

# 基于非对称 SVPWM 的电动汽车五相永磁无刷电机容错控制<sup>\*</sup>

刘润泽<sup>1</sup>, 王宪磊<sup>2</sup>, 邹梦丽<sup>2</sup>

(1. 塔里木大学 机械电气化工程学院, 新疆 阿拉尔 843300;

2. 新疆维吾尔自治区普通高等学校 现代农业工程重点实验室, 新疆 阿拉尔 843300)

**摘 要:** 针对电动汽车用五相永磁无刷电机单相开路故障, 提出了一种基于非对称空间矢量脉宽调制策略的故障容错控制方案。新型故障容错控制的设计分为两个部分, 对五相永磁无刷电机驱动系统开路故障下的电压矢量关系进行了分析, 然后对空间矢量调制算法进行改进, 即在一个扇区中选择构成不对称波形的开关状态作为输出。该非对称空间矢量调制可以降低非故障相的电流谐波和降低转矩脉动。基于试验平台开展了试验研究, 试验结果验证了新型容错控制可实现系统故障期间的低转矩脉动, 且保持较好的动态性能。

**关键词:** 永磁无刷电机; 空间矢量脉宽调制; 不对称开关信号; 故障容错控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)06-0095-07

## Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent Magnet Brushless Motor Based on Asymmetric SVPWM for Electric Vehicle<sup>\*</sup>

LIU Runze<sup>1</sup>, WANG Xianlei<sup>2</sup>, ZOU Mengli<sup>2</sup>

(1. College of Mechanic and Electrical Engineering, Tarim University, Alar 843300, China;

2. The Key Laboratory of Colleges & Universities Under the Department of Education of Xinjiang, Alar 843300, China)

**Abstract:** Aiming at the single-phase open circuit fault of five-phase permanent magnet brushless motor for electric vehicle, a fault-tolerant control strategy based on asymmetric space vector pulse width modulation control strategy was proposed. The design of a new type of fault tolerant control was divided into two parts, the five phase permanent magnet brushless motor drive system for open circuit voltage vector relationship under fault was analyzed, and then the space vector modulation algorithm was improved, which in a sector switch state of asymmetric waveform as output. The asymmetric space pulse width vector modulation could reduce the current total harmonic distribution and torque ripple of normal phases. Based on the experimental platform, the experimental results showed that the new fault-tolerant adjustable achieved low torque ripple during system failure and kept good dynamic performance.

**Key words:** permanent-magnet brushless motor; space vector pulse width modulation; asymmetrical switching signals; fault-tolerant control

## 0 引 言

近年来, 为了提高电动汽车或混合动力汽车

驱动系统的功率密度和效率, 永磁无刷电机得到了广泛研究<sup>[1-2]</sup>。通常永磁无刷电机可以分为三相电机<sup>[3-4]</sup>和多相电机<sup>[5-6]</sup>, 而后者具有的优点如

<sup>\*</sup> 基金项目: 塔里木大学校长基金青年创新资金项目(TDZKQNZD201503)

作者简介: 刘润泽(1972—), 男, 硕士, 研究方向为电气传动系统及其自动化。

王宪磊(1983—), 男, 硕士, 研究方向为电力系统及其自动化。

邹梦丽(1985—), 女, 硕士, 研究方向为电力电子和电力传动。

下:(1)具备容错能力;(2)效率更高;(3)转矩脉动更小;(4)噪声特性改善。故多相永磁无刷电机具有较好的工程应用前景。

多相电机较三相电机的一个显著优势就是具备故障容错能力。通常在电机设计阶段,即可以采用容错齿和集中绕组来实现潜在容错能力<sup>[7-8]</sup>。另一方面,通过设计适当的容错控制策略,实现多相电机驱动系统的故障容错运行。在电机驱动系统所有故障类型中,电机绕组或变频器导致的开路故障是最为常见的<sup>[9]</sup>。对于三相电机的开路故障,双三相电动机驱动系统和双电机驱动系统的开路故障容错控制方案得到了广泛的研究<sup>[10-11]</sup>。五相电机相对于传统三相电机更容易实现容错运行,可以通过剩余非故障相实现连续运行,而不需要额外增加硬件<sup>[12-14]</sup>。文献<sup>[12-14]</sup>分别介绍了多相感应电机和多相永磁电机的开路容错运行。文献<sup>[15]</sup>采用了适当的电流控制策略确保了多相电机中一相或两相开路故障后的安全运行。文献<sup>[16-17]</sup>提出了一种永磁无刷电机驱动系统的容错最佳转矩控制策略,可实现最小转矩纹波,同时最大限度地减少电压和电流约束下的铜损。上述容错控制方案中均采用电流滞环控制器实现,而空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)在多相电机驱动系统中已经得到广泛使用,可实现较低的总谐波失真<sup>[18-19]</sup>,但鲜有文献将 SVPWM 应用到容错运行控制。

在上述文献研究基础上,本文针对五相永磁无刷电机的单相开路故障容错运行控制,提出了一种非对称 SVPWM 控制策略。新方案较之传统 SVPWM 控制器可以减少开关损耗并提高驱动系统效率,且新方案计算简单,易于实施,能获取故障运行时较小的转矩脉动。最后,基于样机试验平台开展了相关试验进行了验证。

## 1 五相永磁无刷电机

由于五相永磁无刷电机具有额外的自由度,因此提供了潜在的容错能力,甚至可以实现缺两相后继续运行。五相永磁无刷电机结构示意图如图 1 所示。从图 1 中可以看出,容错齿和集中绕组的设计实现了容错能力。为了扩大槽面积,齿

宽被设计成不相等;为了提高机械固性,采用了燕尾槽设计。图 2 所示为空载时的电机反电动势波形,反电动势的总谐波失真为 3.69%,性能较好。

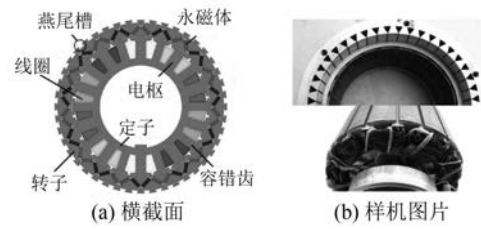


图 1 五相永磁无刷电机

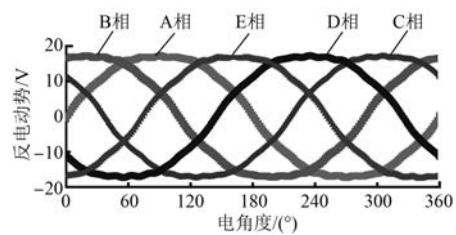


图 2 五相永磁无刷电机反电动势波形

## 2 基于非对称 SVPWM 的故障容错控制

### 2.1 电压矢量关系变化

五相电机在正常工作状态下,输入相电流为

$$\begin{cases} i_{as} = I_q^* \cos(\theta) + I_d^* \sin(\theta) \\ i_{bs} = I_q^* \cos(\theta - 2\pi/5) + I_d^* \sin(\theta - 2\pi/5) \\ i_{cs} = I_q^* \cos(\theta - 4\pi/5) + I_d^* \sin(\theta - 4\pi/5) \\ i_{ds} = I_q^* \cos(\theta + 4\pi/5) + I_d^* \sin(\theta + 4\pi/5) \\ i_{es} = I_q^* \cos(\theta + 2\pi/5) + I_d^* \sin(\theta + 2\pi/5) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $i_{as}$ 、 $i_{bs}$ 、 $i_{cs}$ 、 $i_{ds}$ 、 $i_{es}$ ——A、B、C、D 和 E 相的电流;

$I_d^*$ 、 $I_q^*$ ——d、q 轴电流参考;

$\theta$ ——电流相角。

当电机发生单相开路故障时,为了确保系统继续运行,应提供等效转矩,则输入相电流变化为<sup>[13]</sup>

$$\begin{cases} i_{as} = 0 \\ i_{bs} = 1.382[I_q^* \cos(\theta - \pi/5) + I_d^* \sin(\theta - \pi/5)] \\ i_{cs} = 1.382[I_q^* \cos(\theta - 4\pi/5) + I_d^* \sin(\theta - 4\pi/5)] \\ i_{ds} = 1.382[I_q^* \cos(\theta + 4\pi/5) + I_d^* \sin(\theta + 4\pi/5)] \\ i_{es} = 1.382[I_q^* \cos(\theta + \pi/5) + I_d^* \sin(\theta + \pi/5)] \end{cases} \quad (2)$$

对比式(1)和式(2),开路故障后非故障相的电流幅值增大至原幅值的 1.382 倍,同时,电压矢量关系也产生了变化,如图 3 所示。从图 3 中可以看出,A 相开路故障后电压矢量消失,而 B、E 相电压矢量偏移  $\pi/5$ ,C、D 相电压矢量保持不变。

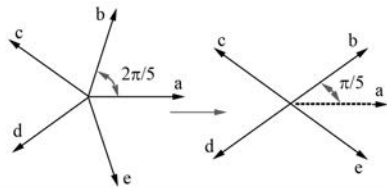


图 3 故障前后电压矢量关系变化

2.2 开关矢量定义

五相永磁无刷电机及其驱动变频器如图 4 所示。从图 4 中可以看出,五桥臂变频器包含了 10 个功率开关器件,需要 10 个门级脉冲控制信号。5 个上开关的门级脉冲控制信号为  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 、 $S_d$ 、 $S_e$ ,5 个下开关的门级脉冲控制信号为  $S'_a$ 、 $S'_b$ 、 $S'_c$ 、 $S'_d$ 、 $S'_e$ ,其中用“1”表示上开关导通、下开关关断,“0”表示下开关导通、上开关关断。图 5 所示为五相电机中发生 A 相开路故障时,由不同开关模式产生的两个不同的等效负载电路。例如,当开关模式为“1000”时,等效负载电路如图 5(a)所示;当开关模式为“1100”时,等效负载电路如图 5(b)所示。通过零序电压的利用,可以得到开关矢量函数如下:

$$U_s = \frac{2}{5}U_{dc}(S_b e^{j\pi/5} + S_c e^{j4\pi/5} + S_d e^{-j4\pi/5} + S_e e^{-j\pi/5}) \tag{3}$$

式中:  $U_{dc}$ ——直流电压。

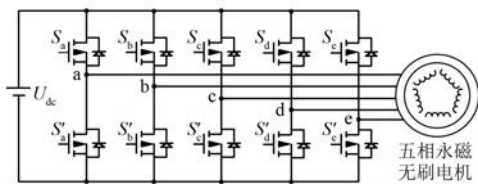


图 4 五相永磁无刷电机驱动系统

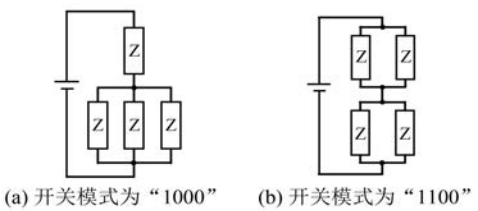


图 5 两组等效负载配置

基于式(3),可列出包括零开关矢量  $U_0$ (0000) 和  $U_{15}$ (1111) 在内的 15 个开关矢量及其对应输出电压如表 1 所示。图 6 所示为在  $\alpha\beta$  坐标系中的开关矢量图。从图 6 和表 1 中可以看到,开关矢量  $U_5$ (0101) 和  $U_{10}$ (1010) 的输出为 0, 等效负载配置如图 5(b)所示,在这种情况下,从 B 相到 E 相的电流不为零。故  $U_5$  和  $U_{10}$  都不是真正的零开关矢量,在开关矢量的选择中应放弃使用。

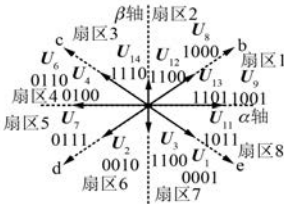


图 6  $\alpha\beta$  轴下的非零矢量图

表 1 开路故障下的开关矢量表

| 开关矢量     | 开关组合 $S_a S_b S_c S_d$ | 输出               |
|----------|------------------------|------------------|
| $U_0$    | 0000                   | 0                |
| $U_1$    | 0001                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_2$    | 0010                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_3$    | 0011                   | $0.470\ 2U_{dc}$ |
| $U_4$    | 0100                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_5$    | 0101                   | 0                |
| $U_6$    | 0110                   | $0.647\ 2U_{dc}$ |
| $U_7$    | 0111                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_8$    | 1000                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_9$    | 1001                   | $0.647\ 2U_{dc}$ |
| $U_{10}$ | 1010                   | 0                |
| $U_{11}$ | 1011                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_{12}$ | 1100                   | $0.470\ 2U_{dc}$ |
| $U_{13}$ | 1101                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_{14}$ | 1110                   | $0.4U_{dc}$      |
| $U_{15}$ | 1111                   | 0                |

2.3 开关矢量选择

开关矢量的选择基于  $\alpha\beta$  参考坐标系实现。如图 7 所示,参考电压矢量  $U_{ref}$  沿  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴可分解为  $U_\alpha$  和  $U_\beta$ 。表 2 给出了基于  $U_\alpha$  和  $U_\beta$  分量的扇区划分,确定扇区后需要对合成开关矢量进行优化选择。例如,如图 6 所示,在扇区 1 中,存在  $U_8$ (1000)、 $U_9$ (1001) 和  $U_{13}$ (1101) 3 个开关矢量,若同时选择这 3 个矢量并结合零矢量后,可得到

优化开关矢量序列  $U_{15}(1111) \rightarrow U_{13}(1101) \rightarrow U_9(1001) \rightarrow U_8(1000) \rightarrow U_0(0000)$ 。从优化开关序列可以看出,零开关矢量在扇区 1 的开始和结束处是不同的,将导致非对称 PWM 信号。同时,开关矢量的每次变化都只会导致 1 个开关信号变化,这将显著减少变频器开关损耗。图 8 给出了 8 个扇区中优化开关矢量序列。从图 8 中可以看出,对于奇数扇区,优化开关矢量从  $U_{15}(1111)$  开始,而偶数扇区则从  $U_0(0000)$  开始。

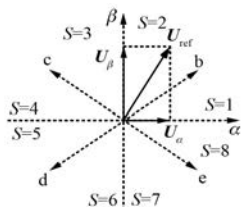


图 7  $\alpha\beta$  轴下的参考电压矢量选择

表 2 扇区选择表

| 判定条件 1         | 判定条件 2        | 判定条件 3                             | 扇区选择 |
|----------------|---------------|------------------------------------|------|
| $U_\alpha > 0$ | $U_\beta > 0$ | $0 < U_\beta/U_\alpha < 0.726\ 5$  | 扇区 1 |
|                |               | $U_\beta/U_\alpha > 0.726\ 5$      | 扇区 2 |
|                | $U_\beta < 0$ | $-0.726\ 5 < U_\beta/U_\alpha < 0$ | 扇区 8 |
|                |               | $U_\beta/U_\alpha < -0.726\ 5$     | 扇区 7 |
| $U_\alpha < 0$ | $U_\beta > 0$ | $-0.726\ 5 < U_\beta/U_\alpha < 0$ | 扇区 4 |
|                |               | $U_\beta/U_\alpha < -0.726\ 5$     | 扇区 3 |
|                | $U_\beta < 0$ | $0 < U_\beta/U_\alpha < 0.726\ 5$  | 扇区 5 |
|                |               | $U_\beta/U_\alpha > 0.726\ 5$      | 扇区 6 |

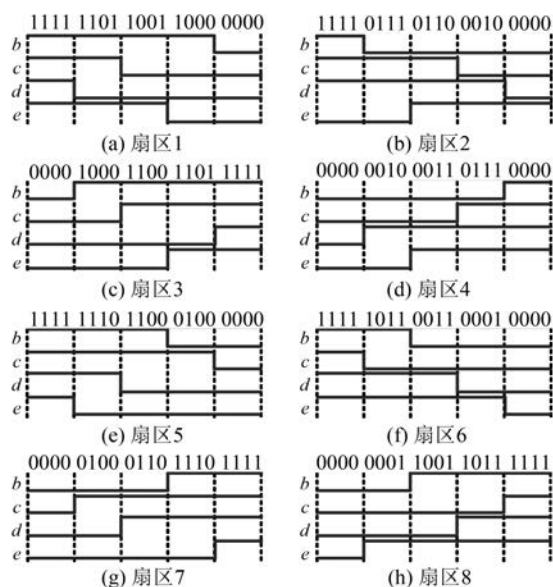


图 8 8 个扇区的矢量序列图

## 2.4 开关矢量作用时间计算

图 9 所示为扇区 1 中参考电压矢量的合成示意,即参考电压矢量由  $U_8(1000)$ 、 $U_9(1001)$  和  $U_{13}(1101)$  3 个开关矢量合成,设 3 个开关矢量的持续时间分别为  $t_1$ 、 $t_2$  和  $t_3$ 。根据图 9 中的实线三角形,  $U_8$ 、 $U_9$ 、 $U_{13}$  和  $U_{ref}$  之间的关系为

$$\frac{U_{ref}}{\sin 4\pi/5} = \frac{t_1 U_{13}/T_s + t_3 U_8/T_s}{\sin \theta} = \frac{t_2 U_9/T_s}{\sin(\pi/5 - \theta)} \quad (4)$$

其中,  $T_s$  为 PWM 的周期,开关矢量  $U_8$  和  $U_{13}$  的幅值相等,均为  $0.4U_{dc}$ 。

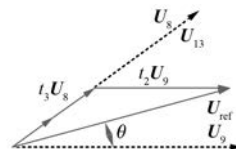


图 9 扇区 1 中的参考电压矢量合成

为了简化计算,可以采用以下条件:

$$t_1 = t_3 = T_1 T_s / 2, \quad t_2 = T_2 T_s \quad (5)$$

从而式(4)可改写为

$$\frac{U_{ref}}{\sin 4\pi/5} = \frac{T_1 0.4U_{dc}}{\sin \theta} = \frac{T_2 0.647\ 2U_{dc}}{\sin(\pi/5 - \theta)} \quad (6)$$

当参考电压矢量在  $\alpha\beta$  坐标系中进行分解时,定义  $V_1$  和  $V_2$  为

$$\begin{cases} U_\alpha = U_{ref} \cos \theta \\ U_\beta = U_{ref} \sin \theta \\ V_1 = U_\alpha \sin \pi/5 - U_\beta \cos \pi/5 \\ V_2 = U_\alpha \sin \pi/5 + U_\beta \cos \pi/5 \end{cases} \quad (7)$$

进而可以计算出开关矢量的作用时间为

$$\begin{cases} T_1 = 2.5U_\beta / (U_{dc} \sin 4\pi/5) \\ T_2 = 1.545\ 1V_1 / (U_{dc} \sin 4\pi/5) \end{cases} \quad (8)$$

可以计算出参考电压矢量位于扇区 1 时,即如图 10 所示,1 个 PWM 周期内的占空比如下:

$$\begin{cases} T_0 = 1 - T_1 - T_2 \\ \text{Duty}_b = 1 - T_0/2 \\ \text{Duty}_c = (T_1 + T_2)/2 \\ \text{Duty}_d = T_0/2 \\ \text{Duty}_e = T_2 + (T_1 + T_0)/2 \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $\text{Duty}_b$ 、 $\text{Duty}_c$ 、 $\text{Duty}_d$ 、 $\text{Duty}_e$ ——非故障相桥臂的实施占空比。

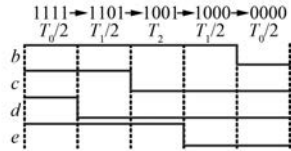


图 10 扇区 1 中 1 个 PWM 周期的占空比

表 3 所示给出了 8 个扇区的开关矢量作用时间。图 11 给出了最大输出电压  $U_{\max}$  的示意, 具体  $U_{\max} = 0.38 U_{dc}$ 。

表 3 不同扇区开关矢量作用时间

| 扇区 | $T_1$                                        | $T_2$                                     |
|----|----------------------------------------------|-------------------------------------------|
| 1  | $U_{\beta} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(\pi/5)$     | $V_1 T_s / 0.647 2 U_{dc} \sin(\pi/5)$    |
| 2  | $U_{\alpha} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(3\pi/10)$  | $-V_1 T_s / 0.470 2 U_{dc} \sin(3\pi/10)$ |
| 3  | $-U_{\alpha} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(3\pi/10)$ | $V_2 T_s / 0.470 2 U_{dc} \sin(3\pi/10)$  |
| 4  | $U_{\beta} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(\pi/5)$     | $-V_2 T_s / 0.647 2 U_{dc} \sin(\pi/5)$   |
| 5  | $-U_{\beta} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(\pi/5)$    | $-V_1 T_s / 0.647 2 U_{dc} \sin(\pi/5)$   |
| 6  | $-U_{\alpha} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(3\pi/10)$ | $V_1 T_s / 0.470 2 U_{dc} \sin(3\pi/10)$  |
| 7  | $U_{\alpha} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(3\pi/10)$  | $-V_2 T_s / 0.470 2 U_{dc} \sin(3\pi/10)$ |
| 8  | $-U_{\beta} T_s / 0.4 U_{dc} \sin(\pi/5)$    | $V_2 T_s / 0.647 2 U_{dc} \sin(\pi/5)$    |

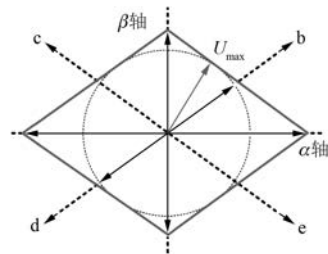


图 11 非对称 SVPWM 控制策略的最大输出电压

## 2.5 非对称 SVPWM 策略的局限性

进一步分析当 A 相和 B 相同时发生开路故障后, 剩余的参考电流为

$$\begin{cases} i'_{cs} = 2.236I \cos(\omega t - 2\pi/5) \\ i'_{ds} = 3.618I \cos(\omega t + 4\pi/5) \\ i'_{es} = 2.236I \cos(\omega t) \end{cases} \quad (10)$$

如果是 D 相和 E 相同时发生开路故障后, 剩余的参考电流为

$$\begin{cases} i'_{as} = 1.382I \cos(\omega t) \\ i'_{ds} = 2.236I \cos(\omega t - 3\pi/5) \\ i'_{es} = 2.236I \cos(\omega t + 3\pi/5) \end{cases} \quad (11)$$

空间矢量图中将只剩下 8 个矢量。由于这些电压矢量的幅度和方向是不规则的, 所以很难用这些电压矢量构建参考矢量。因此, 所提出的非

对称 SVPWM 控制策略不适用于两相开路故障情况。这是新型 SVPWM 控制方案的局限性。

## 3 仿真和试验验证

基于非对称 SVPWM 的五相永磁无刷电机容错控制框图如图 12 所示。从图 12 中可以看出, 控制器中包含了两个 SVPWM 控制模块, 一个是常规 SVPWM 模块, 另一个是非对称 SVPWM 控制模块。两者的输出接入到一个多路选择开关, 使得正常运行状态和单相开路故障运行状态分别对应常规 SVPWM 策略和非对称 SVPWM 策略。

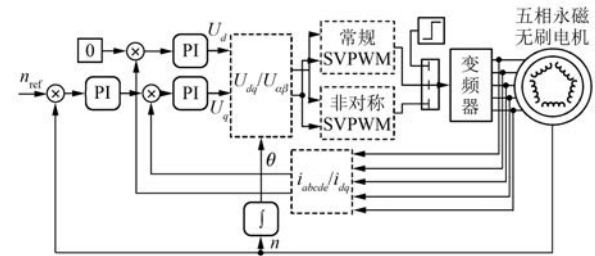


图 12 五相永磁无刷电机容错控制框图

五相永磁无刷电机的数学模型中, 定子电压方程为<sup>[16]</sup>

$$V_s = R_s I_s + d\Lambda_s / dt \quad (12)$$

其中:

$$\Lambda_s = L_{ss} I_s + \Lambda_m$$

式中:  $R_s$ 、 $I_s$ 、 $\Lambda_s$ ——定子电阻、定子电流和磁链矩阵;

$L_{ss}$ ——定子电感矩阵, 包含定子自感和互感;

$\Lambda_m$ ——永磁磁链。

$\Lambda_m$  定义如下:

$$\Lambda_m = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 2\pi/5) \\ \sin(\theta - 4\pi/5) \\ \sin(\theta + 4\pi/5) \\ \sin(\theta + 2\pi/5) \end{bmatrix} \quad (13)$$

为了验证新型非对称 SVPWM 控制策略的有效性, 首先基于 MATLAB/Simulink 仿真平台进行了仿真研究。仿真模型基于图 12 所示电机驱动系统搭建, 控制转速为 300 r/min, 负载转矩为 5 N·m, 电机永磁磁链为 0.041 Wb, 极对数为 11, 定子电阻 1.065  $\Omega$ , 定子电感为 1.721 mH。

图 13 所示为仿真结果,其中  $0 < t < 0.06$  s,系统无故障,采用常规 SVPWM 控制, $t = 0.06$  s 时发生开路故障,在  $0.06$  s  $< t < 0.12$  s 时仍使用常规的 SVPWM 控制,至  $t = 0.12$  s 切换到非对称 SVPWM 控制。图 13(a)所示为电机相电流仿真波形。从图 13(a)中可看出,当单相开路故障发生后,非正常相电流的幅值变大,常规 SVPWM 控制下 THD 约为 15.2%,而采用非对称 SVPWM 控制后电流正弦度更好,THD 降至 7.79%。图 13(b)所示为电机输出转矩仿真波形。从图 13(b)中可以看出,发生单相开路故障后,采用非对称 SVPWM 控制后转矩脉动更小。

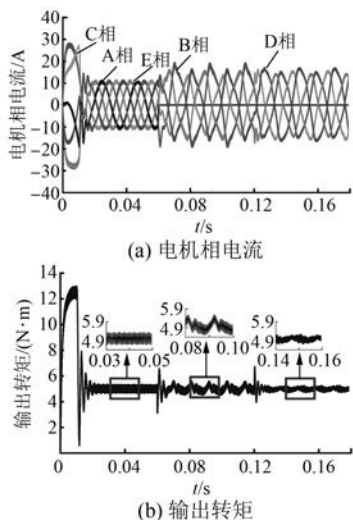


图 13 新型非对称 SVPWM 控制策略仿真结果

为了进一步验证新型非对称 SVPWM 控制策略的实际效果,将五相永磁无刷电机与转矩传感器和直流负载电机相联构建了电机驱动试验平台。转矩传感器型号为 HBM-T20WN,控制算法的核心基于德州仪器公司的经典定点数字信号处理器芯片 TMS320F2812 实现;变频器基于两组三菱公司的智能功率模块 PM100CVA120 实现;试验结果由示波器 YOKOGAMA-DLM2054 采集。

如图 14(a)所示,使用常规 SVPWM 控制时,系统突发单相开路故障后的试验波形。在放大区 1 和放大区 2 中的细节波形可以看出,故障发生后,A 相电流为 0,B 相和 E 相电流幅值增加,转矩脉动也增加。图 14(b)所示为使用非对称 SVPWM 控制时,系统突发单相开路故障后的试验波形。对比图 14(a)的放大区 1 和放大区 2 中

细节波形可以看出,B 相和 E 相电流的正弦度明显改善,转矩脉动也得到减小。这验证了所提出的非对称 SVPWM 控制策略在驱动系统单相开路故障时具有较好的故障容错运行能力。

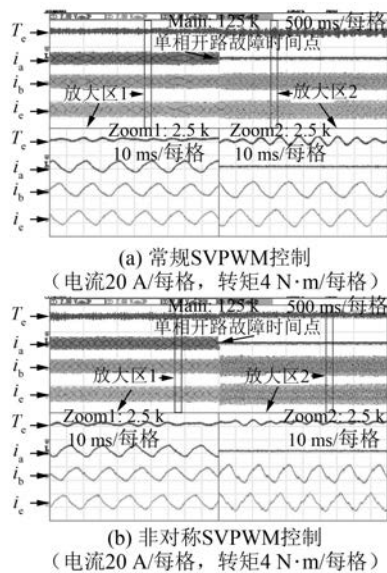


图 14 突发单相开路故障后的试验波形

## 4 结 语

为了优化电动汽车用五相永磁无刷电机单相开路故障后的运行性能,本文设计了一种非对称 SVPWM 控制策略,并经由仿真和试验进行了验证。可总结出如下主要结论:

(1) 对单相开路故障下的电压矢量关系进行了重新绘图分析,并从 SVPWM 基本原理出发,设计了非对称 SVPWM 控制策略。

(2) 与常规 SVPWM 控制的对比仿真和试验结果可看出,新型非对称 SVPWM 控制下的输出电流总谐波失真较低,且转矩脉动也明显减小。

新型非对称 SVPWM 控制也存在局限性,不能适用于 2 相同时发生开路故障的工况,故下一步的研究方向是如何在现有控制器设计基础上实现对 2 相同时发生开路故障时的容错运行。

## 【参 考 文 献】

- [1] 董亮辉,刘景林. 基于交流电机定子磁链的 CHMPWM 切换策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3602-3611.
- [2] 任明炜,孙浩. 基于带抽头电感准 Z 源变换器的 BLDCM 控制系统研究[J]. 电气传动, 2016, 46

- (12): 7-11.
- [3] 张从鹏, 邢庆辉. 基于 ARM Cortex-M4 的永磁无刷直流调速系统设计[J]. 微特电机, 2016, 44(1): 90-92.
- [4] 周竞捷, 邱梁骏, 袁梅, 等. 新型十二相永磁无刷直流发电机容错性能研究[J]. 微特电机, 2016, 44(8): 48-51.
- [5] 李凤祥, 袁野, 姜阳华, 等. 多相无刷直流电机变饱和柔性变结构控制器设计[J]. 控制工程, 2014, 21(1): 94-98.
- [6] CHEN Q, LIU G, ZHAO W, et al. Design and comparison of two fault-tolerant interior-permanent-magnet motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6615-6623.
- [7] 康敏, 孔武斌, 黄进. 电动汽车用五相感应电机容错控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(3): 1-6.
- [8] 王晓琳, 任新宇, 邓智泉, 等. 短路容错控制在多相无轴承永磁同步电机中的可行性分析[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 105-118.
- [9] 魏书荣, 何之倬, 黄苏融, 等. 海上双馈风电机组开路故障容错重构技术[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(16): 83-89.
- [10] 张杰, 柴建云, 孙旭东, 等. 双三相异步电机反相高频注入无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23): 6162-6171.
- [11] BARCARO M, BIANCHI N, MAGNUSSEN F. Faulty operations of a PM fractional-slot machine with a dual three-phase winding [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 3825-3832.
- [12] 唐红雨, 赵文祥, 姜庆旺. 五相磁通切换永磁电机滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(12): 51-58.
- [13] 朱鹏, 张晓峰, 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.
- [14] MOHAMMADPOUR A, SADEGHI S, PARSA L. A generalized fault-tolerant control strategy for five-phase PM motor drives considering star, pentagon, and pentacle connections of stator windings [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(1): 63-75.
- [15] BIANCHI N, BOLOGNANI S, PRE M D. Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(4): 960-970.
- [16] 刘国海, 程燃, 赵万祥, 等. 考虑三次谐波抑制的改进型五相永磁电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 4212-4221.
- [17] DWARI S, PARSA L. An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuit faults [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1988-1995.
- [18] 孟彦京, 周鹏, 马汇海, 等. SVPWM 中的开路零矢量及其对磁链轨迹的影响研究[J]. 电气传动, 2016, 46(1): 19-23.
- [19] 叶佳卓, 陈广威, 周腊吾, 等. 基于预测 SVPWM 的永磁同步发电机直接转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(6): 32-35.

收稿日期: 2017-11-20

(上接第 71 页)

- [2] MECROW B C, JACK A G, MASTERMAN J M. Determination of rotor eddy current losses in permanent magnet machines [C] // Electrical Machines and Drives, Sixth International Conference on. IEEE Xplore, 1993: 299-304.
- [3] SERGEANT P, BOSSCHE A V D. Segmentation of magnets to reduce losses in permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 4409-4412.
- [4] YAMAZAKI K, YU F. Effect of eddy-current loss reduction by magnet segmentation in synchronous motors with concentrated windings [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 779-788.
- [5] 徐永向, 胡建辉, 邹继斌. 表贴式永磁同步电机转子涡流损耗解析计算[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(1): 63-66.
- [6] DAI J, CHANG S. Design, analysis and improvement of a disc motor [C] // IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2013: 75-80.
- [7] 李娟. 永磁体涡流损耗的有限元分析及其对电机性能的影响研究[D]. 天津: 天津大学, 2005.
- [8] 李虎, 蒋晓华, 毕大强, 等. 永磁同步电动机中永磁体的三维涡流分析[J]. 清华大学学报, 2009, 49(8): 1085-1088.
- [9] 田占元. 飞轮储能用高速永磁电机转子的涡流损耗[J]. 浙江大学学报, 2011, 45(3): 451-457.
- [10] 张炳义, 王三尧, 冯桂宏. 钕铁硼永磁电机永磁体涡流发热退磁研究[J]. 沈阳工业大学学报, 2013, 35(2): 126-132.

收稿日期: 2017-11-06