

doi: 10.11835/j.issn.1000-582X.2022.204

五相 PMSM 相邻两相开路故障容错控制策略

陶彩霞, 王冉冉, 高锋阳, 王伟斌

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 兰州 730070)

摘要: 相永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)发生相邻两相开路故障会导致驱动系统不稳定运行, 针对这种故障状况, 提出一种基于空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)技术的容错控制策略。首先构建永磁同步电机数学模型; 进而为使机电能量实现平稳转换, 重新构建降阶变换矩阵, 得到故障后剩余相容错电流表达式; 然后利用 SVPWM 技术, 计算故障下空间电压矢量, 建立 6 个扇区, 进行目标矢量合成, 进而计算相应基本合成电压矢量的作用时间, 并给出对应扇区的空间电压矢量选择顺序; 最后进行 Matlab/Simulink 仿真验证, 仿真结果与理论计算一致, 有效验证了所提 SVPWM 容错控制策略的正确性。利用该容错控制策略, 五相永磁同步电机在故障状态下的运行性能得到明显改善, 电机实现稳定运行。所提控制策略与传统电流滞环跟踪脉宽调制(pulse width modulation, PWM)控制方式对比分析, 证明所提策略存在优越性。

关键词: 五相永磁同步电机; 相邻两相开路故障; 空间矢量脉宽调制; 降阶变换矩阵; 容错控制

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2023)11-013-13

Fault-tolerant control strategy for five-phase PMSM under adjacent two-phase open circuit fault

TAO Caixia, WANG Ranran, GAO Fengyang, WANG Weibin

(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, P. R. China)

Abstract: A two-phase open circuit fault in a five-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) can destabilize the entire drive system. In response to this fault scenario, a fault-tolerant control strategy utilizing space vector pulse width modulation (SVPWM) technology is proposed. Firstly, a mathematical model of the permanent magnet synchronous motor is constructed. To ensure smooth conversion of electromechanical energy, a reduced order transformation matrix is reconstructed, yielding the expression for fault-tolerant current in the residual phase. Subsequently, SVPWM technology is used to calculate the space voltage vector during the fault, delineate six sectors, synthesize the target vector, determine the action time of corresponding basic synthetic voltage vectors, and establish the selection order for space voltage vectors within the respective sector. Finally, MATLAB/Simulink simulations validate the correctness of the strategy by demonstrating consistency between simulation results and theoretical calculations. This approach significantly enhances the operation performance of the five-phase permanent magnet synchronous motor under fault conditions, ensuring its stability. A comparison

收稿日期: 2021-09-23 网络出版日期: 2022-04-13

基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2018YFB1201602-06); 兰州交通大学-天津大学联合创新基金(2020056)。

Supported by the National Key R & D Program (2018YFB1201602-06), and the Lanzhou Jiaotong University-Tianjin University Joint Innovation Fund (2020056).

作者简介: 陶彩霞(1972—), 女, 教授, 主要从事电机及控制研究, (E-mail)1733425004@qq.com。

with traditional current hysteresis tracking pulse width modulation (PWM) control confirms the superiority of the proposed strategy.

Keywords: five-phase permanent magnet synchronous motor; adjacent two-phase open circuit fault; space vector pulse width modulation; reduced order transformation matrix; fault-tolerant control

近年来,永磁电机因为其高效率、高可靠性等优势成为国内外专家热议的研究对象^[1-2]。三相电机及其驱动系统在交流传动领域已经得到广泛应用^[3-4],但是在船舶、航空航天、电动汽车等高可靠性领域,传统三相电机系统显然已经不能满足要求^[5]。多相永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)由于定子绕组相数的冗余,拥有更高的可控自由度,容错能力好,可以实现低压大功率运行,并且具有转矩频率高、脉动小、噪声低的优点,在高可靠性领域拥有良好的工程应用前景^[6-8]。多相永磁同步电机可以在不增加任何硬件的条件下实现故障后的容错运行,其开路故障是最常见的故障类型之一,为实现故障后驱动系统的可靠运行,国内外学者作了大量研究工作^[9-10]。

郑萍等^[11]针对五相永磁同步电机,分析不同故障状态下转矩脉动减小的条件,得到相应的最佳补偿电流表达式,实现容错控制;他们虽然对开路、短路故障都进行了研究计算,但是只对故障前后转矩性能进行了分析,并未分析定子相电流、转速等性能。朱鹏等^[12]通过建立新的旋转坐标变换矩阵,利用转子磁场定向方法实现一相开路故障容错控制,达到了减小缺相后转矩脉动的作用;该文中所提容错控制方法虽然适合于多相开路故障情况,但并未对其进行分析与研究。童琛等^[13]和于仲安等^[14]以故障前后磁动势不变为原则,通过对对应约束条件或构建拉格朗日函数得到相应目标下故障后容错电流,从而保证多相电机的稳定输出能力,但都采用电流滞环跟踪脉宽调制(pulse width modulation, PWM)控制技术实现容错运行,该方法存在开关频率不恒定以及电流波动较大的缺点。高宏伟等^[15]分析得到不同控制目标下缺相容错电流表达式,引入二次旋转变换,实现电机磁场定向解耦控制,有效改善了五相PMSM缺相故障下的运行性能,但此种方法计算复杂。

空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)技术是按照一定规则对空间电压矢量进行选择与合成,从而控制逆变器的一种控制策略,该技术避免了较大的开关损耗,可以使电机获得更好的输出性能^[16]。Chen等^[17]利用SVPWM实现五相PMSM一相开路故障下容错控制,通过分析容错相电流以构建空间电压矢量,从而实现容错控制,但该方法不适用于两相开路故障发生情况。武雪松等^[18]和程祎等^[19]采用直接转矩控制算法,通过构建虚拟合成电压矢量来抑制定子谐波电流,利用逆变器输出电压矢量对磁链与转矩进行调节,实现驱动系统故障前后稳态运行;直接转矩控制算法虽然用于多相电机控制时具有较快的动态响应,但调速范围窄,对数学模型准确性要求较高,并且控制效果受电机参数影响,不如矢量控制具有更高的通用性^[20]。两相绕组开路故障同样作为多相电机开路故障类型之一,会对驱动系统运行性能产生较大影响,在多相电机驱动系统中也经常发生,然而以上基于SVPWM的五相PMSM控制,均未考虑两相故障发生情况。

文中针对五相PMSM定子绕组出现相邻两相开路故障状况,提出一种类似三相永磁同步电机系统正常运行时的SVPWM容错控制策略。利用重构的降阶变换矩阵计算得到缺相后的空间电压矢量,对6个扇区的8个空间电压矢量(包括2个零矢量)进行矢量合成,并计算对应电压矢量作用时间,给出各扇区相应电压矢量开关选择顺序,保证了容错运行时平均转矩与正常运行基本相同,驱动系统实现稳定运行。通过与电流滞环跟踪PWM控制方式对比,证明所提容错控制策略的优越性。

1 五相PMSM数学模型

1.1 五相PMSM正常运行数学模型

五相PMSM正常运行时,定子电压与磁链满足式(1)和式(2)。

$$U_s = R_s I_s + D\psi_s, \quad (1)$$

$$\psi_s = L_s I_s + \psi_{ms}, \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{ms} = \boldsymbol{\psi}_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \delta) \\ \cos(\theta - 2\delta) \\ \cos(\theta - 3\delta) \\ \cos(\theta - 4\delta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \\ \psi_{md} \\ \psi_{me} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

式中: $D = d/dt$ 为微分算子; $\boldsymbol{U}_s = [u_a \ u_b \ u_c \ u_d \ u_e]^T$ 为定子相电压矩阵; $\boldsymbol{R}_s = \boldsymbol{R} \boldsymbol{E}_{5 \times 5}$ 为定子电阻矩阵, $\boldsymbol{E}_{5 \times 5}$ 为单位矩阵, \boldsymbol{R} 代表各相定子绕组电阻值; \boldsymbol{L}_s 为五相定子绕组电感矩阵; $\boldsymbol{I}_s = [i_a \ i_b \ i_c \ i_d \ i_e]^T$ 为定子五相相电流矩阵; $\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c \ \psi_d \ \psi_e]^T$ 为各相定子绕组磁链矩阵; $\boldsymbol{\psi}_{ms}$ 为与定子绕组交链的永磁体磁链矩阵; ψ_m 为永磁磁链幅值; θ 为转子电气位置角; $\delta = 2\pi/5$ 。

五相 PMSM 总磁势 F 的表达式为

$$F = \frac{5}{8} N_s I_m (\mathrm{e}^{j\theta} \mathrm{e}^{-j\varphi} + \mathrm{e}^{-j\theta} \mathrm{e}^{j\varphi}). \quad (4)$$

式中: φ 为空间相位角; N_s 为定子每相绕组总匝数; I_m 为五相定子绕组相电流幅值。五相 PMSM 总磁动势的另一种表达式为

$$F = \frac{N_s}{4} [(i_a + i_b \mathrm{e}^{j\frac{2}{5}\pi} + i_c \mathrm{e}^{j\frac{4}{5}\pi} + i_d \mathrm{e}^{-j\frac{4}{5}\pi} + i_e \mathrm{e}^{-j\frac{2}{5}\pi}) \mathrm{e}^{-j\varphi} + (i_a + i_b \mathrm{e}^{-j\frac{2}{5}\pi} + i_c \mathrm{e}^{-j\frac{4}{5}\pi} + i_d \mathrm{e}^{j\frac{4}{5}\pi} + i_e \mathrm{e}^{j\frac{2}{5}\pi}) \mathrm{e}^{j\varphi}]. \quad (5)$$

2种表达式下总磁动势应相等,因此得到

$$\frac{5}{2} I_m \mathrm{e}^{j\theta} = (i_a + i_b \mathrm{e}^{j\frac{2}{5}\pi} + i_c \mathrm{e}^{j\frac{4}{5}\pi} + i_d \mathrm{e}^{-j\frac{4}{5}\pi} + i_e \mathrm{e}^{-j\frac{2}{5}\pi}). \quad (6)$$

五相 PMSM 从自然坐标系转化到静止坐标系,经过拓展可得到 clark 矩阵式(7),式(7)中前 2 行表示 α - β 基波子平面。

$$\boldsymbol{T}_{\text{clark}} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos \delta & \cos 2\delta & \cos 3\delta & \cos 4\delta \\ 0 & \sin \delta & \sin 2\delta & \sin 3\delta & \sin 4\delta \\ 1 & \cos 3\delta & \cos 6\delta & \cos 9\delta & \cos 12\delta \\ 0 & \sin 3\delta & \sin 6\delta & \sin 9\delta & \sin 12\delta \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

文中采用表贴式隐极永磁同步电机。电机正常运行时,永磁磁链在 α - β 坐标系下的表达式为式(8),根据虚位移法,电磁转矩表达式为式(9)。

$$\begin{bmatrix} \psi_{m\alpha} \\ \psi_{m\beta} \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{\text{clark}} \boldsymbol{\psi}_{ms} = \begin{bmatrix} \psi_m \cos \theta \\ \psi_m \sin \theta \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$T_c = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_m} = p \left(\frac{1}{2} \boldsymbol{I}_s^T \frac{\partial \boldsymbol{L}_s}{\partial \theta} \boldsymbol{I}_s + \boldsymbol{I}_s^T \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_{ms}}{\partial \theta} \right). \quad (9)$$

式中: θ_m 为电机转子机械位置角; W_{co} 为磁共能; p 为极对数。

1.2 五相 PMSM 开路故障数学模型

五相 PMSM 发生相邻两相(A、B相)开路故障,依据故障前后磁动势不变的原则,得到

$$\frac{5}{2} I_m \mathrm{e}^{j\theta} = i_a' + i_b' \mathrm{e}^{j\frac{2}{5}\pi} + i_c' \mathrm{e}^{j\frac{4}{5}\pi} + i_d' \mathrm{e}^{-j\frac{4}{5}\pi} + i_e' \mathrm{e}^{-j\frac{2}{5}\pi}; \quad (10)$$

$$\begin{cases} i_a' = i_b' = 0, \\ i_c' + i_d' + i_e' = 0. \end{cases} \quad (11)$$

式中, i_x' ($x = a, b, c, d, e$)为五相 PMSM 开路故障后定子相电流。根据式(10)和(11)得到 A、B 开路故障下 clark 变换矩阵

$$\boldsymbol{T}'_{\text{clark}} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos 2\delta & \cos 3\delta & \cos 4\delta \\ \sin 2\delta & \sin 3\delta & \sin 4\delta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

A、B 两相开路故障, α - β 坐标系下剩余相永磁磁链表达式为

$$\begin{bmatrix} \psi_{m\alpha}^{AB} \\ \psi_{m\beta}^{AB} \\ \psi_{mo}^{AB} \end{bmatrix} = \mathbf{T}'_{\text{clark}} \begin{bmatrix} \psi_{mc} \\ \psi_{md} \\ \psi_{me} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{m\alpha} - 0.4(\psi_{ma} + \cos\delta\psi_{mb}) \\ \psi_{m\beta} - 0.4\sin\delta\psi_{mb} \\ 0.6472\psi_m \cos(\theta - \pi - 0.5\delta) \end{bmatrix} \quad (13)$$

为保证电机发生开路故障后仍能稳定运行,机电能量能够进行平稳转换,需使故障前后 α - β 平面下永磁磁链都保持为圆形,经过文献[21]分析,可对式(12)所示的矩阵进行重构,即利用零序磁链 ψ_{mo}^{AB} 不为零的特点去修正故障发生后的永磁磁链,使之变为圆形,修正后的永磁磁链为

$$\begin{bmatrix} \psi_{m\alpha}^{AB} \\ \psi_{m\beta}^{AB} \\ \psi_{mo}^{AB} \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} (0.6 + 0.4\cos\delta) \cos\theta \\ (0.6 + 0.4\cos\delta) \sin\theta \\ -0.6472\cos(\theta - 0.5\delta) \end{bmatrix} \quad (14)$$

因此,得到重构的 clark 矩阵

$$\mathbf{T}_{\text{clark}}^{AB} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos 2\delta - \cos\delta & \cos 3\delta - \cos\delta & \cos 4\delta - \cos\delta \\ \sin 2\delta - \tan\frac{\delta}{2}\cos\delta & \sin 3\delta - \tan\frac{\delta}{2}\cos\delta & \sin 4\delta - \tan\frac{\delta}{2}\cos\delta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

A、B两相发生开路故障后,降阶 park 变换矩阵为

$$\mathbf{T}_{\text{park}}^{AB} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

五相 PMSM 定子绕组采用星型连接且无中线引出方式,零序电流为0。因此,零序电流对系统控制没有影响。利用重构后的降阶变换矩阵,A、B相开路后旋转坐标系下相电流表达式为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{park}}^{AB} \mathbf{T}_{\text{clark}}^{AB} \begin{bmatrix} i_c' \\ i_d' \\ i_c' \end{bmatrix} \quad (17)$$

采用 $i_d = 0$ 矢量控制方法,通过降阶矩阵逆变换得到容错电流表达式

$$\begin{cases} i_c' = -2.236i_q \sin(\theta - \frac{2}{5}\pi), \\ i_d' = 3.618i_q \sin(\theta - \frac{1}{5}\pi), \\ i_c' = -2.236i_q \sin\theta. \end{cases} \quad (18)$$

图1为A、B两相开路故障后容错电流空间矢量示意图。

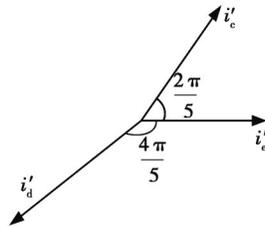


图1 容错电流空间矢量示意图

Fig. 1 Fault-tolerant current space vector diagram

由此,容错电流产生的电磁转矩表达式为

$$T_c' = \frac{5}{2} p\psi_m i_q \quad (19)$$

2 五相 PMSM 相邻两相开路故障 SVPWM 容错控制

2.1 空间电压矢量分布

图2为五相 PMSM 驱动拓扑图,定子绕组星形连接,无中线引出。图中, V_{dc} 为直流母线电压; N 为绕组中

性点; N' 为直流母线电压中点; $S_x(x = a,b,c,d,e)$ 表示逆变器各桥臂开关状态, S_x 为1表示所在支路上桥臂导通, S_x 为0表示下桥臂导通,并且同相上下桥臂不能同时导通。

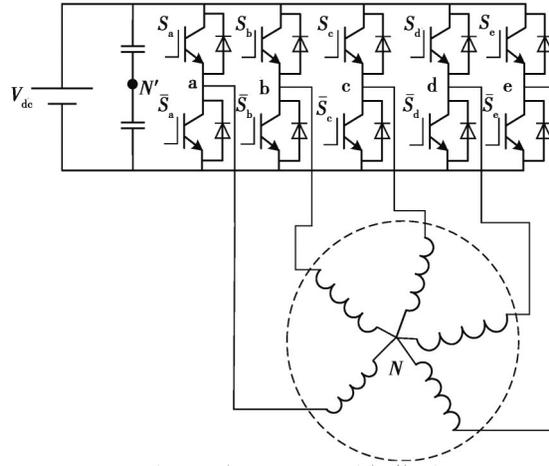


图 2 五相 PMSM 驱动拓扑图
Fig. 2 Five-phase PMSM drive topology

五相永磁同步电机 A、B 两相开路,开关矢量由正常时的 32 即 2^5 个变为 8 即 2^3 个,剩余 C、D、E 相电压与逆变器开关状态关系表达式为

$$\begin{bmatrix} u_c' \\ u_d' \\ u_e' \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (20)$$

按照重构的 clark 变换矩阵, α - β - O 坐标系下空间电压矢量表达式为

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \\ U_o \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{clark}}^{\text{AB}} \begin{bmatrix} u_c' \\ u_d' \\ u_e' \end{bmatrix} \quad (21)$$

忽略零序分量,式(21)变为

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{2}{5} V_{dc} [-0.3727(S_c + S_d - 2S_e)], \\ U_\beta = \frac{2}{5} V_{dc} (0.9048S_c - 0.2707S_d - 0.6341S_e). \end{cases} \quad (22)$$

式中, U_α 、 U_β 为定子相电压在 α - β 平面对应矢量分量。故障发生后的逆变器剩余桥臂开关状态组合有 8 种,将其代入式(22),可得到 8 个空间电压矢量,表 1 列出了其对应的矢量幅值。

表 1 不同开关状态下矢量幅值

Table 1 Vector amplitude under different switching states

基本空间电压矢量	(S_c, S_d, S_e)	矢量幅值
V_0	(0,0,0)	0
V_1	(0,0,1)	$0.3915V_{dc}$
V_2	(0,1,0)	$0.1843V_{dc}$
V_3	(0,1,1)	$0.3915V_{dc}$
V_4	(1,0,0)	$0.3915V_{dc}$
V_5	(1,0,1)	$0.1843V_{dc}$
V_6	(1,1,0)	$0.3915V_{dc}$
V_7	(1,1,1)	0

从而可得到 α - β 平面对应的空间电压矢量分布,并给出扇区划分,如图3所示。

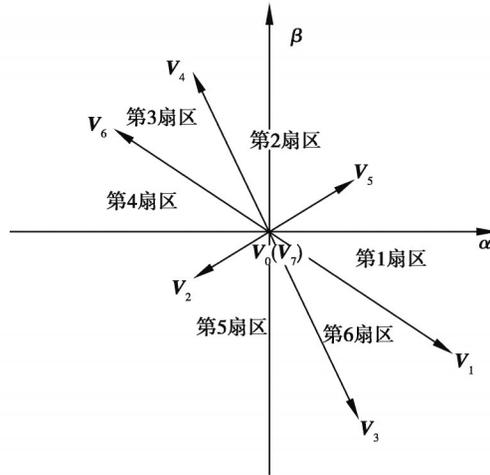


图3 空间电压矢量分布图

Fig. 3 Spatial voltage vector distribution

2.2 空间电压矢量合成及作用时间计算

由2.1节可知, α - β 平面划分为6个扇区。以第1扇区为例,如图4所示,为了减小开关损耗,目标矢量 V_{ref} 选择与之相邻的4个空间电压矢量进行合成,分别为 V_1 、 V_5 、 V_0 、 V_7 。设矢量 V_1 、 V_5 作用时间为 T_1 、 T_5 ,系统采样时间为 T_s , V_{ref} 与 T_1 所作用电压矢量的夹角为 ζ ,计算时 ζ 取正值。

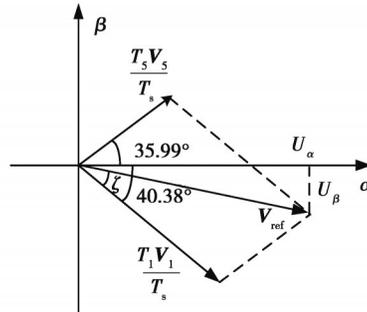


图4 第1扇区空间电压矢量合成示意图

Fig. 4 Schematic diagram of the first sector space voltage vector synthesis

由三角形正弦定理得

$$\frac{|V_{\text{ref}}|}{\sin 103.63^\circ} = \frac{T_1 |V_1| / T_s}{\sin (76.37^\circ - \zeta)} = \frac{T_5 |V_5| / T_s}{\sin \zeta} \quad (23)$$

由此得到该扇区内合成分矢量的作用时间为

$$\begin{cases} T_1 = 2.6281 \frac{T_s}{V_{\text{dc}}} (0.5876 |U_\alpha| + 0.8096 |U_\beta|), \\ T_5 = 5.5834 \frac{T_s}{V_{\text{dc}}} (0.6479 |U_\alpha| - 0.7617 |U_\beta|). \end{cases} \quad (24)$$

剩余5个扇区作用时间计算与上面原理相同,此处不再赘述。

2.3 空间电压矢量选择顺序

目标矢量 V_{ref} 位于第 k ($k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) 扇区时,选择与其相邻的4个矢量(2个非零矢量、2个零矢量)合成目标矢量,并对其选择适当的开关顺序。逆变器开关顺序发生变化时只对其中一相开关动作,以降低开关损耗。以第1扇区为例,矢量选择顺序为: $V_0(000) \rightarrow V_1(001) \rightarrow V_5(101) \rightarrow V_7(111) \rightarrow V_7(111) \rightarrow V_5(101) \rightarrow$

$V_1(001) \rightarrow V_0(000)$ 。为了保证 2 个扇区内的开关顺序平滑连接,不出现空间矢量跳变现象,第 2 扇区开始选择的矢量为第 1 扇区判断结束选择的矢量 V_0 ,其他扇区也遵循此原则,因此得到所有扇区的空间矢量选择顺序如图 5 所示。

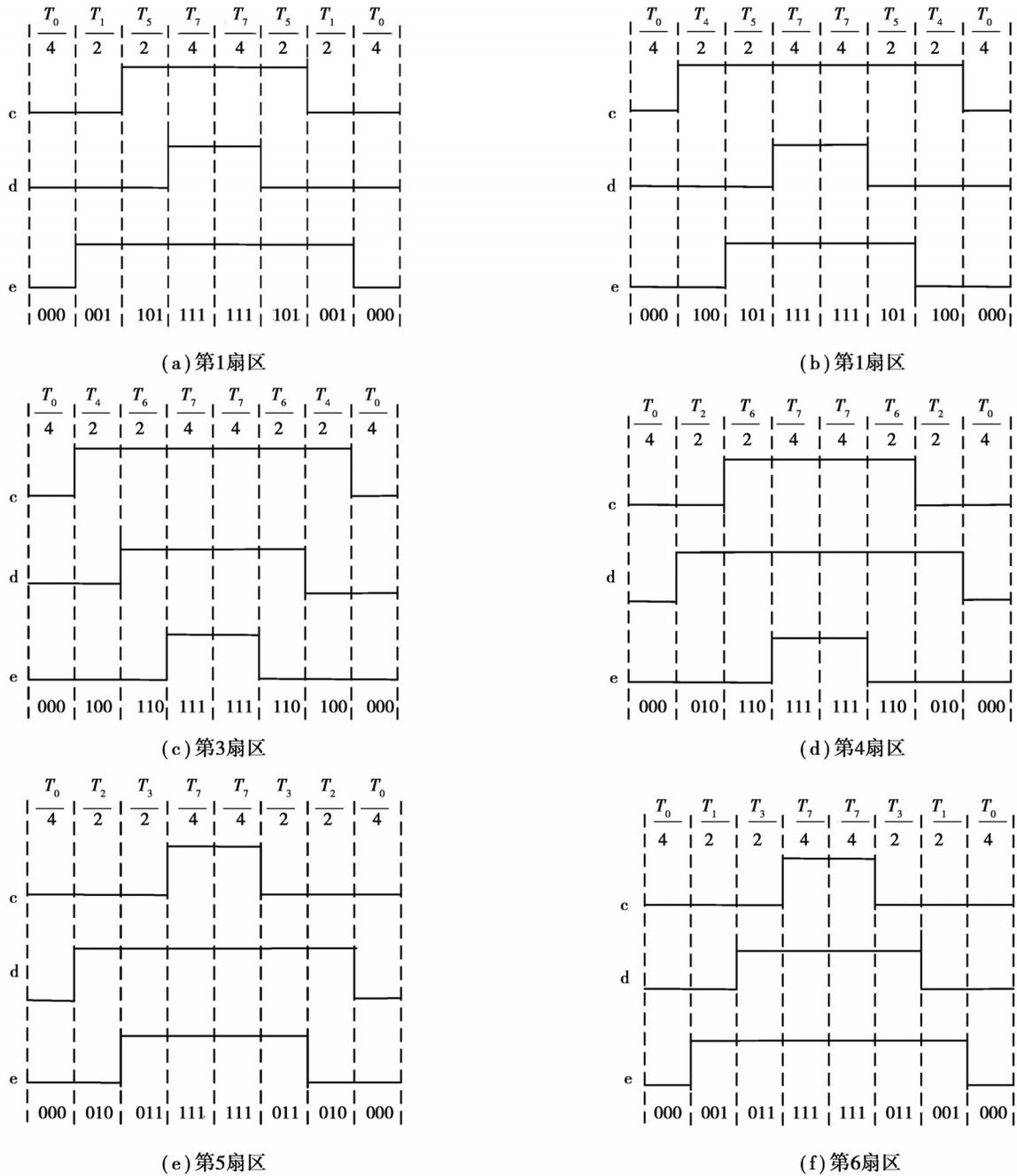


图 5 各扇区空间矢量选择顺序图

Fig. 5 Sequence selection of sector's space vector

3 仿真结果及分析

利用 Matlab/Simulink 搭建电机驱动系统仿真模型,进行仿真验证。表 2 所示为样机参数,图 6 为五相 PMSM 矢量控制框图。

控制系统在 0.05 s 发生 A、B 两相开路故障,0.09 s 容错策略投入运行。图 7 为 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下永磁磁链轨迹波形,可以明显看出从正常到容错运行变化过程中,永磁磁链轨迹从圆到椭圆最后重回圆形,图 7(a)所示磁链幅值约为 0.050 Wb,图 7(c)磁链轨迹幅值约为 0.036 Wb,符合理论要求。

表2 样机参数
Table 2 Prototype parameters

极对数 p	永磁磁链 ψ_m/Wb	相电阻 R/Ω	电枢电感 L/mH	转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	定子相电流有效值 I_N/A	额定转矩 $T_e/(\text{N}\cdot\text{m})$
4	0.05	0.12	1.35	1 500	11.3	8.0

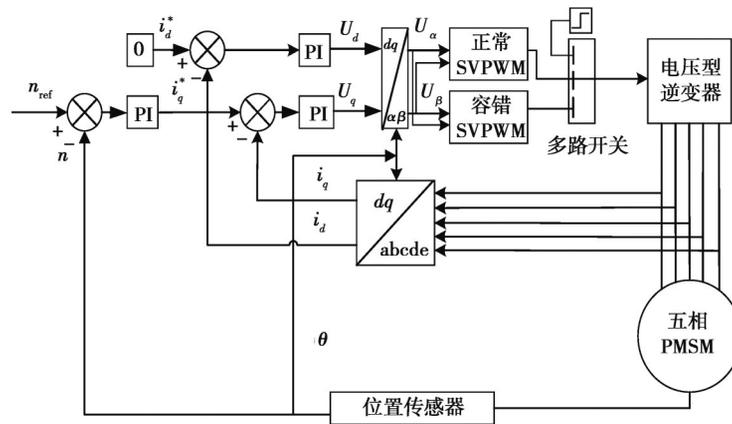


图6 五相PMSM矢量控制框图

Fig. 6 Block diagram of five-phase PMSM vector control

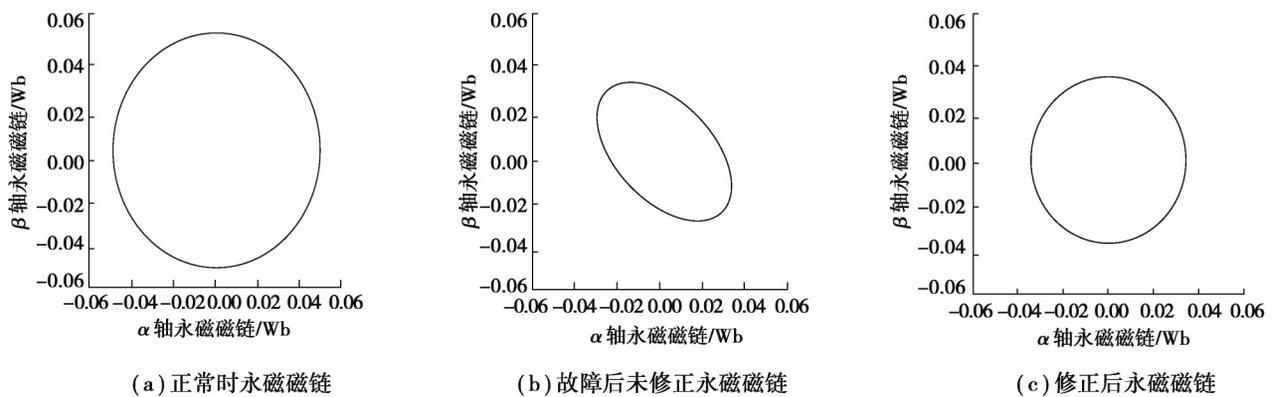


图7 $\alpha-\beta$ 坐标系下永磁磁链轨迹波形

Fig. 7 Permanent magnet flux linkage trajectory waveform in $\alpha-\beta$ coordinate system

对电机从正常到故障进而到容错运行3种状态下的定子相电流、 d 轴电流、 q 轴电流、转速、电磁转矩、动态响应性能进行仿真分析,仿真波形分别如图8~13所示。

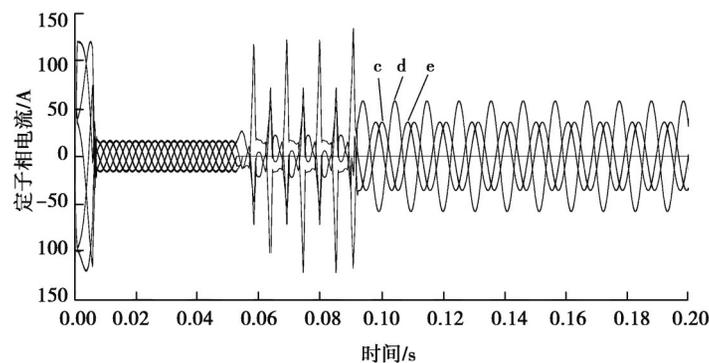


图8 定子相电流波形

Fig. 8 Stator phase current waveform

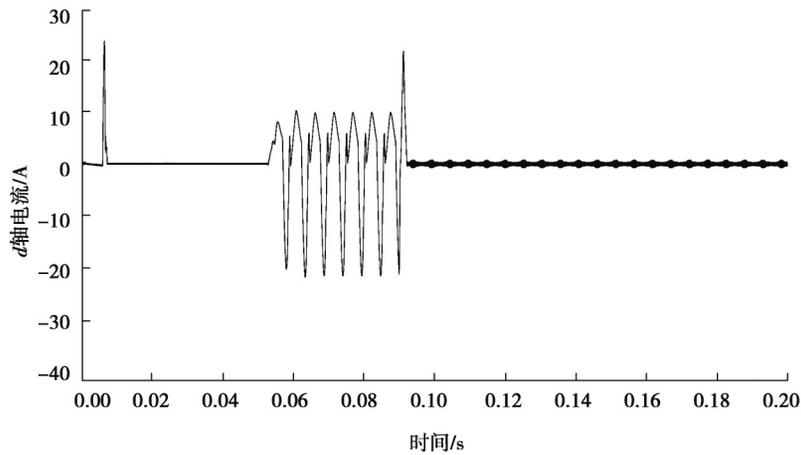


图 9 d 轴电流波形

Fig. 9 d axis current waveform

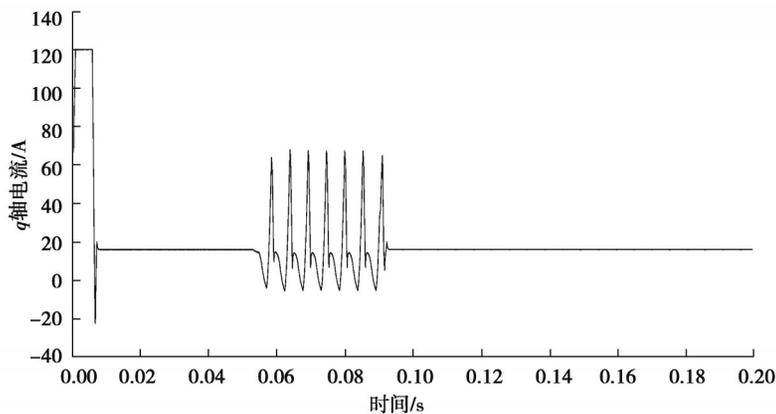


图 10 q 轴电流波形

Fig. 10 q axis current waveform

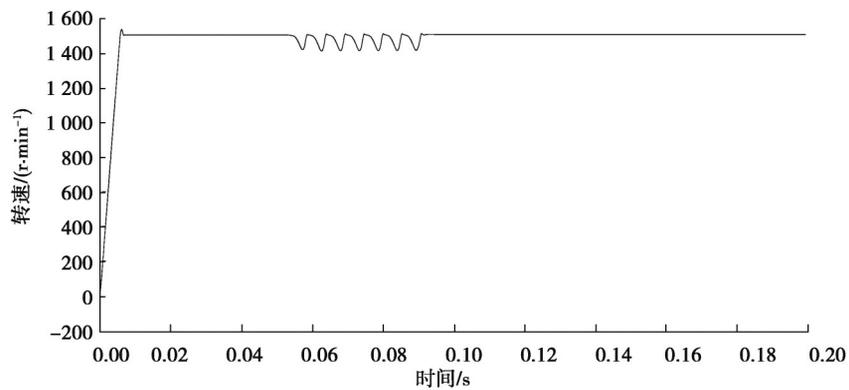


图 11 转速波形

Fig. 11 Speed waveform

从图 8 可以看出,电机在故障发生前,达到稳态后定子五相相电流波形呈现出较规则的正弦波;0.05 s 故障发生后,A、B 两相相电流变为 0,而剩余相电流波形畸变严重,幅值、相位变化没有规律,电机虽然仍可以继续运行,但出现其他故障的可能性增大;0.09 s 时 SVPWM 容错策略投入运行,剩余相相电流波形重新正弦化,幅值变大,C、E 两相相电流基本达到正常运行时相电流幅值的 2.236 倍,D 相相电流幅值基本达到正常运行时相电流幅值的 3.618 倍。由于采用 $i_d = 0$ 矢量控制方法,从图 9 可以看出,电机正常运行和容错运行时, d 轴电流稳态值均为 0 A。从图 10 可以看出,0.09 s 容错策略投入运行后, q 轴电流稳态值约为 16 A,与正常运

行时定子相电流稳态幅值近似相等。

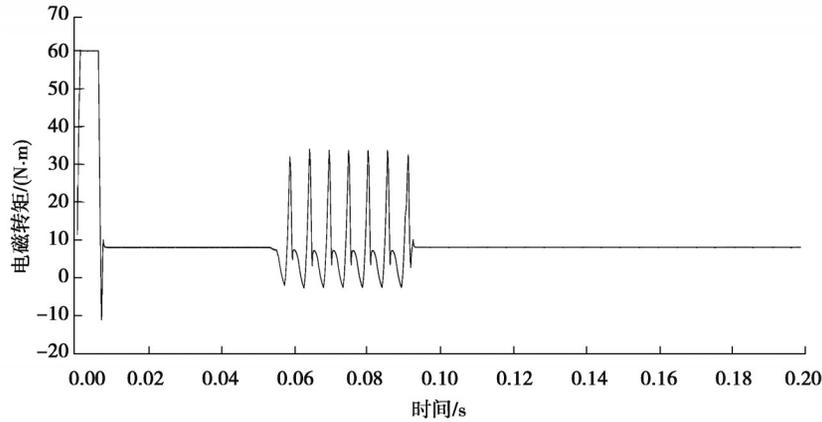


图12 电磁转矩波形

Fig. 12 Electromagnetic torque waveform

从图11看出,控制系统全过程变化中,转速在故障发生后出现明显波动,容错策略投入运行后,波动减小。图12表明,0.05 s故障发生后,电磁转矩脉动增大,峰值增大;而0.09 s容错策略实施后,由A、B两相开路引起的转矩脉动得到有效抑制,输出平稳电磁转矩,其平均值与正常运行时基本相同,约为 $8.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

控制系统处于容错运行状态下,为丰富仿真场景,负载转矩从 $0 \text{ N}\cdot\text{m}$ 增加到额定转矩 $8 \text{ N}\cdot\text{m}$,进而增加到 $16 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。图13为负载变化下定子相电流、 q 轴电流、转速、电磁转矩相对应的稳态输出性能仿真波形图,可以看出所提控制策略下控制系统动态响应性能良好,数值满足相应倍数关系,符合理论要求。

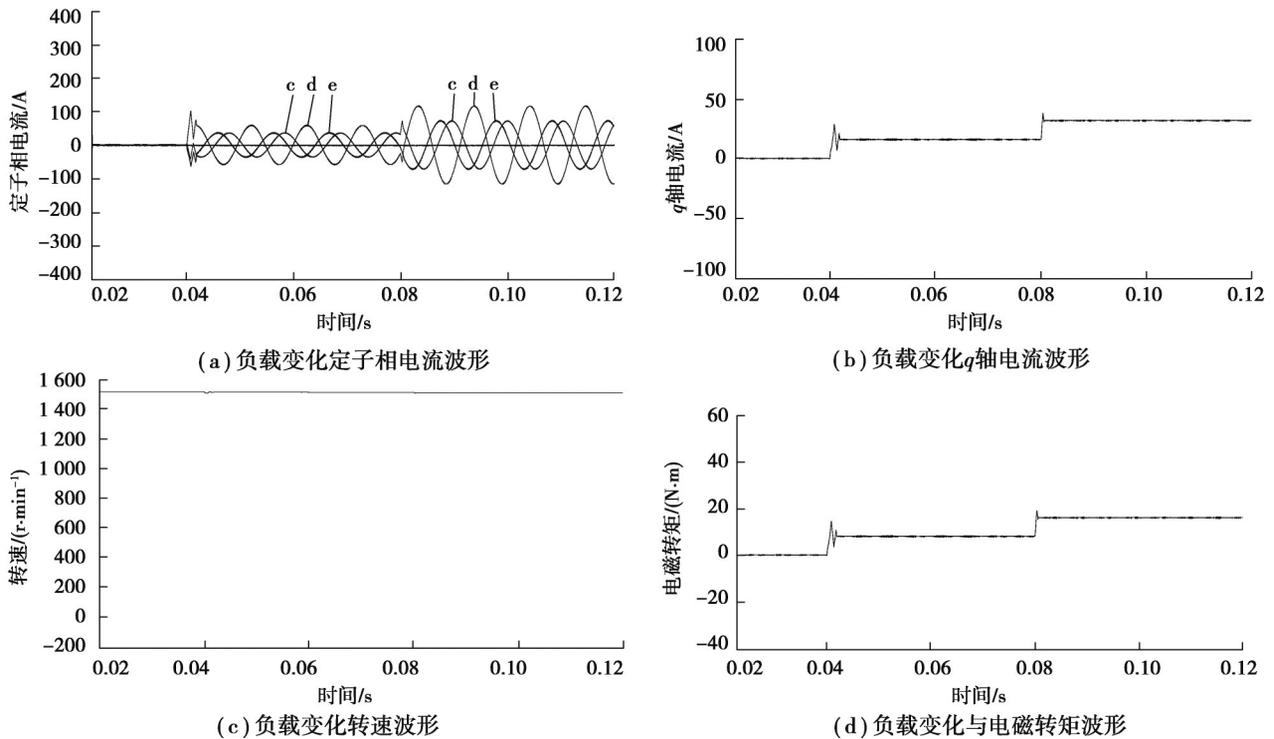


图13 容错状态稳态输出性能动态波形

Fig. 13 Dynamic waveform of steady state output performance in fault-tolerant state

容错采用传统的电流滞环跟踪PWM控制方式,在额定转矩 $8 \text{ N}\cdot\text{m}$ 情况下,剩余相定子相电流稳态波形如图14所示。电机控制系统处于容错稳定运行状态时,对D相相电流进行FFT分析,图15和16分别为额定

转矩情况下传统电流滞环跟踪 PWM 控制下 FFT 分析情况与文中所提基于 SVPWM 控制下 FFT 分析图。

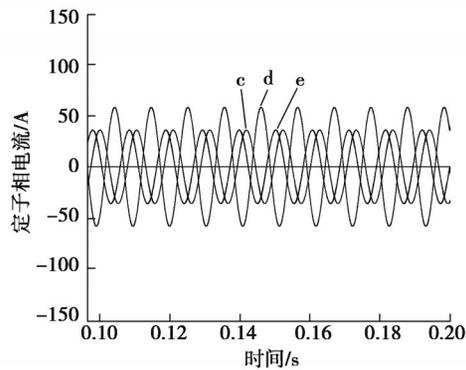


图 14 电流滞环跟踪 PWM 控制下定子相电流波形

Fig. 14 Stator phase current waveform under current hysteresis tracking PWM control

从图 14 可以看出,采用传统电流滞环跟踪 PWM 控制方式,剩余相定子电流达到正弦状态,并且 C、E 相电流幅值也基本达到正常运行时定子电流幅值的 2.236 倍, D 相相电流幅值基本达到正常运行时相电流幅值的 3.618 倍,这种结果验证出传统电流滞环控制方式用于容错控制的可行性与正确性。从图 15 和 16 可知,机故障后容错运行,采用电流滞环 PWM 控制方式与基于 SVPWM 控制方式下剩余相 D 相电流谐波总畸变率 THD 值分别为 11.31%、7.14%,此两数值的对比可以说明电流滞环跟踪 PWM 控制方式电流波动大与谐波损耗大的缺点,说明文中所提容错控制策略优越可行。

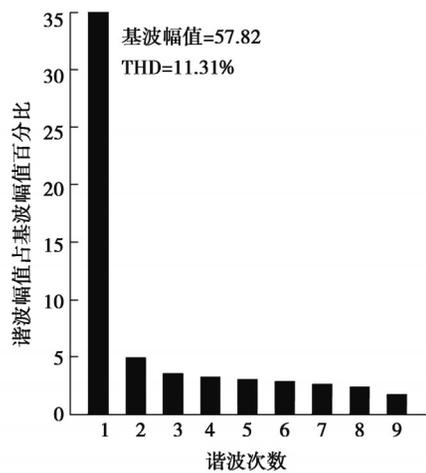


图 15 电流滞环跟踪 PWM 控制下 D 相电流 FFT 分析

Fig. 15 FFT analysis of Phase D current under current hysteresis tracking PWM control

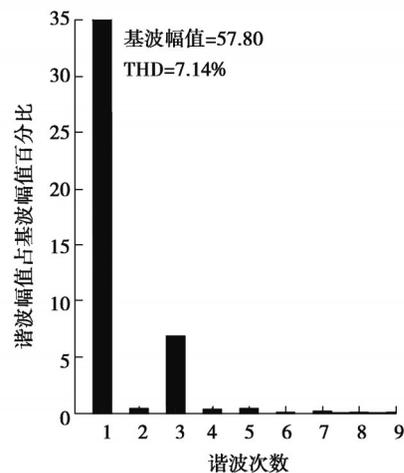


图 16 基于 SVPWM 控制下 D 相电流 FFT 分析

Fig. 16 FFT analysis of Phase D current under SVPWM control

容错控制采用传统的电流滞环跟踪 PWM 控制方式与所提基于 SVPWM 控制方式,在额定转矩 $8 \text{ N}\cdot\text{m}$ 情况下,稳定状态电磁转矩和转速波形变化对比如图 17 和 18 所示。

由图 17 和 18 可知,电流滞环跟踪 PWM 控制方式与基于 SVPWM 控制方式均可实现缺相故障后电机恢复平稳运行的特点,但基于 SVPWM 的容错控制方式电磁转矩和转速波动都比传统电流滞环跟踪 PWM 控制方式波动幅度小,进一步体现出所提 SVPWM 容错控制方式的优越性。

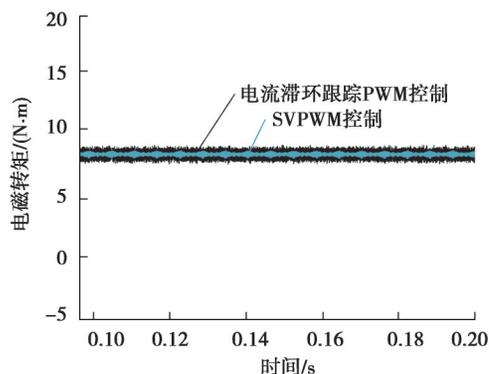


图17 容错状态下电磁转矩波形

Fig. 17 Electromagnetic torque waveform in fault tolerant state

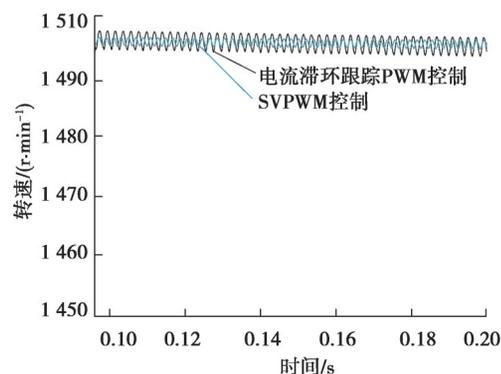


图18 容错状态下转速波形

Fig. 18 Speed waveform in fault tolerant state

4 结论

1) 建立五相PMSM数学模型,为矢量控制奠定理论基础;为保证驱动系统容错稳定运行,对剩余相电流进行大小和相位的重新分配,得到剩余相容错电流表达式。

2) 运用SVPWM技术对A、B两相开路故障状况进行容错控制。利用重构的降阶变换矩阵,对空间电压矢量扇区分布、作用时间以及矢量选择顺序进行重新划分,基于理论分析搭建仿真模型。

3) 理论计算与仿真结果对比表明所提基于SVPWM的容错控制策略正确优越可行,电流谐波总畸变率较小,电磁转矩和转速波动较小,可以较好地实现故障后电机的平稳运行,并且具有良好的动态响应性能。

参考文献

- [1] Huang W T, Hua W, Chen F Y, et al. Model predictive current control of open-circuit fault-tolerant five-phase flux-switching permanent magnet motor drives[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1840-1849.
- [2] 陶彩霞, 付名禄, 高峰阳, 等. 辅助槽对内置式永磁同步电机齿槽转矩的影响[J]. 重庆大学学报, 2021, 44(4): 64-76.
Tao C X, Fu M L, Gao F Y, et al. Effects of auxiliary slots on the cogging torque of an interior permanent-magnet synchronous motor[J]. Journal of Chongqing University, 2021, 44(4): 64-76. (in Chinese)
- [3] 刘自程, 李永东, 郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 17-29.
Liu Z C, Li Y D, Zheng Z D. Control and drive techniques for multiphase machines: a review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 17-29. (in Chinese)
- [4] 王要强, 冯玉涛, 马小勇, 等. 永磁同步电机转子位置复合检测及起动运行策略[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(8): 230-238.
Wang Y Q, Feng Y T, Ma X Y, et al. Rotor position composite detection and start operation strategy of permanent magnet synchronous motor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(8): 230-238. (in Chinese)
- [5] Sulligoi G, Tassarolo A, Benucci V, et al. Shipboard power generation: design and development of a medium-voltage dc generation system[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2013, 19(4): 47-55.
- [6] Ahn K, Bayrak A E, Papalambros P Y. Electric vehicle design optimization: integration of a high-fidelity interior-permanent-magnet motor model[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(9): 3870-3877.
- [7] Patel V I, Wang J B, Nugraha D T, et al. Enhanced availability of drivetrain through novel multiphase permanent-magnet machine drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 469-480.
- [8] Huang Q L, Chen Y, Xu L. Fault-tolerant control strategy for five-phase PMSM with third-harmonic current injection[J]. IEEE Access, 2018, 6: 58501-58509.
- [9] 郑晓钦, 马伟明, 王东, 等. 十五相感应电机不对称缺相容错运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1212-1221, 1298.
Zheng X Q, Ma W M, Wang D, et al. Fault-tolerant control of fifteen-phase induction machine under asymmetrical fault condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1212-1221, 1298. (in Chinese)
- [10] 熊聪, 许海平, 周鹏, 等. 五相永磁同步电机单相开路故障的容错矢量控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 7055-

- 7064, 7118.
- Xiong C, Xu H P, Zhou P, et al. Fault-tolerant field oriented control for five-phase permanent-magnet motors under single phase open fault[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7055-7064, 7118. (in Chinese)
- [11] 郑萍,唐佩伦,隋义,等. 电动汽车用五相永磁同步电机的容错控制策略[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(10): 65-69, 84.
- Zheng P, Tang P L, Sui Y, et al. Fault-tolerant control strategy of a five-phase permanent magnet synchronous machine used for EV[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(10): 65-69, 84. (in Chinese)
- [12] 朱鹏,张晓锋,乔鸣忠,等. 五相集中整距绕组感应电机缺相容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 131-137.
- Zhu P, Zhang X F, Qiao M Z, et al. Tolerant control strategy for five-phase concentrated full-pitch windings induction motor under open phases fault[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(33): 131-137. (in Chinese)
- [13] 童琛,丁石川,杭俊,等. 双三相永磁轮毂电机开路故障时容错控制系统设计[J]. 日用电器, 2018(11): 74-80.
- Tong C, Ding S C, Hang J, et al. Design of fault tolerant control system for dual-phase permanent magnet hub machine with open circuit fault[J]. Electrical Appliances, 2018(11): 74-80. (in Chinese)
- [14] 于仲安,卢健,梁建伟,等. 五相永磁同步电机两相开路故障容错控制策略[J]. 微电机, 2020, 53(3): 93-98, 113.
- Yu Z A, Lu J, Liang J W, et al. Two-phase open-circuit fault-tolerant control of five-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotors, 2020, 53(3): 93-98, 113. (in Chinese)
- [15] 高宏伟,杨贵杰. 五相永磁同步电机缺相运行的建模与控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 93-101.
- Gao H W, Yang G J. Modeling and control of five-phase permanent magnet synchronous motor with one phase open-circuit fault[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 93-101. (in Chinese)
- [16] 王光,王旭东,马骏杰,等. 一种快速SVPWM算法及其过调制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(3): 136-145.
- Wang G, Wang X D, Ma J J, et al. Research of fast SVPWM algorithm and its overmodulation method[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(3): 136-145. (in Chinese)
- [17] Chen Q, Liu G H, Zhao W X, et al. Asymmetrical SVPWM fault-tolerant control of five-phase PM brushless motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 12-22.
- [18] 武雪松,宋文胜,薛诚. 基于虚拟电压矢量集占空比优化的五相永磁同步电机直接转矩控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(3): 857-867, 964.
- Wu X S, Song W S, Xue C. Direct torque control schemes for five-phase permanent-magnet synchronous machines based on duty ratio optimization of virtual voltage vector sets[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(3): 857-867, 964. (in Chinese)
- [19] 程伟,杜钦君,张铭,等. 三次谐波抑制的五相永磁电机容错控制策略及仿真分析[J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(2): 95-102, 136.
- Cheng Y, Du Q J, Zhang M, et al. A fault-tolerant control strategy and simulation analysis of five-phase permanent magnet motor with third-harmonic suppression[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(2): 95-102, 136. (in Chinese)
- [20] 赵辉. 基于H桥的五相电机容错控制算法研究[D]. 北京: 中国运载火箭技术研究院, 2019.
- ZHAO H. Research on fault tolerant control algorithm of five phase motor based on H-bridge [D]. Beijing: China Academy of Launch Vehicle Technology, 2019. (in Chinese)
- [21] Liu G H, Lin Z P, Zhao W X, et al. Third harmonic current injection in fault-tolerant five-phase permanent-magnet motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6970-6979.

(编辑 罗 敏)