

基于扩充电压矢量的开绕组 BLDCM 模型 预测转矩控制

丁卫阳^{1,2}, 杨建飞^{1,2*}, 潘佳炜^{1,2}, 范晨兴^{1,2}, 邱鑫^{1,2}

(1. 南京师范大学 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210023;

2. 江苏省三维打印装备与制造重点实验室, 江苏 南京 210023)

Open-Winding Brushless DC Motor Model Predictive Torque Control Based on the Extended Voltage Vector

DING Weiyang^{1,2}, YANG Jianfei^{1,2*}, PAN Jiawei^{1,2}, FAN Chenxing^{1,2}, QIU Xin^{1,2}

(1. School of Electric and Automation Engineering, Nanjing Normal University,

Nanjing 210023, China;

2. Jiangsu Key Laboratory of 3D Printing Equipment and Manufacturing, Nanjing 210023, China)

Abstract: [Objective] To address the issue of large torque ripple in the direct torque control (DTC) system of brushless DC motor (BLDCM), this paper proposes a model predictive torque control (MPTC) method based on the open-winding brushless DC motor (OW-BLDCM). [Methods] First, a mathematical model of the OW-BLDCM was established, and the traditional voltage vector set was expanded by introducing a class of single-phase conducting voltage vectors to improve voltage adaptability. Next, based on the conventional DTC switching vector table, when torque needed to be increased, large vectors and single-phase vectors from the corresponding sector were used to increase torque. When torque needed to be reduced, in addition to the corresponding sector's voltage vector, a model predictive control method was applied to roll and optimize the vector set, selecting the most effective voltage vector. Furthermore, simulation software was used to validate the proposed control method and the motor topology in terms of torque ripple suppression, observing the control effectiveness of torque and other parameters. Finally, physical experiments were conducted on an OW-BLDCM DTC platform. [Results] The results showed that the proposed MPTC method, compared to traditional DTC, achieved a 4.1% improvement in torque ripple suppression under rated

operating conditions. The suppression of torque ripple was significantly enhanced at moderate and low speeds. Additionally, the proposed method in this study inherited the fast dynamic response characteristic, with a response time of only 1.706 ms, which was virtually identical to the 1.209 ms response time of DTC. [Conclusion] This study demonstrates that the proposed MPTC method for OW-BLDCM effectively reduces torque ripple and enhances control flexibility, providing a new approach for the efficient control of OW-BLDCM.

Key words: open-winding brushless DC motor; direct torque control; model predictive control; single-phase voltage vector; torque ripple

摘 要: 【目的】针对无刷直流电机 (BLDCM) 直接转矩控制 (DTC) 系统转矩脉动大的问题, 本文提出了一种基于开绕组无刷直流电机 (OW-BLDCM) 的模型预测转矩控制 (MPTC) 方法。【方法】首先, 建立 OW-BLDCM 数学模型, 将传统开关矢量集进行扩充, 提出一类单相导通的电压矢量以增加电压适配性。其次, 依据传统 DTC 开关矢量表方法, 在需要转矩增大时, 采用对应扇区的大矢量和单相矢量提升转矩; 而在转矩需要降低时, 除了对应扇区的电压矢量外, 通过模型预测控制方法, 滚动优化遍历矢量, 择优挑选出最优作用的电压矢量。再者, 利用仿真软件验证所提控制方法以及所采用的电机拓扑对转矩脉动的抑制情况, 观察控制方法的转矩等参数的控制效果。最后, 在一套 OW-BLDCM 的 DTC 试验平台上进行实物试验。【结果】结果表明, 和传统 DTC 方法相比, 本文所提 MPTC 方法在额定运行条件下将转矩脉动抑制率提升

基金项目: 国家自然科学基金 (51407095); 江苏省研究生科研实践创新项目 (KYCX25_2009, SJCX25_0718, SJCX25_0711)

National Natural Science Foundation of China (51407095);
Postgraduate Research & Practice Innovation Program of Jiangsu Province (KYCX25_2009, SJCX25_0718, SJCX25_0711)

4.1%,在中速以及低速情况下可大幅抑制转矩脉动。本文所提方法动态响应快、响应时间短,仅需要 1.706 ms,相对于 DTC 的 1.209 ms 相差无异。【结论】本文研究证明了所提基于 OW-BLDCM 的 MPTC 方法可有效降低该电机的转矩脉动,提高控制灵活性,为 OW-BLDCM 的高效控制提供了新思路。

关键词: 开绕组无刷直流电机;直接转矩控制;模型预测控制;单相导通电压矢量;转矩脉动

0 引言

随着全球“碳达峰、碳中和”目标的持续推进,能源结构转型和电气化进程不断加速,电机及其控制在航空航天、电动汽车和工业自动化等领域发挥着举足轻重的作用^[1-2]。开绕组电机(Open-Winding Motor, OWM)凭借其机械结构简单、功率密度高和调速性能优异的特点,成为研究热点。其中,开绕组无刷直流电机(Open-Winding Brushless DC Motor, OW-BLDCM)以其更低的谐波损耗、更宽的调速范围和更高的效率,展现出广阔的应用前景^[3-5]。

直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)作为一种以快速动态响应和强鲁棒性著称的控制策略,已被广泛应用于各类电机控制系统。然而,对于 OWM,其独特的双逆变器结构显著增加了电压矢量的数量和复杂性,依赖传统固定式方法构建电压矢量表的 DTC 难以适应,导致控制性能下降^[6-7]。为解决这一问题,有限集模型预测控制(Finite Control Set-Model Predictive Control, FCS-MPC)被引入系统,构成有限集模型预测转矩控制(Finite Control Set-Model Predictive Torque Control, FCS-MPTC)。

传统的 FCS-MPC 算法将所有的电压矢量形成一个电压矢量集,在每个控制周期的电压选择阶段,通过遍历算法选择最优电压矢量当作下一个控制周期所需要发送的电压矢量^[8-9]。但开绕组拓扑下电机的电压矢量繁多,每次的电压选择将会对控制器产生巨大的计算负荷,甚至会超出每个控制周期的时长,造成控制失调。文献[10]采用球星编码算法,将成本函数转化为开关序列以对应矩阵的二范数平方,以此提升系统实时性能。文献[11]则提出一种比例-积分-微分型代价函数,通过消除静态误差以

及抑制转矩脉动等方法达到快速响应的需求。文献[12]则提出一种多目标快速排序算法,通过对不同权重项排序结果进行求和,选择最小排序和对应的开关状态应用至下一个阶,解决快速响应以及参数失配的问题。但上述各种算法都需要控制器承担较大的计算负荷,为此本文提出一种适用于 OW-BLDCM 的 FCS-MPTC 方法。该方法通过优化传统的 DTC 方法,在转矩需要提升时发送固定的电压矢量;在转矩降低时,则遍历所有电压矢量,选择满足条件的最优电压矢量。

但基于 FCS-MPTC 原电压矢量的选择范围,使得在某些工况下无法满足优化需求,导致开关频率谐波和稳态波动大。文献[13-15]采用占空比优化,在一个控制周期中,向发送的电压矢量中插入零矢量以改变电压矢量幅值。文献[16]引入双矢量占空比优化,通过在每个控制周期内动态调整电压矢量的占空比,进一步改善稳态性能,但该方法无疑加剧了控制器的运算负荷。本文提出了一类扩展电压矢量集,通过增加单相导通的电压矢量,以适应更多情况的电压需求。

本文以 OW-BLDCM 为控制对象,将 FCS-MPTC 引入该系统,与 DTC 作比较,通过优化有限电压矢量集、电压矢量选择方法等提高 OW-BLDCM FCS-MPTC 的控制性能。仿真与试验结果验证了本文所提方法的有效性和可行性。

1 OW-BLDCM 直接转矩控制

1.1 OW-BLDCM 数学模型

OW-BLDCM 由传统 BLDCM 演变而来,以共直流母线型为例,其拓扑图如图 1 所示。

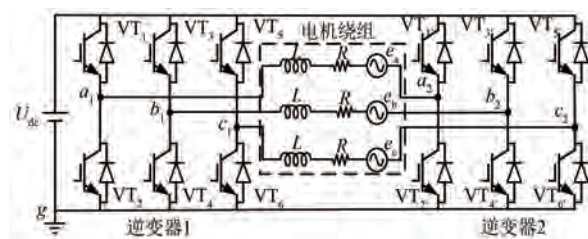


图 1 共直流母线 OW-BLDCM 系统拓扑图

Fig. 1 Topology diagram of the common DC bus OW-BLDCM system

由图 1 可知 OW-BLDCM 的电压方程、转矩方程和运动方程分别为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & M & M \\ M & L_b & M \\ M & M & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (2)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (3)$$

式中: g 点为逆变器直流侧母线接地点; u_a 、 u_b 、 u_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为电机三相相电压、相电流; e_a 、 e_b 、 e_c 为反电势; R_s 为定子的等效电阻; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; ω_r 为转子机械角速度; B 为粘滞摩擦系数; M 为电机绕组之间的互感。

1.2 电压矢量集

OW-BLDCM 由两组逆变器进行供电, 由传统两相导通 BLDCM 的电压矢量可知, OW-BLDCM 的两组逆变器产生的电压矢量如图 2 所示。其中, 采用六位二进制数表示电压矢量所代表的开关管状态, “1”代表导通, “0”代表关断。

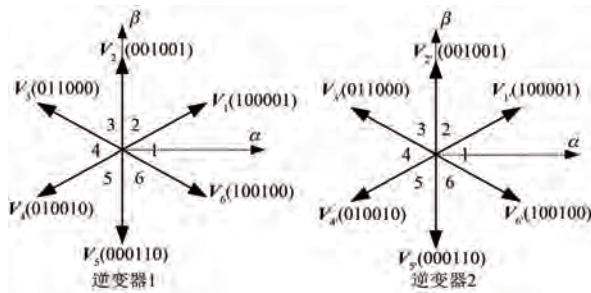


图 2 逆变器输出的电压矢量图

Fig. 2 Diagram of the voltage vector output by the inverter

由此可知, OW-BLDCM 的电压矢量由双逆变器通过矢量计算得到, 其电压矢量分布情况如图 3 所示, 电压矢量共有 36 个, 分别分布在六边形 ACEGIK、BDFHJL 和 MNOPQR 的顶点上, 各电压矢量标号已在图中标注。

2 FCS-MPTC

传统 DTC 开关表的建立为固定式, 但每个时刻的电机状态有所差异^[17-19]。对于 OW-BLDCM

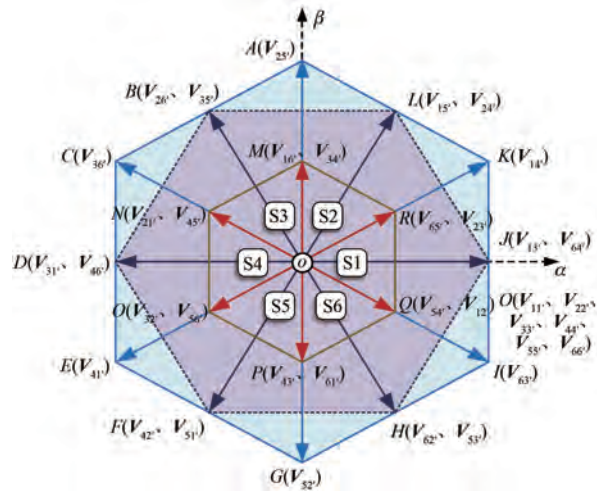


图 3 OW-BLDCM 电压矢量分布图

Fig. 3 OW-BLDCM voltage vector distribution diagram

而言, 电压矢量选择繁多, 可引入 MPC, 简化最优电压矢量选择过程, 提高控制性能。

OW-BLDCM 的 FCS-MPTC 主要包括 4 个步骤: (1) 构建所述电机开关管函数, 计算各电压矢量所对应的电压值; (2) 构建所述电机的预测模型, 代入所得值, 对各电压矢量作用后的电流值进行计算, 并由此对转矩值和定子磁链值进行预测; (3) 通过价值函数评估各电压矢量的作用效果; (4) 比较价值函数值, 挑选最优电压矢量^[20-21]。

通过定义开关管状态函数, 可将逆变器输出电压与空间电压矢量建立数学映射关系, 其表达式为

$$U_{\text{vector}} = f(P_{11} \ P_{12} \ \dots \ P_{25} \ P_{26}) \quad (4)$$

式中: P 为开关管开通和关断, 取值 1 或 0; 下标中第 1 位数字为逆变器序号, 第 2 位数字为开关管序号。

对电流的预测值可用其原始的电压方程进行前向欧拉离散化, 以 A 相为例, 式(1)简化为

$$i_a(k+1) = \frac{[u_a - R_s \cdot i_a(k) - e_a]}{L - M} \cdot T_s + i_a(k) \quad (5)$$

由此可知三相电流预测值为

$$\begin{cases} i_a(k+1) = \left\{ \frac{[u_a - R_s \cdot i_a(k) - e_a]}{L - M} \right\} \cdot T_s + i_a(k) \\ i_b(k+1) = \left\{ \frac{[u_b - R_s \cdot i_b(k) - e_b]}{L - M} \right\} \cdot T_s + i_b(k) \\ i_c(k+1) = \left\{ \frac{[u_c - R_s \cdot i_c(k) - e_c]}{L - M} \right\} \cdot T_s + i_c(k) \end{cases} \quad (6)$$

在数字控制中,因为采样和发送指令之间会存在控制间隔,即在本周期采样得到的数据,要在下一个控制周期才能发送,这对系统性能有着较大的影响,因而需要对 MPC 进行一拍的补偿,由此更改电流值如式(7)所示:

$$\begin{cases} i_a(k+2) = \left\{ \frac{[u_a - R_s \cdot i_a(k+1) - e_a]}{L - M} \right\} \cdot \\ T_s + i_a(k+1) \\ i_b(k+2) = \left\{ \frac{[u_b - R_s \cdot i_b(k+1) - e_b]}{L - M} \right\} \cdot \\ T_s + i_b(k+1) \\ i_c(k+2) = \left\{ \frac{[u_c - R_s \cdot i_c(k+1) - e_c]}{L - M} \right\} \cdot \\ T_s + i_c(k+1) \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入转矩方程可得预测的电磁转矩为

$$T_e(k+2) = \frac{1}{\omega_r} \cdot [e_a \cdot i_a(k+2) + e_b \cdot i_b(k+2) + e_c \cdot i_c(k+2)] \quad (8)$$

模型中磁链的计算式为

$$\psi_{sa}(k) = \int_0^t (u_a - R_s i_a) dt \quad (9)$$

对式(9)进行离散积分可得:

$$\psi_{sa}(k+1) = \psi_{sa}(k) + T_s [u_a - R_s i_a(k)] \quad (10)$$

由此可得三相磁链为

$$\begin{cases} \psi_{sa}(k+1) = \psi_{sa}(k) + T_s [u_a - R_s i_a(k)] \\ \psi_{sb}(k+1) = \psi_{sb}(k) + T_s [u_b - R_s i_b(k)] \\ \psi_{sc}(k+1) = \psi_{sc}(k) + T_s [u_c - R_s i_c(k)] \end{cases} \quad (11)$$

计算式(11)的 $k+2$ 时刻值,并将其转化至 $\alpha\beta$ 坐标系,即:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}(k+2) \\ \psi_{s\beta}(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sa}(k+2) \\ \psi_{sb}(k+2) \\ \psi_{sc}(k+2) \end{bmatrix} \quad (12)$$

可得定子磁链值为

$$\psi_s(k+2) = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2(k+2) + \psi_{s\beta}^2(k+2)} \quad (13)$$

最后,构建评价函数,价值函数构造常采用 2-范数,如式(14)所示:

$$J = [\psi_s(k+2) - \psi_{s_ref}]^2 + \lambda \cdot [T_e(k+2) - T_{e_ref}]^2 \quad (14)$$

式中: λ 为权重因子,用于调节两种变量作用的影响程度。

3 MP TC 优化

3.1 有限集扩充

本文采用的 MPC 电压矢量集为双逆变器通过矢量计算生成。其中,大矢量选取最大化电机转矩输出为设计准则,但这种单一优化目标会导致显著的转矩脉动问题^[22-23]。为此本文提出一类单相电压矢量,结合图 4 所示的 OW-BLDCM 工作原理图,分析六种状态下的电机运行情况。

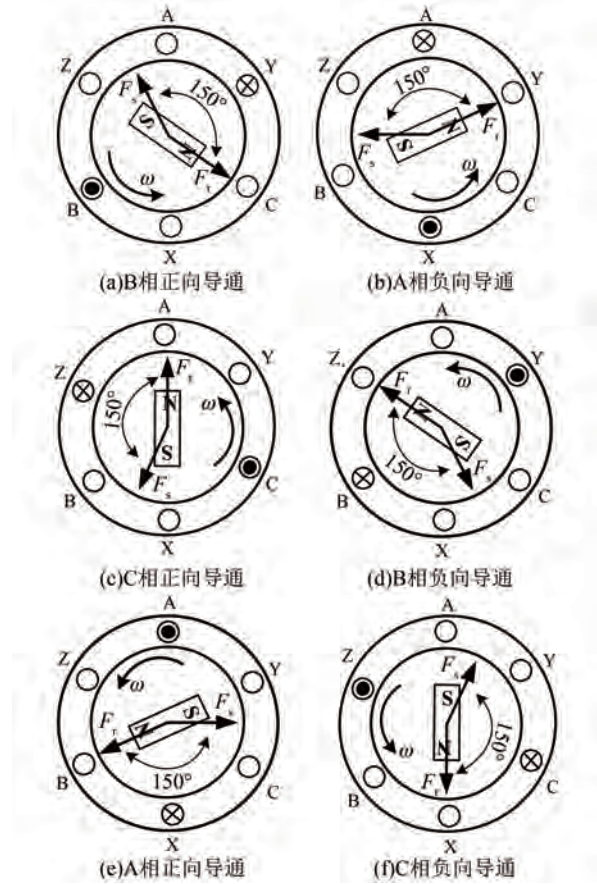


图 4 单相导通 OW-BLDCM 工作原理图

Fig. 4 Schematic diagram of single-phase conduction OW-BLDCM operation

转子处在图 4(a) 位置时,此时转子磁动势 F_r 为 F_b 指向 -30° 电角度的位置,开通开关管使得 B

相正向导通, 转子磁动势指向 120° 方向, 定子磁动势 F_s 超前 F_r 150° 。转子在定子磁动势牵引下转动, 定转子磁动势夹角 δ 逐渐减小。当 δ 减小到 90° 时, 如图 4(b) 所示, 位置检测环节发出换相信号, 使得转子每隔 60° 进行一次换相, 实现电机的正常运行。

此处以 A 相为例, 其余相为 0, 由式 (15) 可得单相导通电压矢量的作用机制。因为仅开通单相绕组, 使输出转矩脉动降低。

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b^{(0)} i_b^{(0)} + e_c^{(0)} i_c^{(0)}}{\omega_r} \tag{15}$$

该控制策略可理解为一二导通, 即在需要最大转矩输出的时候, 通过模型预测输出转矩最大的电压矢量, 即两相导通工作模式下的正电压矢量。而在转矩与给定值相差较小时, 可通过模型预测输出转矩脉动较小的电压矢量, 即本文所提单相电压矢量, 由此扩充 6 个单相电压矢量, 如表 1、图 5 所示。

表 1 扩充电压矢量

Tab. 1 Expanded voltage vector

绕组流通方向	开关管开通情况
A+	100000 010000
A-	010000 100000
B+	001000 000100
B-	000100 001000
C+	000010 000001
C-	000001 000010

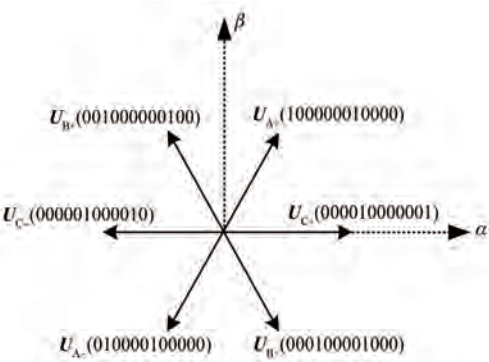


图 5 扩充电压矢量空间分布图

Fig. 5 Expanded voltage vector space distribution diagram

由表 1、图 5 中的开关信号可知, 这 6 个单相电压矢量在相平面内均匀分布, 且每个矢量的幅

值均为 1。

3.2 开关管函数设计

MPC 中模型建立的准确性为关键因素, 而开关管函数起到衔接电压矢量和输出数据之间桥梁的作用, OW-BLDCM DTC 不同于其他控制方法, 其电压矢量由 12 位 0/1 信号组成。由于不同的电压矢量作用时导通的绕组不一致, 因此需要逐一分析。

大矢量作用时两相绕组导通, 绕组间电压为母线电压, 因此其开关管函数可由式 (16) 表示。同时本文所提单相电压矢量和零矢量作用时对应绕组也为两相导通, 也可用式 (16) 表示:

$$\begin{cases} u_a = \frac{1}{2} U_{dc} \cdot (P_{11} + P_{22} - P_{12} - P_{21}) \\ u_b = \frac{1}{2} U_{dc} \cdot (P_{13} + P_{24} - P_{14} - P_{23}) \\ u_c = \frac{1}{2} U_{dc} \cdot (P_{15} + P_{26} - P_{16} - P_{25}) \end{cases} \tag{16}$$

而对于中矢量和小矢量, 结合矢量运行时的绕组导通情况, 开关管函数可表示为

$$\begin{cases} u_a = U_{dc} \cdot fix \left(\frac{P_{11} + P_{22} - P_{12} - P_{21}}{2} \right) \\ u_b = U_{dc} \cdot fix \left(\frac{P_{13} + P_{24} - P_{14} - P_{23}}{2} \right) \\ u_c = U_{dc} \cdot fix \left(\frac{P_{15} + P_{26} - P_{16} - P_{25}}{2} \right) \end{cases} \tag{17}$$

式中: fix 为舍余函数, 即只取运算结果的整数部分。

3.3 MPTC 系统

本文所提 FCS-MPTC 控制模块如图 6 所示, 主要包括以下步骤。

首先, 根据传感器获取三相电流值、转速等参数用来计算实际转矩, 并通过与给定转矩进行比较, 输出转矩标志位。

其次, 通过转矩标志位判断是增加还是减少电压矢量。当需增加转矩时, 因中、小、零电压矢量对于转矩的增大输出并无影响, 故仅选择大矢量和单相电压矢量^[24-26]。而当电压矢量需要降低时, 遍历 42 种矢量。

最后, 在下一个控制周期将所得到的最优电压矢量发送至逆变器^[27-28]。

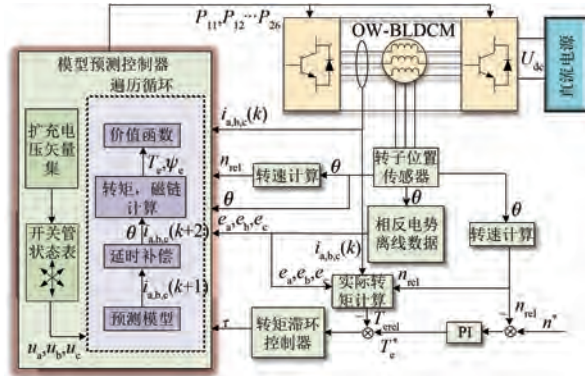


图6 OW-BLDCM FCS-MPTC 框图

Fig. 6 OW-BLDCM FCS-MPTC block diagram

4 仿真分析

为了验证本文所提控制系统的有效性,对基于 OW-BLDCM DTC 和 MPTC 两种方法进行仿真对比验证。试验中均使用 $1.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 额定负载,控制周期为 60 us ,额定转速为 600 r/min 。

此外在本文所提仿真中,除控制方法不同外,其他参数包括比例积分(Proportional Integral, PI)控制器、采样频率等均相同。试验所用电机参数如表 2 所示,FCS-MPTC 作用下的额定转速图如图 7 所示。

表 2 OW-BLDCM 参数

Tab. 2 Parameters of OW-BLDCM

参数名称	参数值
额定电压 U_{dc}/V	36
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	600
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.003 366
定子自感 L/mH	0.306
定子互感 M/mH	0.1
定子电阻 R_s/Ω	0.3
极对数 p	8
权重因子 λ	0.05

由图 7 可知,在本文所提控制方法下,电机在额定转速下运行平稳,动态响应良好。

为验证本文方法和 DTC 方法对电机电磁转矩脉动的抑制效果,在额定工况下进行了对比仿真试验,结果如图 8、9 所示。其中,将转矩脉动采样时间段内的最大转矩点与最小转矩点之差称为最大转矩脉动。

由图 8、9 仿真结果可知,本文所提方法的最

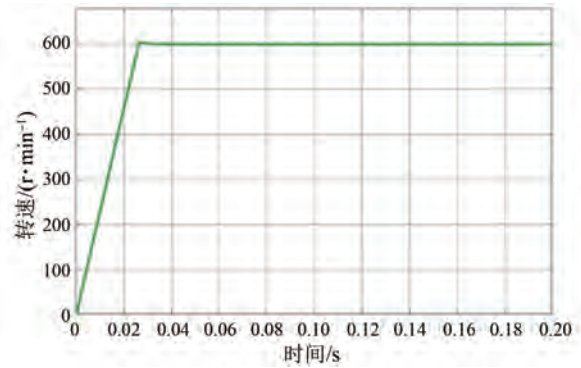


图7 FCS-MPTC 作用下额定转速图

Fig. 7 Rated speed diagram under the FCS-MPTC

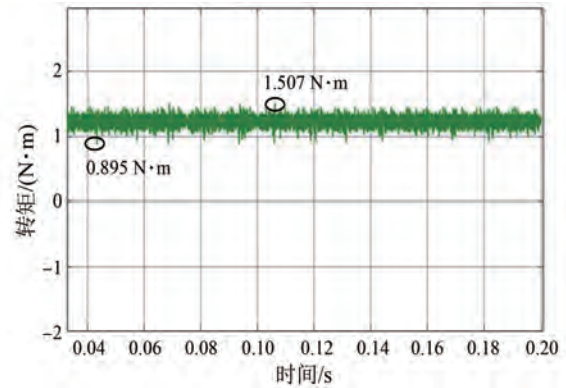


图8 FCS-MPTC 作用下额定转矩图

Fig. 8 Rated torque diagram under FCS-MPTC

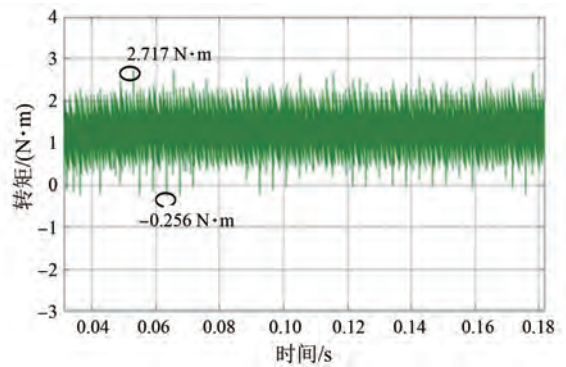


图9 DTC 作用下额定转矩图

Fig. 9 Rated torque diagram under DTC

大转矩脉动为 $0.612 \text{ N}\cdot\text{m}$,而传统 DTC 控制下的最大转矩脉动为 $2.973 \text{ N}\cdot\text{m}$,对比结果显示,FCS-MPTC 将转矩脉动降低了 79.4% ,提升效果显著。

在相同条件下,使用大矢量作为增减矢量和使用单相电压矢量作为增减矢量的转矩图如图 10、11 所示。

由图 10、11 可知,大矢量作用下的转矩脉动

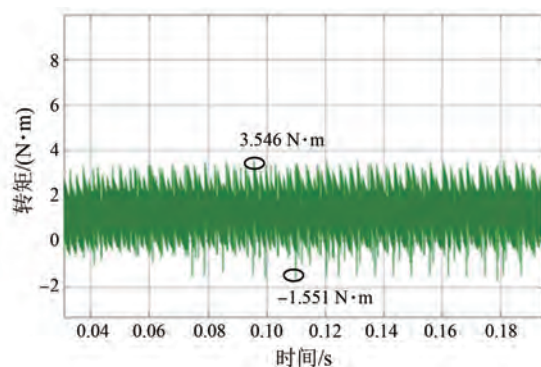


图 10 基于 DTC 的大矢量作用下转矩图
Fig. 10 Torque diagram under large voltage vector base on DTC

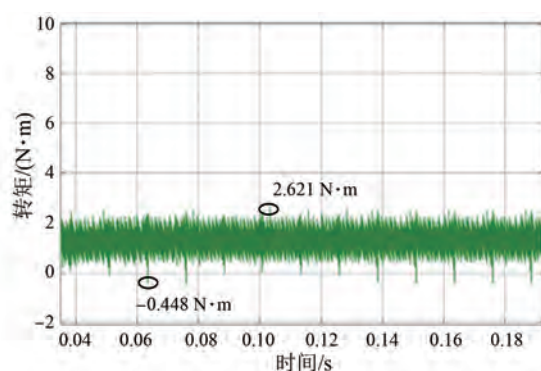


图 11 基于 DTC 的单相电压矢量下转矩图
Fig. 11 Torque diagram under single phase voltage vector base on DTC

为 $5.097 \text{ N}\cdot\text{m}$, 而单相电压矢量作用下的转矩脉动为 $3.069 \text{ N}\cdot\text{m}$, 对比可知使用单相电压矢量的转矩脉动降低了 37.8%。结论与式(15)吻合, 更小的转矩产生更小的转矩波动, 但长时间的单相导通会降低电压使用率, 而 MPTC 会为电压矢量选择提供更好的电压适配性。

本文所提方法在 0.1 s 突增和突减 20% 负载下的转矩以及转速变化图如图 12、13 所示。

由图 12、13 可知, 本文所提方法在动态响应方面具有优异的性能, 转矩快速跟踪给定转矩, 并且转速并无较大跌落和升高, 基本保持在 600 r/min 无变化, 具有很强的鲁棒性。

5 试验分析

为了验证本文所提方案的可行性, 搭建了如图 14 所示的试验平台。试验平台基于 TMS320F28335 高性能数字信号处理器 (Digital Signal Processor, DSP) 通用电机控制系统, 包括

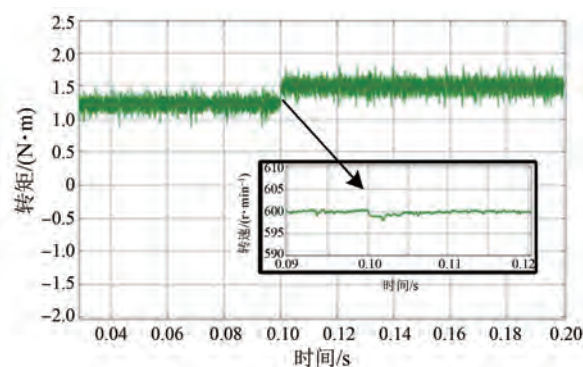


图 12 FCS-MPTC 作用下突增转矩的转矩转速图
Fig. 12 Torque-speed diagram of the sudden torque increased under FCS-MPTC

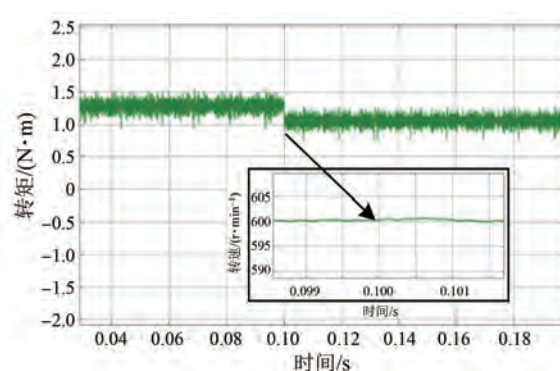


图 13 FCS-MPTC 作用下突减转矩的转矩转速图
Fig. 13 Torque-speed diagram of the sudden torque reduction under FCS-MPTC

DSP 核心控制板以及外围保护驱动电路、对拖电机平台等。

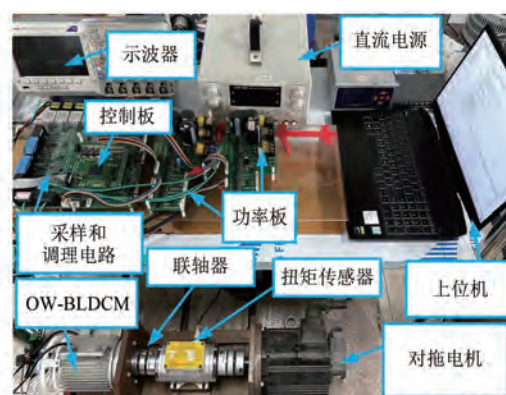


图 14 OW-BLDCM 控制系统
Fig. 14 OW-BLDCM control system

试验使用 $1.30 \text{ N}\cdot\text{m}$ 额定负载, 额定转速为 600 r/min , 采样频率为 10 kHz , 试验所用电机具体参数与仿真一致。其中被测电机, 即 OW-BLDCM 运行在转速控制模式; 而对拖电机为

PMSM 运行在转矩控制模式,更好地为被测电机提供负载转矩。

基于大矢量和零电压矢量 DTC 控制下的 OW-BLDCM 分别在额定转速 600 r/min、中速 400 r/min 以及低速 200 r/min 下所得的转矩图如图 15 所示,使用 FCS-MPTC 控制下的 OW-BLDCM 分别在额定转速、中速以及低速运行时所得的转矩图如图 16 所示。

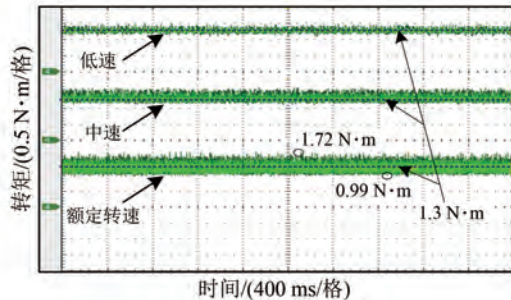


图 15 DTC 作用下各转速转矩图

Fig. 15 Torque-speed curves under DTC

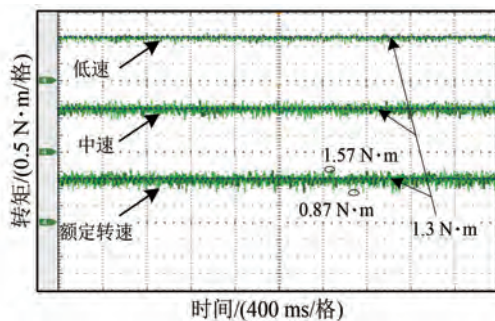


图 16 FCS-MPTC 作用下各转速转矩图

Fig. 16 Torque-speed curves under FCS-MPTC

由图 15、16 对比可知,采用 FCS-MPTC 的实际转矩波动小,在给定转矩值上下波动;额定运行条件下传统 DTC 的转矩脉动为 $0.73 \text{ N}\cdot\text{m}$,而在使用 FCS-MPTC 后转矩脉动可降低至 $0.70 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动降低 4.1%,表明本文方法具有更优异的可控性。

各种转速以及不同控制方法下电机最大转矩脉动以及均方根 (Root Mean Square, RMS) 值的数据如表 3 所示。从表中可以明显看出,本文所提方法对该电机的控制有着明显的优化作用。

DTC 和 FCS-MPTC 两种控制方法下的起动转矩以及电流图分别如图 17、18 所示。

表 3 不同转速下电机最大转矩及 RMS 值

Tab. 3 Maximum torque and RMS value of the motor at different speeds

	控制方法	转矩脉动/($\text{N}\cdot\text{m}$)	RMS
额定转速	DTC	0.73	1.32
	FCS-MPTC	0.70	1.31
中速	DTC	0.60	1.31
	FCS-MPTC	0.56	1.29
低速	DTC	0.40	1.25
	FCS-MPTC	0.38	1.26

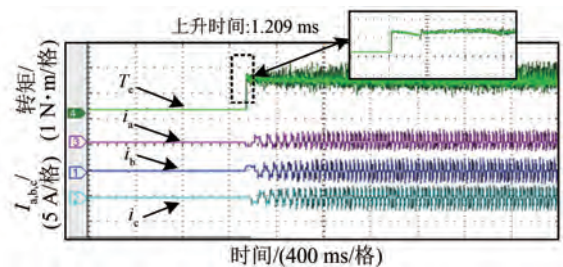


图 17 DTC 起动电流以及转矩变化图

Fig. 17 The diagram of starting current and torque variation under DTC method

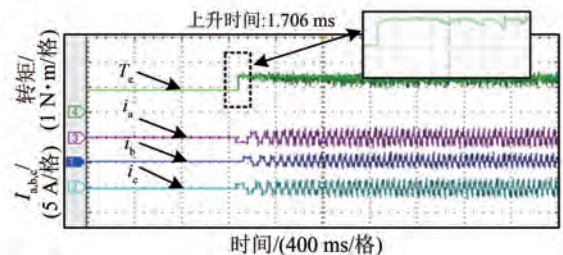


图 18 FCS-MPTC 起动电流以及转矩变化图

Fig. 18 The diagram of starting current and torque variation under FCS-MPTC method

由图 17、18 对比可知,DTC 方法的上升时间为 1.209 ms ,而本文所提 FCS-MPTC 控制方法为 1.706 ms ,两者动态响应时间相差不大,动态响应快。

6 结语

本文提出了适用于 OW-BLDCM 的 MPTC,并在此基础上引入了单相电压矢量以扩充电压矢量集,达到更好的电压适配性。通过仿真和试验对比可得,本文所提方法较传统 DTC 方法在保证动态响应优异的情况下,对转矩脉动进行了充分抑制,为 OW-BLDCM 的控制提供了新思路。

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

丁卫阳进行了方案设计、试验研究与论文撰写,潘佳炜和范晨兴进行了理论推导,杨建飞、邱鑫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, experimental research, and paper composition were conducted by Ding Weiyang. The theoretical derivation was carried out by Pan Jiawei and Fan Chenxing. The paper review and modification were participated in by Yang Jianfei and Qiu Xin. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 周华伟, 陈铖, 赵宇恒, 等. 基于自然容错开关表的五相永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(4): 1618-1629.
- ZHOU H W, CHEN C, ZHAO Y H, et al. Natural fault-tolerant switching-table-based DTC for five-phase PMSM [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(4): 1618-1629.
- [2] 周云红, 刘晨宇, 李汉杰, 等. 周向错角开关磁阻电机及其直接瞬时转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 90-102.
- ZHOU Y H, LIU C Y, LI H J, et al. Circumferentially staggered switched reluctance motor and its direct instantaneous torque control [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(9): 90-102.
- [3] CHEN S H, LIU G, ZHENG S Q. Sensorless control of BLDCM drive for a high-speed maglev blower using low-pass filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 2(11): 8845-8856.
- [4] LIN X G, HUANG W X, JIANG W, et al. Direct torque control for three-phase open-end winding PMSM with common DC bus based on duty ratio modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4216-4232.
- [5] 张雷, 李航, 宋晓娜. 无刷直流电机直接转矩控制系统的优化设计[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(10): 110-119.
- ZHANG L, LI H, SONG X N. An optimization design method of direct torque fuzzy control systems for brushless DC motors [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(10): 110-119.
- [6] 杨建飞, 胡育文. 永磁同步电机直接转矩控制转矩调节器设计[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 76-81.
- YANG J F, HU Y W. Torque regulator design for direct torque control of permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9): 76-81.
- [7] 杨建飞, 曹伟, 李德才, 等. 两相导通无刷直流电机直接转矩控制零电压矢量特性分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(23): 4950-4956.
- YANG J F, CAO W, LI D C, et al. Analysis on zero voltage vector in two-phase conduction direct torque control of brushless DC motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(23): 4950-4956.
- [8] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14-30.
- WANG Z G, ZHENG Z D, LI Y D, et al. A review of model predictive control for AC motor [J]. Electrical Machines and Control, 2022, 26(11): 14-30.
- [9] 洪剑峰, 张兴, 曹仁贤, 等. 三电平并网逆变器的改进型有限集模型预测控制[J]. 太阳能学报, 2022, 43(8): 67-74.
- HONG J F, ZHANG X, CAO R X, et al. Improved finite control set model predictive control of three-level grid-connected inverter [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2022, 43(8): 67-74.
- [10] 李耀华, 王孝宇, 陈桂鑫, 等. 永磁同步电机多步模型预测电流控制球形编码研究[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(9): 1683-1695.
- LI Y H, WANG X Y, CHEN G X, et al. Multi-step model predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on sphere decoding [J]. Journal of Control Theory and Applications, 2023, 40(9): 1683-1695.
- [11] 邱建琪, 毛意涵, 陈卓易, 等. 永磁同步电机新型有限集模型预测速度控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4): 1-9.
- QIU J Q, MAO Y H, CHEN Z Y, et al. Improved

- finite set model predictive speed control of permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(4): 1-9.
- [12] 罗韦华, 张宇超, 姜佳彦, 等. 虑及参数失配的 Vienna 整流器多目标快速排序模型预测控制[J]. *太阳能学报*, 2025, 46(2): 209-217.
- LUO W H, ZHANG Y C, JIANG J Y, et al. Multi-objective fast ranking model predictive control considering parameter mismatches of Vienna rectifier [J]. *Acta Energiæ Solaris Sinica*, 2025, 46(2): 209-217.
- [13] XUE C, SONG W S, WU X S, et al. A constant switching frequency finite-control-set predictive current control scheme of a five-phase inverter with duty-ratio optimization [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(4): 3583-3594.
- [14] 宋文胜, 郭永琪, 余彬, 等. 五相永磁同步电机全速度范围占空比优化模型预测电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(12): 4561-4571.
- SONG W S, GUO Y Q, YU B, et al. A model predictive current control of five-phase PMSM with duty ratio optimization in whole speed range [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(12): 4561-4571.
- [15] 唐文博. 基于优化占空比的永磁同步电机模型预测控制[J]. *电力电子技术*, 2021, 55(2): 73-76.
- TANG W B. Model predictive control for permanent magnet synchronous motor based on optimal duty control [J]. *Power Electronics*, 2021, 55(2): 73-76.
- [16] HUA W, CHEN F Y, HUANG W T, et al. Multivector-based model predictive control with geometric solution of a five-phase flux-switching permanent magnet motor [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(12): 10035-10045.
- [17] CAVUS B, AKTAS M. MPC-based flux weakening control for induction motor drive with DTC for electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(4): 4430-4439.
- [18] PAZ G F D, MELO V F M B, FREITAS I S D, et al. Virtual vector direct torque control for a nine-phase induction machine drive system with eight active voltage vectors emulating virtual voltage vectors [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(8): 9457-9469.
- [19] RAYAVARAPU N, DEVABHAKTUNI S, REDDY V S R C. Minimization of flux and torque ripples of FPOEW induction motor with FCS-MPTC using synthetic voltage vectors [J]. *IEEE Latin America Transactions*, 2024, 22(11): 933-944.
- [20] 李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 等. 基于占空比调制的感应电机直接转矩控制与模型预测转矩控制研究[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(12): 7-13.
- LI Y H, CHEN G X, WANG X Y, et al. Direct torque control and model predictive torque control of induction motors based on duty cycle modulation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(12): 7-13.
- [21] 李耀华, 赵承辉, 周逸凡, 等. 基于卷积神经网络和直接转矩控制的永磁同步电机模型预测转矩控制策略[J]. *电机与控制应用*, 2020, 47(9): 8-15.
- LI Y H, ZHAO C H, ZHOU Y F, et al. Model predictive torque control strategy of PMSM based on convolutional neural network and direct torque control [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2020, 4(9): 8-15.
- [22] HU W, RUAN C, NIAN H, et al. Simplified modulation scheme for open-end winding PMSM system with common DC bus under open-phase fault based on circulating current suppression [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(1): 10-14.
- [23] 杨建飞, 张亚飞, 曹伟, 等. 无刷直流电机转矩磁链强耦合特性分析[J]. *电机与控制学报*, 2019, 23(10): 95-101.
- YANG J F, ZHANG Y F, CAO W, et al. Analysis of strong coupling between torque and flux linkage of brushless DC motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(10): 95-101.
- [24] 颜黎明, 郭鑫, 徐玺声, 等. 基于新型解析权重因子配置的感应电机模型预测转矩控制[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(20): 5421-5433.
- YAN L M, GUO X, XU X S, et al. Model predictive torque control of induction machine drives using novel analytic weighting factor assignment [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(20): 5421-5433.
- [25] 华文韬, 杨建飞, 邱鑫, 等. 开绕组 BLDCM 直接转矩控制电压矢量特性研究[J]. *微特电机*, 2024, 52(4): 8-15.

- HUA W T, YANG J F, QIU X, et al. Research on voltage vector characteristics of open winding BLDCM direct torque control [J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2024, 52(4): 8-15.
- [26] 潘斌, 周扬忠, 钟天云. 结合预测开关表的六相串联三相双 PMSM 系统模型预测转矩控制[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(18): 6846-6856.
- PAN B, ZHOU Y Z, ZHONG T Y. Model predictive torque control with predictive switching table for six-phase and three-phase PMSM series-connected system [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(18): 6846-6856.
- [27] 李耀华, 师浩浩, 孟祥臻, 等. 基于预测控制的 SPMSM 直接转矩控制最优电压矢量选择策略[J]. *电机与控制应用*, 2018, 45(6): 21-26.
- LI Y H, SHI H H, MENG X Z, et al. Optimal voltage vector selection strategy for direct torque control of surface permanent magnet synchronous motor based on predictive control [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2018, 45(6): 21-26.
- [28] 杜承东, 聂子玲, 李忠瑞. 一种基于模型预测的永磁同步电机直接转矩控制策略[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(5): 1-6.
- DU C D, NIE Z L, LI Z R. A model predictive direct torque control strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(5): 1-6.

收稿日期:2025-06-05

收到修改稿日期:2025-07-17

作者简介:

丁卫阳(2000-),男,硕士研究生,研究方向为开绕组无刷直流电机高性能控制,weiyangding7@gmail.com;

* 通信作者:杨建飞(1982-),男,博士,教授,研究方向为永磁同步电机高性能控制,yjfsmile@njnu.edu.cn。