DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.264 中图分类号：TM46 文献标志码：A

基于数据驱动模型的永磁同步电机宽温度范围转矩补偿方法

边元均[1,2]，温旭辉[1,2]，范 涛[1,2]，李鸿扬[2]，刘忠永[1,2]
(1.中国科学院大学，北京 100049；2.中国科学院电工研究所，北京 100190)

摘要：在电动汽车用永磁同步电机驱动系统中，常利用最大转矩电流比等策略实现电机运行效率优化。而基于离线数据查表和电机参数辨识等优化方法都难以同时应对电机参数饱和与永磁体温度变化的挑战。为此提出一种基于数据驱动模型的电磁转矩、最优电流角同步补偿方法。首先根据多温度离线数据建立关于磁链的响应面模型，通过对磁链偏差参数的最小二乘辨识将在线状态信息与离线模型相融合以获得电机的宽温度转矩模型。随后基于该模型实现电磁转矩补偿和最优电流角在线寻优。最后通过实验证实，在响应速度不逊于查表法的前提下，所提方法使永磁同步电机在宽温度范围内获得更好的电磁转矩精度和转矩电流比表现。

关键词：永磁同步电机；参数辨识；最大转矩电流比；数据驱动模型；电磁转矩补偿

Torque Compensation Method for PMSM over Wide Temperature Range Based on Data-driven Model

BIAN Yuanjun[1,2], WEN Xuhui[1,2], FAN Tao[1,2], LI Hongyang[2], LIU Zhongyong[1,2]
(1. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 2. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: In the drive system for a permanent magnet synchronous motor (PMSM) used in electric vehicles, optimization strategies such as maximum torque per ampere (MTPA) are often applied to optimize the motor's operating efficiency. However, the optimization methods based on offline data look-up table and motor parameter identification are difficult to cope with the challenges of motor parameter saturation and permanent magnet temperature change at the same time. In this paper, a method of synchronous compensation of electromagnetic torque and optimal current angle based on data-driven model is proposed. First, a response surface model of flux linkage is established based on the multi-temperature offline data, and a wide-temperature torque model of the motor is obtained by combining the online status information with the offline model through the least square identification of flux linkage error parameters. Then, the electromagnetic torque compensation and online current angle optimization are realized based on this model. Finally, experimental results show that under the premise that the response speed of the proposed method is not inferior to that of the lookup table method, the novel method allows the PMSM to obtain better electromagnetic torque accuracy and torque per ampere over the wide temperature range.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); parameter identification; maximum torque per ampere; data-driven model; electromagnetic torque compensation

在电动汽车领域，永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)因其良好的工作效率和功率密度表现逐渐成为最受欢迎的主驱机器。PMSM 在全转矩、全转速工作域内的效率最大化和最大转矩能力的挖掘直接关系到车辆的续航里程和热管理系统匹配，一直是电驱动行业的热点问题。基于标称参数模型的解析优化法提供了简洁的最大转矩电流比 MTPA(maximum torque per ampere)控

收稿日期：2023-07-04；**修回日期：**2023-09-06；**录用日期：**2023-09-12；**网络首发日期：**2024-03-12
基金项目：国家重点研发计划资助项目(2021YFB2500600)
This work is supported by National Key R&D Program under the grant 2021YFB2500600

制策略[1-3]。但因为电机运行过程中电机参数会因铁心饱和而发生改变，离线数据表法[4]、离线搜索法[5]、有限元分析法[6]、电感多项式拟合法[7]和神经网络法[8-9]等利用离线实验数据的转矩控制方案相继被提出。考虑到这类方法仍不能应对电机永磁体温度变化带来的参数时变问题，而低成本的转子测温方案还未问世，因此多种基于电机状态估计的间接补偿法先后被提出。其中多温度表法[10]利用在线辨识的永磁磁链对不同转子温度下的离线数据表进行插值，该方法虽然可获得较高的精度但需要消耗较多的内存资源和实验成本。为应对 PMSM 电压模型欠秩的问题，基于多参数在线辨识的补偿法通常假设部分参数为标称值，无法应对参数随温度时变影响，易造成误差超出合理范围甚至使辨识过程无法收敛[11-12]。此外，电流信号注入法利用电机动态模型建立额外的独立状态方程[13-15]，但运行过程中电流导数获取对采样噪声敏感且注入电流会带来额外的转矩纹波。启发式搜索法则使电流工作点不断在周围摄动以在线获取局部最优的电流参考点[16]，方法的鲁棒性强，静态精度较高，不依赖电机参数信息，但因搜索范围限制导致收敛速度较慢，不适合工作点快速变化的场合。文献[17]提出了电压偏差补偿法利用 *d-q* 轴电压的偏差估计和非线性补偿实现高精度转矩校正，但无法保证补偿后的电流角仍为最优。

综上所述，现有方法均不能保证补偿后电流工作点仍符合 MTPA 策略。本文提出一种结合离线实验和在线参数辨识的数据驱动电磁转矩建模方法，并依此实现对转矩和最优电流角的同步补偿。所提方法根据离线获取的全工作域稳态数据建立关于空载磁链变化量的变系数响应面模型，采用遗忘因子递推最小二乘 FFRLS(forgetting factor recursive least square)算法获取的空载磁链偏差建立考虑温度变化的数据驱动转矩模型，并利用该模型对电流角进行在线优化。所提方法可实现对温度变化引起转矩偏差进行补偿的同时，保证宽温度范围转矩电流比最优。

1　标称参数公式法的电流优化策略

为简化分析，忽略磁路饱和、磁滞、涡流及导体肤效应，且不考虑温度对各参数的影响，凸极式永磁同步电机在 *d-q* 旋转坐标系下的电压方程和电磁转矩表达式分别为

$$\begin{cases} u_d = L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_\mathrm{e} L_q i_q \\ u_q = L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} - \omega_\mathrm{e} L_d i_d + \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f} \end{cases} \tag{1}$$

$$T_\mathrm{e} = \frac{3}{2} p[\psi_\mathrm{f} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{2}$$

式中：u_d、u_q 分别为直轴、交轴电压；i_d、i_q 分别为直轴、交轴电流；L_d、L_q 分别为直轴、交轴电感；ψ_f 为定子绕组交链永磁磁链幅值；ω_e 为电机同步电角速度；T_e 为电机电磁转矩；p 为电机极对数。

根据 PMSM 铜耗最优的优化准则，并假设定子电阻恒定，全工作域转矩-电流优化问题可统一描述为

$$\min_{(i_d, i_q)\in\Omega} \quad i_d^2 + i_q^2 \tag{3}$$

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} - i_\mathrm{smax} \leqslant 0 \qquad i_d \leqslant 0,\ i_q \geqslant 0 \tag{4}$$

$$\sqrt{u_d^2 + u_q^2} - \frac{u_\mathrm{dc}}{\sqrt{3}\omega_\mathrm{e}} \leqslant 0 \tag{5}$$

$$\frac{3}{2} p[\psi_\mathrm{f} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - T_\mathrm{cmd} = 0 \tag{6}$$

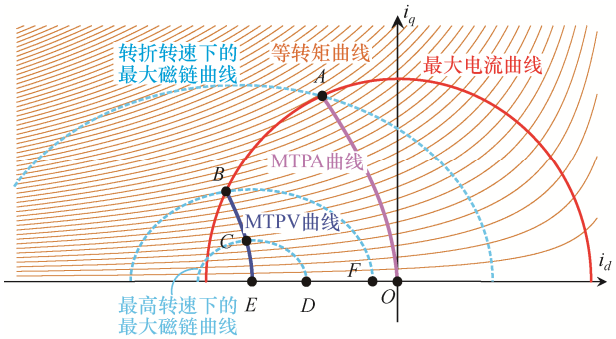
式中：i_smax 为最大允许相电流幅值；T_cmd 为目标转矩。

以内置式永磁同步电机 IPMSM(interior permanent magnet synchronous)电动模式且短路电流 ψ_f/L_d 在驱动器最大允许电流内的情况为例，根据输出电压是否达到最大限制值将 *T-n* 运行区域分隔为恒转矩区和弱磁区。PMSM 在电动模式下的转矩-电流映射如图 1 所示。图 1(b)中弱磁Ⅰ区和Ⅱ区的区别是最大转矩点分别映射至最大电流曲线和最大转矩电压比 MTPV(maximum torque per volt)曲线上。

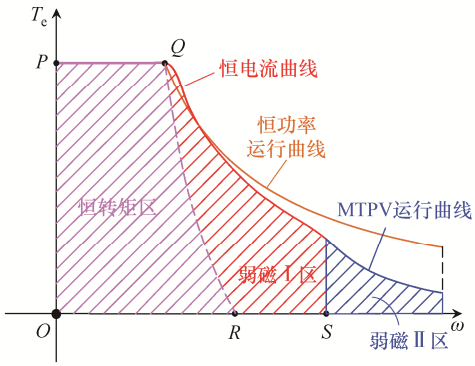
在恒转矩区，基于 MTPA 策略的转矩-电流优化问题由式(3)所示的目标函数和式(6)所示的约束条件构成，利用拉格朗日乘子法得到最优电流和电

流矢量以及 q 轴正向的夹角 γ 分别为

$$\begin{cases} i_d = \dfrac{-\psi_{\mathrm{f}} + \sqrt{\psi_{\mathrm{f}}^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_{\mathrm{s}}^2}}{4(L_d - L_q)} \\ i_q = \sqrt{i_{\mathrm{s}}^2 - i_d^2} \\ \gamma = \arcsin\dfrac{i_d}{i_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{7}$$



(a) d-q轴电流工作平面



(b) 转矩-转速工作平面

图 1 PMSM 在电动模式下的转矩-电流映射

Fig. 1 Torque-current mapping of PMSM in electric mode

2 考虑温度变化和饱和效应的响应面模型

2.1 考虑磁路饱和的磁链模型

在固定的转速和温度下，假设 PMSM 定子磁势随电流工作点变化逐渐增大。受铁心材料 *B-H* 特性曲线中饱和区的影响，电机的气隙磁密无法线性增大，最终导致电感 L_d、L_q 和永磁磁链 ψ_{f} 等参数均随电流工作点发生变化。考虑饱和效应的磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d(i_d, i_q) = \psi_{\mathrm{f}}(i_d, i_q) + L_d(i_d, i_q) i_d \\ \psi_q(i_d, i_q) = L_q(i_d, i_q) i_q \end{cases} \tag{8}$$

其中，ψ_{f} 的物理含义是永磁磁动势与定子的交链的磁链峰值，在铁心饱和情况下，其与绕组磁势产生的磁链分量无法精细区分，导致常用的辨识方法很难单独分离出式(7)中所需的永磁磁链和电感参数。

为描述铁心饱和造成的磁链-电流非线性关系，并且考虑一般 PMSM 在 q 轴磁链的非线性程度要比 d 轴更为显著，将 d 轴磁链和 q 轴电感近似为 i_d、i_q 的二次多项式函数，形如

$$\begin{cases} \psi_d(i_d, i_q) = \alpha_0 + \alpha_1 i_d + \alpha_2 i_q + \alpha_3 i_d i_q + \alpha_4 i_d^2 + \alpha_5 i_q^2 + \varepsilon_d \\ \psi_q(i_d, i_q) = (\beta_0 + \beta_1 i_d + \beta_2 i_q + \beta_3 i_d i_q + \beta_4 i_d^2 + \\ \qquad \beta_5 i_q^2) i_q + \varepsilon_q \end{cases} \tag{9}$$

式中：α_0~α_5 和 β_0~β_5 为二次回归系数；ε_d、ε_q 为 d、q 轴的建模误差。该响应面模型中的零次项 α_0 为当前温度下 PMSM 的全局空载磁链，只由电机结构和温度特性决定，与电流工作点无关。

2.2 PMSM 的宽温度转矩模型

在体现电机饱和效应的多项式建模法中通常设回归系数为固定常数，而随着 PMSM 运行过程中永磁体温度升高削弱了永磁体磁势，进而改变电流与磁链的关系。因此式(9)中的二次回归系数会随定子温度变化而发生时变。又考虑到空载磁链 α_0 与当前的永磁体温度具有一一对应关系，据此将响应面模型中 α_0 之外的系数变化均假设为空载磁链变化量 $\Delta\alpha_0$ 的二次函数，得到 d 轴磁链近似为

$$\psi_d(i_d, i_q) \doteq \begin{bmatrix} \alpha_0 + \Delta\alpha_0 \\ \alpha_{10} + \alpha_{11}\Delta\alpha_0 + \alpha_{12}\Delta\alpha_0^2 \\ \alpha_{20} + \alpha_{21}\Delta\alpha_0 + \alpha_{22}\Delta\alpha_0^2 \\ \alpha_{30} + \alpha_{31}\Delta\alpha_0 + \alpha_{32}\Delta\alpha_0^2 \\ \alpha_{40} + \alpha_{41}\Delta\alpha_0 + \alpha_{42}\Delta\alpha_0^2 \\ \alpha_{50} + \alpha_{51}\Delta\alpha_0 + \alpha_{52}\Delta\alpha_0^2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \begin{bmatrix} 1 \\ i_d \\ i_q \\ i_d^2 \\ i_d i_q \\ i_q^2 \end{bmatrix} \tag{10}$$

记状态向量为 $\boldsymbol{x}$，参数向量中 $\Delta\alpha_0$ 的零次、一次和二次系数向量分别为 $\boldsymbol{p}_0$、$\boldsymbol{p}_1$ 和 $\boldsymbol{p}_2$，得关于 $\Delta\alpha_0$ 的多项式磁链方程为

$$\psi_d(i_d, i_q) \doteq \boldsymbol{p}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x} + \Delta\alpha_0 \boldsymbol{p}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x} + \Delta\alpha_0^2 \boldsymbol{p}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x} \tag{11}$$

该建模方法实质上是将传统响应面模型的多

维空间强迫降秩，因此在远离实验数据点时不可避免地存在建模误差，模型精度与多温度点查表插值法比较接近。其中，未知的参数向量 $\boldsymbol{p}_0$、$\boldsymbol{p}_1$、$\boldsymbol{p}_2$ 可通过电机在不同温度下的离线稳态实验数据进行最小二乘回归获得，其实验流程如图 2 所示。

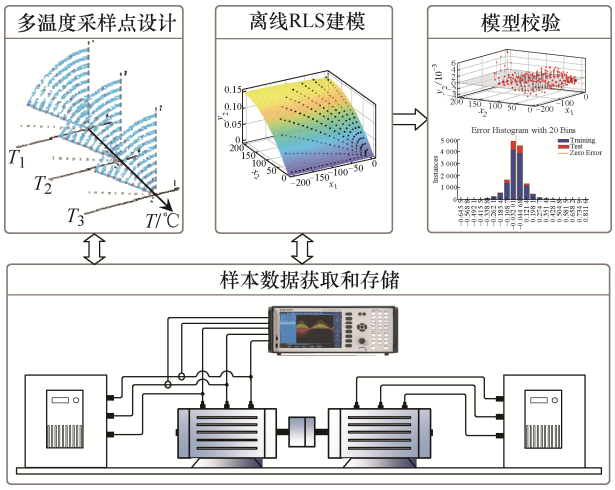


图 2　响应面模型的离线建立过程

Fig. 2 Offline establishment process of response surface model

同理，对 q 轴电感的多项式系数向量也进行关于 $\Delta\alpha_0$ 的二次回归建模，离线获取 q 轴磁链模型参数向量中的零次、一次和二次系数向量为 $\boldsymbol{p}_0'$、$\boldsymbol{p}_1'$ 和 $\boldsymbol{p}_2'$。改写后的参数方程为

$$L_q(i_d,i_q)\doteq \boldsymbol{p}_0'^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}+\Delta\alpha_0\boldsymbol{p}_1'^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}+\Delta\alpha_0^2\boldsymbol{p}_2'^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x} \tag{12}$$

$$T_{\mathrm{e}}=\frac{3}{2}p[\psi_d(i_d,i_q)i_q-L_q(i_d,i_q)i_d] \tag{13}$$

3　考虑逆变器非线性的空载磁链辨识

3.1　逆变器非线性电压补偿

在电压源型逆变器 VSI(voltage source inverter)供电的 PMSM 在线参数辨识应用中，常采用电压指令值估计电机端口电压，则有

$$\begin{cases}u_{d\mathrm{ref}}=R_{\mathrm{s}}i_d-\omega_{\mathrm{e}}\psi_q+V_{\mathrm{dz}}^d\\ u_{q\mathrm{ref}}=R_{\mathrm{s}}i_q+\omega_{\mathrm{e}}\psi_d+V_{\mathrm{dz}}^q\end{cases} \tag{14}$$

式中：$u_{d\mathrm{ref}}$、$u_{q\mathrm{ref}}$ 分别为电压指令值 d、q 轴分量；V_{dz}^d、V_{dz}^q 分别为逆变器非线性引入的 d、q 轴电压偏差。

因此，式(14)所示的电压方程中，由逆变器非线性引入的 d、q 轴电压偏差 V_{dz}^d、V_{dz}^q 无法被忽略。造成 VSI 输出电压非线性的主要因素是死区效应和饱和管压降等。VSI 在死区时间内 A 相电流路径如图 3 所示，VSI 中的非线性电压偏差如图 4 所示。图 4 中：T_{s} 为开关周期；T_{d} 为死区时间；T_{on}、T_{off} 分别为开通、关断逻辑时间；T_{ond}、T_{offd} 分别为开通、关断延时时间；U_{sat} 为绝缘栅双极晶体管 IGBT (insulated gate bipolar transistor)饱和导通压降；U_{diode} 为二极管导通压降。

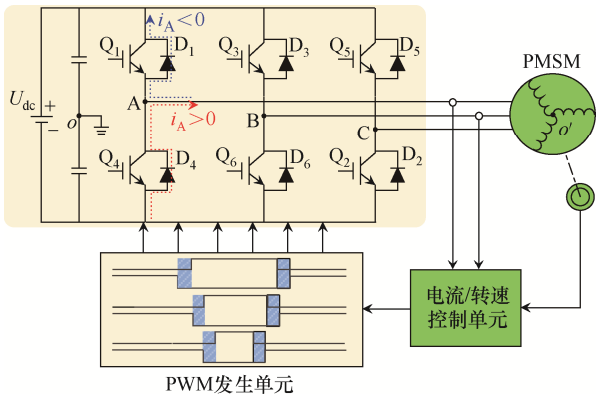


图 3　VSI 在死区时间内 A 相电流路径

Fig. 3 Path of phase-A current in dead time of VSI

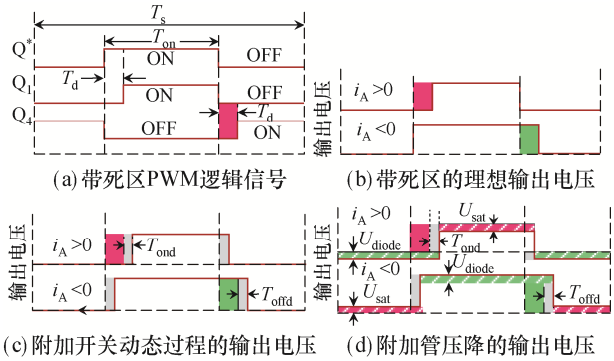


图 4　VSI 中的非线性电压偏差

Fig. 4 Nonlinear voltage error of VSI

如图 3 和图 4(c)所示，在除开关动作过程外的死区时间内，A 相桥臂上、下管 Q_1 和 Q_4 均关断，此时输出电压由其相电流 i_{A} 的方向决定。如图 4(d)所示，电流流经二极管和 IGBT 时的压差也会引起输出电压偏差。

文献[18]给出了关于 d、q 轴下电压偏差的计算方法，即

$$\begin{bmatrix} U_{\mathrm{dz}}^{d} \\ U_{\mathrm{dz}}^{q} \end{bmatrix} = \frac{4U_{\mathrm{d}}}{\pi} \cdot \begin{bmatrix} \sin\delta - \sum_{n=6K}^{\infty}\left[\frac{\sin(n\omega_{\mathrm{e}}t-\delta)}{n-1} + \frac{\sin(n\omega_{\mathrm{e}}t+\delta)}{n+1}\right] \\ -\cos\delta - \sum_{n=6K}^{\infty}\left[\frac{\cos(n\omega_{\mathrm{e}}t-\delta)}{n-1} - \frac{\cos(n\omega_{\mathrm{e}}t+\delta)}{n+1}\right] \end{bmatrix} \tag{15}$$

$$U_{\mathrm{d}} = \frac{T_{\mathrm{d}} + T_{\mathrm{ond}} - T_{\mathrm{offd}}}{T_{\mathrm{s}}}(U_{\mathrm{dc}} - U_{\mathrm{sat}} + U_{\mathrm{diode}}) + U_{\mathrm{av}} \tag{16}$$

$$U_{\mathrm{av}} = \begin{cases} \dfrac{T_{\mathrm{on}}}{T_{\mathrm{s}}}U_{\mathrm{sat}} + \dfrac{T_{\mathrm{off}}}{T_{\mathrm{s}}}U_{\mathrm{diode}} & i_{\mathrm{A}} > 0 \\ \dfrac{T_{\mathrm{off}}}{T_{\mathrm{s}}}U_{\mathrm{sat}} + \dfrac{T_{\mathrm{on}}}{T_{\mathrm{s}}}U_{\mathrm{diode}} & i_{\mathrm{A}} < 0 \end{cases} \tag{17}$$

式中：U_{d}为非线性偏差电压幅值；δ为 d、q 轴电流角；K 为正整数序列；U_{av}为开关周期内平均导通压降。

3.2 空载磁链偏差的在线辨识

式(9)所示的多项式模型是对电机全电流域内非线性特性的近似描述，为在线辨识所有参数应获取整个电流空间的电机状态，实现难度极高。首先通过离线实验获取某个温度下的全工作域状态，然后进行二次回归，再利用在线辨识空载磁链变化量 $\Delta\alpha_0$ 的方法修正各参数。将式(9)的 d 轴磁链代入式(12)中，得到关于 $\Delta\alpha_0$ 的稳态电压方程为

$$u_{q\mathrm{ref}} - U_{\mathrm{dz}}^{q} = R_{\mathrm{s}}i_q + \omega_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{p}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x} + \Delta\alpha_0\boldsymbol{p}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x} + \Delta\alpha_0^2\boldsymbol{p}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}) \tag{18}$$

据此建立关于未知参数向量 $[\Delta\alpha_0 \ \ \Delta\alpha_0^2]$ 的参数辨识问题，描述为

$$\begin{cases} y(k) = u_{q\mathrm{ref}}(k) - U_{\mathrm{dz}}^{q}(k) - R_{\mathrm{s}}i_q(k) - \omega_{\mathrm{e}}\boldsymbol{p}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(k) \\ \boldsymbol{\varphi}(k) = [\omega_{\mathrm{e}}\boldsymbol{p}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(k) \ \ \omega_{\mathrm{e}}\boldsymbol{p}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(k)]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{\theta}(k) = [\Delta\alpha_0(k) \ \ \Delta\alpha_0^2(k)]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{19}$$

式中，$y(k)$、$\boldsymbol{\varphi}(k)$和$\boldsymbol{\theta}(k)$分别为辨识系统第 k 拍的输出变量、状态向量和参数向量。FFRLS 法参数辨识递推式表示为

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \boldsymbol{P}(k)\boldsymbol{\varphi}(k)[\boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{T}}(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \\ \boldsymbol{K}(k) = \dfrac{\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{\lambda\boldsymbol{I} + \boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \\ \boldsymbol{P}(k) = \dfrac{1}{\lambda}[\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{T}}(k)]\boldsymbol{P}(k-1) \end{cases} \tag{20}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$、$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)$ 分别为辨识系统当前第 k 拍和上一拍的参数估计向量；$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵；$\boldsymbol{K}(k)$、$\boldsymbol{K}(k-1)$ 分别为当前第 k 拍和上一拍的迭代增益矩阵；$\boldsymbol{P}(k)$、$\boldsymbol{P}(k-1)$ 分别为当前第 k 拍和上一拍的协方差矩阵；λ 为遗忘因子。

关于$\Delta\alpha_0$ 的最小二乘辨识可视为一类带非线性等式约束的平差问题。如果应用式(20)进行辨识，则会导致辨识结果与先验信息发生冲突。考虑仅利用在线信息辨识$\Delta\alpha_0$，近似利用上一拍的辨识结果 $\Delta\hat{\alpha}_0(k-1)$ 的平方替代未知参数 $\Delta\alpha_0^2(k)$，同时也避免了由稳态模型辨识 2 个参数的欠秩问题。此时辨识系统的各变量变为

$$\begin{cases} y(k) = u_{q\mathrm{ref}}(k) - U_{\mathrm{dz}}^{q}(k) - R_{\mathrm{s}}i_q(k) - \omega_{\mathrm{e}}\boldsymbol{p}_0^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(k) - \\ \qquad \omega_{\mathrm{e}}\boldsymbol{p}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(k)\Delta\alpha_0^2(k-1) \\ \boldsymbol{\varphi}(k) = \omega_{\mathrm{e}}\boldsymbol{p}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(k) \\ \boldsymbol{\theta}(k) = \Delta\alpha_0(k) \end{cases} \tag{21}$$

4 电磁转矩和最优电流角的同步补偿方法

4.1 转矩补偿整体方案

电磁转矩补偿总体方案如图 5 所示，工程上常用转矩-电流查表或标称参数公式法实现单温度下以 MTPA 为准则的转矩-电流映射。为实时应对永磁磁链随温度变化的影响，利用前文所建立的宽温度转矩模型进行电磁转矩和电流角的同步补偿。死区补偿环节采用式(15)的开环补偿法，弱磁单元保证电流环在调节的动态过程中不发生饱和失控，角度补偿单元作用是校正位置传感器滞后，k_{v} 和 k_{d} 为超前补偿系数。

4.2 基于参数辨识的转矩模型的在线电流角优化

转矩估计和角度优化单元如图 6 所示。转矩估计的实现方法是利用在线辨识获取的 d 轴磁链偏差对电机进行宽温度范围的转矩计算。最优电流角的搜索流程如图 7 所示，最优电流角寻优单元则通过对比与当前电流矢量的电流角增大/减小同一步长的 2 个转矩估计值大小关系来判断当前电流角是否为最优。此外，实际电机温度变化十分缓慢，

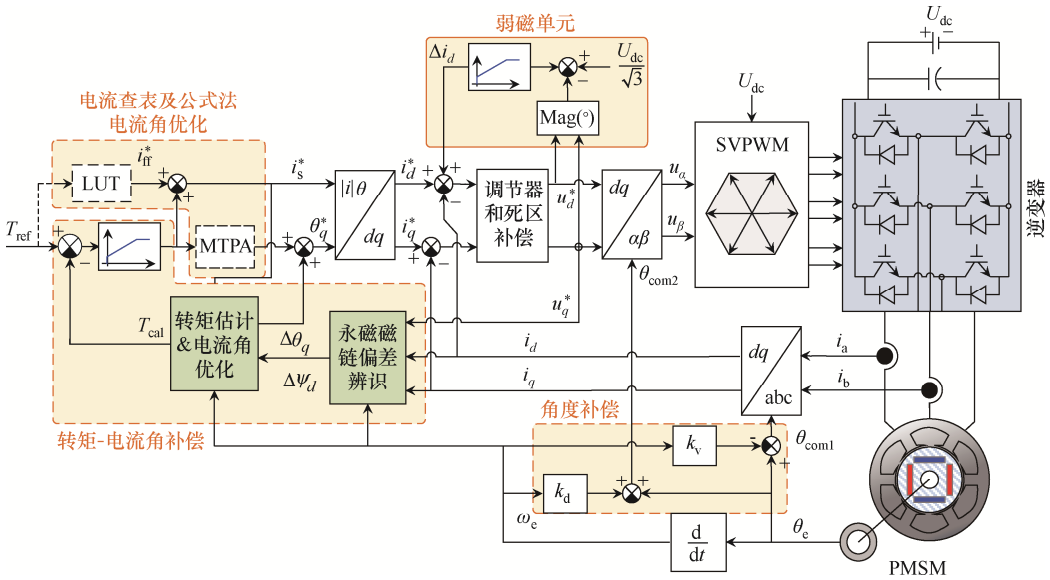


图 5　电磁转矩补偿总体方案

Fig. 5 Overall scheme for electromagnetic torque compensation

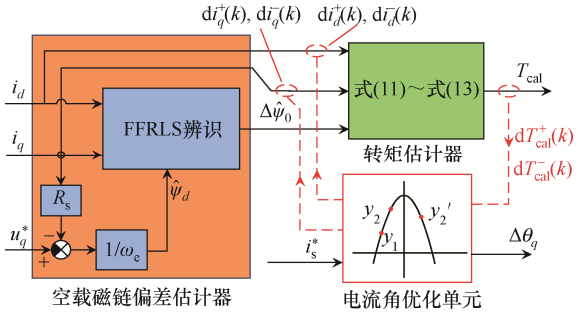


图 6　转矩补偿和电流角寻优

Fig. 6 Torque compensation and current angle optimization

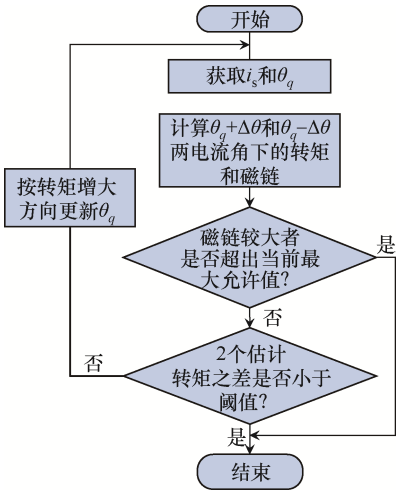


图 7　最优电流角的搜索流程

Fig. 7 Search process of optimal current angle

因此转矩补偿单元带来的计算负担较低。

5　仿真分析及实验验证

5.1　实验环境及离线实验

为验证所提转矩补偿方案的精度和电流角优化效果，在额定功率 10 kW 的 PMSM 上进行实验分析。现场实验环境如图 8 所示，转矩传感器的精度为±0.5 N·m，电流采样最大误差为±0.277 5 A。

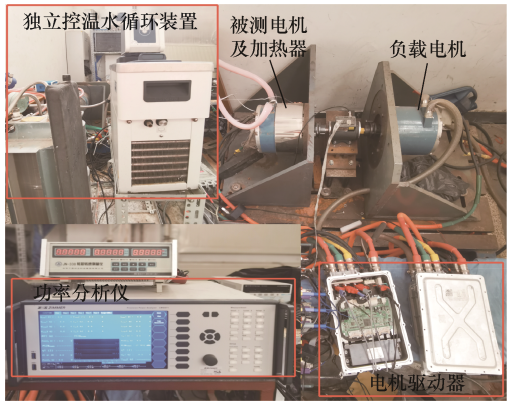


图 8　现场实验环境

Fig. 8 Field experimental environment

样机的永磁磁链与定子稳态温度关系如图 9 所示，被测电机主要标称参数见表 1。

根据图 2 所示总体实验过程，利用加热器和样机在定子温度分别为 25、55、85 ℃的加热环境下

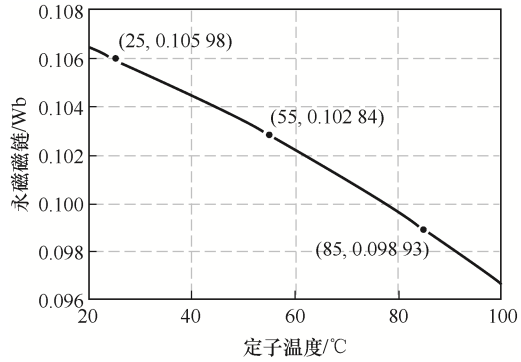


图 9 不同温度下的永磁磁链

Fig. 9 Permanent magneticflux linkage at different temperatures

表 1 样机标称参数

Tab. 1 Nominal parameters of prototype

参数	数值
电机极对数 p	3
永磁磁链 ψ_f/Wb	0.106 7
相电阻 R_s/Ω	0.019
d 轴电感 L_d/H	0.000 486
q 轴电感 L_q/H	0.001 250

达到热平衡，在转速 n=1 000 r/min 下按照图 10 所示离线实验的样本设计的电流轨迹进行稳态工作样本点采集，其中母线电压为 150 V，开关频率为 5 kHz。根据式(7)估算的 MTPA 轨迹与 q 轴角理想值上限为 45°，因此略去夹角大于 60° 的区域以降低实验工作量并避免引入额外的实验误差。离线样本获取实验中记录的数据主要有电机转速 ω_m、定子温度 T_{st}、电机有用功率 P_{ac} 以及 d、q 轴下的电流采样值 i_{df}、i_{qf} 和电压指令 u_{dref}、u_{qref} 等。经过处理后的磁链和电流结果如图11所示，其根据样本数据进行形如式(11)的二次多项式回归，结果见表 2。

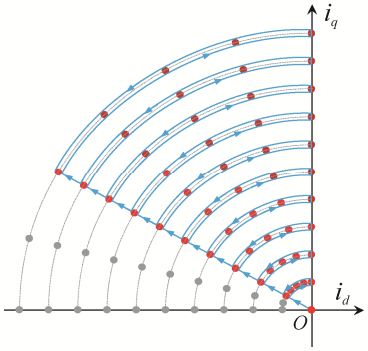


图 10 离线实验的样本设计

Fig. 10 Sample design of offline experiment

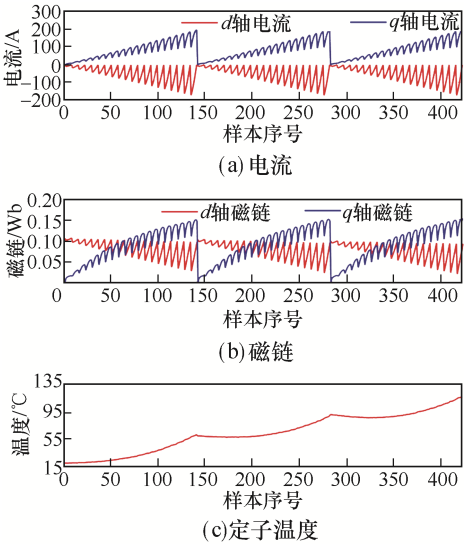


图 11 样本获取实验结果

Fig. 11 Sample acquisition experimental results

表 2 多温度离线建模的回归结果

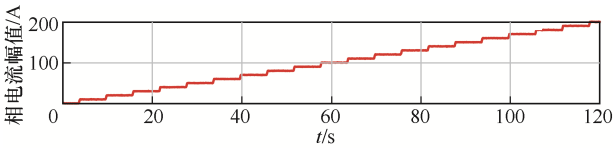
Tab. 2 Regression results of multi-temperature offline modeling

回归对象	温度/℃	整体拟合优度	系数向量	常数项系数	i_d 系数	i_q 系数	i_d 平方系数	$i_d i_q$ 系数	i_q 平方系数
	25	0.999 3	$\boldsymbol{p}_0$	1.047×10^{-1}	4.949×10^{-4}	-3.296×10^{-5}	-1.084×10^{-7}	-7.700×10^{-7}	-4.244×10^{-8}
d 轴磁链	55	0.999 2	$\boldsymbol{p}_1$	1.000	1.401×10^{-3}	-6.506×10^{-3}	-4.545×10^{-6}	-3.586×10^{-5}	2.496×10^{-5}
	85	0.999 4	$\boldsymbol{p}_2$	0	5.666×10^{-1}	-5.797×10^{-1}	2.252×10^{-4}	-6.079×10^{-3}	2.898×10^{-3}
	25	0.9993	$\boldsymbol{p}_0'$	1.564×10^{-3}	-7.186×10^{-7}	-5.915×10^{-6}	-3.190×10^{-9}	-4.151×10^{-10}	8.558×10^{-9}
q 轴磁链	55	0.9993	$\boldsymbol{p}_1'$	-6.290×10^{-3}	-9.600×10^{-5}	2.270×10^{-5}	-2.144×10^{-7}	5.348×10^{-7}	-8.269×10^{-9}
	85	0.9992	$\boldsymbol{p}_2'$	-1.267×10^{-1}	-5.124×10^{-3}	2.835×10^{-3}	-1.790×10^{-5}	4.000×10^{-5}	-1.233×10^{-5}

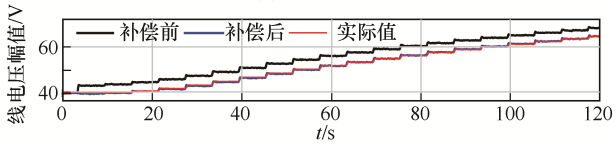
5.2 死区补偿及在线辨识精度分析

在电机转速为 1 000 r/min、电流矢量角分别为 30°、45° 和 60° 条件下进行实验，对比死区补偿前后的线电压幅值，其实验结果如图 12 所示。其中实际值通过功率分析仪实时获取，估计值则通过驱动器的 CAN 通信上传获得。结果表明，利用 3.1

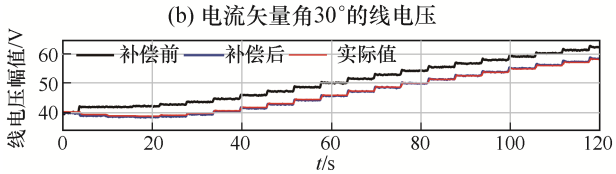
节的死区补偿方法将 VSI 非线性造成的电压偏差由最大 4.80 V 降低到最大 0.44 V，显著提高了电压矢量在线估计精度，避免了该电压偏差造成辨识结果偏离真实值甚至发散等问题。



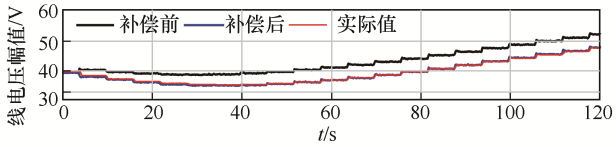
(a) 相电流



(b) 电流矢量角30°的线电压



(c) 电流矢量角45°的线电压

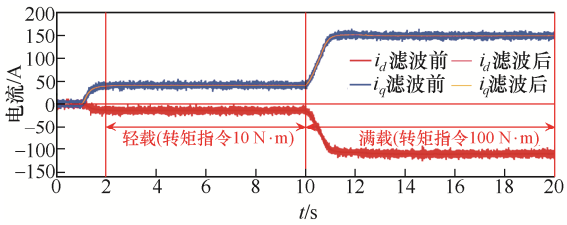


(d) 电流矢量角60°的线电压

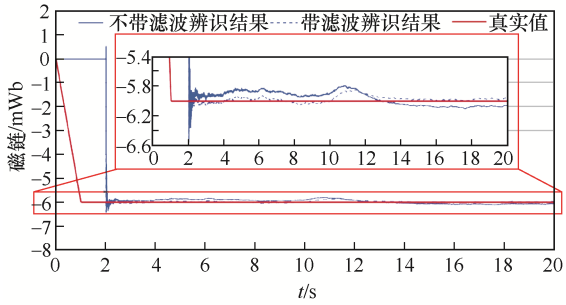
图 12　不同电流角下的 VSI 非线性补偿实验结果

Fig. 12 Experimental results of VSI nonlinear compensation at different current angles

在MATLAB/Simulink下搭建了系统仿真模型。其中，电机模型的磁链饱和特性设定与表 2 中二次回归结果一致，VSI 环节简化为理想交流电压源，电流采样和算法执行周期为 2×10^{-4} s，遗忘因子λ为 0.999 6。为探究辨识方法的有偏估计特性和滤波前后精度变化，首先在 A、B 相上附加能量谱密度为 0.003 W/Hz 的高斯白噪声。噪声对辨识精度影响仿真结果如图 13 所示，仿真结果表明滤波前的辨识结果为有偏估计，对辨识系统输入、输出同时进行带宽为 20 Hz 的低通滤波后估计偏差明显变



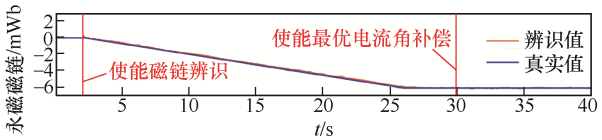
(a) 电流



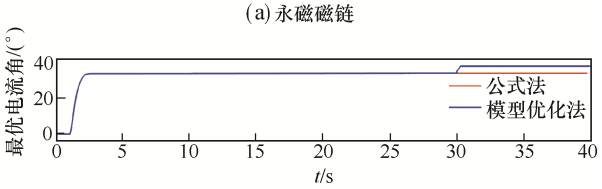
(b) 磁链

图 13　噪声对辨识精度影响仿真结果

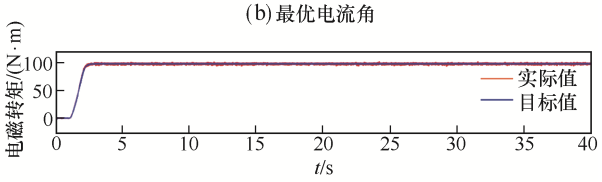
Fig. 13 Simulation results of impact of noise on identification accuracy



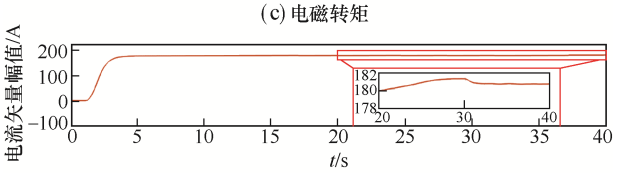
(a) 永磁磁链



(b) 最优电流角



(c) 电磁转矩



(d) 电流矢量

图 14　变参数辨识和电流角优化仿真结果

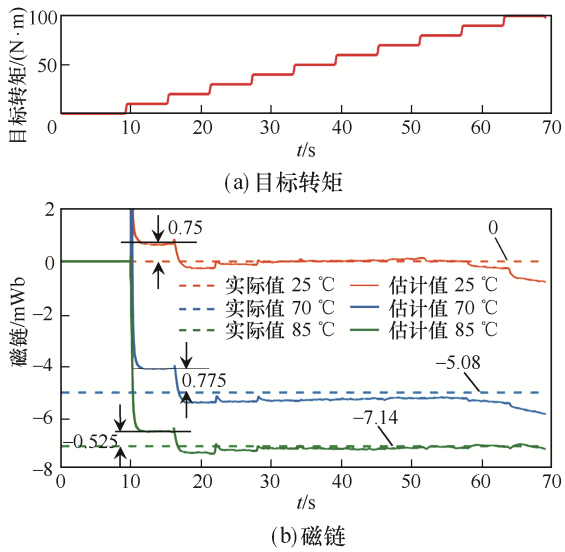
Fig. 14 Simulation results of variable-parameter identification and current angle optimization

小。随后对参数时变和电流角补偿效果进行仿真验证，结果如图 14 所示，辨识结果以低于 1%最大值的精度准确跟随变化的磁链偏差，且在第 30 s 时使能角度补偿后，电流幅值开始降低，进而获得比标称参数公式法更好的转矩电流比表现。

5.3　参数辨识及电磁转矩补偿精度实验验证

在转速 1 000 r/min、不同温度(25~85 ℃)、全转矩范围(0~100 N·m)内考查方法的精度，参数辨识实验结果如图 15 所示。磁链偏差在线辨识实验

结果表明，单一温度下轻载和满载下的精度较差，相对于 85 ℃下磁链偏差绝对值(7.14×10^{-3} Wb)其误差约为 11%。其中，造成小电流误差较大的原因是死区补偿方法中未考虑零点钳位效应，引入的电压偏差影响在线参数辨识的准确度。此外，本方法在离线实验中利用定子端部的温度电阻估计定子温度，而在大电流下定子温度变化较快，由于定子绕组与温度采样点间的热容作用使获取的定子温度存在时延偏差，最终造成满载下辨识精度下降。不同温度实验结果对比表明，在实验点外的中间温度(70 ℃)整体存在建模误差。图 16 所示的转矩补偿实验中对比了图 5 方案中有、无在线磁链辨识环节时的电磁转矩精度。其中目标转矩的变化率为 100 N·m/s，估计转矩为图 6 中转矩估计器的输出，



(a) 目标转矩

(b) 磁链

图 15 参数辨识实验结果

Fig. 15 Experimental results of parameter identification

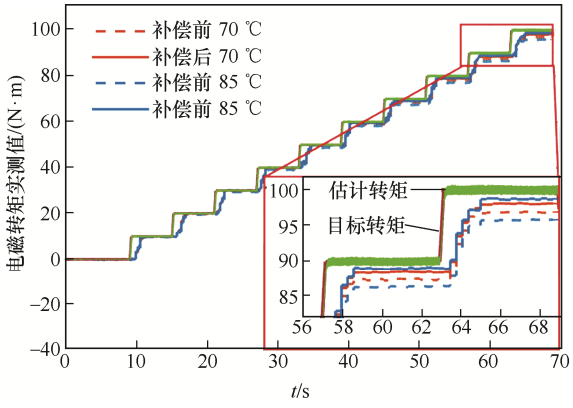


图 16 转矩补偿实验结果

Fig. 16 Experimental results of torque compensation

电磁转矩实测值是通过功率分析仪上传电机有用功率 P_{ac} 减去定子铜耗估计获得，仪器测量精度为 0.2%，通信频率为 20 Hz。由于转矩调节器的作用，转矩估计值都快速跟随其给定值。电磁转矩补偿总体效果为：在 70 ℃温度下最大相对误差由 3.2%降至 2.0%，在 85 ℃温度下则由 4.0%降为 1.2%。

6 结论

根据当前现有转矩-电流映射方法不能同时兼顾永磁磁链时变和参数饱和的问题，对离线响应面模型与在线最小二乘辨识相结合的电机数据驱动建模方法及基于模型的电流轨迹优化进行应用研究，得到的主要结论如下：

(1)离线模型与在线最小二乘实质上是对参数进行分步辨识，二者的信息融合即可解决离线既得信息与在线平差结果的矛盾。采用单参数辨识简化策略虽然并不是精度最优的方案，但算法简单，且降低了主控芯片计算负担。

(2)本方法在整体上实现了对永磁磁链变化引起电磁转矩偏差和最优电流角的同步补偿，电磁转矩精度由 4%提升至约 2%，响应速度接近查表法等开环方案，但受限于开环死区补偿算法表现和满载极端工况下定子电阻难以精确获得而性能下降。

参考文献：

[1] 李旭东, 王硕, 康劲松. 计及磁饱和的车用永磁同步电机 MTPA 控制技术[J]. 电源学报, 2017, 15(2): 94-100.
Li Xudong, Wang Shuo, Kang Jinsong. MTPA control technology of permanent magnet synchronous motor used in electric vehicle considering magnetic saturation [J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(2): 94-100. (in Chinese)

[2] 甘醇, 曲荣海, 石昊晨, 等. 宽调速永磁同步电机全域高效运行控制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2496-2512.
Gan Chun, Qu Ronghai, Shi Haochen, et al. Review of high-efficiency control strategy for permanent magnet synchronous motors under wide speed range [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(7): 2496-2512. (in Chinese)

[3] Dianov A, Tinazzi F, Calligaro S, et al. Review and

classification of MTPA control algorithms for synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3990-4007.

[4] Li Gensheng, Xie Jinfa, Xu Liyou. Maximum efficiency control method of permanent magnet synchronous motor based on three-dimensional table [C]// 2015 International Conference on Advanced Mechatronic Systems (ICAMechS). Beijing, China, 2015: 392-396.

[5] Bian Yuanjun, Wen Xuhui, Fan Tao, et al. Data-driven-model-based full-region optimal mapping method of permanent magnet synchronous motors in wide temperature range [J]. Machines, 2023, 11(3): 324.

[6] Du Shuaixiang, Liang Jianing, Sun Tianfu, et al. Research on torque observer of permanent magnet synchronous motor based on model integration [C]// 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Gyeongju, Republic of Korea, 2021: 576-581.

[7] Miao Yu, Ge Hao, Preindl M, et al. MTPA fitting and torque estimation technique based on a new flux-linkage model for interior-permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(6): 5451-5460.

[8] Yan Yubai, Liang Jianing, Sun Tianfu, et al. Torque estimation and control of PMSM based on deep learning [C]// 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Harbin, China, 2019: 1-6.

[9] Ortombina L, Tinazzi F, Zigliotto M. Adaptive maximum torque per ampere control of synchronous reluctance motors by radial basis function networks [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(4): 2531-2539.

[10] Kim Y S, Sul S K. Torque control strategy of an IPMSM considering the flux variation of the permanent magnet [C]// 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting. New Orleans, LA, USA, 2007: 1301-1307.

[11] Jung H S, Kim H, Sul S K, et al. Magnet temperature estimation of traction motor in standstill with considering spatial harmonics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10546-10557.

[12] Wu Chunli, Jiang Shuai, Bian Chunyuan. Online parameter identification of SPMSM based on improved artificial bee colony algorithm [J]. Archives of Electrical Engineering, 2021: 777-790.

[13] Liu Xiaogang, Du Yunhe. Torque control of interior permanent magnet synchronous motor based on online parameter identification using sinusoidal current injection [J]. IEEE Access, 2022, 10: 40517-40524.

[14] Liu Shaobo, Wang Qiwei, Wang Gaolin, et al. Virtual-axis injection based online parameter identification of PMSM considering cross coupling and saturation effects [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5791-5802.

[15] Brosch A, Hanke S, Wallscheid O, et al. Data-driven recursive least squares estimation for model predictive current control of permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2179-2190.

[16] 郭晓君, 陈会鸽. 新型空间矢量信号注入 MTPA 控制策略[J]. 电气传动, 2018,48(9): 7-13.
Guo Xiaojun, Chen Huige. Novel MTPA control strategy with space vector signal injection [J]. Electric Drive, 2018, 48(9): 7-13. (in Chinese)

[17] Shrestha R L, Seok J K. Online compensation of parameter variation effects for robust interior PM synchronous motor drives [J]. Journal of Power Electronics, 2011, 11(5): 713-718.

[18] Qiu Tengfei, Wen Xuhui, Zhao Feng. Adaptive-linear-neuron-based dead-time effects compensation scheme for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2530-2538.



边元均

作者简介：

边元均(1989—)，男，博士研究生。研究方向：永磁同步电机控制。E-mail：bianyuanjun@mail.iee.ac.cn。

温旭辉(1963—)，女，通信作者，博士，研究员。研究方向：高功率密度、极端环境条件的电机驱动与电力电子技术研究。E-mail：wxh@mail.iee.ac.cn。

范涛(1981—)，男，博士，研究员。研究方向：高功率密度永磁电机及驱动系统。E-mail：fantao@mail.iee.ac.cn。

李鸿扬(1991—)，男，博士，助理研究员。研究方向：永磁同步电机控制。E-mail：lihongyang@mail.iee.ac.cn。

刘忠永(1995—)，男，博士研究生。研究方向：永磁同步电机控制。E-mail：lzy@mail.iee.ac.cn。

(责任编辑：陈国珍)