

# 基于 DP-PS-SMO 与 FCS-MPCC 的无位置传感器 BLDCM 控制策略及其转矩脉动抑制研究

于林鑫<sup>1</sup>, 齐笑云<sup>1\*</sup>, 欧景<sup>2</sup>, 高宏伟<sup>1</sup>

(1. 沈阳理工大学 自动化与电气工程学院, 辽宁 沈阳 110159;

2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

## Sensorless BLDCM Control Strategy and Torque Ripple Suppression Based on DP-PS-SMO and FCS-MPCC

Yu Linxin<sup>1</sup>, Qi Xiaoyun<sup>1\*</sup>, Ou Jing<sup>2</sup>, Gao Hongwei<sup>1</sup>

(1. School of Automation and Electrical Engineering, Shenyang Ligong University, Shenyang 110159, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** [Objective] Aiming at the issues of inaccurate position estimation and insufficient commutation current regulation in traditional sensorless brushless DC motor (BLDCM) at low-to-medium speeds and commutation regions, which lead to significant torque ripple and degraded operational stability, this paper proposes a cooperative control method that balances position estimation accuracy and commutation current regulation performance. [Methods] Within the dual vector field-oriented control framework, the position observation and current control were collaboratively designed. A sliding mode observer based on a double power piecewise smooth (DP-PS-SMO) was constructed, where different power terms were utilized to achieve rapid convergence in large error regions and high-precision estimation in small error regions. Additionally, a piecewise smooth function was employed to enhance the continuity of back electromotive force and electrical angle estimation. Finite control set model predictive current control (FCS-MPCC) was introduced, where the estimated electrical angle was used to predict the current response under the action of the inverter's finite voltage vectors. The optimal voltage vector was selected through a cost function to suppress torque fluctuations caused by commutation discontinuity. Finally,

simulation verification was conducted on the Matlab platform.

[Results] The simulation results demonstrated that the proposed method effectively reduced current fluctuations in the commutation region and suppressed torque ripple caused by commutation errors. Compared with traditional sensorless control strategies, torque ripple was significantly mitigated under all four operating conditions. [Conclusion] The cooperative design of DP-PS-SMO and FCS-MPCC effectively mitigates torque ripple issues in sensorless BLDCM at low-to-medium speeds and commutation regions, enhancing system operational stability and control reliability without the need for additional position sensors.

**Key words:** sensorless; brushless DC motor; position estimation accuracy; cooperative control; finite control set

**摘要:** [目的] 针对传统无位置传感器无刷直流电机 (BLDCM) 在中低速及换相区位置信息不准确、换相电流调控能力不足, 导致转矩脉动明显和运行平稳性下降的问题, 提出一种兼顾位置估计精度与换相区电流调节性能的协同控制方法。【方法】在双矢量场定向控制框架下, 对位置观测与电流控制进行协同设计。构建基于双幂次分段光滑滑模观测器 (DP-PS-SMO), 通过不同幂次项兼顾大误差区快速收敛与小误差区高精度估计, 并采用分段光滑函数提高反电动势与电角度估计的连续性。引入有限控制集模型预测电流控制 (FCS-MPCC), 利用估计电角度预测逆变器有限电压矢量作用下的电流响应, 并通过代价函数实现最优电压矢量选择, 以抑制换相不连续引起的转矩波动。最后, 基于 Matlab 平台进行仿真验证。【结果】仿真结果表明, 所提方法能够减小换相区电流波动并抑制换相误差引起的转矩脉动, 与传统无位

**基金项目:** 国家自然科学基金青年科学基金 (52207041); 辽宁省教育厅高校基本科研项目 (JYTQN2023063)

Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China (52207041); Basic Scientific Research Project of Higher Education Institutions of Liaoning Province (JYTQN2023063)

置传感器控制策略相比,四种工况下转矩脉动均得到明显抑制。【结论】DP-PS-SMO 与 FCS-MPCC 的协同设计,可有效缓解无位置传感器 BLDCM 中低速及换相区转矩脉动问题,在不增加位置传感器的前提下提升系统运行平稳性与控制可靠性。

**关键词:** 无位置传感器;无刷直流电机;位置估计精度;协同控制;有限控制集

## 0 引言

无刷直流电机 (Brushless Direct Current Motor, BLDCM) 因效率高、功率密度大、结构简单和调速性能好等优点,在电动汽车、工业驱动及家用电器等领域得到广泛应用。传统 BLDCM 驱动系统通常依赖位置传感器获取转子位置信息以实现准确换相,但位置传感器会增加系统成本和体积,并降低复杂工况下的运行可靠性。因此,研究无位置传感器 BLDCM 控制技术具有重要工程意义。

在无位置传感器控制方面,文献[1]综述了 BLDCM 无位置传感器控制方法的发展现状。现有研究表明,换相区控制精度仍是制约系统性能提升的重要因素。反电动势检测方法因结构简单、易于实现而被广泛采用<sup>[2]</sup>。文献[3]提出基于浮置相反电动势积分的闭环校正方法,以减小滤波与延时对换相精度的影响;文献[4]采用自适应延时信号抵消同步旋转坐标系锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL) 方法,实现了宽速域位置估计。

为进一步提高换相瞬时及弱反电动势工况下的控制性能,滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO) 因具有较强鲁棒性和参数不敏感性,在无位置传感器控制中得到广泛关注<sup>[5]</sup>。文献[6]通过在线调节滑模增益,改善了弱反电动势条件下的估计性能。然而,传统 SMO 切换函数不连续,易引入高频抖振,影响反电动势与电角度估计精度<sup>[7]</sup>。为此,文献[8]引入幂次趋近律,文献[9]采用平滑切换函数,文献[10]进一步引入非奇异终端滑模结构,以改善观测性能。但在换相瞬时及弱反电动势工况下,估计抖振与相位滞后问题仍难以完全消除。

已有研究表明,换相区是 BLDCM 转矩脉动

产生的主要阶段<sup>[11-13]</sup>。文献[14]分析了换相区电流畸变、反电动势非理想性及负载变化对转矩脉动的影响。针对换相区转矩波动问题,文献[15]提出基于换相过程动态建模的转矩脉动补偿方法;文献[16]在双闭环控制结构基础上引入三闭环控制思想,降低了相电流波动;文献[17]通过开通角调节,改善了换相区转矩输出特性。

随着计算能力提升,模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 因能够显式考虑系统约束和多目标优化,在 BLDCM 驱动领域受到广泛关注<sup>[18-21]</sup>。文献[22]将 MPC 引入 BLDCM 转矩控制,实现了换相区电流连续性控制;文献[23]提出基于有限控制集 MPC 的转矩脉动抑制方法,在单步预测框架下实现了电流误差与转矩误差的协同优化;文献[24]验证了改进型 MPC 策略在全速域和变负载条件下的有效性。然而,现有方法多假设电机状态信息精确可得,未充分考虑无位置传感器条件下位置估计误差对换相区电流预测与转矩输出的耦合作用<sup>[25]</sup>。

综上,现有无位置传感器 BLDCM 控制研究多从位置观测或电流控制单一角度开展,对换相区“位置估计误差—电流预测偏差—转矩波动”耦合问题的协同抑制仍显不足。针对这一问题,本文提出一种基于双幂次分段光滑 SMO 与有限控制集模型预测电流控制 (Finite Control Set Model Predictive Current Control, FCS-MPCC) 的无位置传感器 BLDCM 协同控制方法。在观测环节,引入双幂次趋近律与分段光滑切换函数,提高反电动势和电角度估计的连续性;在控制环节,基于观测电角度建立电流预测模型,并在代价函数中引入电流变化惩罚项,以抑制换相区电流突变和转矩脉动。最后,通过中低速及负载扰动工况验证所提方法的有效性。

## 1 无位置传感器控制的 BLDCM 数学建模

为实现无位置传感器控制,需建立能够描述 BLDCM 电气特性和电流动态的数学模型。对于三相对称绕组 BLDCM,在忽略磁饱和、铁耗和寄生参数等影响下,其三相电压方程可表示为<sup>[26]</sup>

$$\begin{cases} u_a = R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + e_a \\ u_b = R_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} + e_b \\ u_c = R_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_a, u_b, u_c$  为三相定子电压;  $i_a, i_b, i_c$  为三相定子电流;  $e_a, e_b, e_c$  为三相反电动势;  $R_s, L_s$  分别为定子电阻、电感。

由于 BLDCM 反电动势呈梯形分布, 直接在三相坐标系下分析不利于后续观测器设计, 因此采用 Clarke 变换将三相变量映射至  $\alpha\beta$  静止坐标系, 可得:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

该变换将三相幅值相关的电流信息压缩到二维平面中, 使反电动势、定子电压以及电流的动态关系不再依赖电角度, 从而构成后续 SMO 设计的主要数学基础。为了与传统磁场定向控制结构保持一致性, 同时为 FCS-MPCC 分析提供可扩展的建模框架, 可进一步采用 Park 变换将  $\alpha\beta$  变量映射到  $dq$  旋转坐标系<sup>[27]</sup>, 可得:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $\theta_e$  为电角度。

由于 BLDCM 的反电动势并非正弦, 而是具有分段特性的梯形波形, 其  $dq$  轴模型不具备永磁同步电机中典型的解耦结构。因此, 在无位置传感器场景中, 本文更侧重于在  $\alpha\beta$  坐标系下构建反电动势观测器, 避免因反电动势形状导致的额外耦合项。根据 Clarke 变换结果, 可得到  $\alpha\beta$  坐标下的电压—电流关系, 如式(4)所示:

$$\dot{\mathbf{i}} = \frac{d\mathbf{i}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{i} + \frac{1}{L_s} \mathbf{u} - \frac{1}{L_s} \mathbf{e} \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{i} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ ;  $\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ ;  $\mathbf{e} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$ ;  $\dot{\mathbf{i}}$  为电流的变化率。

式(4)为后续 SMO 设计和 FCS-MPCC 提供了基础。电机机械运动方程可表示为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (5)$$

式中:  $J$  为转动惯量;  $\omega_m$  为机械角速度;  $T_e$  为电磁转矩;  $T_L$  为负载转矩;  $B$  为粘性阻尼系数。

## 2 改进 SMO 设计

基于第 1 节建立的  $\alpha\beta$  坐标电机模型, 本文构建双幂次分段光滑滑模观测器 (Dual-Power-Law Piecewise-Smooth SMO, DP-PS-SMO), 用于估计反电动势和电角度。该观测器在传统 SMO 基础上引入双幂次趋近律和分段光滑切换函数, 以减弱切换抖振, 并结合 PLL 输出连续电角度, 为 FCS-MPCC 提供位置反馈。

将三相电压通过 Clarke 变换至  $\alpha\beta$  坐标系后, BLDCM 的等效电压模型为

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ u_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $u_\alpha, u_\beta$  为定子电压;  $i_\alpha, i_\beta$  为定子电流;  $e_\alpha, e_\beta$  为由梯形反电动势变换得到的  $\alpha\beta$  分量。

将式(6)整理为状态方程形式, 可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha - e_\alpha \\ u_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

基于式(7), 构建电流 SMO 及反电动势估计更新律, 可得:

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{\mathbf{i}} + \frac{1}{L_s} (\mathbf{u} - \hat{\mathbf{e}}) + \mathbf{K}_i f(\mathbf{s}) \quad (8)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{e}}}{dt} = \mathbf{K}_e f(\mathbf{s}) \quad (9)$$

式中:  $\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{e}}$  分别为电流、反电动势的估计值;  $\mathbf{K}_i, \mathbf{K}_e$  为观测器增益矩阵;  $\mathbf{s} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}$  为滑模面。

式(9)根据电流误差在线修正反电动势估计值, 并非真实反电动势的物理微分方程。

将式(7)与式(8)作差, 可得误差动态为

$$\dot{\mathbf{s}} = -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{s} + \frac{1}{L_s} (\mathbf{e} - \hat{\mathbf{e}}) - \mathbf{K}_i f(\mathbf{s}) \quad (10)$$

为抑制传统符号函数引起的高频抖振, 采用分段光滑切换函数, 可得:

$$f(\mathbf{s}) = \begin{cases} \frac{\mathbf{s}}{\delta}, & |\mathbf{s}| \leq \delta \\ \text{sgn}(\mathbf{s}), & |\mathbf{s}| > \delta \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $\delta$  为边界层宽度。

在小误差区域,  $f(s)$  连续可导, 可有效抑制切换抖振。为了实现大误差快速收敛与小误差高精度逼近<sup>[28]</sup>, 采用双幂次趋近律构造自适应切换增益, 可得:

$$K_{eq}(s) = k_1 |s|^p + k_2 |s|^q, \quad 0 < q < 1 < p \quad (12)$$

将式(11)、(12)代入式(8)、(9), 可得 DP-PS-SMO:

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{\mathbf{i}} + \frac{1}{L_s} (\mathbf{u} - \hat{\mathbf{e}}) + K_{eq}(s) f(s) \quad (13)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{e}}} = K_{eq}(s) f(s) \quad (14)$$

由于滑模面  $\mathbf{s} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}$ , 选取 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} \quad (15)$$

对时间求导可得:

$$\dot{V} = -\sum_i k_{1i} |s_i|^{p+1} - \sum_i k_{2i} |s_i|^{q+1} < 0, \quad \forall \mathbf{s} \neq 0 \quad (16)$$

由式(16)可知, 在  $k_1 > 0, k_2 > 0, 0 < q < 1 < p$  条件下, 观测误差可收敛至滑模面邻域, 说明所设计观测器具有较好的收敛性和鲁棒性。

基于观测得到的  $\alpha\beta$  轴反电动势分量, 可计算初始电角度, 如式(17)所示:

$$\theta_e = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right) \quad (17)$$

由于梯形反电动势在换相区存在突变, 直接计算的电角度易受噪声影响。为获得连续角度和速度信息, 本文采用 PLL 进行平滑补偿, 如式(18)所示:

$$\dot{\hat{\theta}} = \hat{\omega} + k_p (\theta_e - \hat{\theta}) + k_i \int (\theta_e - \hat{\theta}) dt \quad (18)$$

式中:  $\hat{\theta}, \hat{\omega}$  分别为 PLL 输出的电角度、电角速度。

将 DP-PS-SMO 与 PLL 结合, 可为 FCS-MPCC 提供连续、低抖振的位置估计信息。

### 3 基于 FCS-MPCC 的转矩脉动抑制控制策略

基于 DP-PS-SMO 估计的平滑反电动势与连续电角度信息, 本文提出并设计了 FCS-MPCC 策略。通过预测下一时刻候选电压矢量作用下的电流, 并以代价函数最小为准则选择最优矢量, 实现换相区电流平滑调节<sup>[29]</sup>。

根据 BLDCM 在  $\alpha\beta$  静止坐标系下的电压模型, 其两相电流连续域动态方程可写为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} (u_\alpha - \hat{e}_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{1}{L_s} (u_\beta - \hat{e}_\beta) \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$  由 DP-PS-SMO 实时观测所得到。

对式(19)进行 Euler 离散化, 可得下一时刻电流预测模型:

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_\alpha(k) - \hat{e}_\alpha(k)] \\ i_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_\beta(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_\beta(k) - \hat{e}_\beta(k)] \end{cases} \quad (20)$$

为了实现  $\alpha\beta$  静止坐标系下预测电流的矢量化分析, 逆变器可生成六个有效电压矢量  $\mathbf{V}_1 \sim \mathbf{V}_6$  以及两个零矢量, 其在  $\alpha\beta$  静止坐标系下可表示为

$$\mathbf{V}_j = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{j-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{j-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix}, j = 1, \dots, 6 \quad (21)$$

式中:  $\mathbf{V}_j$  为候选电压矢量;  $U_{dc}$  为直流母线电压;  $\mathbf{V}_0 = [0, 0]^T$ ;  $\mathbf{V}_7 = [0, 0]^T$ 。

将上述候选电压矢量代入式(20), 可得下一时刻  $\alpha\beta$  静止坐标系下电流的预测值。为了实现转矩调节, 需要将预测电流转换至  $dq$  旋转坐标系, 采用 PLL 输出的平滑电角度  $\theta(k)$ , 可得:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta(k) & \sin \theta(k) \\ -\sin \theta(k) & \cos \theta(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} \quad (22)$$

在  $dq$  旋转坐标系的等效分析框架下, BLDCM 的电磁转矩与  $q$  轴电流可近似表示为

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \psi_f i_q(k+1) \quad (23)$$

式中:  $p$  为电机极对数;  $\psi_f$  为永磁体磁链。

由式(23)可知, 电磁转矩与  $q$  轴电流近似成正比, 因此换相区转矩脉动可近似表示为

$$\Delta T_e \approx \frac{3}{2} p \psi_f \Delta i_q \quad (24)$$

传统比例积分-脉宽调制 (Proportional-Integral

Pulse Width Modulation, PI-PWM) 基于当前误差调节电压, 而 FCS-MPCC 可通过预测各候选电压矢量的电流效应, 并结合代价函数优化电流跟踪误差和变化率, 因此更适合换相区快速电流调节。根据转矩控制目标, 设定参考电流为

$$i_d^* = 0, i_q^* = \frac{2T_e^*}{3p\psi_f} \quad (25)$$

对于每一个电压矢量  $V_j$ , 将其代入式 (20)、(23), 即可获得下一时刻电流预测值, 如式 (26) 所示:

$$\begin{cases} i_d(k+1 | V_j) \\ i_q(k+1 | V_j) \end{cases} \quad (26)$$

为了同时保证电流跟踪精度、转矩平稳性以及换相区电流平滑性, 本文构造代价函数, 如式 (27) 所示:

$$g(V_j) = \lambda_d [i_d^* - i_d(k+1 | V_j)]^2 + \lambda_q [i_q^* - i_q(k+1 | V_j)]^2 + \lambda_{\Delta i} \| i(k+1 | V_j) - i(k) \|^2 \quad (27)$$

式中:  $\lambda_d$ 、 $\lambda_q$ 、 $\lambda_{\Delta i}$  为权重系数, 分别用于约束  $d$  轴电流、 $q$  轴电流、电流变化量。

FCS-MPCC 在每个采样周期内遍历所有候选电压矢量, 并选择使代价函数最小的矢量作为最优控制输入, 如式 (28) 所示:

$$V^*(k) = \operatorname{argmin}_{V_j \in \{V_0, V_1, \dots, V_7\}} g(V_j) \quad (28)$$

考虑数字控制中存在采样、运算和执行延迟, 本文采用一步前移预测补偿。首先, 由当前状态预测  $k+1$  时刻电流, 如式 (29) 所示:

$$i(k+1 | k) = \mathbf{A}i(k) + \mathbf{B}u(k) + \mathbf{G}\hat{e}(k) \quad (29)$$

式中:  $\mathbf{A}$  为电流状态转移矩阵;  $\mathbf{B}$  为电压输入矩阵;  $\mathbf{G}$  为反电动势矩阵。

随后以  $i(k+1 | k)$  为初始值, 对候选电压矢量  $V_j$  进行  $k+2$  时刻滚动预测, 可得:

$$i(k+2 | k) = \mathbf{A}i(k+1 | k) + \mathbf{B}u_j + \mathbf{G}\hat{e}(k+1 | k) \quad (30)$$

根据两步预测结果构造代价函数, 并选择最优电压矢量作用在下一控制周期, 如式 (31) 所示:

$$V^*(k+1) = \operatorname{argmin}_{V_j \in \{V_0, \dots, V_7\}} g[V_j, i(k+2 | k)] \quad (31)$$

式中:  $i(k+1 | k)$  为  $k$  时刻对  $k+1$  时刻电流状态的

预测值;  $i(k+2 | k)$  为考虑候选电压矢量后对  $k+2$  时刻电流状态的预测值。

该补偿策略可减弱数字延迟引起的预测失配<sup>[29]</sup>。

FCS-MPCC 控制流程如图 1 所示, 该方法在每个采样周期内完成电流采样、状态预测、候选电压矢量评价和最优矢量选择。由于仅需遍历有限个电压矢量, 计算量较小, 能够满足实时控制需求。

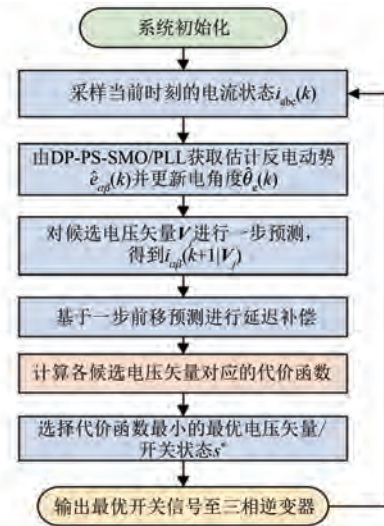


图 1 FCS-MPCC 控制流程

Fig. 1 FCS-MPCC control flow

基于 DP-PS-SMO 与 FCS-MPCC 的无位置传感器 BLDCM 控制系统结构如图 2 所示。DP-PS-SMO 根据电压、电流信息估计反电动势, 并经 PLL 输出连续电角度与转速; 速度环生成  $i_q^*$ , FCS-MPCC 根据电流预测和代价函数选择最优电压矢量, 形成“位置观测—电流预测—矢量优化—转矩抑制”的闭环协同控制结构。

综上, 本文构建了面向换相区转矩脉动抑制的无位置传感器 BLDCM 协同控制策略。

## 4 仿真结果及分析

### 4.1 仿真模型与参数设置

本文基于 Matlab/Simulink 平台, 建立无位置传感器 BLDCM 控制模型, 研究对象为四对极、 $120^\circ$  梯形反电动势 BLDCM, 其主要参数如表 1 所示。

仿真系统由 BLDCM 本体、三相电压源型逆变器、DP-PS-SMO、PLL 以及 FCS-MPCC 控制器组

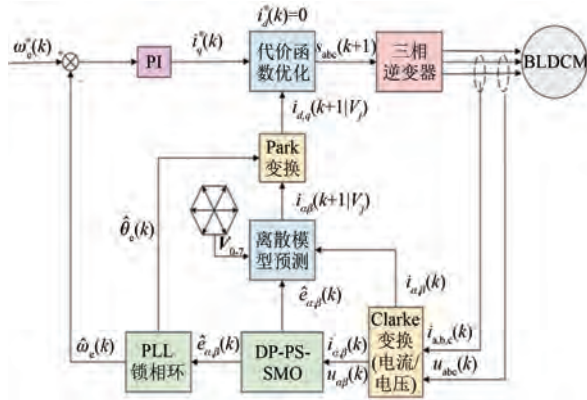


图 2 基于 DP-PS-SMO 与 FCS-MPCC 的无位置传感器 BLDCM 控制系统结构

Fig. 2 Sensorless BLDCM control system structure based on DP-PS-SMO and FCS-MPCC

成。其中, DP-PS-SMO 根据电压、电流信息估计反电动势; PLL 输出连续电角度和转速; FCS-MPCC 根据观测信息预测候选电压矢量作用下的电流响应, 并通过代价函数选择最优开关状态。

表 1 BLDCM 主要参数

Tab. 1 Key parameters of BLDCM

参数名称	参考值
定子相电阻/ $\Omega$	2.875
定子相电感/mH	8.5
磁链/ $(V \cdot s)$	0.182 7
极对数	4
反电动势常数/ $(V \cdot s \cdot \text{rad}^{-1})$	0.072
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	$6.21 \times 10^{-4}$
粘性阻尼系数/ $(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	$7.66 \times 10^{-3}$
额定功率/W	400
直流侧电压/V	311

DP-PS-SMO 中, 趋近律参数  $p$  取  $1.5 \sim 2$ ,  $q$  取  $0.5 \sim 0.8$ , 以兼顾大误差区收敛速度和小误差区估计精度。FCS-MPCC 的预测时域设为 3 步, 控制时域设为 1 步, 以保证预测性能和实时性。为保证对比公平性, 各控制策略均采用相同电机参数和仿真平台。系统主控制采样周期设为  $T_s = 5 \times 10^{-5}$  s, 对应采样频率为 20 kHz; 传统比例积分微分-脉宽调制控制 (Proportional-Integral-Derivative Pulse Width Modulation Control, PID-PWM) 的载波频率为 20 kHz, FCS-MPCC 在每个采样周期更新一次开关状态。

#### 4.2 DP-PS-SMO 的观测性能分析

为验证 DP-PS-SMO 的观测性能, 设定转速为 1 200 r/min, 并在运行过程中施加  $4 \text{ N} \cdot \text{m}$  负载扰动。传统 SMO 与 DP-PS-SMO 的转速估计结果及误差对比如图 3、4 所示。

由图 3、4 可知, DP-PS-SMO 的估计转速与实际转速更加接近, 负载扰动后的速度跌落较小, 误差收敛更快, 稳态振荡也明显减弱, 说明所提观测器能够改善转速估计精度和抗扰性能。

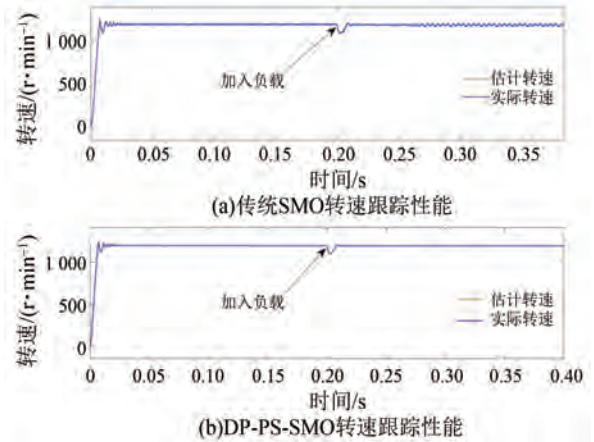


图 3 传统 SMO 与 DP-PS-SMO 转速估计性能对比  
 Fig. 3 Comparison of speed estimation performance between the conventional SMO and DP-PS-SMO

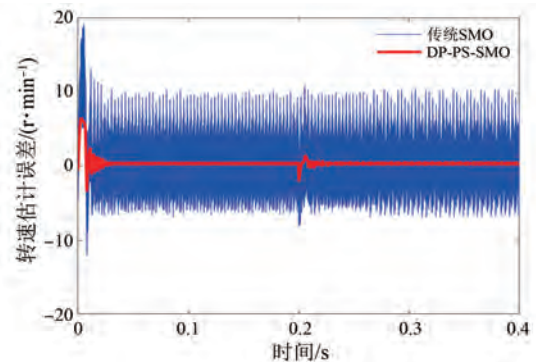


图 4 传统 SMO 与 DP-PS-SMO 转速估计误差对比  
 Fig. 4 Comparison of speed estimation errors between the conventional SMO and DP-PS-SMO

两种观测器的电角度估计结果及误差对比如图 5、6 所示。传统 SMO 在电角度周期折返和换相区域存在一定相位偏差, 而 DP-PS-SMO 的观测角度与实际角度重合度更高, 误差波动范围更小。虽然两种方法在角度折返处均会出现误差尖峰, 但 DP-PS-SMO 的尖峰幅值较低, 表明其能够提高换相区电角度估计的连续性和稳定性。

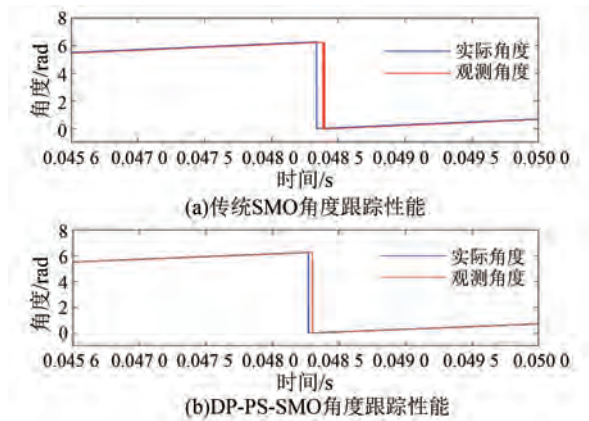


图 5 传统 SMO 与 DP-PS-SMO 电角度估计性能对比  
 Fig. 5 Comparison of electrical angle estimation performance between the conventional SMO and DP-PS-SMO

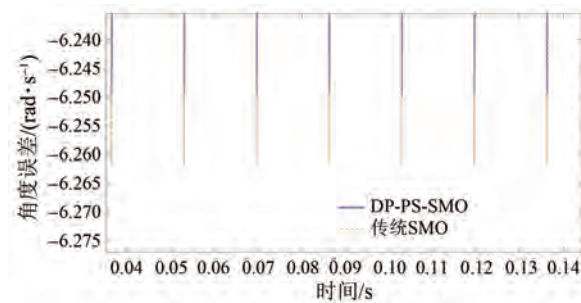


图 6 传统 SMO 与 DP-PS-SMO 角度估计误差对比图  
 Fig. 6 Comparison of electrical angle estimation error between the conventional SMO and DP-PS-SMO

不同控制策略下的  $q$  轴电流动态响应如图 7 所示。由图 7 可知,系统起动和负载突加时,传统控制策略下  $q$  轴电流波动较明显;采用 FCS-MPCC 策略后,电流过渡更加平滑,稳态纹波减小。由于  $q$  轴电流直接影响电磁转矩输出,因此电流波动的减小有利于降低负载扰动下的转矩脉动。

### 4.3 不同工况下的转矩脉动对比分析

为定量评价不同控制策略下 BLDCM 的转矩脉动抑制效果,本文分别在空载和  $10 \text{ N}\cdot\text{m}$  负载条件下进行仿真对比。由于空载工况下平均电磁转矩接近零,采用转矩脉动率进行归一化评价容易产生偏差,因此本文在空载工况下采用转矩峰值作为评价指标;在  $10 \text{ N}\cdot\text{m}$  负载工况下,则采用转矩脉动率对不同控制策略的转矩波动进行比较。仿真结果如图 8~12 所示。

空载条件下不同控制策略的转矩响应如图

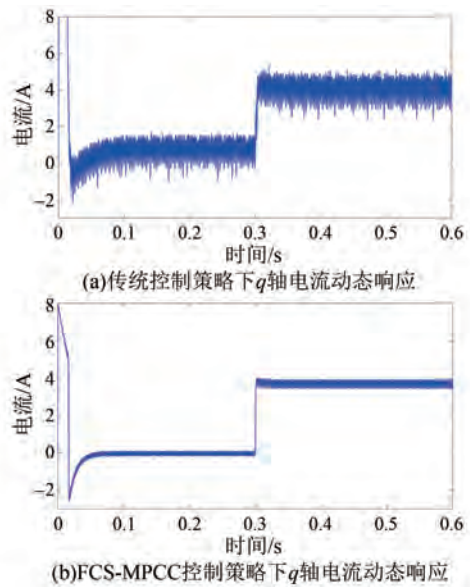


图 7 不同控制策略下  $q$  轴电流动态响应对比  
 Fig. 7 Comparison of  $q$ -axis current dynamic responses under different control strategies

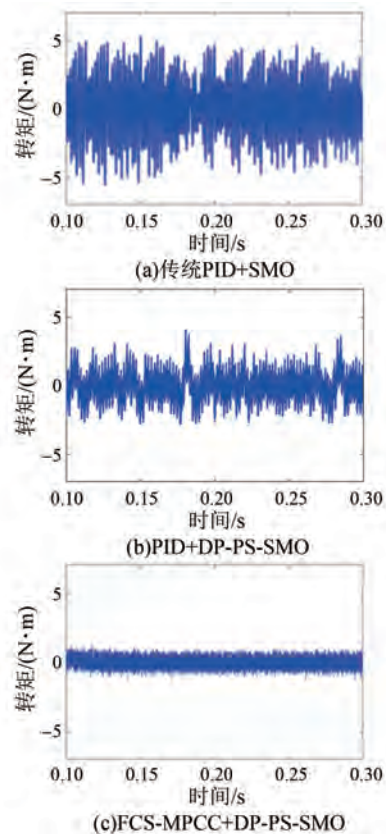


图 8 700 r/min 空载工况下,不同控制策略的转矩响应对比

Fig. 8 Comparison of torque responses under different control strategies at 700 r/min under no-load condition

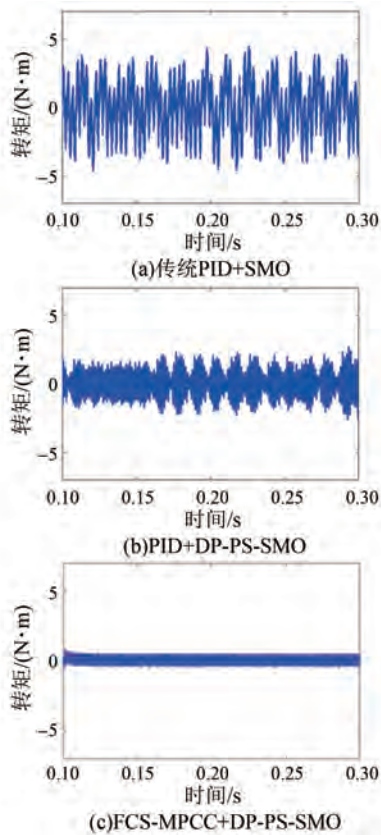


图 9 1400 r/min 空载工况下,不同控制策略的转矩响应对比

Fig. 9 Comparison of torque responses under different control strategies at 1400 r/min under no-load condition 8、9 所示。在 700 r/min、空载工况下,传统 PID+SMO 控制的转矩峰峰值为 11.1 N·m,采用 PID+DP-PS-SMO 后降至 4.6 N·m,采用 FCS-MPCC+DP-PS-SMO 后进一步降至 2.1 N·m。在 1400 r/min、空载工况下,传统 PID+SMO 控制的转矩峰峰值为 10.1 N·m,采用 PID+DP-PS-SMO 后降至 5.2 N·m,采用 FCS-MPCC+DP-PS-SMO 后进一步降至 1.8 N·m。结果表明,DP-PS-SMO 能够减小观测抖振对换相过程的影响,而 FCS-MPCC 可进一步改善换相区电流调节效果,从而降低空载条件下的转矩波动。

10 N·m 负载条件下,不同控制策略的转矩响应如图 10、11 所示。在 700 r/min、10 N·m 负载工况下,传统 PID+SMO 控制的转矩脉动率为 61.1%,采用 PID+DP-PS-SMO 后降至 24.3%,采用 FCS-MPCC+DP-PS-SMO 后进一步降至 10.7%。在 1400 r/min、10 N·m 负载工况下,三种控制策略对应的转矩脉动率分别为 64.0%、26.6% 和

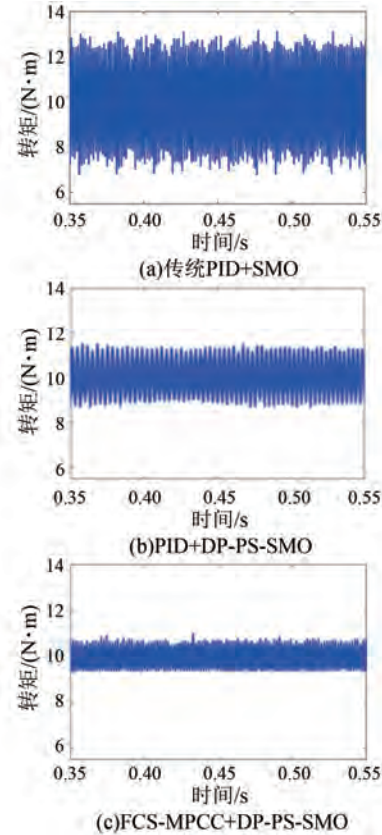


图 10 700 r/min、10 N·m 负载工况下,不同控制策略的转矩响应对比

Fig. 10 Comparison of torque responses under different control strategies at 700 r/min under 10 N·m load condition

14.8%。数据表明,所提协同控制策略在不同转速和负载条件下均能降低转矩脉动,说明其对换相区电流突变具有较好的抑制作用。

为进一步验证负载突加条件下的动态抗扰性能,设定转速为 1000 r/min,并在  $t=0.3$  s 时施加 10 N·m 的负载扰动,仿真结果如图 12 所示。

由图 12 可知,传统 PID+SMO 控制在负载突加后出现明显转矩冲击,稳态阶段仍存在较大转矩波动;PID+DP-PS-SMO 能够减小部分超调和稳态波动,但转矩纹波仍较明显;FCS-MPCC+DP-PS-SMO 转矩响应更加平滑、超调较小,稳态波动幅度明显降低。由此可见,所提方法能够改善负载突变条件下的转矩动态响应,并提高系统运行平稳性。

## 5 结语

本文提出了一种 DP-PS-SMO 与 FCS-MPCC

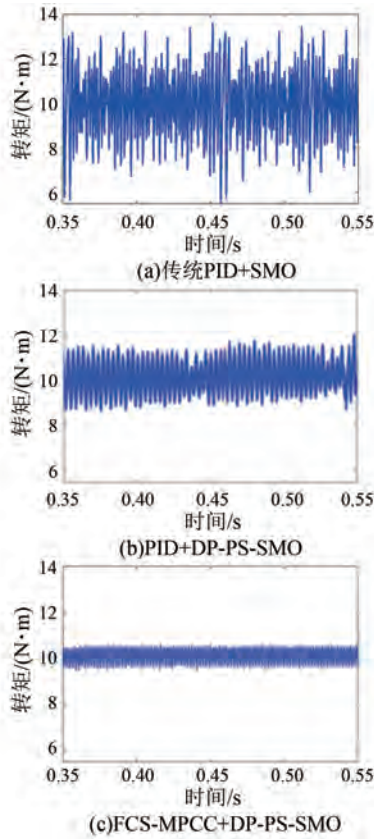


图11 1400 r/min、10 N·m 负载工况下,不同控制策略的转矩响应对比

Fig. 11 Comparison of torque responses under different control strategies at 1400 r/min under 10 N·m load condition

相结合的无位置传感器 BLDCM 协同控制方法。DP-PS-SMO 有效提高了换相区反电动势与电角度的估计精度,显著抑制了传统 SMO 中的高频抖动,从而改善了相电流波形的平滑性;FCS-MPCC 能够显著降低转矩脉动幅值。仿真验证表明,该方法可改善中低速及换相区运行平稳性,对低成本高可靠性驱动系统具有参考价值。后续将通过试验进一步验证其工程适用性。

### 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

于林鑫进行了方案设计、模型构建与仿真分析,齐笑云参与了仿真数据整理与结果分析,欧景

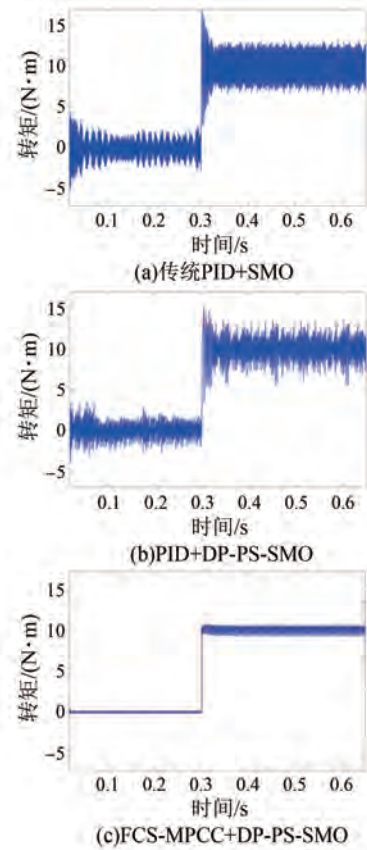


图12 变工况、突加负载条件下,转矩响应对比

Fig. 12 Comparison of torque responses under sudden load application in variable operating conditions

和高宏伟参与了论文的审阅、修改与理论指导。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, model construction and simulation analysis were carried out by Yu Linxin. Qi Xiaoyun participated in simulation data processing and result analysis. The manuscript review, revision and theoretical guidance were provided by Ou Jing and Gao Hongwei. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

### 参考文献

- [1] Gamazo-Real J C, Vázquez-Sánchez E, Gómez-Gil J. Position and speed control of brushless DC motors using sensorless techniques and application trends [J]. Sensors, 2010, 10(7): 6901-6947.
- [2] Akrami M, Jamshidpour E, Nahid-Mobarekeh B, et al. Sensorless control methods for BLDC motor drives: A review [J]. IEEE Transactions on

- Transportation Electrification, 2025, 11(1): 135-152.
- [ 3 ] 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.
- [ 4 ] Saha B, Singh B. Adaptive delay signal cancellation synchronous reference frame phase-locked loop based position sensorless single-stage BLDC motor drive [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(2): 3229-3236.
- [ 5 ] 张延庆, 李永志, 尹忠刚. 基于变增益滑模观测器的无刷直流电机无传感器控制[ J ]. 电力电子技术, 2025, 59(7): 125-133.  
Zhang Y Q, Li Y Z, Yin Z G. Sensorless control of brushless DC motor based on variable gain sliding mode observer [ J ]. Power Electronics, 2025, 59(7): 125-133.
- [ 6 ] Zaky M S, Metwaly M K, Azazi H Z, et al. A new adaptive sliding mode observer for speed estimation of sensorless induction motor drives [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6901-6911.
- [ 7 ] 高梓伦, 孙全增, 孔钰, 等. 基于超螺旋滑模观测器的双三相永磁同步电机鲁棒性模型预测控制算法[ J ]. 电机与控制应用, 2025, 52(5): 562-571.  
Gao Z L, Sun Q Z, Kong Y, et al. Robust model predictive control algorithm for dual three-phase permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode observers [ J ]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(5): 562-571.
- [ 8 ] 周贝贝, 苏少平, 徐会风, 等. 基于幂次趋近律滑模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, 2019, 52(5): 27-32.  
Zhou B B, Su S P, Xu H F, et al. Research on sensorless control system of brushless DC motor based on power reaching law sliding mode observer [ J ]. Micromotors, 2019, 52(5): 27-32.
- [ 9 ] 胡鸿志, 耿妍婷, 苏弘杰, 等. 基于改进超螺旋滑模观测器的无刷直流电机无传感器控制[ J ]. 自动化应用, 2024, 65(18): 48-53.  
Hu H Z, Geng Y T, Su H J, et al. Sensorless control of brushless DC motor based on improved super-twisting sliding mode observer [ J ]. Automation Application, 2024, 65(18): 48-53.
- [ 10 ] 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.
- [ 11 ] 刘澎澎, 王仲根, 王珊珊, 等. 基于改进双幂次趋近律的 SPMSM 滑模控制[ J ]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 201-209.  
Liu P P, Wang Z G, Wang S S, et al. Sliding mode control of SPMSM using an improved double-power reaching law [ J ]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 201-209.
- [ 12 ] Park J, Lee D-H. Simple commutation torque ripple reduction using PWM with compensation voltage [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(3): 2654-2662.
- [ 13 ] Shah P, Ubare P, Ingole D, et al. Performance improvement of BLDC motor speed control using sliding mode control and observer [ C ]// International Symposium of Asian Control Association on Intelligent Robotics and Industrial Automation, Goa, India, 2021: 247-252.
- [ 14 ] Chen W, Liu Y P, Li X M, et al. A novel method of reducing commutation torque ripple for brushless DC motor based on Cuk converter [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5497-5508.
- [ 15 ] 姚箫箫, 张诗淋. 无刷直流电机换相转矩脉动动态补偿方法研究[ J ]. 自动化应用, 2025, 66(20): 117-119.  
Yao X X, Zhang S L. Research on dynamic compensation method for commutation torque ripple of brushless DC motor [ J ]. Automation Application, 2025, 66(20): 117-119.
- [ 16 ] 曹子沛, Annisa binti Jamali, 任远林, 等. 基于三闭环控制系统的 BLDC 转矩脉动抑制分析[ J ]. 兰州文理学院学报(自然科学版), 2023, 37(4): 68-73.  
Cao Z P, Jamali A B, Ren Y L, et al. Analysis of BLDC torque ripple suppression based on three-loop control system [ J ]. Journal of Lanzhou University of Arts and Science (Natural Sciences Edition), 2023, 37(4): 68-73.

- [17] 李轶华, 王爱元, 王明星. 开通角控制的无刷直流电机转矩脉动抑制新方法[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(12): 54-57.  
Li Y H, Wang A Y, Wang M X. New method for BLDCM torque ripple suppression with turn-on angle [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(12): 54-57.
- [18] Xia K, Ye Y H, Ni J W, et al. Model predictive control method of torque ripple reduction for BLDC motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(1): 7503106.
- [19] Fang Y, Zhu G R, Lu J H, et al. Brushless DC motor control based on perturbation observer in model predictive control method [C]// Proceedings of the IEEE 4th International Electrical and Energy Conference, Wuhan, China, 2021: 1-6.
- [20] 晏昭辉. 基于 MPC 的无位置传感器 BLDCM 转矩脉动抑制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2024.  
Yan Z H. Torque ripple suppression of sensorless BLDCM based on MPC [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2024.
- [21] 丁卫阳, 杨建飞, 潘佳炜, 等. 基于扩充电压矢量的开绕组 BLDCM 模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(10): 1075-1085.  
Ding W Y, Yang J F, Pan J W, et al. Open-winding brushless DC motor model predictive torque control based on the extended voltage vector [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(10): 1075-1085.
- [22] 李自成, 孔庆尧, 曾丽. 基于有限状态模型预测控制的无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J]. 微电机, 2020, 53(4): 60-65+76.  
Li Z C, Kong Q Y, Zeng L. Commutation torque ripple reduction for BLDCM by finite-state model predictive control [J]. Micromotors, 2020, 53(4): 60-65+76.
- [23] Li Z C, Fan X W, Kong Q Y, et al. Torque ripple suppression of BLDCM with optimal duty cycle and switch state by FCS-MPC [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2024, 5: 381-391.
- [24] Zhou L, Shi T N, Deng J X, et al. Torque ripple reduction strategy for brushless DC motor based on output mode reconstruction of Cuk converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(5): 5244-5255.
- [25] Fathoni K, Aprilianto R A, Syah M N, et al. Model-free predictive current control based on sliding mode observer for BLDC motor drive [C]// 2024 7th International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering, Malang, Indonesia, 2024: 283-288.
- [26] 刘思豪. 一种无位置传感器无刷直流电机的控制系统研究[D]. 上海: 上海电机学院, 2022.  
Liu S H. A position sensorless brushless DC motor control system research [D]. Shanghai: Shanghai Dianji University, 2022.
- [27] Ding W Y, Yang J F, Qiu X, et al. Research on torque control optimization of open-winding BLDCM based on model predictive control [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13: 7883-7895.
- [28] Liu Z W, Chai L, Zhou J, et al. Speed sensorless control of asynchronous motors using sliding mode observer with an adaptive power-order reaching law [C]// Proceedings of the 26th International Conference on Electrical Machines and Systems, Zhuhai, China, 2023: 4527-4532.
- [29] 何婷, 乔俊强, 包建勤, 等. 永磁同步电机 FCS-MPC 和 CCS-MPC 对比研究[J]. 微电机, 2020, 53(10): 52-57+93.  
He T, Qiao J Q, Bao J Q, et al. Comparative study of FCS-MPC and CCS-MPC for permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2020, 53(10): 52-57+93.

---

收稿日期:2026-01-07

收到修改稿日期:2026-03-19

作者简介:

于林鑫(1989—),男,博士,副教授,研究方向为电机及智能控制,13664168266@163.com;

\* 通信作者:齐笑云(2000—),女,硕士研究生,研究方向为电机及智能控制,18353187231@163.com。