

DOI: 10.3969/j.issn.1671-024x.2026.01.007

双三相永磁电机的容错型多矢量预测电流控制

周湛清, 苏 猛

(天津工业大学 电气工程学院, 天津 300387)

摘要: 为充分利用双三相永磁同步电机发生开路故障后谐波平面残存的控制自由度, 并提升模型预测电流控制算法的稳态性能, 提出了一种适用于双三相电机的容错型预测电流算法。通过分别在基波平面与谐波平面合成虚拟矢量, 实现了基波平面与谐波平面的解耦控制; 借助占空比调制技术实现了谐波平面闭环控制, 驱动电机运行在最大转矩或最小铜损运行模式下, 优化了电机运行效率; 针对有限集模型预测控制中基波电流控制自由度受限、稳态调节精度差等问题, 通过多虚拟矢量输出模式, 有效提升了电机稳态性能, 并保证了模型预测控制优良的动态性能。实验结果表明: 相比于现有改进策略, 所提控制策略在最小铜损运行模式与最大转矩运行模式下的相电流总谐波失真分别降低约 44.5% 和 25.7%; 同时, 2 种运行模式下的 q 轴电流波动分别降低约 31.7% 和 28.0%, 转矩波动分别降低约 31.4% 和 25.1%, 有效改善了故障后电机的运行品质。

关键词: 双三相永磁同步电机; 模型预测电流控制; 开路故障; 虚拟矢量; 占空比调制

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 1671-024X(2026)01-0047-09

Fault-tolerant multi-vector predictive current control for dual three-phase permanent magnet motors

ZHOU Zhanqing, SU Meng

(School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: To fully utilize the remaining control freedom of harmonic subspace in dual three-phase permanent magnet synchronous motors after open-circuit faults, and improve the steady-state performance of model predictive current control algorithms, a fault-tolerant predictive current algorithm suitable for dual three-phase motors is proposed. Firstly, by synthesizing virtual vectors in the fundamental and harmonic planes respectively, decoupling control of the fundamental and harmonic planes is achieved. Secondly, by utilizing duty cycle modulation technology, harmonic plane closed-loop control is realized, which can optimize the motor operating efficiency by driving the motor to operate in maximum torque or minimum copper loss mode. Finally, aiming at the problems such as limited control freedom of fundamental current and poor steady-state adjustment accuracy in finite set model predictive control, the proposed control strategy effectively improves the steady-state performance of the motor and ensures the excellent dynamic performance of the model predictive control through the multi-virtual vector output mode. The experimental results indicate that, compared with the existing enhanced strategies, the proposed control strategy reduces the total harmonic distortion of the phase current by approximately 44.5% and 25.7% under the minimum copper-loss mode and the maximum-torque mode, respectively. In addition, the q -axis current fluctuation is reduced by about 31.7% and 28.0%, and the torque fluctuation is reduced by about 31.4% and 25.1% in the two operating modes, respectively, thereby effectively improving the post-fault operating quality of the motor.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motors; model predictive current control; open-circuit fault; virtual vectors; duty cycle modulation

收稿日期: 2024-03-18

基金项目: 国家自然科学基金项目(52377066)

通信作者: 周湛清(1989—), 男, 教授, 主要研究方向为电机系统及其智能控制。E-mail: zhouzhanqing@tiangong.edu.cn

随着新能源行业的快速发展,电动汽车、船舶推进以及电动飞机等交通运输行业愈加需求交流电机传动系统具备高可靠性以及中高压大功率输出能力。因此,双三相永磁同步电机凭借其输出转矩波动小、容错能力强以及高功率密度等显著优点,受到了工业领域的广泛关注^[1-3]。近年来,有限集模型预测控制因其动态响应能力优异、控制结构简单以及能够处理非线性约束等优点被广泛应用于双三相电机驱动系统之中^[4-5]。

双三相永磁同步电机驱动系统需同时控制两套定子绕组,并且电压矢量数目随逆变器桥臂数目呈指数型增长。除此之外,各电压矢量在不同子空间的作用效果存在明显差异。因此,采用模型预测控制的双三相电机驱动系统存在备选矢量众多、价值函数寻优过程复杂的弊端^[6-7]。为进一步优化电机运行性能,许多学者针对预测控制之中存在的参数敏感性高、权重系数调节复杂以及算法执行效率慢等一系列关键问题提出了众多优化改进算法^[8-10]。针对有限集模型预测算法中存在的控制自由度受限问题,通过合成谐波电压输出为零的虚拟矢量作为控制集,借助占空比调制或多矢量输出模式,有效抑制了谐波电流并提升了电机的稳态控制精度^[11-12]。但虚拟矢量本质上是一种谐波平面开环控制,无法有效抑制由于非线性因素带来的干扰,因此双三相电机模型预测算法的控制性能有待进一步提升。

双三相电机控制自由度高,容错能力强。当发生开路故障时,基于磁动势不变原则,文献[13]以最小铜损或最大转矩输出为优化目标,通过优化剩余相位电流,保证了电机开路故障后的运行效率;文献[14]利用遗传算法,以“转矩脉动最小化,平均转矩最大化”为目标,重新求解了电流参考值;文献[15]在不增加不必要约束条件下利用粒子群算法,在铜损较低的情况下实现了最大转矩输出。然而,电机发生开路故障后,谐波平面与基波平面不再解耦,传统的谐波平面开环控制难以满足电机系统的控制需求^[16]。在解耦变换矩阵不变的情况下,文献[17]提出了一种最小控制器重构的容错预测电流算法,通过在谐波平面合成虚拟矢量实现了谐波平面的闭环控制,有效提升了双三相电机故障运行下的稳态性能;文献[18]提出一种谐波补偿的容错预测电流算法,通过建立降维数学模型,重新构建了不规则电压复平面下的虚拟矢量,并设计虚拟零矢量抑制开路故障下非正弦反电动势引起的谐波,实现了基波电流与谐波电流的解耦控制。针对电机发生开路故障后电压矢量复平面分布复杂、虚拟矢量电

压利用率低的问题,文献[19]提出了一种间接修正虚拟矢量的方法,实现了虚拟矢量幅值最大化,在保证稳态性能的同时,最大程度地提升了逆变器的电压输出能力。

本文以单相开路故障下的双三相电机为研究对象,针对传统容错预测电流控制中存在的稳态调节精度差、谐波平面闭环控制实现复杂等问题,提出了一种双三相永磁电机容错型多矢量预测电流控制策略。首先,推导并建立了双三相电机开路故障下的预测模型,并将虚拟电压矢量重构工作转变为最优解问题,在保证优良稳态性能的同时最大程度上扩展了逆变器的输出电压能力;其次,通过多矢量输出模式,提升了基波电流控制自由度并改善了电机稳态调节精度;最后,通过设计谐波平面价值函数并构造虚拟零矢量,实现了谐波电流闭环控制,优化了电机运行效率。

1 双三相电机数学模型

双三相永磁同步电机驱动系统由六相逆变器供电,并由 2 套中性点隔离且相移 30°的三相绕组构成,如图 1 所示。图 1 中: U_{dc} 表示直流母线电压; S_{ip} 和 S_{in} 分别表示逆变器上、下桥臂 IGBT 的开关状态,并以“1”表示开通状态,“0”表示关断状态,其中 $i = (A, B, C, U, V, W)$ 。

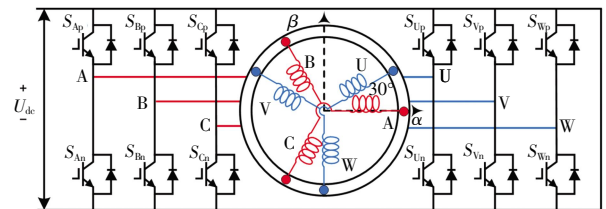


图 1 双三相电机驱动系统

Fig.1 Diagram of dual three-phase motor drive system

根据矢量空间解耦变换原理以及 Park 变换原理^[20],双三相电机正常运行下的电压和磁链方程表示为:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_x \\ U_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \varphi_i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: U_d, U_q, U_x, U_y 分别为在 $d-q$ 以及 $x-y$ 坐标系下的定子电压投影值; $\varphi_d, \varphi_q, \varphi_x, \varphi_y$ 分别为在 $d-q$ 以及 $x-y$ 坐标系下的定子磁链投影值; i_d, i_q, i_x, i_y 分别表示在 $d-q$ 以及 $x-y$ 坐标系下的定子电流投影值; ω_e 为电角速度; φ_f 为永磁体磁链; R_s 为定子电阻; L_d 和 L_q 分别表示 d, q 轴电感; L_z 为电机漏感; p 为微分算子。

双三相永磁同步电机的电磁转矩表达式为:

$$T_e = 3p_n(i_q\varphi_d - i_d\varphi_q) \quad (3)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p_n 为电机极对数。

在双三相电机驱动系统中,六相逆变器共有 $2^6 = 64$ 种不同的开关状态,分别对应 60 个有效矢量以及 4 个零矢量。各电压矢量在基波平面和谐波平面的分布情况如图 2 所示。

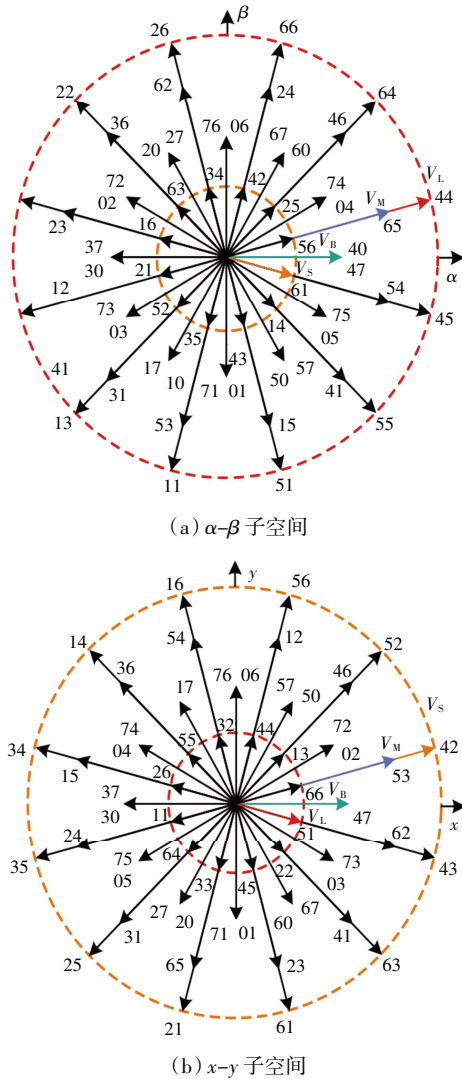


图 2 电压矢量分布

Fig.2 Diagram of distribution of voltage vectors

图 2 中,每 1 个子空间包含 4 种不同幅值的有效矢量,分别为大矢量 V_L 、中矢量 V_M 、基本矢量 V_B 以及小矢量 V_S ,且每一种电压矢量的编号分别由 2 套三相

逆变器桥臂开关状态对应的 8 进制数组成。

2 单相开路故障控制

2.1 降维数学模型

以 W 相发生开路故障为例,由于基波平面电流与谐波平面电流不再解耦,传统谐波平面开环控制策略已经无法满足容错控制的需求,因此,本文采用降维解耦矩阵对故障后的双三相电机进行建模,降维解耦矩阵为:

$$T_{5s} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

由式(4)可知,电机发生开路故障后,各物理量被映射在 $\alpha-\beta-z1-z2-z3$ 子空间中。其中 $\alpha-\beta$ 负责控制磁场和转矩, $z1$ 与 $z2-z3$ 分别为谐波平面与零序平面,不参与能量转换。

忽略零序平面的作用,在电机发生开路故障后,剩余五相电流只形成 3 个控制自由度。采用降维解耦矩阵 T_{5s} 对双三相电机进行建模,电压方程表示为:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_{z1} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_{z1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e & 0 \\ \omega_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_{z1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_{z1} \end{bmatrix} = L_w \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 0.75 + 0.25\cos 2\theta_e \\ -0.25\sin 2\theta_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(6)中, θ_e 为转子电角度; L_w 为电机故障后的电感矩阵,其表达式为:

$$L_w = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} & 0 \\ L_{qd} & L_{qq} & 0 \\ 0 & 0 & L_z \end{bmatrix} = \frac{3}{4}L_0 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e + 3 & -\sin 2\theta_e & 0 \\ -\sin 2\theta_e & -\cos 2\theta_e + 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{3}{4}L_2 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e + 3 & \sin 2\theta_e & 0 \\ -\sin 2\theta_e & \cos 2\theta_e - 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + L_z E_3 \quad (7)$$

式中: E_3 为三阶单位矩阵; L_{dd}, L_{qq} 分别表示电机开路故障后的 d 轴电感和 q 轴电感; L_{dq}, L_{qd} 分别表示 d 轴、

q 轴之间的耦合电感; L_0 和 L_2 分别为电机主自感平均值与主自感二次谐波幅值。由式(5)一式(7)可以看出,在电机开路故障后,电感矩阵发生变化, d 轴与 q 轴之间存在耦合电感。电压与磁链数学模型维度降低,但与电机故障前保持相同的数学通式。

2.2 电压矢量畸变原理及其分布

当电机发生开路故障后,故障相位与所连接逆变器桥臂的导通路径发生改变,导致电压矢量复平面发生变化。结合式(4)与剩余健康桥臂开关状态,复平面内的电压矢量可表示为:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \\ U_{z1} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{A,p} \\ S_{B,p} \\ S_{C,p} \\ S_{U,p} \\ S_{V,p} \end{bmatrix} \quad (8)$$

由式(8)可知, W 相开路故障后电压矢量分布情况如图 3 所示。

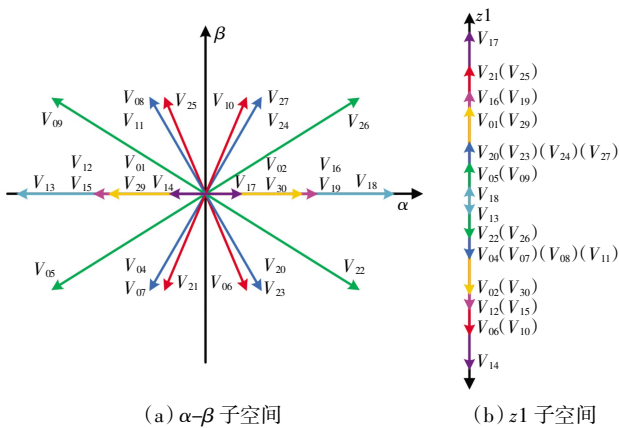


图 3 W 相开路后电压矢量分布

Fig.3 Distribution of voltage vector after W-phase open circuit

由图 3 可以看出,在电机发生开路故障后谐波平面变成一维空间,电压矢量数目减少至 32 个,各矢量相角以及幅值不再均匀分布。

2.3 故障运行模式

为保证电机故障后的运行效率,可利用谐波平面残存控制自由度将电机驱动至最大转矩运行模式或最小铜损运行模式。考虑电流约束条件,以故障前后磁动势不变为原则,电机发生开路故障后的谐波电流

参考值 i_{z1}^* 如表 1 所示。

表 1 不同运行模式谐波电流参考值

Tab.1 Reference value of harmonic current under different operating modes

故障相	最大转矩模式	最小铜损模式
A	$i_{z1}^* = -i_\alpha$	$i_{z1}^* = -i_\alpha$
B	$i_{z1}^* = 0.5i_\alpha + 0.866i_\beta$	$i_{z1}^* = -0.25i_\alpha + 0.433i_\beta$
C	$i_{z1}^* = 0.5i_\alpha - 0.866i_\beta$	$i_{z1}^* = -0.25i_\alpha - 0.433i_\beta$
U	$i_{z1}^* = 0.5i_\alpha + 0.866i_\beta$	$i_{z1}^* = 0.75i_\alpha + 0.433i_\beta$
V	$i_{z1}^* = 0.5i_\alpha - 0.866i_\beta$	$i_{z1}^* = 0.75i_\alpha - 0.433i_\beta$
W	$i_{z1}^* = -i_\alpha$	$i_{z1}^* = 0$

3 容错型多矢量预测电流控制

3.1 容错预测电流模型

根据欧拉离散公式,忽略电角度 θ_e 变化对电感矩阵 L_w 的影响,由式(5)一式(7)可得出双三相电机容错预测模型为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = [\varphi_d(k+1) - L_{dq}i_q(k+1) - \varphi_{m1}]/L_{dd} \\ i_q(k+1) = L_\Delta \left[\varphi_q(k+1) - \frac{L_{qd}}{L_{dd}}(\varphi_d(k+1) + \varphi_{m1}) - \varphi_{m2} \right] \end{cases} \quad (9)$$

式中: T_s 为离散控制周期; $k, k+1$ 分别为第 $k, k+1$ 个离散控制周期时刻;

$$L_\Delta = 1/(L_{qq} - L_{qd}L_{dq}/L_{dd});$$

$$\varphi_{m1} = (0.75 + 0.25\cos(2\theta_e))\varphi_f;$$

$$\varphi_{m2} = -0.25\sin(2\theta_e)\varphi_f;$$

$$\varphi_d(k+1) = \varphi_d(k) + T_s[U_d(k) - R_s i_d(k) + \omega_s \varphi_q(k)];$$

$$\varphi_q(k+1) = \varphi_q(k) + T_s[U_q(k) - R_s i_q(k) + \omega_s \varphi_d(k)].$$

3.2 虚拟矢量重构

双三相电机发生开路故障后,电压矢量复平面发生畸变,并且谐波平面极低的漏感阻抗会引起较大的谐波电流。结合以上两点,容错预测电流算法的电压矢量控制集有待进一步优化。本文根据虚拟矢量合成原理,在基波平面重构 12 个虚拟矢量,作为所提容错预测电流算法的备选电压矢量控制集 CS1。重构后的虚拟矢量需要满足以下 3 点:

(1) 为保证优良的稳态性能,12 个虚拟矢量的相位分布情况与电机健康状态下的 12 大矢量 V_L 保持一致,并分别以 $VV_l(l=1,2,\dots,12)$ 命名。

(2) 由于电机发生开路故障后,零序电压不再注入,此时相电压与极电压相等。重构虚拟矢量 VV_l 在 $\alpha\text{-}\beta\text{-}z1$ 轴上的投影值与相占空比 D_i 之间的数学关系可表示为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{VV}_\alpha \\ \mathbf{VV}_\beta \\ \mathbf{VV}_{z1} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \\ D_U \\ D_V \end{bmatrix} \quad (10)$$

(3) 重构后的虚拟矢量需保持在一个离散控制周期内,输出谐波电压平均值为 0。

综上 3 点,为保证预测控制优良的动态性能,在每一个矢量方向上最大化虚拟矢量幅值,提升逆变器电压输出能力。电机开路故障后的虚拟电压矢量重构过程可表示为:

$$\begin{cases} \max \sqrt{\mathbf{VV}_{\alpha,l}^2 + \mathbf{VV}_{\beta,l}^2} \\ D_i \in [0, 1] \\ \arctan = \frac{\mathbf{VV}_{\beta,l}}{\mathbf{VV}_{\alpha,l}} = \theta_2 \\ \mathbf{VV}_{z1,l} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中: θ_2 表示电机故障前 12 个大矢量 \mathbf{V}_L 的相位分布集合; $\mathbf{VV}_{\alpha,l}$ 、 $\mathbf{VV}_{\beta,l}$ 和 $\mathbf{VV}_{z1,l}$ 分别表示重构的 12 个虚拟矢量在 α - β - $z1$ 轴上的电压投影值。根据式(11),重构后的虚拟电压矢量分布如图 4 所示。

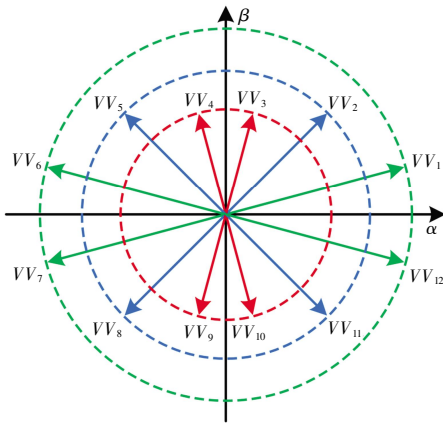


图 4 重构后的虚拟电压矢量分布

Fig.4 Distribution of reconstructed virtual voltage vector

图 4 中重构的虚拟电压矢量作为所提控制策略中基波平面的备选电压矢量控制集 CS1, 其中 \mathbf{VV}_i 的幅值以及合成 \mathbf{VV}_i 的各相占空比如表 2 所示。

表 2 中,各虚拟矢量幅值均以 U_{dc} 进行标么化处理。 $D_i(i = \{A, B, C, U, V, W\})$ 表示合成虚拟矢量时各相支路占空比。

表 2 α - β 平面备选矢量控制集 CS1

Tab.2 Alternative vector control set CS1 of α - β subspace

CS1	D_A	D_B	D_C	D_U	D_V	幅值
\mathbf{VV}_1	1	0.472 5	0	0.940 8	0.058 9	0.527 2
\mathbf{VV}_2	0.933 0	1	0	0.734 5	0.234 8	0.408 2
\mathbf{VV}_3	0.613 4	1	0	0.565 4	0.434 5	0.298 8
\mathbf{VV}_4	0.386 6	1	0	0.420 8	0.551 7	0.298 8
\mathbf{VV}_5	0.067 0	1	0	0.250 0	0.750 0	0.408 2
\mathbf{VV}_6	0	1	0.537 5	0.057 6	0.944 3	0.527 2
\mathbf{VV}_7	0	0.535 7	1	0.056 4	0.943 1	0.527 2
\mathbf{VV}_8	0.067 0	0	1	0.252 6	0.752 6	0.408 2
\mathbf{VV}_9	0.386 6	0	1	0.410 9	0.541 8	0.298 8
\mathbf{VV}_{10}	0.613 4	0	1	0.599 6	0.468 7	0.298 8
\mathbf{VV}_{11}	0.933 0	0	1	0.752 2	0.252 2	0.408 2
\mathbf{VV}_{12}	1	0	0.464 3	0.943 2	0.056 6	0.527 2

3.3 多矢量输出模式及占空比分配

传统有限集模型预测控制在一个离散控制周期内只输出一个最优矢量,基波电流控制自由度受限。为解决这一问题,本文通过在 CS1 中筛选最优矢量 \mathbf{VV}_{opt} 与次优矢量 \mathbf{VV}_{sub} ,并结合零矢量 $\mathbf{V}_0(00000)$ 最小化基波电流误差。基波平面价值函数表达式为:

$$J_1 = (i_d^* - i_d(k+1))^2 + (i_q^* - i_q(k+1))^2 \quad (12)$$

式中: i_d^* 为 d 轴电流参考值,通常设置为 0; i_q^* 为 q 轴电流参考值,由速度外环得出。

为进一步提升稳态控制精度,利用 \mathbf{VV}_{opt} 、 \mathbf{VV}_{sub} 和 \mathbf{V}_0 作用下的电流误差计算各矢量占空比,其计算公式为:

$$\begin{cases} D_{opt}\sigma_{d,opt} + D_{sub}\sigma_{d,sub} + D_{zero}\sigma_{d,zero} = 0 \\ D_{opt}\sigma_{q,opt} + D_{sub}\sigma_{q,sub} + D_{zero}\sigma_{q,zero} = 0 \\ D_{opt} + D_{sub} + D_{zero} = 1 \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\sigma_{d,m}$ 、 $\sigma_{q,m}(m = opt, sub, zero)$ 分别为最优矢量、次优矢量与零矢量作用下的预测电流值与参考电流在 d 轴和 q 轴下产生的电流误差; $D_m(m = opt, sub, zero)$ 为最优矢量、次优矢量以及零矢量占空比。

为充分利用双三相电机单相开路故障后谐波平面残存的控制自由度,本文通过在谐波平面设计一种独立控制的预测算法实现谐波电流跟踪。通过在谐波平面正、负 2 个方向上各合成 2 个不同幅值的虚拟零矢量 $\mathbf{VZ}_n(n = 1, 2, 3, 4)$ 作为备选矢量控制集 CS2,如表 3 所示。并且为保证 α - β 子空间优良的控制精度,控制集 CS2 中的虚拟零矢量 \mathbf{VZ}_n 在一个离散控制周期内输出的基波电压平均值为 0。

谐波平面闭环控制策略具体实现步骤如下。

步骤 1 对式(9)中谐波平面电压数学模型进行

表 3 谐波平面备选矢量控制集 CS2

Tab.3 Harmonic subspace control set CS2

CS2	D_A	D_B	D_C	D_U	D_V	幅值
VZ_1	1	0.536 0	0.536 0	0	0.563 0	+0.3
VZ_2	0	0.464 0	0.464 0	1	0.464 0	-0.3
VZ_3	0.932 5	0.067 5	0.067 5	0	1	+0.577
VZ_4	0.067 5	0.932 5	0.932 5	1	0	-0.577

离散化,谐波平面电流预测模型为:

$$i_{z1}(k+1) = i_{z1}(k) + \frac{T_s}{L_z} [U_{z1}(k) - R_z i_{z1}(k)] \quad (14)$$

通过构造谐波平面价值函数,在备选控制集 CS2 中筛选出最优虚拟零矢量 VZ_{opt} ,价值函数为:

$$J_2 = (i_{z1}^* - i_{z1}(k+1))^2 \quad (15)$$

步骤 2 采用无差拍原理计算最优虚拟零矢量 VZ_{opt} 的占空比,最小化谐波电流误差,无差拍原理表示为:

$$i_{z1}^* = i_{z1}(k) + k_v D_V T_s + k_0 D_0 T_s \quad (16)$$

式中: k_v 、 k_0 分别表示最优虚拟零矢量 VZ_{opt} 与零矢量 $V_0(00000)$ 作用下的谐波电流变化率; D_V 、 D_0 分别表示最优虚拟零矢量 VZ_{opt} 与零矢量 $V_0(00000)$ 占空比。根据式(14)以及式(16), D_V 、 D_0 表达式为:

$$\begin{cases} D_V = \frac{i_{z1}^* - i_{z1}(k) - k_0 T_s}{(k_v - k_0) T_s} \\ D_0 = \frac{i_{z1}^* - i_{z1}(k) - k_v T_s}{(k_0 - k_v) T_s} \end{cases} \quad (17)$$

需要注意的是,基波平面仍为电机驱动系统的首要控制目标,即 $D_{zero} > 0$ 时,谐波平面闭环控制策略才能实施。此时最优虚拟零矢量 VZ_{opt} 的占空比 D_V 限制在 $[0, D_{zero}]$ 区间内,具体表达式为:

$$D_V = \begin{cases} D_{zero} & D_V \geq D_{zero} \\ D_V & D_V < D_{zero} \end{cases} \quad (18)$$

若出现 $D_{zero} \leq 0$ 的情况,则不再对谐波平面进行控制,此时需要重新分配各矢量占空比,即:

$$\begin{cases} D_{opt} = \frac{D_{opt}}{D_{opt} + D_{sub}} \\ D_{sub} = \frac{D_{sub}}{D_{opt} + D_{sub}} \\ D_{zero} = D_V = D_0 = 0 \end{cases} \quad (19)$$

由式(18)和式(19)可知,零矢量 $V_0(00000)$ 最终作用占空比 D_0 可表示为

$$D_0 = 1 - D_{opt} - D_{sub} - D_V \quad (20)$$

综上所述,占空比分配过程如图 5 所示。

步骤 3 结合步骤 1 与步骤 2 中各矢量占空比,对各相支路占空比进行整合,借助脉宽调制(PWM)输出逆变器最终开关状态。

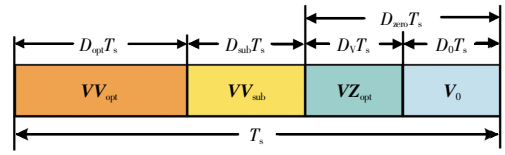


图 5 多矢量输出占空比分配

Fig.5 Allocation of duty cycle for multi-vector output

综上所述,在一个控制周期内,本文所提控制策略需要首先满足转矩与磁场控制需求,通过分割基波平面零矢量作用时间 D_{zero} ,驱动电机运行至不同故障模式,实现电机运行效率最大化。本文所提策略控制框图如图 6 所示。

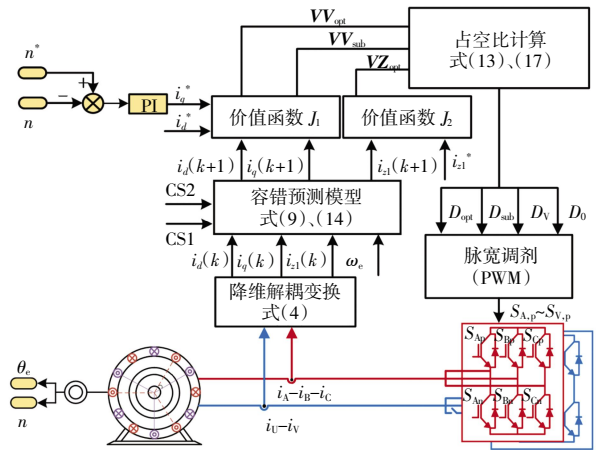


图 6 所提出策略的控制框图

Fig.6 Control block diagram of the proposed algorithm

4 实验验证

为了验证本文所提控制策略的可行性和有效性,在一台 5 对极内置式三相永磁同步电机上进行实验。实验过程中采用 $i_d = 0$ 的控制方式,控制周期设置为 $100 \mu s$,故障类型选择为 W 相开路故障。

4.1 稳态性能分析

传统容错预测电流算法在电机发生故障后,保持解耦变换矩阵不变,并使用 12 个虚拟矢量作为备选电压矢量集,其中每 1 个虚拟矢量由图 2(a)中同方向的大矢量与中矢量合成。在 1 个控制周期内,大矢量占比为 $0.731T_s$,中矢量占比为 $0.269T_s$,所合成的虚拟矢量在谐波平面中输出电压平均值为 0。在稳态实验过程中,给定参考转速为 200 r/min,负载转矩为 $5 N \cdot m$ 。分别对传统控制策略以及本文控制策略在不同运行模式下的稳态性能进行了对比,结果如图 7 所示。图 7 中,P-P、Max、Min 和 Avg 分别表示峰峰值、最大值、最小值和平均值,下图同。

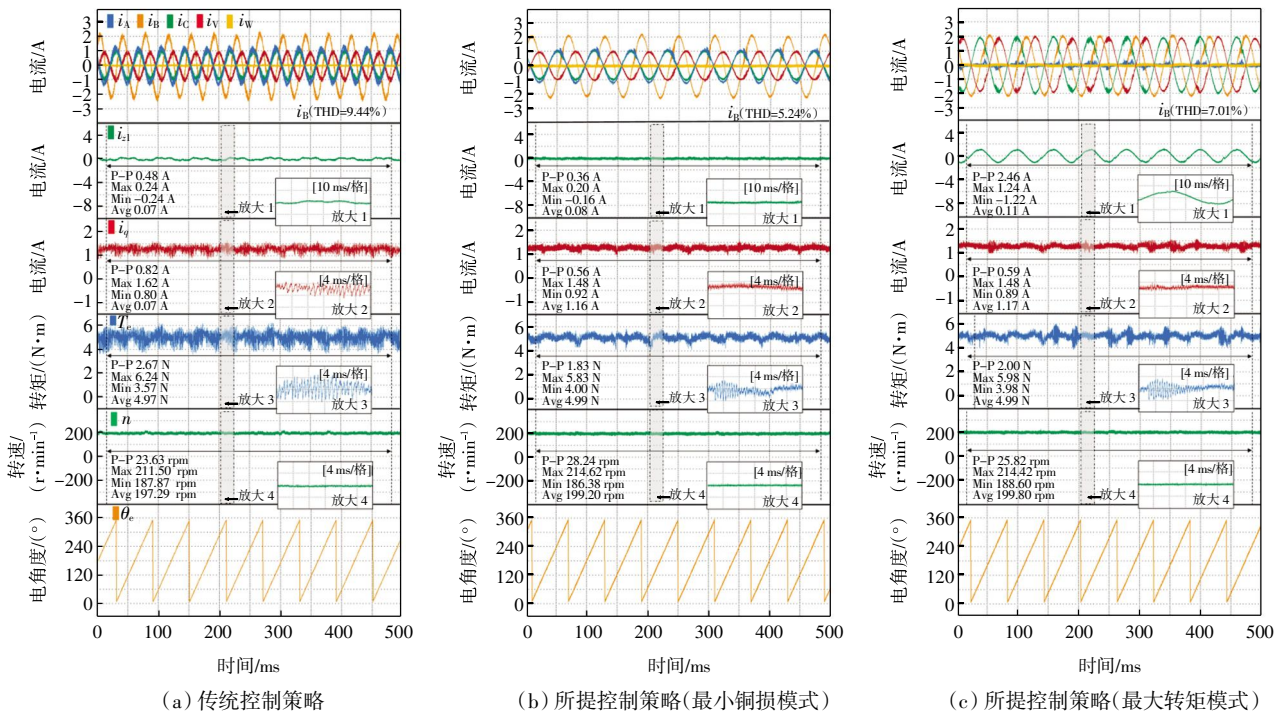


图 7 稳态实验波形

Fig.7 Waveform of steady-state experiment

由图 7 可以看出,传统控制策略在一个控制周期内只输出一个最优虚拟矢量,由于最优矢量与期望电压矢量之间存在偏差,导致 q 轴电流以及转矩波动较大。并且由于虚拟矢量本质上是一种谐波平面开环控制,传统控制策略只能实现故障后的最小铜损运行模式,并且无法抑制非线性因素带来的干扰,相电流总谐波失真(THD)较高,为 9.44%。而本文控制策略通过在基波平面实现多矢量输出,进一步提升了 q 轴电流控制精度,并有效抑制了输出转矩脉动;其次,本文控制策略通过独立设计谐波平面控制器,实现了谐波平面的闭环控制,有效抑制了谐波平面带来的非线性干扰,相电流总谐波失真(THD)在最小铜损以及最大转矩模式下分别降低了 44.5%以及 25.7%。此外,所提策略在最小铜损运行模式下的 q 轴电流波动和转矩脉动分别降低了 31.7%和 31.4%。同时,所提策略在最大转矩模式下的 q 轴电流波动降低了 28.0%,转矩脉动降低了 25.1%,充分验证了所提算法的优越性。

4.2 动态性能分析

为验证所提出算法的动态性能,对传统容错预测电流控制策略以及本文控制策略进行了实验对比。将所提出的控制算法驱动至最小铜损模式。第 1 组动态实验中,给定参考转速设定为 100 r/min 并且空载启动,给定参考转速阶跃至 300 r/min。第 2 组动态实验中,将电机给定参考转速设定为 200 r/min 并且空载启

动,突加负载至 5 N·m。在 2 组动态实验中,分别对电机的 A 相电流、 q 轴电流、转速以及转子位置角度进行了对比,结果如图 8—图 9 所示。

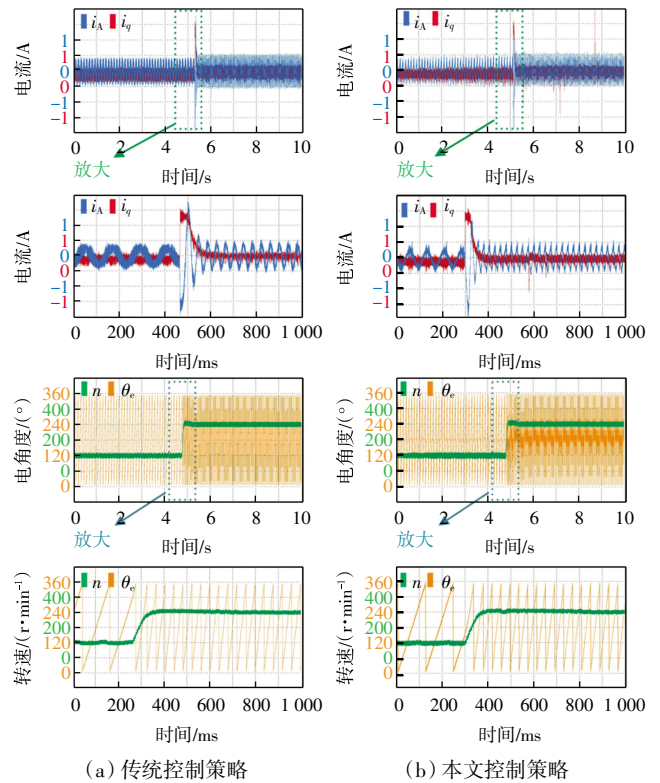


图 8 速度阶跃动态实验波形

Fig.8 Waveform of speed-step dynamic experiment

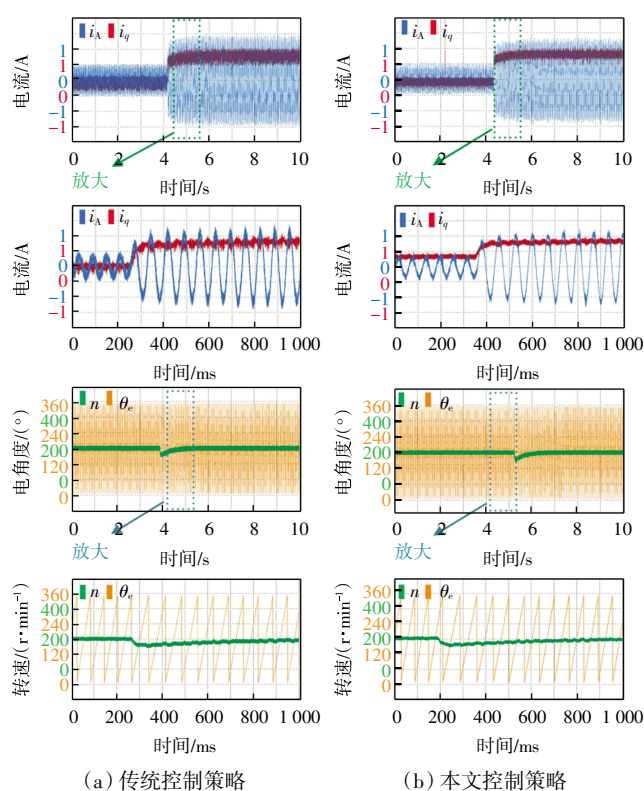


图 9 负载突变动态实验波形

Fig.9 Waveform of sudden load change dynamic experiment

由图 8、图 9 可知,本文所提出的控制策略在速度阶跃或负载突变后,均能快速地跟踪上转速参考值,并且无较大的超调现象,保证了模型预测控制优良的动态性能。在速度阶跃动态实验中,本文控制策略与传统控制策略的动态响应时间分别为 80 ms 与 90 ms,所提策略动态响应时间缩短了约 11.11%;在负载突变实验过程中,本文控制策略与传统控制策略的动态响应时间分别为 435 ms 与 464 ms,所提策略动态响应时间缩短了约 6.25%。

5 结论

本文提出了一种双三相永磁电机容错型多矢量预测电流控制算法。首先,根据降维解耦矩阵建立了双三相电机开路故障下的数学模型并推导出电流预测通式;其次,分析了电机故障下的电压矢量畸变原理,并以最大化逆变器电压输出能力为目标,重构了基波平面虚拟矢量;最后,在谐波平面构造了虚拟零矢量并实现了多电压矢量输出模式,提升了基波电流控制自由度,并实现了谐波平面闭环控制。实验结果表明:

(1) 传统容错预测电流算法在一个控制周期内仅输出一个最优虚拟矢量,导致基波平面电流控制自由

度受限,稳态控制精度差。相比于传统容错预测电流算法,本文策略在最小铜损运行模式下相电流总谐波失真降低了 44.5%, q 轴电流波动降低了 31.7%,转矩脉动降低了 31.4%。

(2) 虚拟矢量本质上是一种开环控制策略,无法充分利用双三相电机开路故障后谐波平面残存的控制自由度。本文通过在谐波平面合成虚拟零矢量,实现了故障运行下的最大转矩运行模式,并使得电机相电流总谐波失真降低了 25.7%, q 轴电流波动降低了 28.0%,转矩脉动降低了 25.1%。

(3) 在动态性能方面,本文控制策略在速度阶跃与负载突变工况下的动态响应时间分别为 80 ms 和 435 ms,相较传统控制策略的 90 ms 和 464 ms,分别缩短约 11.11%与 6.25%。

参考文献:

- [1] HU S D, LIANG Z P, ZHANG W, et al. Research on the integration of hybrid energy storage system and dual three-phase PMSM drive in EV[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(8): 6602-6611.
- [2] NAIR S V, LAYEK K, HATUA K. An unequal split dual three-phase PMSM with extended torque-speed characteristics for automotive application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12437-12449.
- [3] GUO H, HE X, XU J Q, et al. Design of an aviation dual-three-phase high-power high-speed permanent magnet assisted synchronous reluctance starter-generator with antishort-circuit ability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12619-12635.
- [4] 孙全增, 张志锋. 双三相永磁同步电机低共模电压模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3708-3722.
- [5] SUN Q Z, ZHANG Z F. Low common-mode voltage model predictive current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3708-3722(in Chinese).
- [6] GU M R, WANG Z, YU K L, et al. Interleaved model predictive control for three-level neutral-point-clamped dual three-phase PMSM drives with low switching frequencies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11618-11630.
- [7] LUO Y X, ZHANG X D, NIU S X. A hybrid two-stage control solution for six-phase PMSM motor with improved performance[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5435-5445.
- [8] BERMUDEZ M, ARAHAL M R, DURAN M J, et al. Model predictive control of six-phase electric drives including ARX

- disturbance estimator[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(1): 81–91.
- [8] LUO Y X, ZHANG X D, NIU S X. A hybrid two-stage control solution for six-phase PMSM motor with improved performance[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(5): 5435–5445.
- [9] LUO Y X, LIU C H. Model predictive control for a six-phase PMSM motor with a reduced-dimension cost function[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(2): 969–979.
- [10] WANG W S, LIU C H, LIU S Y, et al. Model predictive torque control for dual three-phase PMSMs with simplified deadbeat solution and discrete space-vector modulation[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2021, 36(2): 1491–1499.
- [11] CUI J, TAO T, ZHAO W X. Optimized control set model predictive control for dual three-phase PMSM with minimum error duty cycle regulation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(1): 1319–1332.
- [12] ACIEGO J J, GONZÁLEZ PRIETO I, DURAN M J. Model predictive control of six-phase induction motor drives using two virtual voltage vectors[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 7(1): 321–330.
- [13] 周长攀, 杨贵杰, 苏健勇, 等. 基于正常解耦变换的双三相永磁同步电机缺相容错控制策略[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(3): 86–96.
- ZHOU C P, YANG G J, SU J Y, et al. The control strategy for dual three-phase PMSM based on normal decoupling transformation under fault condition due to open phases[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(3): 86–96 (in Chinese).
- [14] FENG G D, LAI C Y, LI W L, et al. Open-phase fault modeling and optimized fault-tolerant control of dual three-phase permanent magnet synchronous machines[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(11): 11116–11127.
- [15] JIN L H, MAO Y, WANG X Q, et al. Optimization-based maximum-torque fault-tolerant control of dual three-phase PMSM drives under open-phase fault[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(3): 3653–3663.
- [16] LU H X, LI J, QU R H, et al. Fault-tolerant predictive control of six-phase PMSM drives based on pulse width modulation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(7): 4992–5003.
- [17] GONÇALVES P F C, CRUZ S M A, MENDES A M S. Fault-tolerant predictive current control of six-phase PMSMs with minimal reconfiguration requirements[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(2): 2084–2093.
- [18] CUI J, JI J H, ZHAO W X, et al. Decoupled fault-tolerant model predictive current control for dual three-phase PMSMs with harmonic compensation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(2): 2285–2294.
- [19] 周长攀, 刘海峰, 景国秀, 等. 双三相永磁同步电机缺相容错运行虚拟矢量间接修正方法及其在直接转矩控制中应用[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(2): 451–464.
- ZHOU C P, LIU H F, JING G X, et al. The indirect correction method of virtual vectors for dual three-phase permanent magnet synchronous motors under the open-phase fault and its application in the direct torque control[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(2): 451–464 (in Chinese).
- [20] LIU S Y, LIU C H. Virtual-vector-based robust predictive current control for dual three-phase PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(3): 2048–2058.

本文引文格式:

周湛清, 苏猛. 双三相永磁电机的容错型多矢量预测电流控制[J]. *天津工业大学学报*, 2026, 45(1): 47–55.

ZHOU Z Q, SU M. Fault-tolerant multi-vector predictive current control for dual three-phase permanent magnet motors[J]. *Journal of Tiangong University*, 2026, 45(1): 47–55 (in Chinese).

(责任编辑:孙广宇)