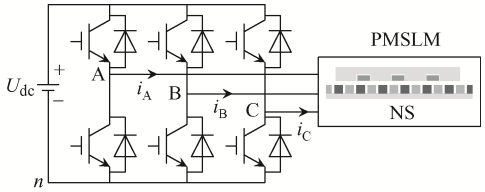
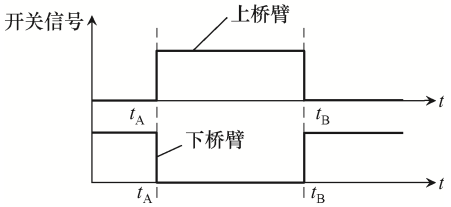


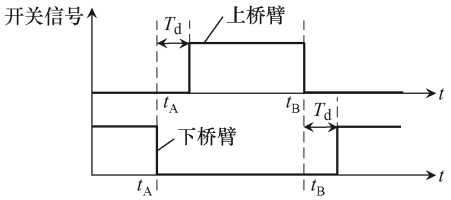
图 3　电压型逆变器-PMSLM 拓扑

Fig. 3 Topology of voltage source inverter-PMSLM

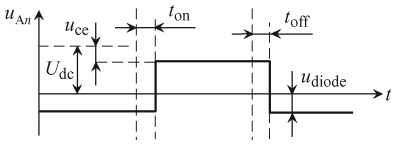
以 A 相为例，图 4 所示为相电流大于 0 时逆变器死区对输出相电压的影响。图4(a)为 A 相上、下桥臂的理想开关信号，当上桥臂驱动信号 t_A 时刻跳变为高电平，表示开关管开通；反之 t_B 时刻跳变为低电平，表示开关管关断。图 4(b)是插入死区时间 T_d 后的上、下桥臂的开关信号；图 4(c)中，t_{on} 和 t_{off} 分别表示开关管的开通延时和关断延时，u_{ce} 表示开关管导通时的管压降，u_{diode} 表示续流二极管的压降，u_{An} 表示逆变器 A 相输出到 n 点的电压差。



(a)A相上、下桥臂理想开关信号



(b)插入死区后上、下桥臂开关信号



(c)考虑开关管特性的u_{An}

图 4　功率开关非理想因素对输出的影响(i_A >0)

Fig. 4 Influence of power switch non-ideal factors on output(i_A >0)

则 $j(j=\mathrm{A,B,C})$相上桥臂开关导通时间误差 ΔT_j 可被归纳为

$$\Delta T_j = \mathrm{sign}(i_j)(t_{off} - t_{on} - T_d) \tag{14}$$

式中：i_j 为相电流；$\mathrm{sign}(i_j)$ 为符号函数，当 $i_j > 0$ 时，$\mathrm{sign}(i_j)=1$；当 $i_j = 0$ 时，$\mathrm{sign}(i_j)=0$；当 $i_j < 0$ 时，$\mathrm{sign}(i_j)=-1$。

根据伏秒乘积原理，u_{An} 推导结果为

$$u_{An} = -\frac{1}{2}\{u_{diode}[\mathrm{sign}(i_A)+1] + u_{ce}[\mathrm{sign}(i_A)-1]\} + \frac{\Delta T_A}{T_s}(U_{dc} + u_{diode} - u_{ce}) \tag{15}$$

式中，T_s 为开关频率。再考虑负载中性点 o 到 n 点的电压差，式(15)可以进一步推导出 A 相绕组电压 u_{Ao} 为

$$u_{Ao} = \frac{1}{6}[\mathrm{sign}(i_B) + \mathrm{sign}(i_C) - 2\mathrm{sign}(i_A)]\cdot (u_{diode} + u_{ce}) + \frac{1}{3}\left(\frac{2T_A - T_B - T_C}{T_s}\right)U_{dc} \tag{16}$$

理想情况下，A 相绕组电压的期望值 u_{Ao}^* 为

$$u_{Ao}^* = \frac{1}{3}\left(\frac{2T_A^* - T_B^* - T_C^*}{T_s}\right)U_{dc} \tag{17}$$

结合式(14)、式(16)、式(17)能够得到 A 相电压由功率开关非理想因素引起的误差电压，即

$$\Delta u_{Ao} = u_{Ao} - u_{Ao}^* = \frac{1}{6}\left[u_{ce} + u_{diode} - \frac{2U_{dc}\Delta T_A}{T_s \mathrm{sign}(i_A)}\right]\cdot [\mathrm{sign}(i_B) + \mathrm{sign}(i_C) - 2\mathrm{sign}(i_A)] \tag{18}$$

其他两相的误差电压依次类推。

根据上述分析算出三相的误差电压，再转换成 d、q 轴的电压误差补偿到算法中，可以获得更精确

的 d、q 轴电压 u_d、u_q，进一步提高电气参数辨识的精度。

2.4 电气参数辨识原理

PMSLM 的参数辨识系统框图如图 5 所示。电流内环采用 PI 控制；外环采用二阶线性自抗扰控制 LADRC(linear active disturbance rejection control)[15]实现位置与速度一体化的控制。辨识出的电气参数还可以进一步对电流环的 PI 系数进行整定，以改善电流控制效果。其中 PI 整定方法参照文献[16]。

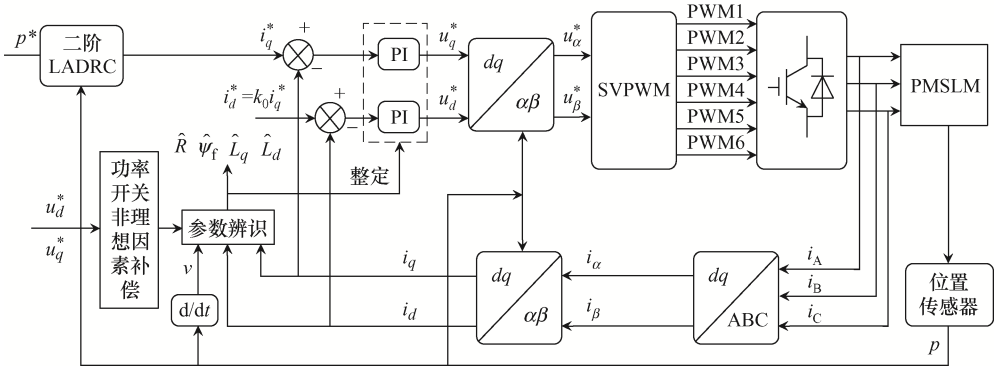


图 5 电气参数辨识系统框图

Fig. 5 Block diagram of electrical parameter identification system

3 仿真验证

为了验证本文所提出的电气参数辨识算法的有效性，利用 MATLAB/Simulink 对图 5 辨识系统进行仿真建模，所使用的 PMSLM 的标称参数见表 1，其中 M 为动子质量。称文献[11-13]的辨识算法为方法 1，双模型辨识算法为方法 2，加入变遗忘因子的双模型辨识算法为方法 3。此外，为了保证对比分析的正确性，方法 1 和方法 2 中遗忘因子为固定值。直线电机的位置指令如图 6 所示。

表 1 PMSLM 标称参数

Tab. 1 Nominal parameters of PMSLM

参数	数值
R/Ω	5.6
L_q/H	0.037 5
L_d/H	0.037 5
ψ_f/Wb	0.112
n_p	1
τ/m	0.01
M/kg	8

在式(8)所示的变遗忘因子中，模型 1 对应的误差阈值、变遗忘因子系数、固定遗忘因子分别为 δ_1、β_1、λ_{01}；模型 2 对应的误差阈值、变遗忘因子系数、固定遗忘因子分别为 δ_2、β_2、λ_{02}；方法 1 和方法 2 中的固定遗忘因子为 λ_{03}。在 2.1 节的分析中，δ 越小，辨识快速收敛阶段的精度越高；变遗忘因子系数 β 影响遗忘因子的最小值 $\lambda_{\min}$，过大的 β 也会造成辨识的不稳定；固定遗忘因子 λ_0 主要用于辨识稳定之后的阶段，需要满足式(9)的关系；根据式(13)可知，k_0 作为保证辨识矩阵满秩的系数不为 0 即可。经过调试，最终可确定 $\delta_1=\delta_2=0.1$，$\beta_1=\beta_2=0.03$，$\lambda_{01}=\lambda_{02}=\lambda_{03}=0.999$，$k_0=0.67$。仿真结果如图 7 所示，电机的往返运动虽然会导致辨识结果有所波动，但总体的辨识曲线能稳定在标称值附近。当 t=2 s 时电机的参数分别发生变化之后，辨识也能很快跟上变化值。在辨识过程中，方法 1 的稳态误差最大，并且当电气参数的标称值发生变化后，方法 2 和方法 3 都能跟踪到标称值，而方法 1 的跟踪效果较差。

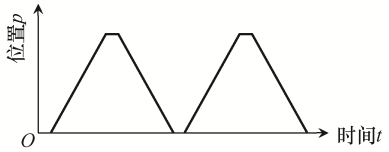
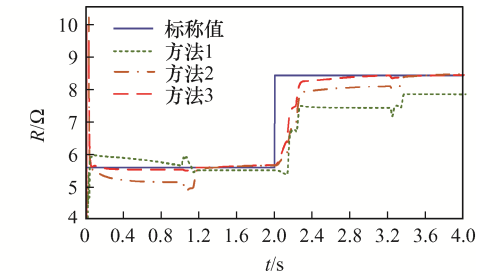


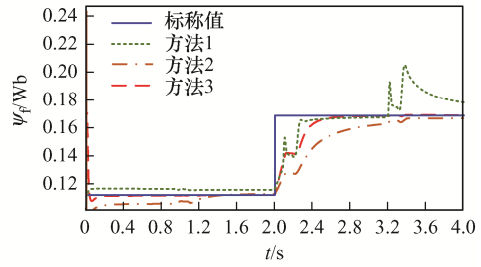
图 6 直线电机位置指令

Fig. 6 Position instruction of linear motor

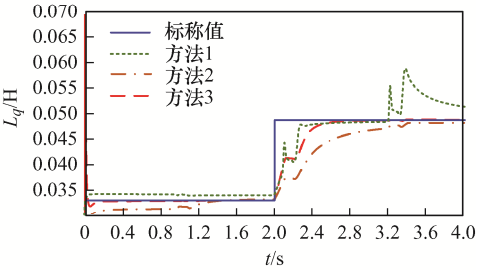
图 8 所示为遗忘因子变化曲线，可见在算法初



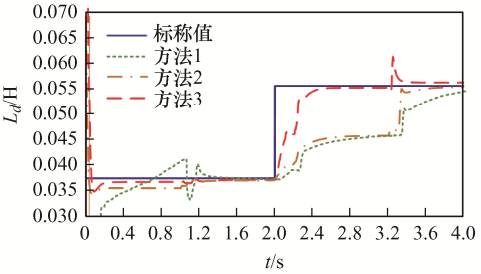
(a) R辨识波形



(b) ψ_f 辨识波形



(c) L_q辨识波形



(d) L_d辨识波形

图 7　参数辨识仿真结果

Fig. 7 Simulation results of parameter identification

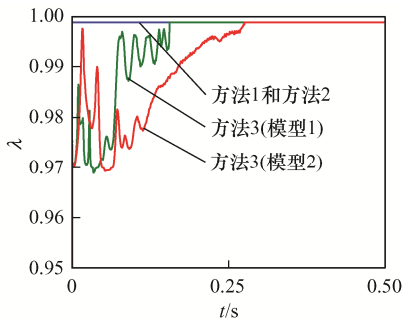


图 8　遗忘因子变化曲线仿真结果

Fig. 8 Simulation results of forgetting factor curves

期辨识误差较大的情况下，方法 3 中模型 1 和模型 2 的遗忘因子取值较小，加快了辨识收敛，随后当辨识误差减小到误差阈值之内，遗忘因子固定为 λ_{03}；而方法 1 和方法 2 采用固定遗忘因子，辨识的收敛速度较慢。

3 种方法稳态辨识结果对比见表 2。在多电气参数的辨识仿真中：①采用双模型的方法 2、方法 3 的辨识误差在 2%以内，而方法 1 的误差则在 6%以内；②变遗忘因子的方法 3 辨识可以在 0.3 s 内完成收敛，而固定遗忘因子的方法 1 和方法 2 辨识则在 1.5 s 以内完成收敛。对比结果可见方法 3 稳定性好、辨识精度高、收敛速度快。

表 2　3 种方法参数辨识稳态仿真结果对比

Tab. 2 Comparison of steady-state simulation result among three methods for parameter identification

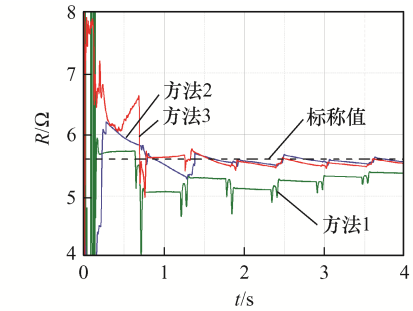
方法	R		ψ_f		L_q		L_d	
	辨识值/Ω	误差/%	辨识值/Wb	误差/%	辨识值/H	误差/%	辨识值/H	误差/%
1	5.501	1.77	0.116 2	3.75	0.035 5	5.33	0.037 2	0.80
2	5.614	0.25	0.111 2	0.71	0.038 0	1.33	0.037 1	1.07
3	5.576	0.43	0.111 4	0.54	0.037 8	0.80	0.037 1	1.07

4　实验分析

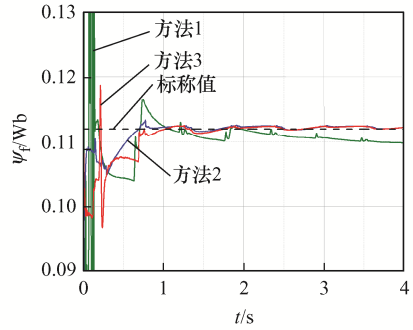
实验平台的驱动板控制芯片采用的是 TI 公司的 TMS320F28388D，永磁同步直线电机的标称参数见表 1。由于实验中采集的电压、电流和线速度信号存在一定的误差，PMSLM 实际工况也与仿真有所不同，算法的误差阈值、变遗忘因子系数、固定遗忘因子需要进行重新调试，相关参数最终确定为：$\delta_1=\delta_2=1.5$；$\beta_1=0.003$，$\beta_2=0.005$；$\lambda_{01}=\lambda_{02}=\lambda_{03}=0.999\,9$；而 k_0 保证辨识矩阵满秩即可，不作变化，设置 k_0=0.67；位置指令见图 6。

4.1　电气参数辨识过程

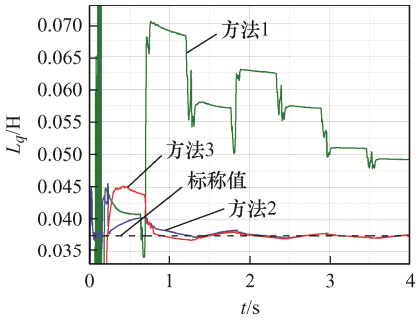
辨识的实验波形如图 9 所示。在多电气参数的辨识实验中，本文提出的方法 3 的辨识结果为：辨识稳定后，定子电阻 R 的均值为 5.552 Ω，误差为 0.14%；永磁体磁链 ψ_f 的均值为 0.113 4 Wb，误差



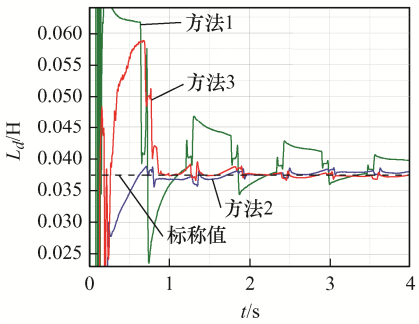
(a) R辨识波形



(b) ψ_f辨识波形



(c) L_q辨识波形



(d) L_d辨识波形

图 9 参数辨识实验结果

Fig. 9 Experimental results of parameter identification

为 1.25%；q 轴电感 L_q 的均值为 0.037 1 H，误差为 1.07%；d 轴电感 L_d 的均值为 0.038 1 H，误差为 1.60%。图 9 中，方法 3 的 R、ψ_f、L_q、L_d 分别在 0.7、0.7、0.8、0.9 s 左右收敛；方法 2 整体的辨识准确度与方法 3 相差不大，但由于采用固定遗忘因子，整体的收敛速度略慢一些，R、ψ_f、L_q、L_d 分别在 1.4、0.8、1.1、0.9 s 左右收敛；方法 1 则在 R、L_q 的辨识上有较大的误差，且电感的辨识波动大，具体稳态辨识结果对比见表 3。图 10 所示为遗忘因子变化曲线。可见，方法 3 中模型 1 和模型 2 的遗忘因子在误差较大时取值较小，加快了辨识收敛，实验结果验证了 2.2 节的分析，综上可见，本文所提出的辨识算法具有较高的准确性和辨识速度。

表 3 3 种方法参数辨识稳态实验结果对比

Tab. 3 Comparison of steady-state experimental result among three methods for parameter identification

方法	R		ψ_f		L_q		L_d	
	辨识值/Ω	误差/%	辨识值/Wb	误差/%	辨识值/H	误差/%	辨识值/H	误差/%
1	5.253	6.20	0.110 8	1.07	0.049 8	32.8	0.037 2	0.80
2	5.573	0.25	0.113 2	1.07	0.037 8	0.80	0.038 3	2.13
3	5.552	0.14	0.113 4	1.25	0.037 1	1.07	0.038 1	1.60

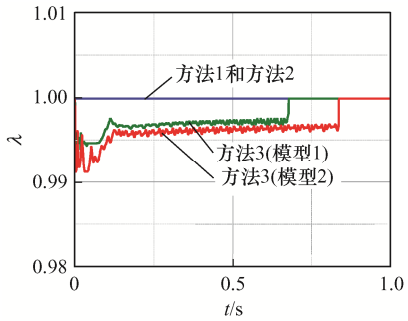


图 10 遗忘因子变化实验结果

Fig. 10 Experimental results of forgetting factor curve

4.2 影响辨识结果的多因素分析

表 4 和图 11 显示的是 PMSLM 运行在不同线速度时，本文所提方法的电气参数辨识情况。可以发现，当电机运行在低速时，辨识误差会明显增大。根据式(1)可知，此时电机的反电动势较小，2.3 节

表 4 不同运行速度下的辨识结果

Tab. 4 Identification results at different running speeds

v/(m/s)	R		ψ_f		L_q		L_d	
	辨识值/Ω	误差/%	辨识值/Wb	误差/%	辨识值/H	误差/%	辨识值/H	误差/%
0.2	5.131	8.38	0.105 8	5.54	0.036 0	4.00	0.036 2	3.47
0.4	5.662	1.11	0.110 9	0.98	0.037 8	0.80	0.037 6	0.27
0.6	5.692	1.64	0.113 4	1.17	0.037 9	1.07	0.037 7	0.53
0.8	5.714	2.04	0.113 8	1.61	0.038 2	1.87	0.038 1	1.60

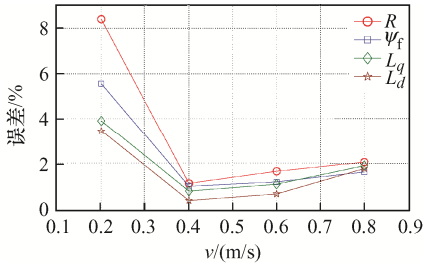


图 11　不同运行速度辨识误差

Fig. 11 Identification errors at different running speeds

所述的误差电压补偿对 d、q 轴电压的影响较为显著。根据式(18)，对误差电压的补偿有一定的计算误差，在补偿精度上稍显不足，造成了辨识准确度下降。

实验中，采用人为同步外串电阻的方法来模拟定子绕组电阻的变化，其辨识结果如表 5 和图 12 所示。从表 5 和图 12 中可知，本文所提方法在定子电阻变化的情况下，算法也能完成参数跟踪辨识。此外，定子所串电阻增大后，多参数辨识整体的精度也随之提高。这是由于当定子电阻增大时，由据式(1)可知 u_d、u_q 也增大，2.3 节补偿的误差电压相较于 u_d、u_q 实际值的占比变小，补偿效应减弱，辨识值也更加准确。

表 5　定子绕组串不同电阻的辨识结果

Tab. 5 Identification results of stator winding series with different resistances

定子串电阻/Ω	R		ψ_f		L_q		L_d	
	辨识值/Ω	误差/%	辨识值/Wb	误差/%	辨识值/H	误差/%	辨识值/H	误差/%
2.5	8.235	1.67	0.110 4	1.43	0.038 0	1.33	0.038 0	1.33
5.0	10.642	0.40	0.112 7	0.63	0.037 7	0.53	0.038 2	1.87
10.0	15.701	0.64	0.111 4	0.54	0.037 7	0.53	0.038 0	1.33

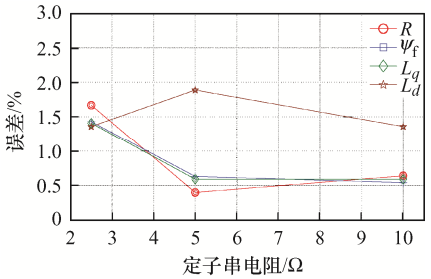


图 12　定子绕组串不同电阻辨识误差

Fig. 12 Identification errors of stator winding series with different resistances

表 6 和图 13 中展示了本文所提方法取不同 k_0 的辨识结果。通过分析可以看出，当 k_0 取值偏小时，整体辨识误差较大，这是因为电流较小时，信噪比较低，从而导致辨识精度下降。

表 6　不同 k_0 取值时的辨识结果

Tab. 6 Identification results at different values of k_0

k_0	R		ψ_f		L_q		L_d	
	辨识值/Ω	误差/%	辨识值/Wb	误差/%	辨识值/H	误差/%	辨识值/H	误差/%
0.2	5.801	3.59	0.110 7	1.16	0.038 0	1.33	0.038 6	2.93
0.5	5.669	1.23	0.111 8	0.26	0.0376	0.27	0.038 0	1.33
1.0	5.648	0.86	0.112 6	0.54	0.037 2	0.80	0.037 7	0.53
1.5	5.633	0.59	0.112 8	0.71	0.038 1	1.60	0.037 0	1.30

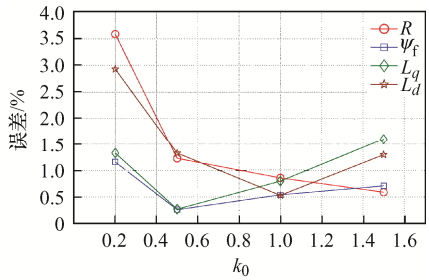


图 13　不同 k_0 值辨识误差

Fig. 13 Identification errors at different values of k_0

表 7 展示了本文所提方法在给予不同形式的位置指令情况下的辨识结果，从数据可知，算法能够在不同形式的位置给定下完成辨识，不需要对控制环施以特定指令。

表 7　不同形式位置指令下的辨识结果

Tab. 7 Identification results under different forms of position instruction

位置指令	幅值/m	周期/s	R		ψ_f		L_q		L_d	
			辨识值/Ω	误差/%	辨识值/Wb	误差/%	辨识值/H	误差/%	辨识值/H	误差/%
正弦波	0.5	2	5.712	2.00	0.112 8	0.72	0.038 1	1.60	0.037 0	1.33
三角波	0.4	2	5.548	0.75	0.113 0	0.89	0.037 9	1.07	0.037 6	0.27

4.3 电流闭环控制性能分析

为了进一步验证参数辨识精度对电流控制性能的影响，针对电流环设计了 1 组对比实验。分别利用方法 1、方法 3 辨识出的电气参数对电流 PI 环进

行整定，对比电流的控制效果如图 14 所示。从图 14 可以看出，相比于方法 1，方法 3 整定的电流环有着更小的电流波动。图 15 展现的是 PMSLM 在反向运动—减速—停止—加速—正向运动过程中 q 轴电流跟踪情况，可见图 15(a)中由于方法 1 的辨识结果精度较差，整定后的 PI 在电流跟踪上出现明显误差；而图 15(b)中在方法 3 整定的 PI 环控制下，电流跟踪效果更好。

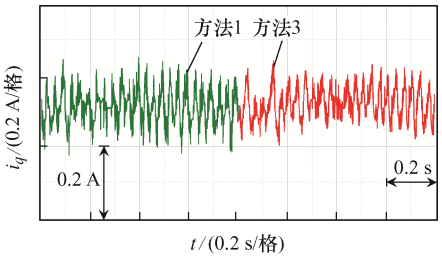
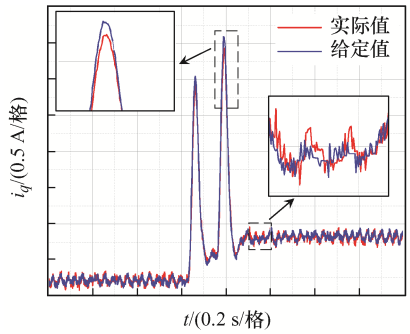
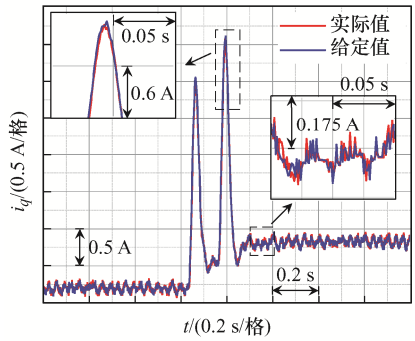


图 14 q 轴电流波动对比

Fig. 14 Comparison of q-axis current oscillation



(a) 方法1整定PI电流控制



(b) 方法3整定PI电流控制

图 15 q 轴电流控制对比

Fig. 15 Comparison of q-axis current control

5 结论

本文针对 PMSLM 电气参数在线辨识提出了一种基于双模型的递推最小二乘辨识算法。仿真和实验的结果表明：

(1)在位置-电流的闭环控制中，多电气参数的辨识误差基本可以控制在 3%以内，且收敛速度较快。

(2)本文所提算法在多工况下都能进行辨识，且精度较高。

(3)利用本文方法辨识的电气参数对电流环进行整定，实现了较高精度的电流控制。

参考文献：

[1] 王秀平, 李岩, 曲春雨. 基于 Halbach 分布的磁障耦合永磁轨道交通驱动直线电机的推力分析[J]. 电源学报, 2021, 19(4): 95-102.
Wang Xiuping, Li Yan, Qu Chunyu. Thrust analysis of magnetic barrier coupling permanent magnet rail transit drive linear motor based on Halbach distribution [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(4): 95-102. (in Chinese)

[2] Yang Rui, Wang Mingyi, Li Liyi, et al. Robust predictive current control of PMLSM with extended state modeling based Kalman filter: for time-varying disturbance rejection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 2208-2221.

[3] Mwasilu F, Jung J W. Enhanced fault-tolerant control of interior PMSMs based on an adaptive EKF for EV traction applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5746-5758.

[4] Liu Kan, Zhu Ziqiang. 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.

[5] Liu Kan, Zhu Ziqiang, Stone D A. Parameter estimation for condition monitoring of PMSM stator winding and rotor permanent magnets [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5902-5913.

[6] Bui M X, Faz Rahman M, Guan Deqi, et al. A new and fast method for on-line estimation of d and q axes inductances of interior permanent magnet synchronous machines using measurements of current derivatives and inverter DC-bus voltage [J]. IEEE Transactions on Industrial

Electronics, 2019, 66(10): 7488-7497.

[7] 金宁治, 周凯, Herbert HoChing IU. 带有自适应参数辨识的IPMSM MTPA控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(7): 90-101.
Jin Ningzhi, Zhou Kai, IU H. Model reference adaptive identification based MTPA control method for interior PM synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(7): 90-101. (in Chinese)

[8] 张晓虎, 赵吉文, 王立俊, 等. 基于自适应互联扩展卡尔曼观测器的永磁同步直线电机高精度抗干扰在线多参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(12): 4571-4580.
Zhang Xiaohu, Zhao Jiwen, Wang Lijun, et al. High precision anti-interference online multiparameter estimation of PMSLM with adaptive interconnected extend Kalman observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(12): 4571-4580. (in Chinese)

[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.
Liu Xiping, Hu Weiping, Ding Weizhong, et al. Research on multi-parameter identification method of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1198-1207. (in Chinese)

[10] 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): 4329-4340.
Wu Chun, Zhao Yuwei, Sun Mingxuan. Multiparameter online identification for permanent magnet synchronous machines using voltage measurements [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(13): 4329-4340. (in Chinese)

[11] 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): 17-24.
Shi Jianfei, Ge Baojun, Lü Yanling, et al. Research of parameter identification of permanent magnet synchronous motor on line [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(3): 17-24. (in Chinese)

[12] Shao Dingguo, Huang Yanbin. Parameter identification of permanent magnet synchronous motor based on multi-innovation least square method [C]// 2020 IEEE 9th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference(ITAIC). Chongqing, China: IEEE, 2020: 1810-1814.

[13] 刘忠永, 范涛, 何国林, 等. 基于高斯过程回归的永磁同步电机非线性磁链辨识[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 172-181.
Liu Zhongyong, Fan Tao, He Guolin, et al. Nonlinear magnetic flux identification of permanent magnet synchronous motors based on gaussian process regression [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 172-181. (in Chinese)

[14] 谢文超, 赵延明, 方紫微, 等. 带可变遗忘因子递推最小二乘法的超级电容模组等效模型参数辨识方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(5): 996-1005.
Xie Wenchao, Zhao Yanming, Fang Ziwei, et al. Variable forgetting factor recursive least squales based parameter identification method for the equivalent circuit model of the supercapacitor cell module [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(5): 996-1005. (in Chinese)

[15] 蒋意珏，林晓冬，董海疆，等. 超导磁储能系统自抗扰控制策略研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 167-176.
Jiang Yijue, Lin Xiaodong, Dong Haijiang, et al. Research on active disturbance rejection control strategy for superconducting magnetic energy storage system [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 167-176. (in Chinese)

[16] 孟柳, 章回炫, 范涛. 永磁同步电机静止参数辨识及电流环控制器自动参数整定[J]. 兵工学报, 2021, 42(10): 2114-2122.
Meng Liu, Zhang Huixuan, Fan Tao. Standstill parameter identification of permanent magnet synchronous motor and parameter auto-tuning method of current loop controller [J]. Acta Armamentarii, 2021, 42(10): 2114-2122. (in Chinese)



鲍明堃

作者简介：

鲍明堃(1998—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力传动与变频调速系统。E-mail：879527923@qq.com。

周扬忠(1971—　)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：现代调速系统，新能源发电系统。E-mail：zhty_75313@sina.com。

(责任编辑：陈国珍)