DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.303 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

考虑磁饱和效应的永磁同步电机在线参数辨识

陈 赓，杨淑英(中国电源学会会员)，张 兴(中国电源学会高级会员)
(合肥工业大学电气与自动化工程学院，合肥 230009)

摘要：受到磁饱和等效应影响，永磁同步电机的视在电感和增量电感之间存在差值，导致电机模型描述出现偏差。考虑磁饱和效应的影响，引入视在电感和增量电感，建立新的永磁同步电机模型，并使用粒子群优化PSO(particle swarm optimization)算法对模型参数进行辨识。为解决粒子群优化算法易陷入局部最优、收敛速度慢等问题，提出1种融合反向学习的自适应粒子群优化APSO(adaptive particle swarm optimization)算法；为克服逆变器非线性对辨识结果的影响，将逆变器非线性导致的误差电压作为1个新的待辨识参数，对其进行在线辨识。实验验证了APSO算法对永磁同步电机 d、q 轴视在电感，d、q 轴增量电感，永磁体磁链和逆变器非线性误差电压辨识的准确性。

关键词：永磁同步电机；视在电感；增量电感；参数辨识；粒子群优化算法

Online Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Magnetic Saturation Effect

CHEN Geng, YANG Shuying, *Member*, *CPSS*, ZHANG Xing, *Senior Member*, *CPSS*
(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Due to the magnetic saturation effect, there is a difference between the apparent inductance and incremental inductance of a permanent magnet synchronous motor (PMSM), resulting in a deviation in the description of the motor model. With the consideration of the influence of magnetic saturation effect, a new PMSM model is established in this paper by introducing apparent inductance and incremental inductance, and the model parameters are further identified by the particle swarm optimization (PSO) algorithm. To solve the problem that the PSO algorithm is easy to fall into local optimum and its convergence speed is slow, an adaptive particle swarm optimization (APSO) algorithm combined with reverse learning is proposed. To overcome the influence of inverter nonlinearity on the identification results, the error voltage caused by inverter nonlinearity is taken as a new parameter to be identified, and it is identified online. Experimental results verified the accuracy of the APSO algorithm when it was used in identifying the *d*- and *q*-axis apparent inductance, *d*- and *q*-axis incremental inductance, permanent magnet flux linkage and inverter nonlinearity error voltage of PMSM.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); apparent inductance; incremental inductance; parameter identification; particle swarm optimization (PSO) algorithm

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)因其功率密度高、损耗小、结构简单等优点被广泛应用于工业伺服系统、新能源汽车驱动、飞行器控制等领域[1]。电机的精确控制和故障监测都依赖准确的电机参数[2]，而电机的电气参数，如定子电阻、d 轴电感、q 轴电感、永磁体磁链等会因磁路饱和、电机温度变化而发生变化[3]。因此，对永磁同步电机参数进行在线辨识有着重要意义。

收稿日期：2023-11-22；**修回日期**：2023-12-04，2023-12-14；
录用日期：2023-12-21；**网络首发日期**：2024-04-26
基金项目：国家重点研发计划资助项目(2022YFB4202301)
This work is supported by National Key Research and Development Program of China under the grant 2022YFB4202301

PMSM 的参数辨识存在欠秩问题。内置式 PMSM 的待辨识参数有定子电阻、d 轴电感、q 轴电感、永磁体磁链 4 个；表贴式 PMSM 的 d 轴电感和 q 轴电感相等，待辨识参数有 3 个，而参数辨识模型秩为 2。当多个参数同时进行辨识时，辨识结果不唯一。为解决欠秩问题，文献[4]采用减少待辨识参数的策略，将定子电阻和永磁体磁链设为标称值，只辨识电感；文献[5]通过向 d 轴注入弱磁电流增加状态方程，得到满秩辨识模型，辨识全部电气参数。

与传统辨识算法相比，智能算法具有更高的辨识精度，随着智能算法和硬件的发展，研究人员提出了基于智能算法的 PMSM 参数辨识方案。文献[6]提出 1 种基于粒子群优化PSO(particle swarm optimization)算法的 PMSM 辨识方法，此算法相较于其他智能算法收敛速度较快，但易陷入局部最优；文献[7]使用遗传算法 GA(genetic algorithm)辨识逆变器参数，对逆变器建模进行优化，但该算法计算量大、硬件要求高。PSO 算法不仅具有较高的辨识精度，而且拥有收敛速度快、设计简单、易于实现等优点，但该算法易陷入局部最优。为克服 PSO 算法的缺点，研究人员提出了诸多改进的 PSO 算法。文献[8]将混沌理论、高斯扰动与 PSO 算法相结合，提升了算法的全局搜索能力，使用该算法实现光伏板精确的 MPPT 控制，但算法复杂性较高，需要校准较多的参数；文献[9]引入了平均最好位置增强算法寻优能力，同时融入柯西变异增加粒子多样性，进一步降低陷入局部最优的概率，但算法收敛速度较慢。综上可知，改进 PSO 算法需要在防止局部收敛的同时，兼顾算法简约和收敛速度。

在进行参数辨识时，一般用 $L=\psi/i$ (ψ 为磁链，i 为电流)定义电感量。根据磁链和电流的关系，电机电感可分为视在电感和增量电感[10]，该式表述的电感为视在电感。当 PMSM 磁路处于饱和状态时，由于磁饱和效应，视在电感和增量电感之间会存在较大的差值，若不加以区分，数学模型将无法准确地描述 PMSM。如果不考虑视在电感和增量电感之间的差值，将二者作为相同参数进行辨识，参数辨识模型和电机实际模型之间将存在偏差。因此，构建考虑磁饱和效应的 PMSM 数学模型，将视在电感和增量电感作为 2 个独立参数进行辨识，对 PMSM 在线参数辨识和模型准确描述具有重要价值。

在电机控制系统中，定子电压一般用给定值代替。但由于逆变器死区、管压降等非线性因素，定子电压与给定电压之间存在误差，对参数辨识造成不利影响。文献[11]通过增加电压传感器和低通滤波器获得实际定子电压基波，但该方案不仅需要额外检测电路，而且滤波器引入了相位和幅值误差；文献[12]通过补偿算法对逆变器非线性误差电压进行补偿，但因误差电压幅值受系统状态影响，补偿算法精度难以保障。因此需要对其进行参数辨识获得准确的误差电压幅值。

针对传统 PSO 算法在 PMSM 参数辨识应用中易陷入局部最优、收敛速度慢的问题，本文提出 1 种融合反向学习的自适应粒子群优化 APSO(adaptive particle swarm optimization)算法。首先，在算法迭代过程中，通过对粒子状态的判定，自适应调节粒子速度和位置，更新时侧重于全局搜索、局部搜索和反向学习，增强算法的收敛速度和跳出局部最优的能力；同时，为克服逆变器非线性电压误差造成的影响，本文将其作为待辨识参数和电机参数一起进行辨识，这不仅能够消除电压误差对辨识参数的影响，而且获得的逆变器非线性电压误差可用于提升控制系统性能；接着，通过注入 d 轴电流并将定子电阻视作定值的方式获得满秩稳态参数辨识方程，通过高频方波电压注入法得到满秩高频参数辨识方程，解决 PMSM 参数辨识的欠秩问题；最后，通过实验验证了基于改进粒子群优化算法的参数辨识方案的可行性和辨识结果的准确性。

1 PMSM 数学模型

转子磁链定向 dq 坐标系下 PMSM 的定子电压方程分别为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e \psi_d \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为 d、q 轴定子电压；R_s 为定子电阻；i_d、i_q 分别为 d、q 轴定子电流；ω_e 为转子电角速度；ψ_d、ψ_q 分别为 d、q 轴磁链，其磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_f + L_d i_d \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \tag{2}$$

式中：L_d、L_q 分别为 d、q 轴电感；ψ_f 为永磁体磁链。

将式(2)代入式(1)得

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}i_d}\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}i_q}\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{3}$$

不考虑磁饱和效应时，L_d、L_q 均为恒定值，可分别表示为 $\dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}i_d} = L_d$、$\dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}i_q} = L_q$；考虑磁饱和效应时，$L_d$、$L_q$ 会随 i_d、i_q 的变化而变化，可分别表示为 $\dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}i_d} \neq L_d$、$\dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}i_q} \neq L_q$。实际上，根据磁链和定子电流的关系可将电感分为视在电感和增量电感，如图 1 所示，其表达式为

$$\begin{cases} L_{\mathrm{app}} = \dfrac{\psi}{i} \\ L_{\mathrm{inc}} = \dfrac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}i} \end{cases} \tag{4}$$

式中：L_{app} 为视在电感；L_{inc} 为增量电感。如果不加以区分，则会使电机模型和实际需求之间产生偏差，对电机的精确控制和状态观测造成影响。

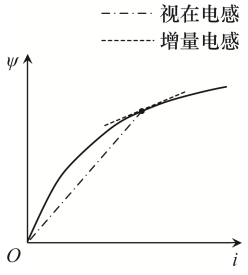


图 1　视在电感和增量电感示意

Fig. 1 Schematic of apparent inductance and incremental inductance

故当考虑磁饱和效应时，PMSM 定子电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_{d,\mathrm{inc}}\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_{q,\mathrm{app}} i_q \\ u_q = R_s i_q + L_{q,\mathrm{inc}}\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e L_{d,\mathrm{app}} i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{5}$$

式中：$L_{d,\mathrm{app}}$、$L_{q,\mathrm{app}}$ 分别为 d、q 轴定子视在电感；$L_{d,\mathrm{inc}}$、$L_{q,\mathrm{inc}}$ 分别为 d、q 轴定子增量电感。

2　PSO 算法

2.1　粒子群优化算法

PSO 算法是 Kennedy 和 Eberhart 于 1995 年提出的群智能算法[13]。初始化时，PSO 算法的粒子拥有随机的位置和速度信息；在算法迭代过程中，粒子将根据自身历史经验和群体历史经验对自身速度信息进行修正，并通过速度信息更新自己的位置信息，在搜索空间中寻找问题最优解。在 N 维度的搜索空间中，初始化粒子组成种群数为 M，每个粒子均具有位置和速度信息。粒子 i 在第 t 次迭代时的位置信息为 $x_i^t = (x_{i1}^t, x_{i2}^t, \cdots, x_{in}^t)$、速度信息为 $v_i^t = (v_{i1}^t, v_{i2}^t, \cdots, v_{in}^t)$、个体历史最优位置为 $p_{\mathrm{best}i}^t = (p_{\mathrm{best}i1}^t, p_{\mathrm{best}i2}^t, \cdots, p_{\mathrm{best}in}^t)$。第 t 次迭代时，种群的全局历史最优位置为 $g_{\mathrm{best}}^t = (g_{\mathrm{best}1}^t, g_{\mathrm{best}2}^t, \cdots, g_{\mathrm{best}n}^t)$。而粒子 i 的第 j 维度在第 t 次迭代时的信息更新表达式为

$$\begin{cases} v_{ij}^{t+1} = \omega v_{ij}^t + c_1 r_1 (p_{\mathrm{best}ij}^t - x_{ij}^t) + c_2 r_2 (g_{\mathrm{best}j}^t - x_{ij}^t) \\ x_{ij}^{t+1} = x_{ij}^t + v_{ij}^{t+1} \end{cases} \tag{6}$$

式中：x_{ij}^t、v_{ij}^t、x_{ij}^{t+1}、v_{ij}^{t+1} 分别为粒子 i 的第 j 维度在第 t 和 t+1 次迭代时的位置和速度信息；ω 为惯性权重；c_1、c_2 均为学习因子；r_1、r_2 均为[0, 1]的随机数；$p_{\mathrm{best}ij}^t$ 为粒子 i 的第 j 维度在第 t 次迭代时的个体历史最优位置；$g_{\mathrm{best}j}^t$ 为种群的第 j 维度在第 t 次迭代时的全局历史最优位置。

2.2　融合反向学习的自适应粒子群优化算法

为克服 PSO 算法易局部收敛的缺点，同时考

虑到算法的易实现性，本文提出了 1 种融合反向学习的自适应粒子群优化 APSO 算法。通过自适应调节惯性权重和学习因子使粒子能够自适应地进行反向学习、局部寻优和全局寻优。

反向学习是指种群迭代过程中当粒子处于历史最优位置时产生 1 个与之相反的位置，并将 2 个位置进行对比，选择适应度值较优的位置作为当前历史最优位置。反向学习可给予粒子额外的力协助其跳出局部最优，增加粒子种群多样性。但若对整个种群进行反向学习，会大大增加算法的计算量，而种群的全局历史最优位置 $g_{\text{best}j}^t$ 对种群其他粒子有着引领作用。当 $g_{\text{best}j}^t$ 陷入局部最优时，整个种群大概率也陷入局部最优；反之，若 $g_{\text{best}j}^t$ 能够跳出局部最优，则可有效降低整个种群陷入局部最优的概率。因此本文综合考量算法计算量、收敛速度和跳出局部最优能力，采取只对 $g_{\text{best}j}^t$ 进行反向学习的策略协助种群跳出局部最优，降低 PSO 算法局部收敛的概率。

假设实数 $x\in[a,b]$，则定义 $\tilde{x}=a+b-x$ 为实数 x 的反向点。通过计算 x 和 $\tilde{x}$ 的适应度，获得其中较优者。根据式(6)可得 $x_{ij}^{t-1}=x_{ij}^t-v_{ij}^t$，当 $x_{ij}^t=g_{\text{best}j}^t$ 时，速度和位置的更新只受上一代速度和惯性权重影响，令常规搜索速度为正，取 $[x_{ij}^t-v_{ij}^t,\ x_{ij}^t+\omega v_{ij}^t]$ 区间内 x_{ij}^t 的反向点作为 x_{ij}^{t+1}，可得 $x_{ij}^{t+1}=x_{ij}^t+(1-\omega)v_{ij}^t$。常规搜索中 $\omega\in(0,1)$，令反向学习时的惯性权重 $\omega_{\text{neg}}\in(-1,0)$，即可实现粒子的反向学习。

其中，惯性权重 ω 代表上一代速度对速度迭代的影响。当 ω 较大时，上一代速度对速度迭代的影响较大，粒子种群多样性较大，收敛速度较慢，PSO 算法偏向于全局寻优；当 ω 较小时，上一代速度对速度迭代的影响较小，粒子种群多样性较小，收敛速度较快，PSO 算法偏向于局部收敛。学习因子 c_1、c_2 分别为个体历史最优位置和全局历史最优位置对速度迭代的影响。当 c_1 较大、c_2 较小时，粒子注重自我学习，PSO 算法的全局搜索能力更强；当 c_1 较小、c_2 较大时，粒子注重群体学习，PSO 算法的局部搜索能力更强。

综上，为使惯性权重和学习因子在全局寻优和局部寻优之间达到平衡，同时考虑到算法的计算量，本文提出自适应调节惯性权重和学习因子的方法。当 $x_{ij}^t=g_{\text{best}j}^t$ 时，表示粒子为全局历史最优粒子，此时对其进行反向学习防止陷入局部最优，即令 $\omega\in(-1,0)$；当 $x_{ij}^t=p_{\text{best}ij}^t$ 时，表示粒子在上次迭代中寻优成功，此时令粒子注重局部寻优和快速收敛，提高算法的收敛速度和收敛精度，即 ω 取较小值、c_1 取较小值、c_2 取较大值；当 $x_{ij}^t\neq p_{\text{best}ij}^t$ 时，表示粒子在上次迭代中未寻优成功，此时粒子应更注重全局寻优和种群多样性，提高算法跳出局部寻优能力，即 ω 取较大值、c_1 取较大值、c_2 取较小值。惯性权重 ω 和学习因子 c_1、c_2 可分别表示为

$$\begin{cases}\omega=\omega_{\text{neg}},c_1=0,c_2=0 & x_{ij}^t=g_{\text{best}j}^t\\ \omega=\omega_{\min},c_1=c_{\min},c_2=c_{\max} & x_{ij}^t\neq g_{\text{best}j}^t,x_{ij}^t=p_{\text{best}ij}^t\\ \omega=\omega_{\max},c_1=c_{\max},c_2=c_{\min} & x_{ij}^t\neq g_{\text{best}j}^t,x_{ij}^t\neq p_{\text{best}ij}^t\end{cases}\tag{7}$$

式中：ω_{neg} 为进行反向学习时的惯性权重；$\omega_{\max}$、$\omega_{\min}$ 分别为惯性权重的较大值和较小值；$c_{\max}$、$c_{\min}$ 分别为学习因子的较大值和较小值。粒子移动示意如图 2 所示，融合反向学习的 APSO 算法流程如图 3 所示。

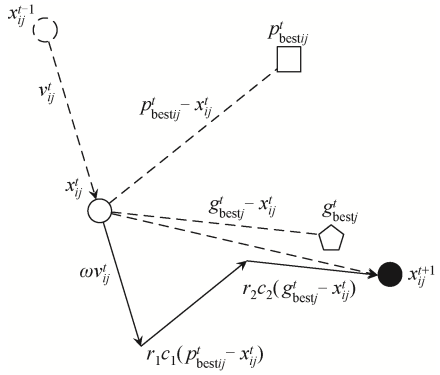


图 2 粒子移动示意

Fig. 2 Schematic of particle moving

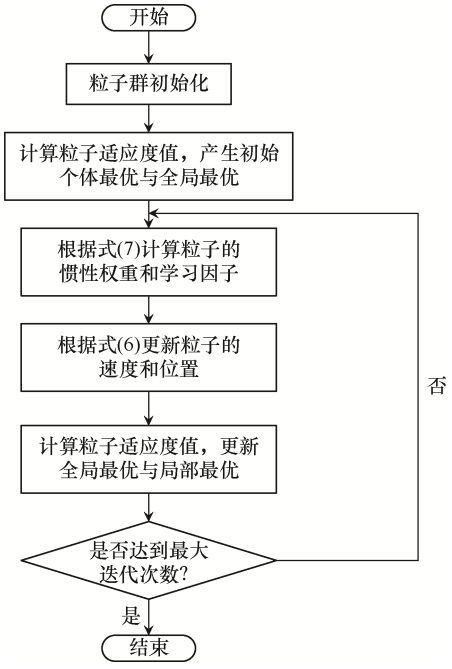


图 3　APSO 算法流程

Fig. 3 Flow chart of APSO algorithm

3　PMSM 在线参数辨识

3.1 逆变器误差电压

考虑逆变器非线性因素，逆变器给定电压和实际输出电压之间存在误差，dq 坐标系下误差电压方程通常被表述为[12]

$$\begin{cases} u_d = u_d^* - U_{\text{dead}} D_d \\ u_q = u_q^* - U_{\text{dead}} D_q \end{cases} \tag{8}$$

$$U_{\text{dead}} = \frac{1}{3}\left(\frac{2(T_{\text{on}} + T_{\text{d}} - T_{\text{off}})}{T_{\text{s}}} U_{\text{dc}} - u_{\text{s}} + u_{\text{d}} \right) \tag{9}$$

$$\begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{e}}) & \cos\left(\theta_{\text{e}} - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_{\text{e}} + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin(\theta_{\text{e}}) & -\sin\left(\theta_{\text{e}} - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_{\text{e}} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{sign}(i_{\text{as}}) \\ \text{sign}(i_{\text{bs}}) \\ \text{sign}(i_{\text{cs}}) \end{bmatrix} \tag{10}$$

式中：u_d^*、u_q^* 分别为 d、q 轴电压给定值；U_{dead} 为逆变器非线性因素导致的误差电压幅值；D_d、D_q 分别为误差电压 d、q 轴分量；T_{on}、T_{off} 分别为逆变器开关器件导通和关断时间；T_{d} 为逆变器设置死区时间；U_{dc} 为逆变器直流侧电压；u_s 为开关器件导通压降；u_d 为续流二极管导通压降；θ_{e} 为 PMSM 转子电角度；i_{as}、i_{bs}、i_{cs} 分别为 PMSM 定子三相电流；$sign(\cdot)$ 为符号函数。

由式(8)可得误差电压 d、q 轴分量 D_d、D_q 随定子三相电流方向和 PMSM 转子电角度变化的表达式，具体见表 1。表中，γ 为定子电流矢量与 d 轴的夹角。

表 1　误差电压 *d*、*q* 轴分量表达式

Tab. 1 Expressions of error voltage components under *d*- and *q*-axis

θ_{e}	sign(·)			D_d	D_q
	i_{as}	i_{bs}	i_{cs}		
$-\pi/6-\gamma \sim \pi/6-\gamma$	1	−1	−1	$\sin(\theta_{\text{e}})$	$\cos(\theta_{\text{e}})$
$\pi/6-\gamma \sim \pi/2-\gamma$	1	−1	1	$\sin(\theta_{\text{e}}-\pi/3)$	$\cos(\theta_{\text{e}}-\pi/3)$
$\pi/2-\gamma \sim 5\pi/6-\gamma$	−1	−1	1	$\sin(\theta_{\text{e}}-2\pi/3)$	$\cos(\theta_{\text{e}}-2\pi/3)$
$5\pi/6-\gamma \sim 7\pi/6-\gamma$	−1	1	1	$\sin(\theta_{\text{e}}-\pi)$	$\cos(\theta_{\text{e}}-\pi)$
$7\pi/6-\gamma \sim 9\pi/6-\gamma$	−1	1	−1	$\sin(\theta_{\text{e}}-4\pi/3)$	$\cos(\theta_{\text{e}}-4\pi/3)$
$9\pi/6-\gamma \sim 11\pi/6-\gamma$	1	1	−1	$\sin(\theta_{\text{e}}-5\pi/3)$	$\cos(\theta_{\text{e}}-5\pi/3)$

由表 1 可知，误差电压 d、q 轴分量包含直流量和 6 次谐波分量。若不能对逆变器非线性因素造成的误差进行有效补偿，将会影响参数辨识精度。

3.2 考虑误差电压的 PMSM 模型

由式(5)和式(8)可得，考虑逆变器误差电压的 PMSM 数学模型为

$$\begin{cases} u_d^* = R_{\text{s}} i_d + L_{d,\text{inc}} \dfrac{\text{d}i_d}{\text{d}t} - \omega_{\text{e}} L_{q,\text{app}} i_q + U_{\text{dead}} D_d \\ u_q^* = R_{\text{s}} i_q + L_{q,\text{inc}} \dfrac{\text{d}i_d}{\text{d}t} + \omega_{\text{e}} L_{d,\text{app}} i_d + \omega_{\text{e}} \psi_{\text{f}} + U_{\text{dead}} D_q \end{cases} \tag{11}$$

对应的稳态方程可表示为

$$\begin{cases} u_d^* = R_s i_d - \omega_e L_{q,app} i_q + U_{dead} D_d \\ u_q^* = R_s i_q + \omega_e L_{d,app} i_d + \omega_e \psi_f + U_{dead} D_q \end{cases} \tag{12}$$

离散化式(12)可得

$$\begin{cases} u_d^*(k) = R_s i_d(k) - \omega_e(k) L_{q,app} i_q(k) + U_{dead}(k) D_d(k) \\ u_q^*(k) = R_s i_q(k) + \omega_e(k) L_{d,app} i_d(k) + \omega_e(k)\psi_f + \\ \qquad U_{dead}(k) D_q(k) \end{cases} \tag{13}$$

为了解决欠秩问题，本文采用向 d 轴注入弱磁电流策略，通过在短时间内向 d 轴注入 $i_d<0$ 的 d 轴弱磁电流，得到新的定子电压方程。通常，当 d 轴电流小于 0 时，d 轴磁链处于非饱和区，d 轴电感变化量较小，可近似认为 2 种 d 轴电流情况下 $L_{d,app}$、$L_{d,inc}$ 保持不变。采集 2 种不同电流状态下的数据，得到的 4 阶参考模型为

$$\begin{cases} u_{d0}^*(k) = R_s i_{d0}(k) - \omega_e(k) L_{q,app} i_{q0}(k) - \\ \qquad U_{dead}(k) D_{d0}(k) \\ u_{q0}^*(k) = R_s i_{q0}(k) + \omega_e(k) L_{d,app} i_{d0}(k) + \omega_e(k)\psi_f - \\ \qquad U_{dead}(k) D_{q0}(k) \\ u_{d1}^*(k) = R_s i_{d1}(k) - \omega_e(k) L_{q,app} i_{q1}(k) - \\ \qquad U_{dead}(k) D_{d1}(k) \\ u_{q1}^*(k) = R_s i_{q1}(k) + \omega_e(k) L_{d,app} i_{d1}(k) + \omega_e(k)\psi_f - \\ \qquad U_{dead}(k) D_{q1}(k) \end{cases} \tag{14}$$

式中：$u_{d0}^*(k)$、$u_{q0}^*(k)$、$i_{d0}(k)$、$i_{q0}(k)$、$D_{d0}(k)$、$D_{q0}(k)$ 均为未注入 d 轴电流时第 k 次的采样数据；$u_{d1}^*(k)$、$u_{q1}^*(k)$、$i_{d1}(k)$、$i_{q1}(k)$、$D_{d1}(k)$、$D_{q1}(k)$ 均为注入 d 轴电流时第 k 次的采样数据。

但此时式(14)的参考模型仍欠秩，而定子电阻 R_s 可在离线状态下通过简单测量得到较精确的真实值，故 R_s 可视为定值，只需对 $L_{d,app}$、$L_{q,app}$、ψ_f、U_{dead} 进行辨识，使参考模型满秩。

通过式(14)的参考模型辨识 $L_{d,app}$、$L_{q,app}$、ψ_f、U_{dead}，但稳态方程下不能辨识 $L_{d,inc}$、$L_{q,inc}$。由式(11)可知，当电机运行时向电机注入电压得到相应的电流微分，即可获得 $L_{d,inc}$、$L_{q,inc}$ 的辨识方程。因此本文采用注入高频方波电压策略辨识 $L_{d,inc}$、$L_{q,inc}$。在高频信号注入状态下，当注入信号频率≫电机电角速度时，在 1 个高频信号注入周期内电机的角速度和电流变化很小，致使电阻压降、旋转电动势和非线性误差电压的变化量也很小，可忽略不计。对应高频注入激励下的电机模型为高频数学模型，其对应的电感为增量电感。因电机交直轴之间存在共用磁路，从而产生交叉耦合现象，表现在 d、q 轴电感上为 d、q 轴电感间存在交叉耦合互感。PMSM 高频电压方程为

$$\begin{cases} u_{dh} = L_{d,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{dh}}{\mathrm{d}t} + L_{dq,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{qh}}{\mathrm{d}t} \\ u_{qh} = L_{dq,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{dh}}{\mathrm{d}t} + L_{q,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{qh}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{15}$$

式中：u_{dh}、u_{qh} 均为高频电压；i_{dh}、i_{qh} 均为高频电流；$L_{d,inc}$、$L_{q,inc}$ 和 $L_{dq,inc}$ 分别为 d、q 轴和 d、q 轴交叉耦合增量电感。

在不同时刻分别向 d、q 轴注入高频方波电压

$$\begin{cases} u_{dh0} = U_{in} \\ u_{qh0} = 0 \\ u_{dh1} = 0 \\ u_{qh1} = U_{in} \end{cases} \tag{16}$$

式中，U_{in} 为高频方波电压信号，其频率是载波频率的 1/2，幅值为 U_h。据此可得高频信号下的数学方程为

$$\begin{cases} U_{in} = L_{d,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{dh0}}{\mathrm{d}t} + L_{dq,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{qh0}}{\mathrm{d}t} \\ 0 = L_{dq,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{dh0}}{\mathrm{d}t} + L_{q,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{qh0}}{\mathrm{d}t} \\ 0 = L_{d,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{dh1}}{\mathrm{d}t} + L_{dq,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{qh1}}{\mathrm{d}t} \\ U_{in} = L_{dq,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{dh1}}{\mathrm{d}t} + L_{q,inc} \dfrac{\mathrm{d}i_{qh1}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{17}$$

式中：i_{dh0}、i_{qh0} 均为 d 轴注入高频方波电压时的高频电流；i_{dh1}、i_{qh1} 均为 q 轴注入高频方波电压时的高频电流。

离散化式(17)可得

$$\begin{cases} U_h \mathrm{sign}(k) = L_{d,inc} \Delta i_{dh0}(k)/T_s + L_{dq,inc} \Delta i_{qh0}(k)/T_s \\ 0 = L_{dq,inc} \Delta i_{dh0}(k)/T_s + L_{q,inc} \Delta i_{qh0}(k)/T_s \\ 0 = L_{d,inc} \Delta i_{dh1}(k)/T_s + L_{dq,inc} \Delta i_{qh1}(k)/T_s \\ U_h \mathrm{sign}(k) = L_{dq,inc} \Delta i_{dh1}(k)/T_s + L_{q,inc} \Delta i_{qh1}(k)/T_s \end{cases} \tag{18}$$

式中：$\Delta i_{d\mathrm{h}0}(k)$、$\Delta i_{q\mathrm{h}0}(k)$ 均为向 d 轴注入高频方波电压时，d、q 轴高频电流增量在第 k 次的采样值；$\Delta i_{d\mathrm{h}1}(k)$、$\Delta i_{q\mathrm{h}1}(k)$ 均为向 q 轴注入高频方波电压时，d、q 轴高频电流增量在第 k 次的采样值。得到参考模型后，将 $L_{d,\mathrm{app}}$、$L_{d,\mathrm{inc}}$、$L_{q,\mathrm{app}}$、$L_{q,\mathrm{inc}}$、ψ_{f}、U_{dead} 作为待辨识参数，根据式(14)和式(18)建立相同结构的可调模型，即

$$\begin{cases}\hat{u}_{d0}^{*}(k)=R_{\mathrm{s}}i_{d0}(k)-\omega_{\mathrm{e}}(k)\hat{L}_{q,\mathrm{app}}i_{q0}(k)-\\ \qquad\hat{U}_{\mathrm{dead}}(k)D_{d0}(k)\\ \hat{u}_{q0}^{*}(k)=R_{\mathrm{s}}i_{q0}(k)+\omega_{\mathrm{e}}(k)\hat{L}_{d,\mathrm{app}}i_{d0}(k)+\\ \qquad\omega_{\mathrm{e}}(k)\hat{\psi}_{\mathrm{f}}-\hat{U}_{\mathrm{dead}}(k)D_{q0}(k)\\ \hat{u}_{d1}^{*}(k)=R_{\mathrm{s}}i_{d1}(k)-\omega_{\mathrm{e}}(k)\hat{L}_{q,\mathrm{app}}i_{q1}(k)-\\ \qquad\hat{U}_{\mathrm{dead}}(k)D_{d1}(k)\\ \hat{u}_{q1}^{*}(k)=R_{\mathrm{s}}i_{q1}(k)+\omega_{\mathrm{e}}(k)\hat{L}_{d,\mathrm{app}}i_{d1}(k)+\\ \qquad\omega_{\mathrm{e}}(k)\hat{\psi}_{\mathrm{f}}-\hat{U}_{\mathrm{dead}}(k)D_{q1}(k)\\ \hat{u}_{d\mathrm{h}0}(k)=\hat{L}_{d,\mathrm{inc}}\Delta i_{d\mathrm{h}0}(k)/T_{\mathrm{s}}+\hat{L}_{dq,\mathrm{inc}}\Delta i_{q\mathrm{h}0}(k)/T_{\mathrm{s}}\\ \hat{u}_{q\mathrm{h}0}(k)=\hat{L}_{dq,\mathrm{inc}}\Delta i_{d\mathrm{h}0}(k)/T_{\mathrm{s}}+\hat{L}_{q,\mathrm{inc}}\Delta i_{q\mathrm{h}0}(k)/T_{\mathrm{s}}\\ \hat{u}_{d\mathrm{h}1}(k)=\hat{L}_{d,\mathrm{inc}}\Delta i_{d\mathrm{h}1}(k)/T_{\mathrm{s}}+\hat{L}_{dq,\mathrm{inc}}\Delta i_{q\mathrm{h}1}(k)/T_{\mathrm{s}}\\ \hat{u}_{q\mathrm{h}1}(k)=\hat{L}_{dq,\mathrm{inc}}\Delta i_{d\mathrm{h}1}(k)/T_{\mathrm{s}}+\hat{L}_{q,\mathrm{inc}}\Delta i_{q\mathrm{h}1}(k)/T_{\mathrm{s}}\end{cases}\tag{19}$$

式中：$\hat{u}_{d0}^{*}(k)$、$\hat{u}_{q0}^{*}(k)$、$\hat{u}_{d1}^{*}(k)$、$\hat{u}_{q1}^{*}(k)$、$\hat{u}_{d\mathrm{h}0}(k)$、$\hat{u}_{q\mathrm{h}0}(k)$、$\hat{u}_{d\mathrm{h}1}(k)$、$\hat{u}_{q\mathrm{h}1}(k)$ 分别为 d、q 轴定子电压直流量和注入高频量的估计值；$\hat{L}_{d,\mathrm{app}}$、$\hat{L}_{d,\mathrm{inc}}$、$\hat{L}_{q,\mathrm{app}}$、$\hat{L}_{q,\mathrm{inc}}$、$\hat{\psi}_{\mathrm{f}}$、$\hat{U}_{\mathrm{dead}}$、$\hat{L}_{dq,\mathrm{inc}}$ 均为待辨识参数的估计值。

3.3 PMSM 在线参数辨识策略

基于 APSO 算法的 PMSM 在线参数辨识策略是通过建立电机参考模型输出和可调模型输出差值的适应度函数，通过 APSO 算法寻优，找到合适的待辨识参数估计值使得适应度函数最小，此时认为待辨识参数估计值收敛于参数实际值。

将 d、q 轴定子电压直流量和注入高频量作为模型输出，建立适应度函数

$$f(\hat{L}_{d,\mathrm{app}},\hat{L}_{d,\mathrm{inc}},\hat{L}_{q,\mathrm{app}},\hat{L}_{q,\mathrm{inc}},\hat{\psi}_{\mathrm{f}},\hat{U}_{\mathrm{dead}})=\sum_{k=1}^{N}\Delta U(k)^{\mathrm{T}}\cdot\Delta U(k)\tag{20}$$

式中，$\Delta U(k)=\begin{bmatrix}u_{d0}^{*}(k)-\hat{u}_{d0}^{*}(k)\\ u_{q0}^{*}(k)-\hat{u}_{q0}^{*}(k)\\ u_{d1}^{*}(k)-\hat{u}_{d1}^{*}(k)\\ u_{q1}^{*}(k)-\hat{u}_{q1}^{*}(k)\\ U_{\mathrm{h}}\mathrm{sign}(k)-\hat{u}_{d\mathrm{h}0}(k)\\ \hat{u}_{q\mathrm{h}0}(k)\\ \hat{u}_{d\mathrm{h}1}(k)\\ U_{\mathrm{h}}\mathrm{sign}(k)-\hat{u}_{q\mathrm{h}1}(k)\end{bmatrix}$。

PMSM 在线参数辨识流程如图 4 所示。

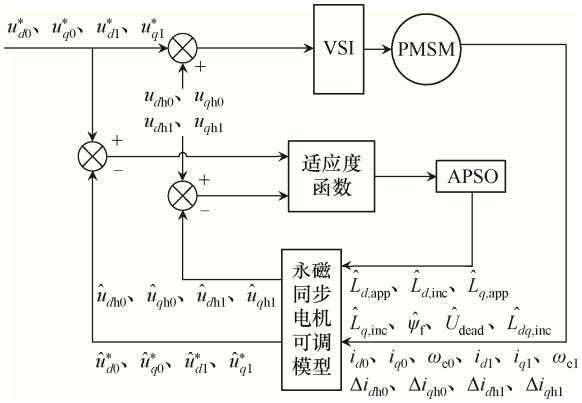


图 4　PMSM 参数辨识流程

Fig. 4 Flow chart of parameter identification of PMSM

4　实验验证

为了验证本文提出方案的有效性和可行性，基于 PMSM 搭建实验平台，如图 5 所示。由图可知，该平台由被测 PMSM 及其对拖电机、驱动对拖电机的变频器、搭载 TMS320F28379D 的逆变器控制

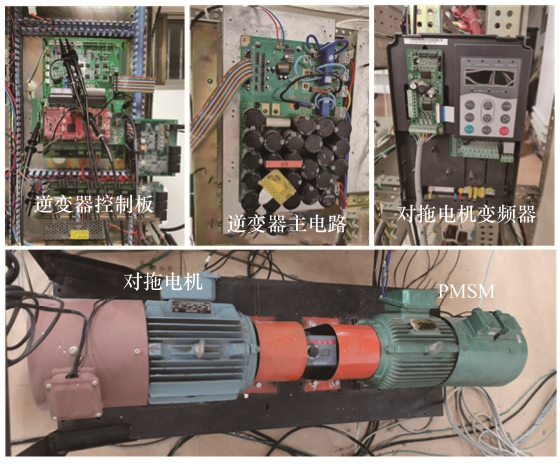


图 5　实验平台

Fig. 5 Experimental platform

板和逆变器主电路组成。PMSM 控制系统结构如图 6 所示，PMSM 标称参数见表 2。实验中直流母线电压为 580 V，PWM 频率为 10 kHz。

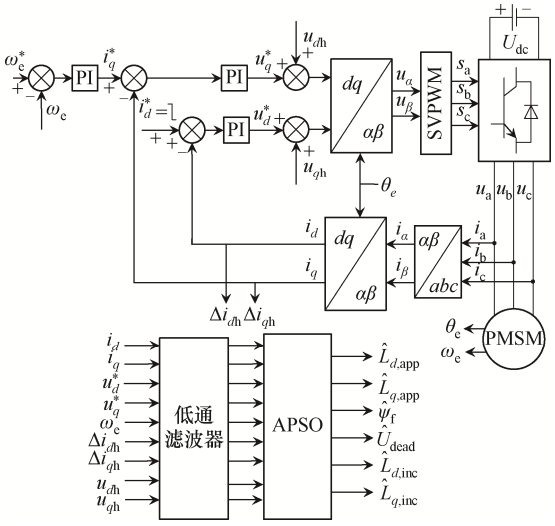


图 6 PMSM 控制系统框图

Fig. 6 Block diagram of control system of PMSM

表 2 永磁同步电机参数

Tab. 2 Parameters of PMSM

参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	3.63
d 轴电感 L_d/mH	53
q 轴电感 L_q/mH	190
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.718
极对数 n_p	2
额定功率 P_N/kW	3
额定频率 f_N/Hz	50
额定电流 I_N/A	6.2

在转速为 600 r/min、转矩为 6.5 N·m 的工况下分别使用 PSO 算法和本文 APSO 算法进行参数辨识。辨识算法种群数为 200、迭代次数为 200、结果取 100 次辨识平均值。适应度函数曲线如图 7 所示，参数辨识结果见表 3。

由图 7 可知，本文所提 APSO 算法迭代 75 次左右时稳定，而 PSO 算法在迭代到 150 次左右时才稳定；PSO 算法在 100 次辨识中有 20 次收敛于局部最优，而 APSO 算法在 100 次辨识中均无局部收敛。因此，相较于 PSO 算法，APSO 具有收敛速度更快且不易局部收敛的特点。由表 3 可知，APSO 算法辨识精度更高。

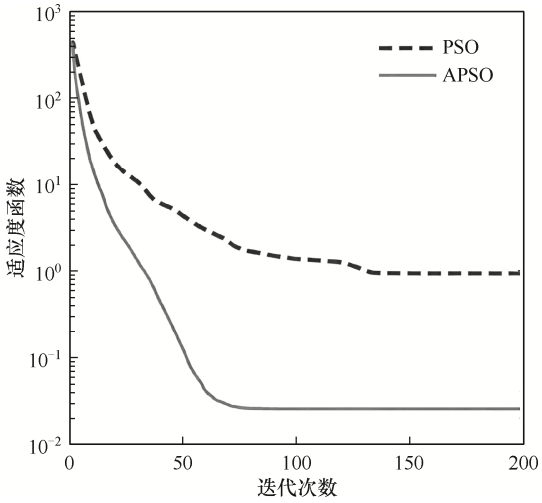


图 7 适应度函数曲线

Fig. 7 Fitness function curve

表 3 参数辨识结果

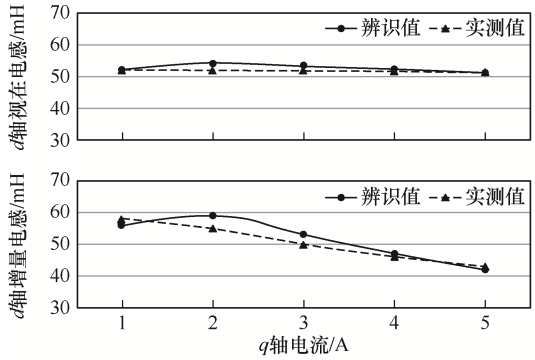
Tab. 3 Result of parameter identification

参数	给定值	辨识值		误差	
		APSO	PSO	APSO	PSO
$L_{d,app}$/mH	53.000	53.543	54.998	1.020%	3.770%
$L_{q,app}$/mH	190.000	190.510	190.700	0.267%	0.366%
ψ_f/Wb	0.718 00	0.726 21	0.730 44	1.140%	1.730%
$\hat{U}_{dead}$/V	—	15.392	14.937	—	—
$L_{d,app}$/mH	—	53.610	53.610	—	—
$L_{q,app}$/mH	—	78.037	78.037	—	—

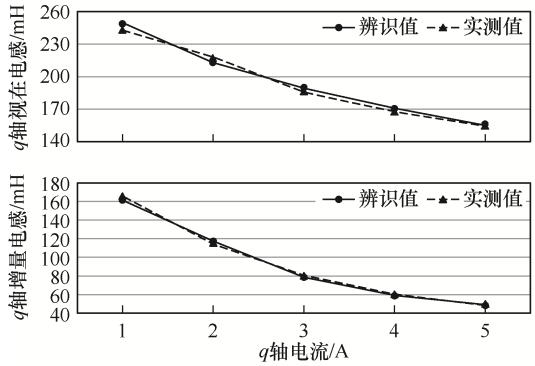
保持电机转速为 600 r/min 不变，使用 APSO 算法在不同 q 轴电流情况下对电机进行参数辨识。通过文献[14]中的方法对电机进行离线辨识，获得电机在相应 q 轴电流下 $L_{d,app}$、$L_{d,inc}$、$L_{q,app}$、$L_{q,inc}$ 的实测值；通过文献[15]中的方法获得电机在相应 q 轴电流下 U_{dead} 幅值实测值。将上述参数实际值和对应的 $u_q^*(k)$ 和 $i_q(k)$ 分别代入式(13)中，可求得相应的磁链值 ψ_f。不同工况下参数辨识结果如图 8 所示。

通过图 8(a)和(b)可知，由于磁饱和效应，q 轴视在电感>增量电感，且随着 q 轴电流的增大，q 轴磁链饱和程度加深，视在电感和增量电感逐渐减小；d 轴磁链处于线性区，d 轴视在电感和增量电感随电流变化较小且两者大小接近。但由于 d、q 轴间共有磁路的存在，当 q 轴磁链深度饱和时，d 轴增量电感也会呈现减小趋势。例如，文献[16]测

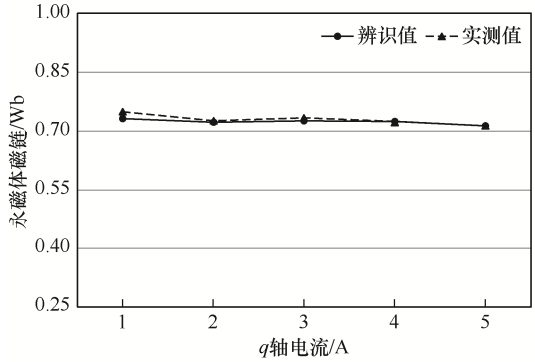
量的 PMSM 视在电感和增量电感呈现相同趋势。由图 8(c)可知，永磁体磁链变化主要受温度影响，当电流变化时，永磁体磁链变化幅度较小。由图 8(d)可知，非线性误差电压在电流较小时随着电流增大而增大；在电流较大时非线性误差电压逐渐趋于恒定。经实验验证，当电机 q 轴电流改变、电机和逆变器参数变化时，本文所提参数辨识方案可实现对 $L_{d,\mathrm{app}}$、$L_{d,\mathrm{inc}}$、$L_{q,\mathrm{app}}$、$L_{q,\mathrm{inc}}$、ψ_{f}、U_{dead} 等参数的辨识，在不同电流下参数辨识值和实测值平均相对误差分别为 1.5%、5.1%、1.5%、2.8%、0.9%、4.2%，方案具备较高的辨识精度。



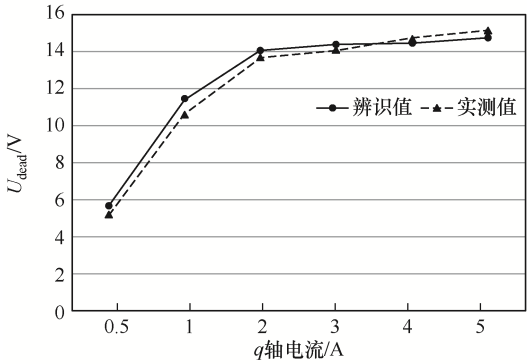
(a) d轴视在电感和增量电感



(b) q轴视在电感和增量电感



(c) 永磁体磁链



(d) 误差电压

图 8　不同工况下参数辨识结果

Fig. 8 Result of parameter identification under different operating conditions

5　结语

本文首先考虑了磁路饱和效应导致视在电感和增量电感不相同，通过区分视在电感和增量电感，构建了新的 PMSM 模型；其次考虑了逆变器非线性导致的误差电压造成的不利影响，将误差电压作为新的待辨识参数进行辨识，克服了其不利影响；最后通过注入 d 轴电流和 d、q 轴高频方波电压法得到了满秩的参数辨识模型。本文提出的融合反向学习的自适应粒子群优化算法，不仅提升了算法跳出局部最优的能力，而且提升了算法的收敛速度。经实验验证，本文方案能够有效辨识 PMSM 参数。

参考文献：

[1] 潘子峻, 李建贵, 王隆扬, 等. 基于旋转无线输电系统的电机闭环控制[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 207-215.
Pan Zijun, Li Jiangui, Wang Longyang, et al. Closed-loop control of motor based on rotational wireless power transfer system [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 207-215. (in Chinese)

[2] 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 synch-

ronous motors based on Gaussian process regression [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 172-181. (in Chinese)

[3] 马铱林, 袁浩, 尹威, 等. 考虑等效电磁损耗电阻偏移的永磁同步电机直流信号注入在线参数辨识方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6015-6026.
Ma Yilin, Yuan Hao, Yin Wei, et al. DC-signal-injection-based online parameters identification for permanent magnet synchronous machine considering variation of equivalent electromagnetic loss resistance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6015-6026. (in Chinese)

[4] 董召强, 徐秋霞, 高瑾. 基于最小二乘法和硬件在环平台的永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 57-62.
Dong Zhaoqiang, Xu Qiuxia, Gao Jin. Parameters identification of PMSM based on recurrence least square and hardware in the loop platform [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(6): 57-62. (in Chinese)

[5] Liu Zhaohua, Wei Hualiang, Zhong Qingchang, et al. GPU implementation of DPSO-RE algorithm for parameters identification of surface PMSM considering VSI nonlinearity [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1334-1345.

[6] Xiao Xi, Xu Qingsong, Tao Jun, et al. An improved method of interior permanent magnet synchronous motor parameter identification based on particle swarm optimization [C]// 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Lille, France, 2013: 1-9.

[7] 程翔鹏, 刘进军, 邵钰, 等. 峰值电流控制 Buck 变换器高频建模及结合遗传算法的控制器优化设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 217-232.
Cheng Xiangpeng, Liu Jinjun, Shao Yu, et al. High-frequency modeling for peak current-model buck converters and optimal controller design by combining genetic algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 217-232. (in Chinese)

[8] 肖义平, 赵云峰. 基于混沌映射和高斯扰动的改进粒子群优化算法 MPPT 控制策略研究[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 96-104.
Xiao Yiping, Zhao Yunfeng. Research on MPPT control strategy based on improved PSO algorithm using chaotic mapping and Gaussian perturbation [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 96-104. (in Chinese)

[9] 傅小利, 顾红兵, 陈国呈, 等. 基于柯西变异粒子群算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 127-131.
Fu Xiaoli, Gu Hongbing, Chen Guocheng, et al. Permanent magnet synchronous motors parameters identification based on cauchy mutation particle swarm optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 127-131. (in Chinese)

[10] 张存山. 永磁无刷牵引电机电磁性能研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2006.
Zhang Cunshan. Research on the electromagnic performance of permanent magnet brushless traction motors [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2006. (in Chinese)

[11] 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): 4329-4339.
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): 4329-4339. (in Chinese)

[12] 王小鹏, 朱天亮, 程东亮, 等. 基于相电压反馈的三电平逆变器死区补偿[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 48-56.
Wang Xiaopeng, Zhu Tianliang, Cheng Dongliang, et al. Three-level inverter dead-time compensation based on phase voltage feedback [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(2): 48-56. (in Chinese)

[13] Kennedy J, Eberhart R. Particle swarm optimization [C]// Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks. Perth, WA, Australia, 2002: 1942-1948.

[14] 曹艳玲, 文彦东. 永磁同步电机直交轴电感参数离线测量方法[J]. 微电机, 2016, 49(2): 41-44, 64.
Cao Yanling, Wen Yandong. Offline measurement method of *dq*-axis inductances for permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2016, 49(2): 41-44, 64. (in Chinese)

(下转第 339 页)

power balance of hybrid nine-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 67-75. (in Chinese)

[18] 陈仲, 那显龙, 许亚明, 等. 基于控制自由度组合的级联H桥逆变器PD功率均衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 6951-6961.
Chen Zhong, Na Xianlong, Xu Yaming, et al. Power balance control method with phase disposition for cascaded H-bridge inverter based on control degrees of freedom combination [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6951-6961. (in Chinese)

[19] 李国华, 李应东, 邬泽华. 级联H桥逆变器功率与开关损耗双均衡自由度优化控制方法[J]. 电网技术, 2023, 47(6): 2433-2442.
Li Guohua, Li Yingdong, Wu Zehua. Freedom optimal control of cascaded H-bridge inverter power and switching loss double balance [J]. Power System Technology, 2023, 47(6): 2433-2442. (in Chinese)

[20] 解良彬, 向月, 王世谦, 等. 计及经济性与可靠性的台区储能优化配置[J]. 电力工程技术, 2024, 43(4): 56-66, 87.
Xie Liangbin, Xiang Yue, Wang Shiqian, et al. Optimization configuration of energy storage in distribution feeders considering economy and reliability [J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2024, 43(4): 56-66, 87. (in Chinese)

[21] 段军, 谢晔源, 姜田贵, 等. 模块化多电平换流阀可靠性研究与设计优化[J]. 电力工程技术, 2018, 37(2): 38-43.
Duan Jun, Xie Yeyuan, Jiang Tiangui, et al. Reliability research and design optimization of modular multilevel converter [J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(2): 38-43. (in Chinese)



金鑫

作者简介：

金鑫(2001—　)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子可靠性建模，热损耗分析。E-mail：220232863@seu.edu.cn。

邹志翔(1985—　)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：新型电力系统，稳定性分析。E-mail：zzou@ seu.edu.cn。

刘鑫磊(1999—　)，男，博士研究生。研究方向：模块化多电平换流器，光伏并网逆变器。E-mail：liuxinlei@seu.edu.cn。

Giampaolo Buticchi(1985—　)，男，博士，教授。研究方向：用于电动飞机的直流配电系统和电力电子设备，高性能电驱动装置。E-mail：Giampaolo.Buticchi@nottingham.edu.cn。

马柯(1985—　)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：新能源发电，电力电子可靠性理论与设计方法。E-mail：kema@sjtu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)

(上接第 312 页)

[15] 陈斌, 王婷, 吕征宇, 等. 电压型逆变器非线性的分析及补偿[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 24-30.
Chen Bin, Wang Ting, Lü Zhengyu, et al. The analysis and compensation of voltage source inverter nonlinearity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 24-30. (in Chinese)

[16] 王海燕, 孙涛, 熊端锋, 等. 车用永磁同步电机电感参数的精细化分析[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 65-70.
Wang Haiyan, Sun Tao, Xiong Duanfeng, et al. Refined analysis of inductance parameters of permanent magnet synchronous motor for vehicle [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(10): 65-70. (in Chinese)



陈赓

作者简介：

陈赓(1999—　)，男，硕士研究生。研究方向：永磁同步电机参数辨识。E-mail：2021110358@mail.hfut.edu.cn。

杨淑英(1980—　)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：风力发电系统，电驱动系统。E-mail：yangsyhfah@163.com。

张兴(1963—　)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：新能源变流技术。E-mail：honglf@ustc.edu.cn。

(责任编辑：耿越)