DOI:10.12177/emca.2026.245 文章编号:1673-6540(2026)11-1145-11 中图分类号:TM 301.2 文献标志码:A

基于 FWE-QPLL 相位提取的高速 BLDCM 换相校正控制

闫京雪, 王 远*, 李 晖
(北京林业大学 工学院,北京 100083)

High-Speed BLDCM Commutation Correction Control Based on FWE-QPLL Phase Extraction

Yan Jingxue, Wang Yuan*, Li Hui
(The School of Technology, Beijing Forestry University, Beijing 100083, China)

Abstract: **[Objective]** In the sensorless control of high-speed brushless direct current motor (BLDCM), commutation errors are susceptible to filter delay, execution delay and current phase lag, resulting in increased current peak values, asymmetric current waveforms, aggravated torque ripple and degraded system stability. Especially under high-speed operation and prominent harmonic interference, the detection of commutation characteristic quantities and phase extraction tend to introduce extra errors, which further deteriorate the accuracy of commutation control. To address this problem, this paper proposes a commutation error correction method based on fundamental wave extraction (FWE) and dual-channel quadrature phase-locked-loop (QPLL). **[Methods]** Firstly, a permanent magnet flux linkage observer was constructed to reconstruct the permanent magnet flux linkage vector and obtain the rotor electrical angle and speed, which provided rotor position information for sensorless commutation. Secondly, the FWE was adopted to extract the fundamental waves of the flux linkage and integrated phase current signals and suppress the interference of harmonic components on phase extraction. Subsequently, the two fundamental wave signals were normalized, and two independent QPLL were used to track the phases of the two fundamental wave signals, respectively. The dual-channel QPLL were configured with identical natural frequency and damping ratio to guarantee consistent bandwidth and phase delay characteristics, so that additional phase errors introduced by inconsistent dynamic responses of the phase-locked-loop were avoided. Finally, the phase difference between the two fundamental waves was used to characterize the relative phase relationship between the permanent magnet flux linkage and the integrated phase current signals. The commutation error signal was constructed, and the electrical angle was corrected to implement commutation. **[Results]** A simulation model was built in Matlab/Simulink, and an experimental platform was constructed to verify the proposed method. Simulation and experimental results showed that the proposed method could converge the commutation error to near zero under advanced and delayed commutation conditions and significantly reduce the peak-to-peak phase current. The peak-to-peak phase current was reduced by 42.9% and 56.3% in simulations, and by 10.0% and 18.2% in experiments, respectively. Meanwhile, the peak-to-peak commutation error was controlled within 0.5°. **[Conclusion]** The commutation correction method based on FWE-QPLL phase extraction can improve the symmetry of current waveforms and enhance the accuracy of sensorless commutation control for high-speed BLDCM.

Key words: brushless direct current motor; permanent magnet flux linkage; fundamental wave extraction; quadrature phase-locked loop; commutation error correction

摘 要:**【目的】**高速无刷直流电机(BLDCM)无位置传感器控制中换相误差易受滤波延迟、执行延迟及电流相位滞后影响,导致电流峰值增大、波形不对称、转矩脉动加剧及系统运行稳定性下降。尤其在高速运行及存在明显谐波干扰的条件下,换相特征量检测和相位提取容易产生附加误差,进而降低换相控制的准确性。针对此问题,本文提出一种基于基波提取(FWE)与双通道正交锁相环(QPLL)的换相误差校正方法。**【方法】**首先,构建永磁磁链观测器,通过重构永磁磁链矢量获得转子电角度和转

基金项目:国家自然科学基金(32371868)
National Natural Science Foundation of China (32371868)

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

速,为无位置传感器换相提供转子位置信息。其次,采用 FEW 结构提取磁链与相电流积分信号的基波,抑制谐波分量对相位提取的干扰。随后,对两路基波信号进行归一化处理,并采用两个相互独立的 QPLL 分别跟踪两路基波信号的相位。双通道 QPLL 配置相同的自然频率与阻尼比,保证带宽与相位延迟特性一致,避免锁相环动态响应不一致引入附加相位误差。最后,以两路基波相位差表征永磁磁链与相电流积分信号的相对相位关系,构造换相误差信号,校正电角度并完成换相。【结果】基于 Matlab/Simulink 构建仿真模型,并搭建试验平台对所提方法进行验证。仿真与试验结果表明,该方法可在超前换相和滞后换相状态下将换相误差收敛至零附近,并显著降低相电流峰峰值。仿真中相电流峰峰值分别降低 42.9%和 56.3%,试验中相电流峰峰值分别降低 10.0%和 18.2%,且换相误差峰峰值可控制在 0.5°以内。【结论】基于 FWE-QPLL 相位提取的换相校正方法能够改善电流波形的对称性,提升高速 BLDCM 无位置传感器换相控制精度。

关键词:无刷直流电机;永磁磁链;基波提取;正交锁相环;换相误差校正

0 引言

无刷直流电机(Brushless Direct Current Motor, BLDCM)具有结构简单、功率密度高、效率高、调速性能好和维护成本低等优点,被广泛用于高速风机、电动工具、航空航天执行机构、车载驱动及新能源装备等场合[1]。随着驱动系统向高速、高功率密度和高可靠性方向发展,传统位置传感器会增加系统体积、成本和布线复杂度,并降低电机在高温、高速和强振动环境下的可靠性[2]。为降低传感器成本并提高系统可靠性,基于电压、电流等可测电气量的无位置传感器控制方法已成为 BLDCM 驱动领域的重要研究方向[3-8]。

BLDCM 的转子位置可以通过反电动势过零点[9]、永磁(Permanent Magnet, PM)磁链[10]、反电动势三次谐波[11]和线电压差[12]等特征信号或扩展卡尔曼滤波器[13-14]、滑模观测器[15-16]等状态观测方法来检测。近些年,基于 PM 磁链的无位置传感器控制方法得到广泛研究。此类方法通过电压、电流模型重构 PM 磁链矢量,由磁链相位获取转子电角度,能够避免直接检测反电动势过零点带来的部分不确定性[17]。然而无论采用哪种无传感器方案,都无法避免检测误差[18]。对于 BLDCM,位置检测误差会导致换相误差,尤其在高速运行时,会显著降低系统运行性能[19]。换相过程是 BLDCM 转矩脉动的重要来源之一,换相区间内的电流变化会直接影响电磁转矩平稳性[20]。当换相角出现超前或滞后时,相电流与反电动势之间的相位匹配关系被破坏,导致相电流峰值增大、电流波形不对称、转矩脉动加剧和系统效率下降[21]。

针对换相误差问题,现有研究主要从换相误差建模、特征量检测和相位补偿等方面开展研究。基于转子位置或运行状态的误差补偿方法通过构建换相误差与转子位置、速度变化率等状态变量之间的关系,实现换相时刻修正。例如,文献[22]提出基于转子角度观测器的换相误差闭环校正方法,有效补偿了无位置传感器 BLDCM 的换相误差。文献[23]根据速度变化率对无位置传感器 BLDCM 的换相误差进行补偿,提高了变速运行时的换相准确性。此类方法能够结合电机运行状态实现误差补偿,但其校正精度与位置、速度等状态量的估计准确性密切相关,当电机高速运行时,状态估计误差增大,换相补偿性能可能受到影响。另一类研究主要利用反电动势过零点、端电压等电气特征量确定换相位置。例如,文献[24]针对超高速 BLDCM 的过零点检测误差提出补偿策略,改善了高速运行下过零点检测的可靠性。文献[25]采用等面积准则和相位延迟补偿方法提高了高速 BLDCM 的换相精度。文献[26]分析了内部功率因数角对高速 BLDCM 无感换相精度与运行效率的影响。上述方法能够利用电机运行过程中易于获取的电气特征实现换相补偿,但反电动势过零点及端电压检测容易受到续流、滤波环节及高频噪声等因素影响,尤其在高速运行和波形畸变条件下,检测延迟与相位偏差可能进一步降低换相精度[27]。此外,基于相位关系的换相误差校正方法能够从电气量之间的相对相位直接构造误差信号,为换相误差闭环校正提供了新思路。然而,相位信息通常包含丰富的谐波成分,若直接利用原始信号进行相位提取,谐波畸变及滤波环节引入的相位延迟均可能导致误差估计偏差。

针对上述问题,本文提出一种基于基波提取(Fundamental Wave Extraction, FWE)与双通道正

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

交锁相环（Quadrature Phase-Locked Loop，QPLL）相位锁定的高速 BLDCM 无感换相误差校正方法。该方法通过 PM 磁链重构转子磁链矢量，得到转子电角度和转速；引入 FWE 结构提取磁链和相电流积分的基波分量；引入双通道 QPLL 结构获得两路基波的相位，并由二者的相位差计算换相误差，对换相角进行实时校正，从而提高高速 BLDCM 无感换相的准确性。最后通过仿真和试验验证所提方法的有效性。

1 高速 BLDCM 无感驱动控制及换相误差分析

三相星形连接的 BLDCM 驱动拓扑如图 1 所示。其中，u_{dc} 为直流母线电压；N 为三相绕组中性点；i_a、i_b、i_c 和 e_a、e_b、e_c 分别为相电流和相反电动势；R、L 分别为定子绕组的相电阻、相电感；T_1、T_3、T_5 和 T_4、T_6、T_2 分别为 a、b、c 相上桥臂和下桥臂开关管。

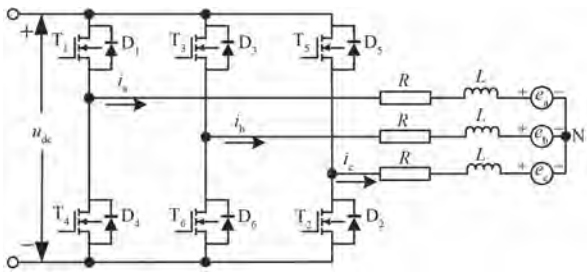


图 1 BLDCM 驱动拓扑

Fig. 1 Drive topology of the BLDCM

1.1 PM 磁链无传感器驱动

建立高速 BLDCM 数学模型，忽略定子磁饱和因素，相电压方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \\ u_N \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：u_x、ψ_x 分别为相电压、相磁链，x=a，b，c；u_N 为中性点电压。

ψ_x 由定子电流和 PM 磁链组成，可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_a(\theta_{PM}) \\ \psi_b(\theta_{PM}) \\ \psi_c(\theta_{PM}) \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中：θ_{PM} 为转子电角度。

基于 u-i 模型的 $\psi_x(\theta_{PM})$ 观测器可以简化为

$$\psi_x(\theta_{PM}) \approx \int (u_x - u_N - Ri_x)\mathrm{d}t - Li_x \tag{3}$$

BLDCM 的 $\psi_x(\theta_{PM})$ 比 e_x 滞后 90°，因此，$\psi_x(\theta_{PM})$ 的零交点就是换相点。

高速 BLDCM 无感驱动控制框图如图 2 所示。转速给定值 ω_{ref} 与反馈值 ω 经速度环比例积分（Proportional-Integral，PI）调节后输出转矩电流 i_{ref}，i_{ref} 与直流母线电流 i_d 经电流环 PI 调节与脉宽调制（调制增益为 K_{PWM}）后驱动逆变器。

图 2 中的导通状态表示 BLDCM 六步换相的扇区判断与开关管导通组合，具体如表 1 所示。开关管列中 6 位编码依次对应开关管 T_1～T_6 的通断状态，1 表示导通、0 表示关断；括号内为该扇区导通的相及电流方向，+、−分别为上、下桥臂。如 000110 表示 T_4、T_5 导通，电流由 c 相流入、a 相流出。

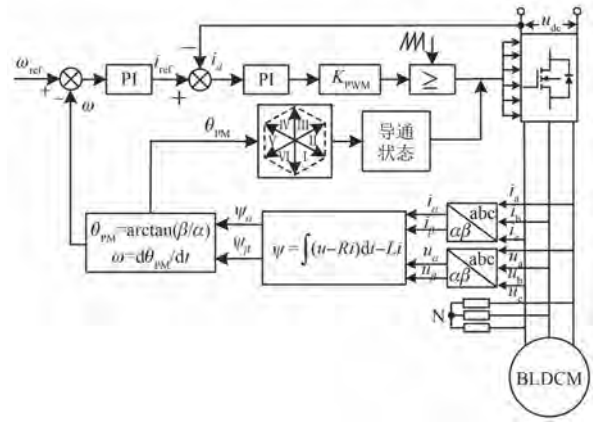


图 2 高速 BLDCM 无感驱动控制框图

Fig. 2 Sensorless drive control diagram of high-speed BLDCM

表 1 导通状态表

Tab. 1 Conduction status table

扇区	开关管 T_1～T_6
Ⅰ	110000（a+c−）
Ⅱ	011000（b+c−）
Ⅲ	001100（b+a−）
Ⅳ	000110（c+a−）
Ⅴ	000011（c+b−）
Ⅵ	100001（a+b−）

1.2 换相误差构造

传统 BLDCM 换相通常以相反电动势滞后 30°电角度作为换相基准。然而，在实际运行过程中，由于低通滤波器相位延迟 φ_{LPF}、软件执行延迟

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

φ_s、硬件响应滞后 φ_h 以及电机电感导致的电流相位滞后 φ_i 等非理想因素的共同作用,不可避免地产生换相误差。这些误差相互耦合且随工况变化,难以进行精确建模与逐项补偿。因此,本文采用等效方法,将总换相误差统一表征为电机内部变量之间的相位差。

总换相误差 φ_{total} 为

$$\varphi_{total} = \varphi_{LPF} + \varphi_s + \varphi_h + \varphi_i \tag{4}$$

根据 BLDCM 工作机理,反电动势相位由实际转子位置决定,而相电流相位由估计转子位置决定,因此换相误差可等效为反电动势与相电流之间的相位差。考虑到反电动势通常通过电压间接获取且易受续流效应影响[28],本文进一步引入转子磁链进行分析。相反电动势、相电流、转子磁链和相电流积分基波的等效相位关系如图 3 所示,其中,E 为相反电动势的幅值。

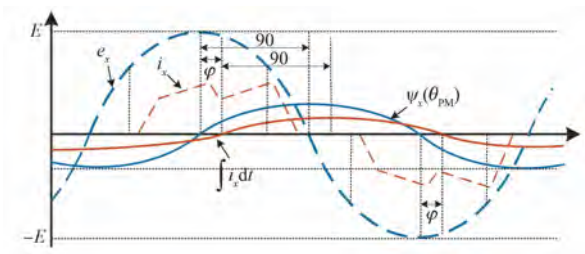


图 3 相反电动势、相电流、转子磁链和相电流积分基波的等效相位关系

Fig. 3 Equivalent phase relationship among back electromotive force, phase current, rotor flux linkage, and phase current integral fundamental waves

由图 3 可知,转子磁链相对于相反电动势滞后 90°,而相电流积分相对于相电流同样滞后 90°,因此转子磁链与相电流积分之间的相位差 φ 可等效表征电流滞后角。

2 FWE-QPLL 结构换相误差校正方法

由于磁链波形与相电流积分波形中包含明显的高频谐波,使用基波分量构造换相误差能更有效抑制谐波干扰。本文采用 FWE 结构提取磁链和相电流积分的基波分量,并通过独立双通道 QPLL 锁相,获得各自相位信息后计算相位差得到换相误差 θ_{err}。

2.1 FWE-QPLL 结构设计

利用坐标矢量变换,将相反电动势与相电流转换到正交的 α-β 坐标系:

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中:$z=e,i$。

在 α-β 坐标系下,磁链 ψ_y 和相电流积分 H_y 表达式为

$$\psi_y(t) = \int e_y dt = \int (u_y - u_N - Ri_y)\,dt - Li_y \tag{6}$$

$$H_y(t) = \int i_y dt \tag{7}$$

式中:$y=\alpha,\beta$。

根据傅里叶分解、克拉克变换得到的 e、i 可表示为

$$z_y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_{zn} \sin(n\omega_e t + \varphi_{zn}) \tag{8}$$

式中:A_{zn} 和 φ_{zn} 分别为 z_y 第 n 次谐波的增益和相位;ω_e 为电机电角速度。

由于谐波分量会影响实际相位的提取,因此利用 FWE 结构提取基波分量。FWE 结构框图如图 4 所示。图中,$Z_y(t)$ 为 $z_y(t)$ 的积分,即 $Z=\psi$, H;$Z'_y(t)$ 为 FWE 的输出;$\hat{\omega}_e$ 为 FWE 的参考信号;$\hat{\theta}_Z$ 为与 $Z_y(t)$ 基波同频的参考相位;ε 为与 ω_e 相关的可变参数。

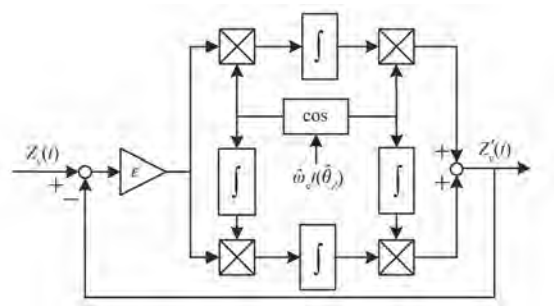


图 4 FWE 结构框图

Fig. 4 FWE block diagram

由式(8)可知 $Z_y(t)$ 为

$$Z_y(t) = \int z_y(t)\,dt = \sum_{n=1}^{\infty} A_{Zn} \sin(n\omega_e t + \varphi_{Zn}) \tag{9}$$

式中:A_{Zn} 和 φ_{Zn} 分别为 Z_y 第 n 次谐波的增益和相位。

由图 4 可得 $Z'_y(t)$ 为

$$Z'_y(t) = \varepsilon\cos(\hat{\omega}_e t) \int Z_y(t)\cos(\hat{\omega}_e t)\,dt + \varepsilon\sin(\hat{\omega}_e t) \int Z_y(t)\sin(\hat{\omega}_e t)\,dt \tag{10}$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

结合式(9)，抑制 $Z_y(t)$ 中的谐波分量($n>1$)，得到 $Z'_y(t)$ 为

$$Z'_y(t)=A_{Z1}\sin(\omega_e t+\varphi_{Z1}) \tag{11}$$

式中：A_{Z1} 和 φ_{Z1} 分别为 $Z'_y(t)$ 的增益和相位。

由式(10)、(11)可以看出，$Z'_y(t)$ 的增益和相位与 $Z_y(t)$ 中的基波分量一致，表明在中心频率附近，FWE 能够较好地保持输入信号基波分量的幅值和相位信息，避免传统滤波方法带来的相位延迟，保证了 $\psi_y(t)$ 与 $H_y(t)$ 的相位差经过计算后为换相误差 θ_{err}。FWE 的提取性能可以通过 ε 进行调整。

由图 4 可得 FWE 传递函数为

$$G_{FWE}(s)=\frac{\varepsilon s}{s^2+\varepsilon s+\hat{\omega}_e^2} \tag{12}$$

FWE 传递函数的 Bode 图如图 5 所示。由图 5 可知，在一定的中心频率下，当 ε 较小时，FWE 的性能更好，但代价是系统带宽降低和响应速度下降。

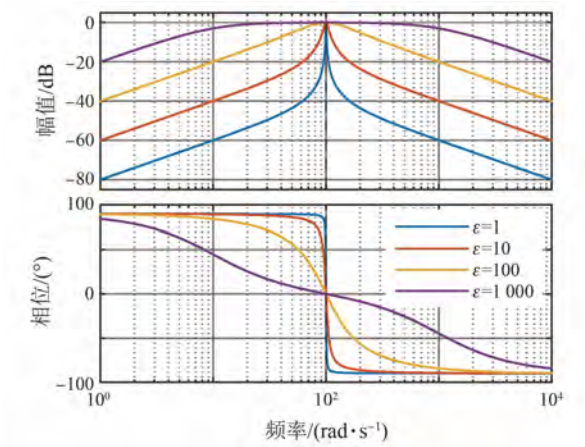


图 5 不同 ε 下 FWE 传递函数的 Bode 图

Fig. 5 Bode plots of the FWE transfer function under different ε

为实现相位的独立跟踪，分别设计磁链基波和相电流积分基波双通道 QPLL 进行锁相。单通道 QPLL 相位提取结构如图 6 所示。其中，k_{pZ} 和 k_{iZ} 为锁相环的滤波参数。

为消除两信号幅值对 QPLL 动态特性的影响，对提取后的信号进行归一化：

$$\tilde{Z}_\alpha=\frac{Z'_\alpha}{\sqrt{Z'^2_\alpha+Z'^2_\beta}},\tilde{Z}_\beta=\frac{Z'_\beta}{\sqrt{Z'^2_\alpha+Z'^2_\beta}} \tag{13}$$

式中：$\tilde{Z}_\alpha$、$\tilde{Z}_\beta$ 为归一化后的信号，且满足：

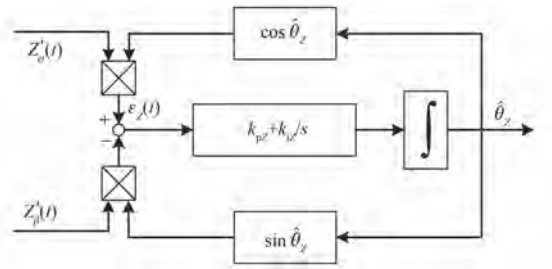


图 6 单通道 QPLL 相位提取结构

Fig. 6 Phase extraction structure of single-channel QPLL

$$\tilde{Z}_\alpha^2+\tilde{Z}_\beta^2=1 \tag{14}$$

从而得到：

$$\tilde{Z}_y(t)=\sin(\omega_e t+\varphi_{Z1}) \tag{15}$$

QPLL 的相位误差 ε_Z 可定义为

$$\varepsilon_Z(t)=\tilde{Z}_\alpha(t)\sin\hat{\theta}_Z-\tilde{Z}_\beta(t)\cos\hat{\theta}_Z \tag{16}$$

双通道 QPLL 完全独立运行，不耦合误差信号或频率信息，从而实现结构解耦。在获得两路相位后，换相误差定义为

$$\theta_{err}=\hat{\theta}_\psi-\hat{\theta}_H \tag{17}$$

θ_{err} 直接反映磁链与电流之间的相对超前或滞后关系，可用于换相点的实时校正。$\theta_{err}<0$ 表示换相超前；$\theta_{err}>0$ 表示换相滞后；θ_{err} 收敛至 0 附近时，表示 PM 磁链基波与相电流积分基波的相位关系恢复到理想换相状态。

在归一化条件下，单通道 QPLL 的传递函数为

$$G_{QPLL}(s)=\frac{2\zeta\omega s+\omega^2}{s^2+2\zeta\omega s+\omega^2} \tag{18}$$

式中：ζ、ω 分别为阻尼比、角速度，$\zeta=k_{pZ}/2\sqrt{k_{iZ}}$，$\omega=\sqrt{k_{iZ}}$。

为了保持双通道 QPLL 锁相后输入信号的带宽相同、相位延迟一致，双通道 QPLL 的自然频率和阻尼比需相同，即：

$$\begin{cases}k_{p\psi}=k_{pH}\\ k_{i\psi}=k_{iH}\end{cases} \tag{19}$$

2.2 BLDCM 换相误差校正

基于 FWE-QPLL 相位提取的高速 BLDCM 无感换相误差校正系统框图如图 7 所示。该方法由基于磁链的转子状态估计环路和基于 FWE-QPLL 的相位误差校正环路组成。前者根据估计的磁链矢量重构转子电角度和转速，后者提取磁链和相电流积分的基波分量，然后通

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

过双通道 QPLL 锁定相位偏差,经计算得到总换相误差 θ_{err}。校正后的换相信号 θ_{φ} 用于扇区确定和开关状态产生,外部速度环和内部电流环通过脉宽调制来调节 BLDCM 驱动。与图 2 相比,有误差的换相信号 θ_{PM} 相移 θ_{err} 后获得的换相信号 θ_{φ} 更准确。

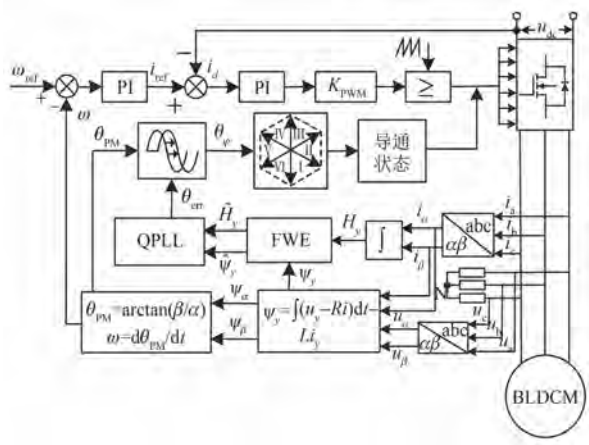


图 7 基于 FWE-QPLL 相位提取的高速 BLDCM 无感换相误差校正系统框图

Fig. 7 Block Diagram of sensorless commutation error correction system for high-speed BLDCM based on FWE-QPLL phase extraction

3 仿真与试验

基于 Matlab/Simulink 构建高速 BLDCM 无感换相控制仿真模型,并搭建如图 8 所示的试验平台。试验平台主要由高速 BLDCM、电源、控制器、示波器和上位机系统组成,以 TMS320F28335 型 DSP 作为控制核心,设定采样和控制频率为 20 kHz。仿真与试验用 BLDCM 主要参数如表 2 所示。

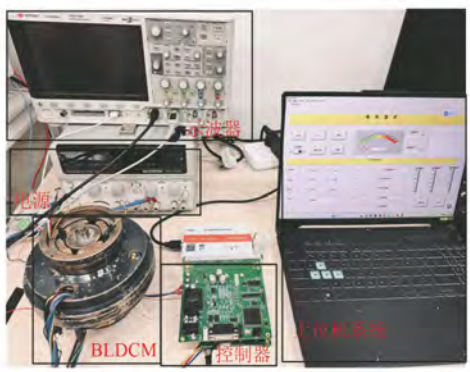


图 8 BLDCM 试验平台

Fig. 8 Experimental platform of BLDCM

表 2 BLDCM 参数

Tab. 2 BLDCM parameters

参数名称	参数值
额定电压/V	24
额定转速/(r·min^{-1})	15 000
反电动势系数/(V·rad^{-1}·s)	0.006 49
转动惯量/(kg·m^2)	0.000 032
相电阻/Ω	0.06
相电感/mH	0.08
峰值电流/A	23
极对数	1

为验证所提换相误差校正方法的有效性,本文从两个层面进行分析。首先,在 9 000 r/min 稳速运行工况下,通过仿真分析不同换相状态下的电流畸变特征、FWE 效果以及转子磁链与相电流积分之间的相位关系。并对所提 FWE 方法与高通滤波联合低通滤波(High-Pass Filter+Low-Pass Filter, HPF+ LPF)方法进行性能对比。然后,在 15 000 r/min 额定稳速工况下,分别进行仿真和试验,验证所提换相校正方法对超前与滞后换相误差的动态校正能力。

对不同换相状态下电机运行至 9 000 r/min 的恒速工况进行仿真分析,结果如图 9、10 所示。其中,θ_{ref} 为参考电角度。

由图 9 可知,当换相准确时,相电流波形较为对称,峰峰值为 3.1 A;当换相超前时,相电流峰峰值增大至 4.3 A,相比换相准确状态增加 38.7%;当换相滞后时,相电流峰峰值进一步增大至 5.4 A,相比换相准确状态增加 74.2%。结果表明,换相误差会显著增大相电流峰峰值,并可能引起附加铜耗增加和转矩脉动加剧。因此,有必要设计能够实时识别并校正换相误差的控制方法。

如图 10(a)所示,原始相电流积分信号包含明显的高次谐波,除基波外仍存在较强的 2 次、3 次、4 次、5 次和 7 次谐波分量,这些谐波分量使信号波形偏离理想正弦波,右侧李萨如轨迹也偏离理想圆形,表明原始信号存在较强畸变。

图 10(b)中,HPF+ LPF 方法能够在一定程度上削弱高频噪声和直流偏置,使时域波形接近正弦波,但其滤波过程会引入额外相位延迟,且在高频运行或参数变化时容易造成相位提取误差。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

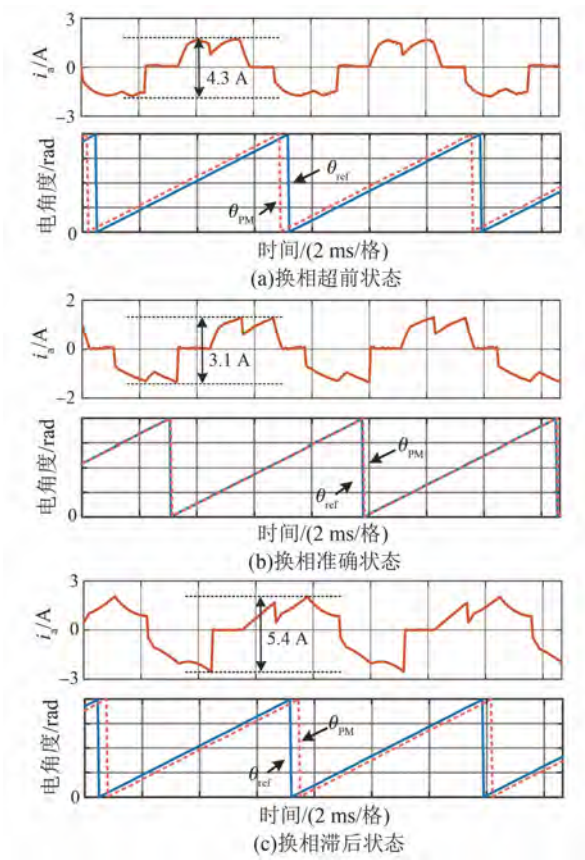


图 9　不同换相状态下相电流与电角度的关系

Fig. 9　Relationship between phase current and electrical angle under different commutation states

相比之下，FWE 方法在保留基波幅值和相位信息的同时，有效抑制了高次谐波分量，FWE后的李萨如轨迹也更接近圆形，说明两相基波分量的幅值一致性和正交性得到改善。因此 FWE 更适合作为后续 QPLL 锁相的前端基波提取环节，有利于提高换相误差估计的准确性。

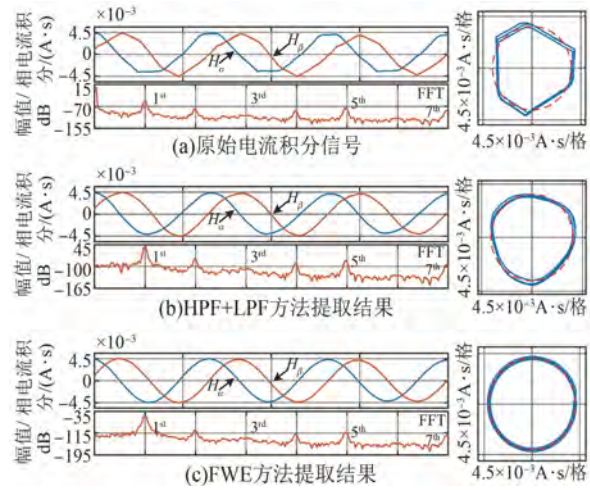


图 10　不同基波提取方法的性能对比

Fig. 10　Performance comparison of different fundamental extraction methods

图 11 进一步给出了相反电动势、相电流、转子磁链以及相电流积分基波之间的相位关系。可以看出，在不同换相状态下，反电动势与相电流之间存在明显相位差；经 FWE 后，磁链基波与相电流积分基波的相位关系更加清晰，其相位差可以等效表征换相误差。仿真结果验证了本文利用磁链与相电流积分相位差构造换相误差的合理性。

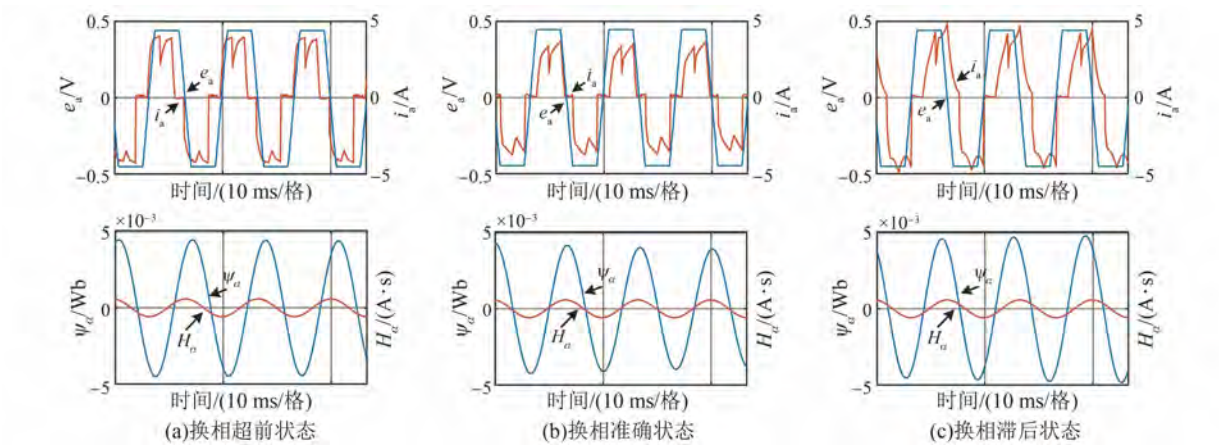


图 11　不同换相状态下相反电动势和相电流以及转子磁链和相电流积分的基波间的相位关系

Fig. 11　Phase relationship among the fundamental components of back electromotive force，phase current，rotor flux linkage，and phase current integral under different commutation states

为验证所提换相校正方法的动态性能，在额定转速 15 000 r/min 的稳速工况下，分别开展仿真与试验，结果如图 12~15 所示。

由图 12 可知，在换相滞后状态下，换相误差校

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

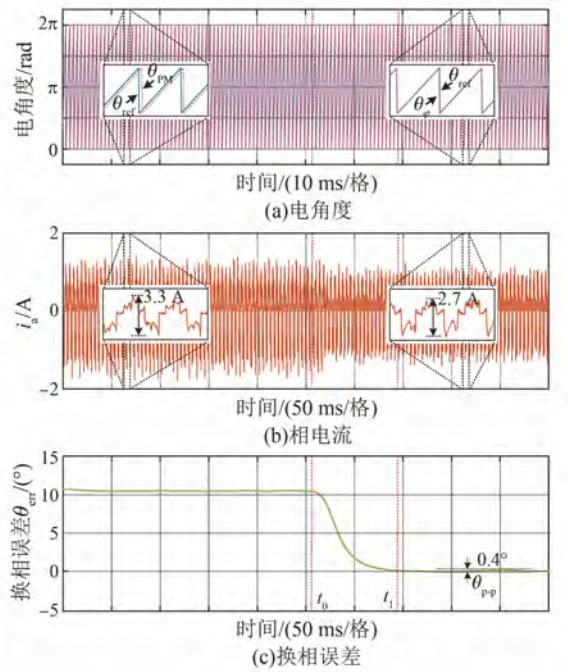


图 12 换相滞后状态下的仿真结果

Fig. 12 Simulation results under lagged commutation state

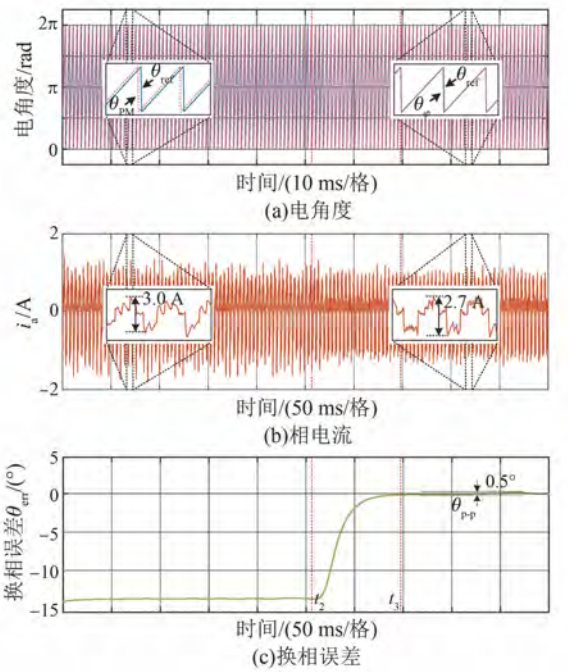


图 13 换相超前状态下的仿真结果

Fig. 13 Simulation results under advanced commutation state

正前,存在明显换相误差,相电流峰峰值为 3.3 A;t_0 时刻时引入换相误差校正后,电角度逐渐向参考电角度收敛,相电流峰峰值由 3.3 A 降至 2.7 A,下降 18.2%,最终换相误差峰峰值 θ_{p-p} 为 0.4°。

由图 13 可知,在换相超前状态下,换相误差校正前,相电流峰峰值为 3.0 A,电角度同样存在明显偏差;t_2 时刻时引入换相误差校正后,相电流峰峰值由 3.0 A 降至 2.7 A,下降 10.0%,最终换相误差峰峰值为 0.5°。结果表明,该方法能够有效削弱超前换相导致的相位偏差,并降低由换相提前引起的电流冲击。

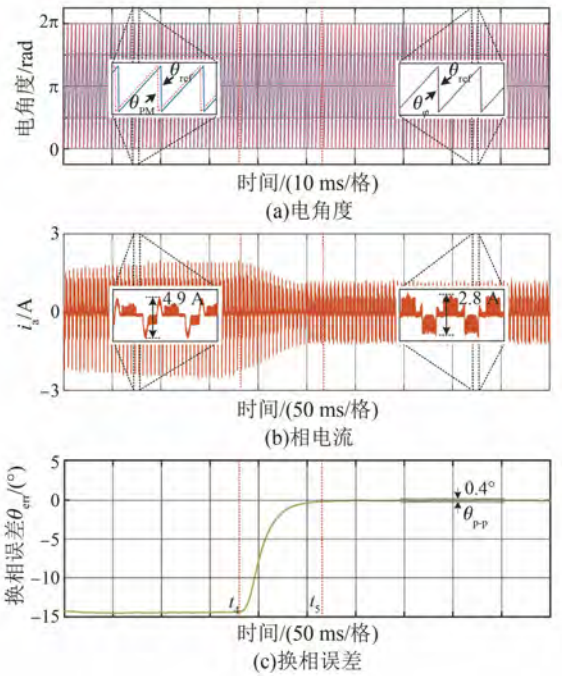


图 14 换相超前状态下的试验结果

Fig. 14 Experimental results under advanced commutation state

由图 14 可知,在换相超前试验中,校正前相电流的峰峰值为 4.9 A,电流冲击较明显,表明换相提前会导致相电流畸变和峰峰值增大;t_4 时刻时引入换相误差校正后,相电流峰峰值由 4.9 A 降至 2.8 A,下降 42.9%,最终换相误差峰峰值为 0.4°。

由图 15 可知,在换相滞后试验中,校正前相电流峰峰值为 6.4 A,电流冲击更明显;t_6 时刻时引入换相误差校正后,相电流峰峰值由 6.4 A 降至 2.8 A,下降 56.3%,换相误差快速收敛,最终峰峰值为 0.2°。

综合图 12~15 可以看出,在 15 000 r/min 额定稳速工况下,所提 FWE-QPLL 换相误差校正方法在超前和滞后换相状态下均适用,能够

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

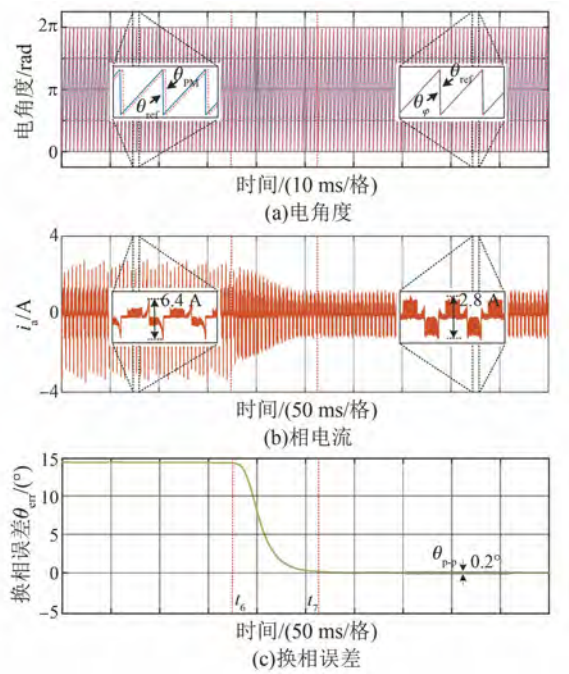


图 15 换相滞后状态的试验结果

Fig. 15 Experimental results under lagged commutation state

有效降低换相误差引起的电流冲击，改善电流波形对称性，并提高高速 BLDCM 无感换相控制的稳定性。

4 结语

本文提出了一种基于 FWE-QPLL 相位提取的高速 BLDCM 无感换相误差校正方法。主要结论如下。

(1)将由滤波延迟、执行延迟、硬件响应和电流相位滞后共同引起的换相误差等效为 PM 磁链与相电流积分基波间的相位差，实现换相误差的统一表征。

(2)设计 FWE-QPLL 相位提取结构。FWE 用于抑制 PM 磁链和相电流积分信号中的谐波干扰；双通道 QPLL 用于独立获取两路基波相位，避免通道动态失配对相位差估计的影响。

(3)仿真与试验结果表明，所提方法能够在超前和滞后换相状态下使换相误差收敛至零附近，并明显降低相电流峰峰值。超前、滞后换相状态下仿真和试验的相电流峰峰值分别下降 42.9%、56.3%和 10.0%、18.2%，换相误差峰峰值保持在 0.5°以内，验证了所提方法在高速 BLDCM 无感换相控制中的有效性。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

闫京雪进行了方案设计、内容总结与论文撰写，闫京雪和李晖进行了试验研究与分析，闫京雪和王远参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summarization, and manuscript preparation were carried out by Yan Jingxue. The experimental investigation and analysis were performed by Yan Jingxue and Li Hui. The manuscript was reviewed and revised by Yan Jingxue and Wang Yuan. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] Mohanraj D, Aruldavid R, Verma R, et al. A review of BLDC motor: State of art, advanced control techniques, and applications [J]. IEEE Access, 2022, 10: 54833-54869.

[2] 郝振洋，张嘉文，杨健，等. 基于单相无刷直流电机的高效全速域无位置控制策略[J]. 电工技术学报，2023，38(20)：5444-5456.
Hao Z Y, Zhang J W, Yang J, et al. High-efficiency full-speed domain sensorless control strategy based on single-phase brushless DC motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 8(20): 5444-5456.

[3] 郑笑咏，邓锦祥，胡荏，等. 无位置传感器无刷直流电机控制技术综述[J]. 电气传动，2022，52(24)：3-11+66.
Zheng X Y, Deng J X, Hu R, et al. Summary of control technology of position sensorless brushless DC motor [J]. Electric Drive, 2022, 52 (24): 3-11+66.

[4] 徐海霞，赵继永，周大为. 基于换相点换相的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用，2021，48(8)：16-21.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

Xu H X, Zhao J Y, Zhou D W. Sensorless control of brushless DC motor based on commutation point commutation [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(8): 16-21.

[5] 李阳, 张纪元, 赵哲, 等. 人工心脏血泵无刷直流电机无位置传感器控制研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(6): 37-42.
Li Y, Zhang J Y, Zhao Z, et al. Research on sensorless control of brushless DC motor for artificial heart blood pump [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(6): 37-42.

[6] 张立广, 朱修辉, 姚明亮, 等. 基于脉宽调制中点采样移相的无刷直流电机相电流重构方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(7): 758-768.
Zhang L G, Zhu X H, Yao M L, et al. Phase current reconstruction method for brushless direct current motors based on midpoint sampling phase-shifting in pulse width modulation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(7): 758-768.

[7] 赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 等. 基于 I/F 起动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 1-7+19.
Zhao Y H, Ning B W, Lu S W, et al. Full speed sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on I/F starting and extended Kalman filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 1-7+19.

[8] 李敏, 李林林, 周俊鹏. 基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 22-33.
Li M, Li L L, Zhou J P. Sensorless vector control of PMSM based on improved sliding mode with variable structure [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(2): 22-33.

[9] 万筱剑, 万子博. 一种基于虚拟中性点的无位置传感器无刷直流电动机控制方法[J]. 电气传动, 2024, 54(8): 4-9.
Wan X J, Wan Z B. Research on position sensorless BLDC motor control method based on virtual neutral point [J]. Electric Drive, 2024, 54(8): 4-9.

[10] Zhang Z D. Sensorless back-EMF based control of synchronous PM and reluctance motor drives—A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10290-10319.

[11] Yang L, Zhu Z Q, Bin H, et al. Virtual third harmonic back EMF-based sensorless drive for high-speed BLDC motors considering machine parameter asymmetries [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(1): 306-315.

[12] Kalamian N, Mahmoodi M, Seraj N, et al. Controller design for sensorless brushless DC motors through a nonlinear model predictive tracker and augmented extended Kalman filter [J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2025, 12(3): 48-64.

[13] 楚娅妮, 徐向波, 邢云翔. 基于 EKF 与相位同步的 BLDCM 无感换相控制[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(1): 35-45.
Chu Y N, Xu X B, Xing Y X. BLDCM sensorless commutation control based on EKF and phase synchronization [J]. Electric Machines & Control Application, 2026, 53(1): 35-45.

[14] Akrami M, Jamshidpour E, Nahid-Mobarakeh B, et al. Sensorless control methods for BLDC motor drives: A review [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 135-152.

[15] Zeghlache A, Mekki H, Djerioui A, et al. Sensorless control of BLDC motor based on ESO with an active harmonic compensator [J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2024, 35(5): 960-969.

[16] Saha B, Sen A, Singh B, et al. Quadrature-phase-locked-loop-based back-electromotive force observer for sensorless brushless DC motor drive control in solar-powered electric vehicles [J]. Applied Sciences, 2025, 15(2): 574.

[17] Gamazo-Real J C, Vazquez-Sanchez E, Gomez-Gil J. Position and speed control of brushless DC motors using sensorless techniques and application trends [J]. IEEE Access, 2024, 12: 1-20.

[18] Zhang H, Deng L, Jin H, et al. Phase synchronization-based commutation error correction method for position sensorless brushless DC motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2024, 20(3): 3964-3973.

[19] 陆可, 蔡广瀚, 向南辉, 等. 基于电压矢量注入的无刷直流电机换相转矩脉动抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(10): 3592-3601.
Lu K, Cai G H, Xiang N H, et al. Method for suppressing commutation torque ripple of brushless DC motor based on voltage vector injection [J].

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

Proceedings of the CESS，2021，41（10）：3592-3601.

[20] Surakasi B. Torque ripple minimization in brushless DC motor using PWM-PWM commutation and advanced angle method [J]. Machines，2023，11（1）：41.

[21] 朱俊杰，黄海燕. 无位置传感器无刷直流电机换相误差校正系统研究[J]. 仪器仪表学报，2021，42(4)：41-49.
Zhu J J，Huang H Y. Study on the commutation error correction system of position sensorless brushless DC motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument，2021，42(4)：41-49.

[22] 边春元，邢海洋，李晓霞，等. 基于速度变化率的无位置传感器无刷直流电机风力发电系统换相误差补偿策略[J]. 电工技术学报，2021，36(11)：2374-2382.
Bian C Y，Xing H Y，Li X X，et al. Compensation strategy for commutation error of sensorless brushless DC motor wind power generation system based on speed change rate [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2021，36（11）：2374-2382.

[23] 余岳，李诚，刘建华，等. 基于脉幅调制的超高速无刷直流电机过零点检测补偿策略[J]. 电工技术学报，2024，39(15)：4806-4819.
Yu Y，Li C，Liu J H，et al. Proposed compensation strategy for ultra-high speed brushless DC motor based on pulse amplitude modulation zero crossing detection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2024，39(15)：4806-4819.

[24] Soni U K，Tripathi R K. Sensorless control of high-speed BLDC motor using equal area criterion based precise commutation scheme with fuzzy based phase delay compensation [J]. International Transactions on Electrical Energy Systems，2021，31（9）：e13001.

[25] Tan B，Guo X，Zhao J，et al. An internal power angle control strategy for high-speed sensorless brushless DC motors [J]. Chinese Journal of Aeronautics，2022，35(12)：389-399.

[26] Jin H，Liu G，Zheng S. Commutation error closed-loop correction method for sensorless BLDC motor using hardware-based floating phase back-EMF integration [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics，2022，18(5)：3166-3176.

[27] Jin H，Gao H，Wang F，et al. Commutation error compensation method based on DC-link current reconstruction for sensorless coreless BLDCM [J]. Experimental Technology and Management，2024，41（2）：98-105.

[28] 许安，文家燕，罗文广. 基于改进磁链函数的无刷直流电机低速换相策略研究[J]. 电机与控制应用，2021，48(4)：18-25.
Xu A，Wen J Y，Luo W G. Low-speed commutation strategy of brushless DC motor based on improved flux linkage function [J]. Electric Machines & Control Application，2021，48(4)：18-25.

收稿日期：2026-06-15
收到修改稿日期：2026-09-01

作者简介：

闫京雪（2002—），女，硕士研究生，研究方向为无刷直流电机无感驱动控制，yanjingxue@bjfu.edu.cn；

*通信作者：王 远（1987—），男，博士，副教授，研究方向为自动控制技术，wangyuan@bjfu.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.