

基于 EKF 与相位同步的 BLDCM 无感换相控制

楚娅妮, 徐向波*, 邢云翔
(北京林业大学 工学院, 北京 100083)

BLDCM Sensorless Commutation Control Based on EKF and Phase Synchronization

CHU Yani, XU Xiangbo*, XING Yunxiang

(The School of Technology, Beijing Forestry University, Beijing 100083, China)

Abstract: [Objective] The extended kalman filter (EKF) is widely used in sensorless brushless DC motor drive systems and can recursively estimate rotor position and speed based on the nonlinear motor model. However, the inherent linearization characteristic of the EKF results in limited approximation accuracy, making the estimator extremely sensitive to parameter uncertainties, model mismatches, and deviations in noise statistics. These limitations can cause the estimated electrical angle and speed to drift over time, leading to commutation errors and significantly reducing motor operating performance. [Methods] To address this issue, this paper proposed a commutation error correction method based on the phase synchronization between the fundamental components of phase back electromotive force and phase current. Firstly, a variable center frequency fundamental extraction filter was employed to extract the fundamental components of both phase current and phase back electromotive force. Secondly, using the vector relationships in the two-phase coordinate system, a commutation error indicator was constructed. When this commutation error indicator was greater than zero, it indicated lagging commutation, when less than zero, it indicated leading commutation. Finally, the commutation error indicator was closed-loop regulated through a proportional integral controller, driving it toward zero and thereby achieving adaptive correction of the commutation timing. [Results] The simulation and experimental results showed good consistency. The proposed method exhibited strong robustness against phase errors induced by various non-ideal factors within the

control loop, effectively correcting commutation errors, significantly improving the symmetry of the current waveforms, rendering the commutation process smoother and more stable. Under both lagging and leading commutation conditions, the peak-to-peak values of phase current were reduced by 75% and 67% respectively, and the rotor position error remained within 0.2 rad. [Conclusion] The proposed commutation error correction method based on EKF and phase synchronization of fundamental components between phase current and phase back electromotive force effectively corrects commutation errors, significantly reduces power loss, and enhances both system efficiency and operational stability.

Key words: brushless DC motor; extended Kalman filter; commutation error correction; phase synchronization

摘要: 【目的】扩展卡尔曼滤波器(EKF)在无传感器无刷直流电机驱动系统中应用广泛,可基于非线性电机模型递归估计转子位置与转速。然而,EKF固有的线性化特性导致逼近精度有限,使得估计器对参数不确定性、模型失配及噪声统计偏差极为敏感。这些局限性会导致估计的电角度和转速随时间漂移,进而引发换相误差,显著降低电机运行性能。【方法】为解决此问题,本文提出一种基于相反电动势与相电流基波相位同步的换相误差校正方法。首先,采用可变中心频率基波提取滤波器提取相电流与相反电动势的基波分量。其次,基于两相坐标系中的矢量关系构建换相误差表征量。当该表征量大于零时表示换向滞后,小于零时表示换向超前。然后,通过比例积分控制器对误差表征量进行闭环调节,使其收敛至零,实现换向时序的自适应校正。最后,通过仿真和试验对所提换相误差校正方法进行验证。【结果】仿真与试验结果具有良好的一致性,所提方法对控制回路中各类非理想因素引起的换相误差具有较强的鲁棒性,有效校

基金项目: 国家自然科学基金(32371868)

National Natural Science Foundation of China (32371868)

正了换相误差,显著改善了电流波形对称性,使换相过程更加平滑稳定。在滞后换相和超前换相状态下,相电流峰值分别降低了 75% 和 67%,且转子位置误差保持在 0.2 rad 以内。【结论】本文所提基于 EKF 观测器和相电流与相反电动势基波相位同步的换相误差校正方法可以有效校正换相误差,显著减少功率损耗,提高系统效率与运行稳定性。

关键词: 无刷直流电机;扩展卡尔曼滤波器;换相误差校正;相位同步

0 引言

无刷直流电机(Brushless DC Motor, BLDCM)凭借高功率密度、高转矩密度以及优异的调速性能,已在航空航天、工业控制和电动汽车等领域得到广泛应用^[1]。在 BLDCM 运行过程中,精确的转子位置信息是实现电子换相和保证系统性能的关键^[2]。传统的位置信号通常依赖霍尔传感器或光电编码器获得,这类传感器不可避免地增加了电机体积和转动惯量,同时传感器安装精度对整体驱动性能影响显著^[3]。基于上述限制,学术和工业界逐渐将研究重心转向无位置传感器控制方法。与传感器驱动控制方式相比,无传感器控制通过对电机电压、电流信号的解析来实现转子位置估算,不仅降低了系统成本和复杂性,还在可靠性和寿命方面展现出明显优势^[4]。因此,如何在无传感器条件下实现高精度、高鲁棒性的转子位置估计,已成为 BLDCM 控制领域的核心问题之一^[5-6]。

扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman Filter, EKF)是一种基于状态空间模型的非线性最优估计算法,能够在测量噪声和系统不确定性的条件下,对电机运行状态进行实时估计^[7]。与传统的反电动势过零法^[8]、三次谐波法^[9]以及转子磁链法^[10]相比,EKF 观测器无需依赖电气信号在不同速度区间的显著特征,因此在低速和高速工况下均具有较好的适应性。同时,EKF 观测器通过递推更新机制有效减小了采样误差与电磁噪声的干扰,提升了系统运行的鲁棒性与稳定性。已有研究表明,EKF 观测器被广泛应用于 BLDCM 的调速控制、振动抑制等领域^[11-13]。然而,EKF 观测器的性能不可避免地受到模型误差与算法局限性的影响,其估计结果随时间逐渐偏离真实值^[14]。

因此,许多学者开展了改进研究,以进一步提高 EKF 在实际应用中的精度与鲁棒性。文献[15]通过引入记忆衰减因子以降低 EKF 对历史状态的依赖性,从而有效抑制了滤波器发散。文献[16]将高频脉振注入法与无迹卡尔曼滤波相结合,实现了从零速到高速的平滑切换,显著改善了全速域内的无感控制精度。文献[17]引入更适合高度非线性系统的粒子滤波方法,进一步提高了状态估计的精度。

电机控制系统不可避免地受到参数不准确、检测电路盲区以及软件执行延迟等因素的影响,在控制环节中引入换相误差会降低电机的运行效率^[18-20]和整体性能^[21-22]。随着对电机控制精度和动态性能需求的不断提升,许多学者基于电机信号的对称特性提出了多种换相误差校正方法。文献[23]通过测量换向点前后反电动势差值,并将其闭环控制至零,实现了换相误差的补偿。文献[24]通过查表法与新型反电动势检测电路直接计算换相点,显著提高了系统的动态响应性能。文献[25]提出了一种基于锁相环的换向误差校正方法,通过调节内部功率因数角至零,实现了误差补偿。然而这些方法都难以从电压脉冲中有效提取换相误差,从而限制了其在复杂工况下的应用^[26]。

针对上述问题,本文提出了一种基于 EKF 与相位同步的 BLDCM 换相误差校正方法。该方法利用 EKF 观测器对转子角度进行估计并重构相反电动势,进而通过相电流与相反电动势基波之间的相位关系来构造误差表征量并校正换相误差。所提方法能够有效补偿由电机电感引起的电流相位滞后,实现高精度的自适应换相误差校正。最后,通过仿真和试验验证了所提方法的有效性。

1 BLDCM 扩展卡尔曼滤波算法

1.1 BLDCM 数学模型

对于三相星型连接的表贴式 BLDCM,其驱动拓扑如图 1 所示。忽略定子磁饱和等因素,相电压平衡方程可表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: R 、 L 分别为定子绕组的相电阻、相电感; i_a 、 i_b 、 i_c 、 u_a 、 u_b 、 u_c 和 e_a 、 e_b 、 e_c 分别为相电流、相电压和相反电动势。

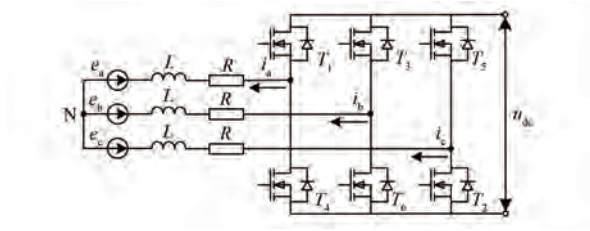


图 1 BLDCM 驱动拓扑

Fig. 1 Drive topology of BLDCM

BLDCM 相反电动势波形如图 2 所示。由图 2 可知相反电动势是转子电角度 θ 的函数, 波形呈 120° 对称梯形波, 其峰值为 E_m 可表示为

$$E_m = NlrB\omega = k_e \omega \quad (2)$$

式中: B 为磁感应强度; l 为导体长度; r 为转子半径; N 为每相串联导体数; ω 为电机角速度; $k_e = NlrB$ 为相反电动势系数, 其值可以直接从电机中测量。

相反电动势方程可表示为

$$e_x = E_m f_x(\theta) \quad (3)$$

$$f_x(\theta) = A_x \theta_m + B_x \quad (4)$$

式中: x 为 a、b、c 三相; $f_x(\theta)$ 为相反电动势关于电角度 θ 的分段函数; θ_m 为 θ 对 2π 取模, 将角度限制在 $[0, 2\pi)$; A_x 、 B_x 为系数, 其取值如表 1 所示。

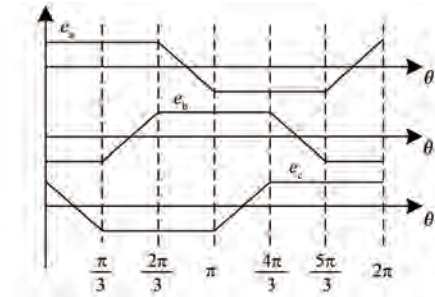


图 2 BLDCM 相反电动势波形

Fig. 2 The phase back electromotive force waveforms of BLDCM

根据力矩平衡定律, BLDCM 的运动学方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B_v \omega \quad (5)$$

式中: T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B_v 为粘性阻尼系数。

结合式 (1)、式 (3) 和式 (5), 可以推导出

表 1 系数 A_x 与 B_x 设定值Tab. 1 The definition value of A_x and B_x

θ	A_a	B_a	A_b	B_b	A_c	B_c
$[0, \pi/3)$	1	0	-1	0	1	$-\frac{\pi}{6}$
$[\pi/3, 2\pi/3)$	1	0	-3	$\frac{\pi}{6}$	-1	0
$[2\pi/3, \pi)$	5	$-\frac{\pi}{6}$	1	0	-1	0
$[\pi, 4\pi/3)$	-1	0	1	0	-7	$\frac{\pi}{6}$
$[4\pi/3, 5\pi/3)$	-1	0	9	$-\frac{\pi}{6}$	1	0
$[5\pi/3, 2\pi)$	11	$\frac{\pi}{6}$	-1	0	1	0

BLDCM 数学模型的微分方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Ri_a/L - e_a/L + u_a/L \\ -Ri_b/L - e_b/L + u_b/L \\ -Ri_c/L - e_c/L + u_c/L \\ (T_e - T_L - B_v \omega)/J \\ p\omega \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: p 为电机极对数。

1.2 EKF 状态观测器设计

受反电动势与电角度之间非线性关系的影响, BLDCM 的系统状态方程具有非线性特征, k 时刻的系统状态空间表达式为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_k, \mathbf{w}_k) \\ \mathbf{y}_k = h(\mathbf{x}_k, \mathbf{v}_k) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{x} = [i_a \ i_b \ i_c \ \omega \ \theta]^T$ 为系统状态变量; $\mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ 为系统输入; $\mathbf{y} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ 为系统测量值; $\mathbf{w}$ 、 $\mathbf{v}$ 分别为由模型误差和扰动引起的系统过程噪声、测量噪声, 分别为协方差矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\mathbf{R}$ 的零均值噪声。

将式 (6) 代入式 (7), 在此基础上建立 BLDCM 的 EKF 观测器, 并进行离散化处理, 如式 (8) 所示:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k|k-1} = \mathbf{x}_{k-1|k-1} + f(\mathbf{x}_{k-1|k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) \times T_s \\ \Phi = T_s \mathbf{F}_{k-1|k-1} + \mathbf{I} \\ \mathbf{P}_{k|k-1} = \Phi \mathbf{D}_{k-1} \Phi^T + \mathbf{Q}_{k-1} \\ \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \\ \mathbf{x}_{k|k} = \mathbf{x}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H} \mathbf{x}_{k|k-1}) \\ \mathbf{D}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}) \mathbf{P}_{k|k-1} \end{cases} \quad (8)$$

式中: T_s 为离散采样周期; I 为单位矩阵; H 为测量矩阵; $F_{k-1|k-1}$ 为非线性函数 $f(x, u)$ 在 $k-1$ 时刻的一阶泰勒展开; D_k 为后验估计值与真实值之间的误差协方差矩阵; Φ 为状态转移矩阵; K_k 为卡尔曼增益矩阵。

由于电机的电气时间常数远小于机械时间常数,在 T_s 较小的情况下,可以认为转速的变化为 $0^{[27]}$,即 $\dot{\omega}=0$ 。那么 $f(x, u)$ 与 $F_{k-1|k-1}$ 可以简化为

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} -Ri_a/L - e_a/L + u_a/L \\ -Ri_b/L - e_b/L + u_b/L \\ -Ri_c/L - e_c/L + u_c/L \\ 0 \\ p\omega \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$F_{k-1|k-1} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & \frac{-k_a f_a(\theta)}{L} & \frac{-E_m A_a}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{-k_a f_b(\theta)}{L} & \frac{-E_m A_b}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-k_a f_c(\theta)}{L} & \frac{-E_m A_c}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

EKF 状态观测器原理如图 3 所示。

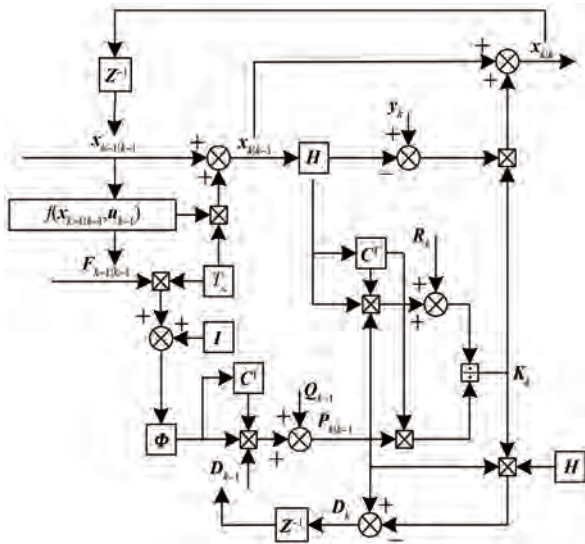


图 3 EKF 状态观测器原理图

Fig. 3 Schematic diagram of EKF state observer

2 相位同步换相误差校正方法

为实现单位电流下的最大电磁转矩输出,相

反电动势的基波分量应与相电流的基波分量保持相同的相位,此时电机运行效率最优,且电流利用率最高。因此,通过使相电流基波与相反电动势基波在相位上精确对齐,可实现最优换相控制。由于方波电流波形与反电动势波形中含有明显的高频谐波,使用其基波分量构造换相误差能更有效抑制谐波干扰。本文使用具有出色同步频率提取能力的基波提取滤波器(Fundamental Extraction Filter, FEF)来提取基波相位差。

2.1 基于 FEF 的误差信号提取

FEF 能够从输入信号中提取目标频率分量,与传统带通滤波器相比,其最大特点在于中心频率可随电机转速动态调整,实现对频率变化的有效跟踪。FEF 的结构框图如图 4 所示,其频域特性由式(11)所示的传递函数表示:

$$G(s) = \frac{\eta s}{s^2 + \eta s + \omega_e^2} \quad (11)$$

式中: ω_e 为 FEF 的中心频率,在本文中被设定为电机的电角频率; η 为带宽系数。

为了方便分析滤波器的性能,可将式(11)重写为基于品质因数 M 的标准二阶带通滤波器的传递函数形式:

$$G(s) = K \frac{(\omega_e/M)s}{s^2 + (\omega_e/M)s + \omega_e^2} \quad (12)$$

式中: K 为增益系数。

联立式(11)、式(12)可以得到:

$$\begin{cases} K = 1 \\ \eta = \frac{\omega_e}{M} \end{cases} \quad (13)$$

式(13)中 $K=1$ 表明在中心频率处的增益为 0 dB。

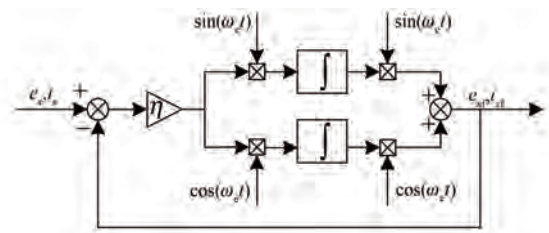
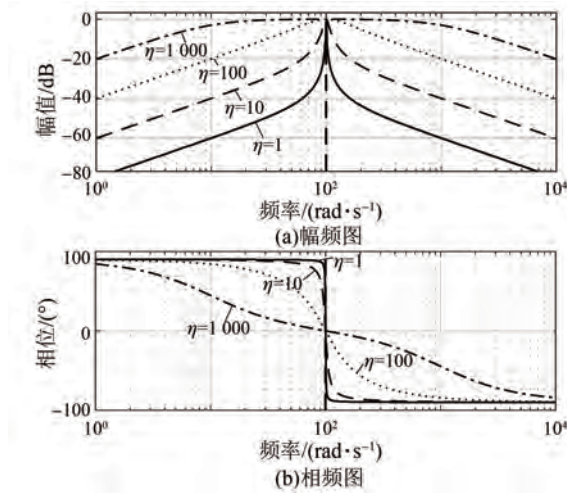


图 4 FEF 结构框图

Fig. 4 Structural block diagram of the FEF

根据式(11)可知,FEF 的过滤性能取决于 η 。图 5 展示了 η 分别为 1、10、100 和 1 000 时 FEF 的伯德图。

图 5 不同 η 下 FEF 的伯德图Fig. 5 Bode diagram of FEF at different η

由图 5 可知, η 越小 FEF 的滤波性能越优。然而, 滤波性能的提升通常会导致系统带宽减小, 进而降低动态响应速度。因此, 在 FEF 参数整定过程中, 需要在滤波性能与系统响应速度之间进行权衡, 以满足具体控制系统对动态性能和抗干扰能力的综合要求。

通过合理设置参数, FEF 可显著抑制谐波干扰, 并有效提取相反电动势与相电流的基波分量。为了保证在电机运行的全速域内滤波器均保持一致可靠的相对选择性, 设定品质因数 M 为常数, 带宽系数 η 根据式 (13) 被设定为与电机角频率 ω_e 相关的可变值, 使 FEF 在不同转速下均能保持稳定的滤波性能。

2.2 换相误差模型构建

假设相电流基波滞后相反电动势基波的角度为 $\Delta\theta$, 无论相反电动势与相电流波形是正弦波、方波还是介于两者之间的波形, 都可表示为

$$\begin{cases} e_a = k_e \omega \cos(\omega t) + e_{ah} \\ e_b = k_e \omega \cos(\omega t - 2\pi/3) + e_{bh} \\ e_c = k_e \omega \cos(\omega t - 4\pi/3) + e_{ch} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t - \Delta\theta) + i_{ah} \\ i_b = I_m \cos(\omega t - 2\pi/3 - \Delta\theta) + i_{bh} \\ i_c = I_m \cos(\omega t - 4\pi/3 - \Delta\theta) + i_{ch} \end{cases} \quad (15)$$

式中: I_m 为相电流基波幅值; e_{ah} 、 e_{bh} 、 e_{ch} 和 i_{ah} 、 i_{bh} 、 i_{ch} 分别为相反电动势和相电流的高次谐波。

通过 FEF 提取相反电动势和相电流的基波分量, 可以得到:

$$\begin{cases} e_{af} = k_e \omega \cos(\omega t - \theta_f) \\ e_{bf} = k_e \omega \cos(\omega t - 2\pi/3 - \theta_f) \\ e_{cf} = k_e \omega \cos(\omega t - 4\pi/3 - \theta_f) \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} i_{af} = I_m \cos(\omega t - \Delta\theta - \theta_f) \\ i_{bf} = I_m \cos(\omega t - 2\pi/3 - \Delta\theta - \theta_f) \\ i_{cf} = I_m \cos(\omega t - 4\pi/3 - \Delta\theta - \theta_f) \end{cases} \quad (17)$$

式中: e_{af} 、 e_{bf} 、 e_{cf} 和 i_{af} 、 i_{bf} 、 i_{cf} 分别为相反电动势和相电流基波; θ_f 为 FEF 带来的相位滞后。

得到相反电动势与相电流的基波后, 就可以利用坐标变换将 i_x 与 EKF 观测器得到的 e_x 转换到正交的 α - β 参考系。将相位滞后转变为向量点积的形式构造换相误差表征量, 克拉克变换矩阵为

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

由于仅关注相反电动势与相电流之间的相位关系, 克拉克变换矩阵可简化为

$$M_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (19)$$

将式 (19) 代入式 (16)、式 (17) 进行克拉克变换, 得到在 α - β 参考系下的相反电动势基波、相电流基波分别为

$$\begin{cases} e_{af} = 3k_e \omega \cos(\omega t - \theta_f) \\ e_{bf} = 3k_e \omega \sin(\omega t - \theta_f) \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} i_{af} = 3I_m \cos(\omega t - \Delta\theta - \theta_f) \\ i_{bf} = 3I_m \sin(\omega t - \Delta\theta - \theta_f) \end{cases} \quad (21)$$

构造包含换相误差的函数, 如式 (22) 所示:

$$f(\Delta\theta) = -e_{af}i_{bf} + e_{bf}i_{af} \quad (22)$$

通过三角变换, 式 (22) 可简化为

$$f(\Delta\theta) = 9k_e \omega I_m \sin(\Delta\theta) \quad (23)$$

由式 (23) 可知, $f(\Delta\theta)$ 可以表征换相误差。当 $f(\Delta\theta) > 0$ 时, 表示换相滞后; 当 $f(\Delta\theta) < 0$ 时, 表示换相超前。并且 $f(\Delta\theta)$ 的幅值与转速和相电流基波幅值成正比, 因而对换相误差具有较高的敏感性, 可以实现较为精确的换相误差校正。

2.3 换相误差闭环校正

为了更好地闭环校正换相误差, 误差表征量 σ 可表示为

$$\sigma = \frac{f(\Delta\theta)}{9k_e \omega I_m} \quad (24)$$

换相误差校正结构框图如图 6 所示。根据式 (24), 采用比例积分控制器对换相误差进行闭环补偿, 补偿量 φ 可表示为

$$\varphi = k_p \sigma + k_i \int_0^t \sigma dt \quad (25)$$

式中: k_p 、 k_i 分别为比例、积分增益。

k_p 、 k_i 的整定可借鉴锁相环结构^[28-29], 通过对系统进行线性化并依据标准二阶模型完成初始整定, 再结合仿真与试验进一步调优, 以获得更优的动态响应性能与稳态精度。

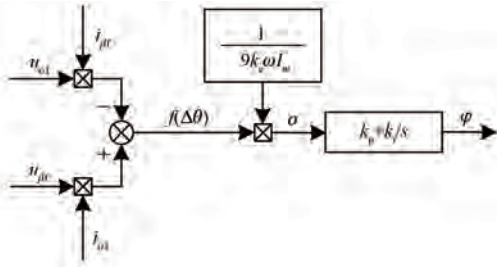


图 6 换相误差校正结构框图

Fig. 6 Structural block diagram of commutation error correction

基于 EKF 和相位同步的 BLDCM 无感换相控制系统结构框图如图 7 所示。首先, 采集三相电压和电流信号, 通过 EKF 观测器估计转子角度和转速, 并利用式 (3) 和式 (4) 重构相反电动势; 然后, 使用 FEF 提取相反电动势和相电流基波分量, 换相校正模块根据相反电动势和相电流基波分量计算误差补偿量; 最后, 换相信号由 EKF 的最优估计结果与误差补偿量共同确定, 并输出至三相桥式逆变器, 以驱动电机。

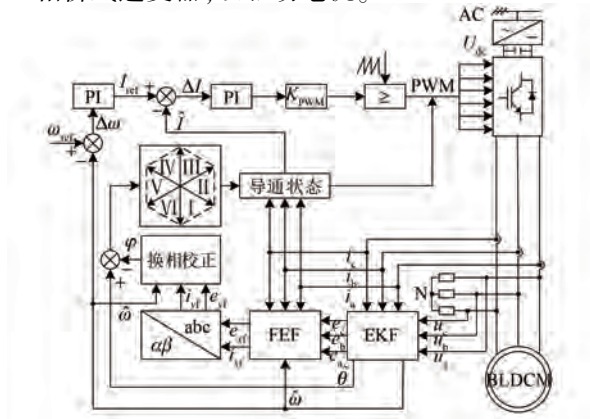


图 7 BLDCM 无感换相控制系统结构框图

Fig. 7 Structural block diagram of BLDCM sensorless commutation control system

3 仿真与试验结果

为验证所提换相控制方法的有效性, 首先在 Matlab/Simulink 平台上对电机控制系统及换相误差校正方法进行仿真分析。随后, 搭建如图 8 所示的 BLDCM 试验平台, 并使用 TMS320F28335 作为控制器, 设定采样和控制频率为 20 kHz。使用电流传感器和采样电阻检测电机端电压与相电流, 经控制器运算后生成脉宽调制信号, 经功放电路输出控制电流至电机三相绕组。仿真与试验中所用 BLDCM 的主要参数如表 2 所示。



图 8 BLDCM 试验平台

Fig. 8 Experimental platform of BLDCM

表 2 BLDCM 主要参数

Tab. 2 Key parameters of BLDCM

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·kr ⁻¹ ·min)	0.68
转动惯量/(kg·m ²)	0.000 032
相电阻/mH	0.06
相电感/Ω	0.08
峰值电流/A	23
极对数	1

为了评估所提换相控制方法的换相误差校正性能, 基于 Matlab/Simulink 模型, 对电机在不同换相状态下运行至 5 700 r/min 的恒速工况进行了仿真分析, 结果如图 9 所示。

由图 9(a) 可知, 当 EKF 观测器角度 θ_{EKF} 滞后导致换相延迟时, 相电流峰峰值升至 11.3 A, 波形明显失真。由图 9(b) 可知, 当换相角度超前时亦出现类似现象, 相电流峰峰值达 10.5 A, 导致电机效率降低及电磁转矩恶化。相比之下, 换相角

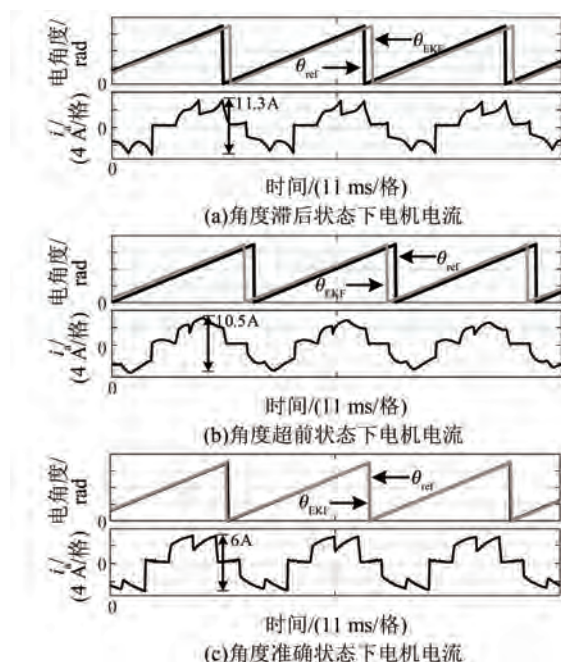


图 9 不同换相状态下电机电流对比

Fig. 9 Comparison of motor current under different commutation states

度准确工况下, 相电流峰峰值和电流失真显著降低。

采用 FEF 对原始相电流和相反电动势信号进行处理, 处理前后的对比及快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 分析结果如图 10 所示。

由图 10 可知, 原始相电流和相反电动势含有较多高阶谐波分量, 难以直接构造换相误差。经 FEF 提取基波信号后, 通过对比 e_a 、 e_{af} 和 i_a 、 i_{af} 的 FFT 分析结果可以看出, FEF 能显著削弱 e_a 、 i_a 中的谐波分量, 使信号更接近正弦波形。值得注意的是, 在滤波过程中 e_a 、 i_a 会产生相同角度的延迟, 但两者之间的换相误差 $\Delta\theta$ 并没有改变, 表明所提换相误差校正方法可以克服滤波延迟的影响。

为了验证所提换相误差校正方法的动态性能, 在转速为 15 000 r/min 的稳速条件下分别进行仿真与试验验证, 结果如图 11~图 14 所示。

由图 11 可知, 在 t_1 时刻之前, 仿真电机始终处于滞后换相状态, i_a 的峰峰值达到 5.4 A, 误差表征量 σ 大于 0; t_1 时刻引入换相误差校正方法后, i_a 的幅值和误差表征量 σ 逐渐减小, 误差表征量在 t_2 时刻收敛至 0, 此时换相角度实现对齐, 滞后误差被有效校正, 电流波形趋于对称, 峰峰值降低至 2.8 A。由图 12 可知, 在 t_3 时刻之前, 电机处于超前换相状态, i_a 的峰峰值达到 4.6 A, 误差表征量 σ 小于 0; t_3 时刻引入换相误差校正方法后, i_a 的幅值和误差表征量 σ 逐渐减小, σ 在 t_4 时刻收敛至 0, 此时换相角度实现对齐, 超前误差被有效校正。

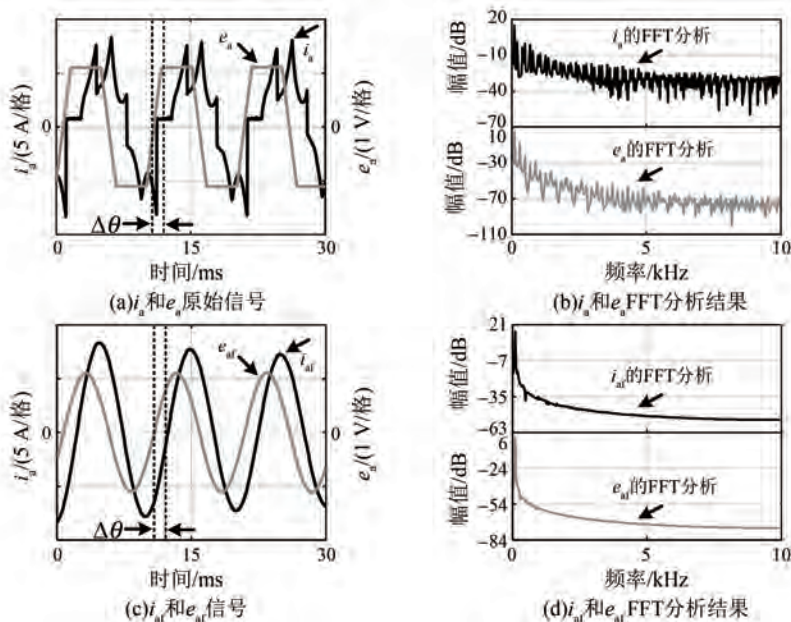


图 10 信号经 FEF 处理前后对比

Fig. 10 Comparison of the signals before and after FEF processing

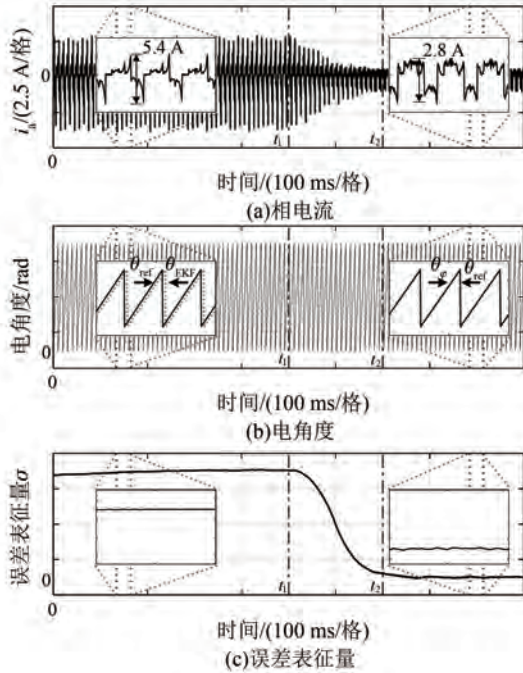


图 11 滞后换相时引入换相校正的仿真结果

Fig. 11 Simulation results of phase commutation correction introduced under lagging commutation

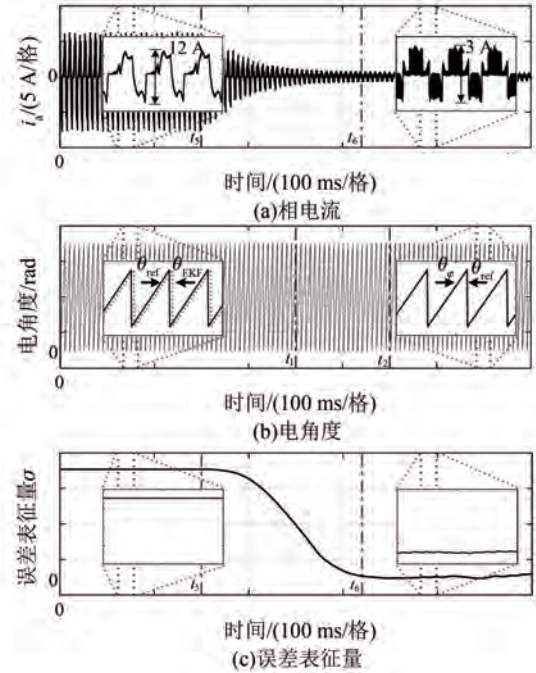


图 13 滞后换相时引入换相校正的试验结果

Fig. 13 Experimental results of phase commutation correction introduced under lagging commutation

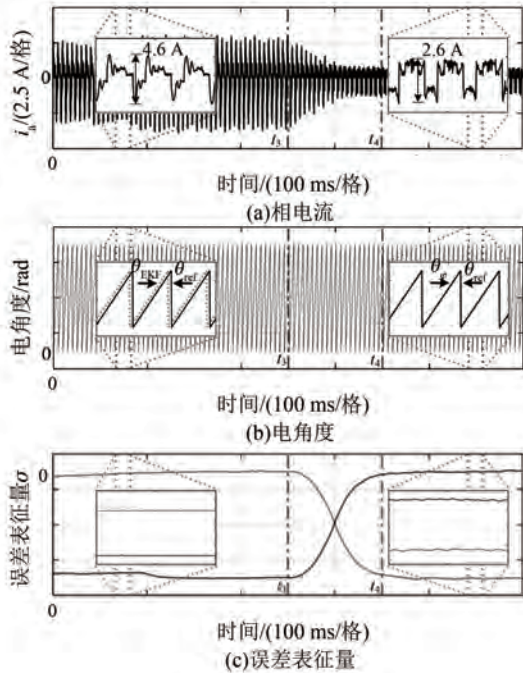


图 12 超前换相时引入换相校正的仿真结果

Fig. 12 Simulation results of phase commutation correction introduced under leading commutation

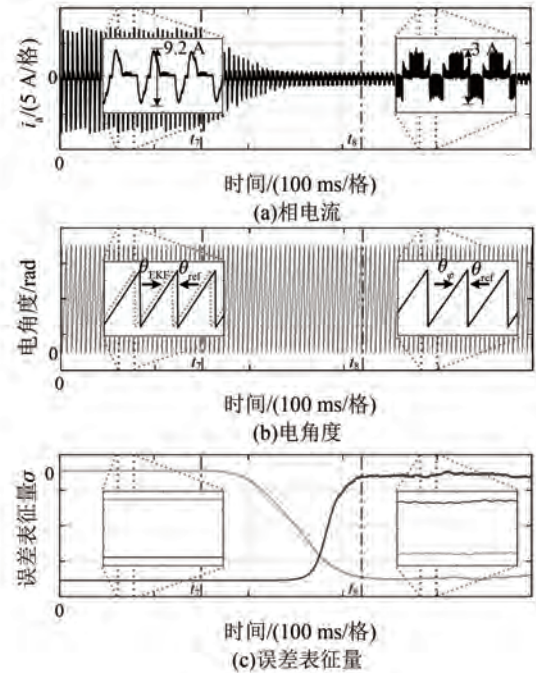


图 14 超前换相时引入换相校正的试验结果

Fig. 14 Experimental results of phase commutation correction introduced under leading commutation

由图 13 和图 14 可知,试验结果与仿真结果具有良好的 consistency。在 t_5 时刻之前,试验电机处

于滞后换相状态, i_a 峰峰值达到 12 A, 误差表征量 σ 大于 0; t_5 时刻引入换相校正方法后, i_a 幅值和

σ 逐步减小, t_6 时刻 σ 收敛至 0, 此时换相角度实现对齐, 滞后误差被有效校正, 电流波形呈现良好的对称性, i_a 峰峰值由 12 A 降至 3 A, 降低了 75%, 电源电流从 0.58 A 降至 0.22 A, 系统的输入电功率降低了 62.1%。当试验电机处于超前换相状态时, σ 小于 0, i_a 峰峰值相对较大, t_7 时刻引入换相误差校正方法后, i_a 峰峰值由 9.2 A 下降到 3 A, 降低了 67%, 电源电流从 0.41 A 降至 0.21 A, 系统的输入电功率降低了 48.8%, t_8 时刻 σ 收敛为 0, 换相误差被有效校正, 且转子位置误差保持在 0.2 rad 以内。

仿真和试验结果均表明, 所提换相误差校正方法能够准确识别并有效校正滞后和超前换相误差, 实现换相角度的精确对齐, 显著改善电流波形对称性, 降低电流峰峰值, 实现了铜耗的降低与转矩脉动的有效抑制, 提升了电机运行效率。

4 结语

本文提出了一种基于 EKF 观测器的 BLDCM 换相误差构造与校正方法。通过引入相反电动势与相电流基波相位同步的校正方法, 解决了 EKF 观测器在非理想因素下的相位漂移问题。具体而言, 利用 EKF 实现转子位置无传感器估计, 基于最优转矩原理构造换相误差函数, 采用 FEF 提取基波信号, 提高对噪声和延迟的鲁棒性, 并结合比例积分控制器实现闭环误差修正。最终, 仿真与试验结果均验证了所提换相误差校正方法的有效性, 证明其在提升电机效率与降低功率损耗方面具有重要意义。

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

楚娅妮进行了方案设计、内容总结与论文撰写, 楚娅妮和邢云翔进行了试验研究与分析, 楚娅妮和徐向波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 summary, and paper writing were carried out by Chu Yani. The

experimental study and analysis were performed by Chu Yani and Xing Yunxiang. The manuscript was reviewed and revised by Chu Yani and Xu Xiangbo. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 周东升, 许高斌, 马渊明. 基于 FPGA 的无刷直流电机模糊 PI 控制系统设计[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2025, 48(7): 898-903+909.
Zhou D S, Xu G B, Ma Y M. Design of fuzzy PI control system for brushless direct current motor based on FPGA [J]. Journal of Hefei University of Technology (Natural Science), 2025, 48(7): 898-903+909.
- [2] 李迎杰, 刘曙光, 刘旭东. 基于非奇异终端滑模观测器的无刷直流电机无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(3): 1-7.
Li Y J, Liu S G, Liu X D. Sensorless control of brushless DC motor based on non-singular terminal sliding mode observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(3): 1-7.
- [3] Zhang H F, Wu H T, Jin H, et al. High-dynamic and low-cost sensorless control method of high-speed brushless DC motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(4): 5576-5584.
- [4] 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.
- [5] 赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 等. 基于 I/F 启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.
- [6] 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.
- [7] 徐会风, 苏少平, 杜庆诚, 等. 基于扩展卡尔曼滤波观测器的无刷直流电机无位置传感器控制系统研究[J]. *微电机*, 2020, 53(5): 31-39+50.
- Xu H F, Su S P, Du Q C, et al. Research on sensorless control system of brushless DC motor based on extended Kalman filter observer [J]. *Micromotors*, 2020, 53(5): 31-39+50.
- [8] Weng L, Zhu Z Q, Bin H, et al. A commutation error compensation strategy for high-speed brushless DC drive based on adaline filter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(5): 3728-3738.
- [9] 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.
- [10] 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. Research on low-speed commutation strategy for brushless DC motor based on improved magnetic flux linkage function [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(4): 18-25.
- [11] 郑诗程, 周甜军, 郎佳红. 基于扩展卡尔曼滤波的无速度传感器无刷双馈感应电机直接转矩控制[J]. *电源学报*, 2022, 20(3): 126-132.
- Zheng S C, Zhou T J, Lang J H. Sensorless direct torque control of brushless doubly fed induction motor based on extended Kalman filter [J]. *Journal of Power Supply*, 2022, 20(3): 126-132.
- [12] 程梦坤, 储剑波. 基于分数阶扩展滑模扰动观测器的PMSM无模型控制算法研究[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(10): 51-63.
- Cheng M K, Chu J B. Research on model-free control algorithm for PMSM based on fractional-order extended sliding mode disturbance observer [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(10): 51-63.
- [13] Ubare P, Ingole D, Sonawane D N. Nonlinear model predictive control of BLDC motor with state estimation [J]. *IFAC-PapersOnLine*, 2021, 54(6): 107-112.
- [14] Sang Y J, Wu Z L, Fan Y Y. An adaptive extended Kalman filter observer-for permanent magnet synchronous motor position sensorless control systems [J]. *Scientific Reports*, 2025, 15: 11605.
- [15] 郑笑咏. 基于改进 Kalman 滤波的 BLDC 无位置传感器控制算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2024.
- Zheng X Y. Research on BLDC sensorless control algorithm based on improved Kalman filter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2024.
- [16] 展榕啸, 江秀红. 一种 PMSM 全速度无位置传感器控制方法[J]. *电工技术*, 2023(22): 1-4.
- Zhan R X, Jiang X H. A full-speed range sensorless control method for PMSM [J]. *Electrical Engineering*, 2023(22): 1-4.
- [17] Sabzevaris I H, Chulaee Y, Abdi S. Analysis and modification of a particle filter algorithm for sensorless control of BLDC machine [C]//2020 International Conference on Electrical Machines, Gothenburg, 2020.
- [18] Jin H, Liu G, Li H T, et al. A fast commutation error correction method for sensorless BLDC motor considering rapidly varying rotor speed [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(4): 3938-3947.
- [19] 李昊岩, 许珂豪, 陈曦, 等. 基于端电压的定子无铁心永磁无刷直流电机换相误差识别与校正[J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(21): 8642-8653.
- Li H Y, Xu K H, Chen X, et al. Commutation error identification and correction of the ironless-stator permanent magnet brushless DC motor based on terminal voltage [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(21): 8642-8653.
- [20] 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.
- [21] Jin H, Liu G, Zheng S Q. 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(6): 3978-3986.
- [22] Zhao D D, Wang P X, Tan B, et al. Fast commutation error compensation for BLDC motors based on virtual neutral voltage [J]. *IEEE*

- Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1259-1263.
- [23] Zhang H F, Deng L R, 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.
- [24] 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.
- 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.
- [25] Gu C, Wang X L, Shi X Q, et al. A PLL-based novel commutation correction strategy for a high-speed brushless DC motor sensorless drive system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 3752-3762.
- [26] 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. Research on commutation error correction system for sensorless brushless DC motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(4): 41-49.
- [27] 时隋翔, 刘瀚文, 王玉彬. 基于 EKF 的 IPMSM 无位置传感器控制估计误差补偿方法[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(8): 20-29.
- Shi S X, Liu H W, Wang Y B. Estimated error compensation method for IPMSM sensorless control based on EKF [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(8): 20-29.
- [28] 于林鑫, 袁昕, 费连越. 基于改进准一型锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(9): 301-310.
- Yu L X, Yuan X, Fei L Y. Sensorless control of PMSM using an improved quasi-type-1 phase-locked loop [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(9): 301-310.
- [29] Chen H J, Jia R S, Wang Y C, et al. An improved active flux sliding mode observer based on fuzzy SOGI for IPMSM sensorless drives [J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2025, 20(5): 3109-3121.

收稿日期:2025-10-13

收到修改稿日期:2025-11-17

作者简介:

楚娅妮(2000—),女,硕士研究生,研究方向为无刷直流电机无感驱动控制,Chuyani@bjfu.edu.cn;

*通信作者:徐向波(1982—),男,博士,教授,研究方向为精密机电与伺服控制,xuxiangbo@bjfu.edu.cn。