

五相永磁同步电机缺两相容错型 直接转矩控制

王凌波, 闫震, 周扬忠

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

摘要: 为了增强五相永磁同步电机(PMSM)驱动系统的可靠性,以永磁体磁通中含有3次谐波分量的五相凸极式PMSM为研究对象,在无故障数学模型的基础上,针对五相绕组缺两相故障情况,提出了相应的缺两相容错型直接转矩控制(PTC)策略。该策略通过构建五相电机缺两相后的 $\alpha_1\beta_1$ 空间电压矢量分布图,基于当前周期的基波磁链信息和基波转矩信息,挑选出下一周期逆变器输出的最优电压矢量。为了实现平滑转矩,基波转矩采用总转矩给定值前馈补偿的方式以抵消电机缺两相后3次谐波磁链耦合至 $\alpha_1\beta_1$ 空间而产生的转矩脉动。最后通过试验验证了所提控制方案能够在互相电机缺两相故障情况下平稳运行,且能实现正常运行到容错运行的快速切换。

关键词: 五相永磁同步电机;直接转矩控制;缺相故障;容错

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)10-0058-08

Fault Tolerant Direct Torque Control for Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Under Two-Phase Open Circuit

WANG Lingbo, YAN Zhen, ZHOU Yangzhong

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: In order to improve the reliability of the five-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system, the five-phase salient-pole PMSM with the third order harmonic components in permanent magnet flux was studied. Based on fault-free mathematical model, a fault-tolerant direct torque control (DTC) strategy was proposed for two-phase open circuit situation. The strategy constructed the $\alpha_1\beta_1$ subspace voltage vector map of the five-phase motor under two-phase open fault, and selected the optimal voltage vector of the inverter output in the next cycle based on the fundamental subspace flux linkage information and torque information in the current cycle. In order to achieve smooth motor torque, the torque ripple caused by the third order harmonic flux linkage coupled to the $\alpha_1\beta_1$ subspace was overcome by adding the torque feed-forward compensation. The experiments showed that the proposed method could run smoothly under two-phase open circuit and switch fast from normal to fault-tolerant operation.

Key words: five-phase permanent magnet synchronous motor; direct torque control (DTC); phase failure; fault tolerant

0 引言

多相电机在船舶电力拖动、新能源汽车、宇航推进等大功率、高可靠性驱动场合应用广泛,越来

越受到工业界的重视。与三相电机相比,多相电机具有丰富的自由度,在发生缺相故障情况下,“健康相”可用于补偿“缺失相”,并继续控制电机稳定运行^[1-3]。因此,在多相电机驱动系统中无

作者简介:王凌波(1993—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制。

闫震(1992—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制。

周扬忠(1971—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为现代交流调速。

需配置额外的硬件或电气隔离相,通过修改现有的控制策略便可实现容错控制^[4-5]。

文献[6]以对称绕组六相永磁同步电机(PMSM)为研究对象,基于虚拟磁链提出了缺两相容错型直接转矩控制(DTC)策略。文献[7]基于故障前后磁动势不变原理和铜耗最小原则,求解出故障后的容错电流,根据所求补偿电流推导出电机缺一相故障后的降维矩阵,建立了故障后五相 PMSM 数学模型,以实现故障后电机平稳控制。文献[8]提出了一种磁链改进型容错 DTC 方案,同样根据故障前后磁动势不变原理,推导了五相 PMSM 缺一相故障状态下的推广 Clarke 矩阵,建立了故障后五相 PMSM 数学模型,并根据铜耗最小原则和利用零序电压谐波注入式脉宽调制技术,以实现电机转矩和磁链的控制。文献[9]以五相 PMSM 为研究对象,分析了电机漏感、谐波电感及永磁体磁链谐波分量对电流及转矩的影响,提出了一种基于前馈补偿的容错控制策略,通过补偿与转速相关的电压量来抑制由漏感等因素引起的相关扰动,以减小容错运行时电机的电流波动。文献[10]在含有 3 次谐波磁场的五相 PMSM 缺一相故障情况下,提出一种最优开路容错控制策略,给出了一种基于瞬时功率平衡原理的最佳励磁电流方法,在产生所需电磁转矩的同时能够最大限度减少定子铜耗和转矩脉动。文献[11]针对五相 PMSM 缺一相故障情况进行了容错型 DTC 研究。本文借助了文献[11]的电机数学模型推导、电机变量定义、基波转矩给定前馈补偿原理等部分研究成果,设计了五相 PMSM 缺两相容错 DTC 策略。

目前,国内外关于五相 PMSM 容错控制的研究已有大量文献,但均集中于永磁磁链谐波分量被忽略、正弦波反电动势的五相电机缺一相故障进行容错控制研究,容错控制策略也主要依托于矢量控制的框架。关于五相 PMSM 缺相容错型 DTC 策略研究也仅仅停留在缺一相故障情况下。由于五相电机具有 4 个可控自由度,电机在发生缺两相故障时,剩余的 2 个自由度仍能保证对 $\alpha_1\beta_1$ 平面磁链和转矩的控制,从而实现电机可靠运行。因此,本文以永磁磁链含有 3 次谐波分量、梯形波反电动势的五相 PMSM 为研究对象,在缺两相故障情况下,提出了缺两相容错型 DTC 策

略。首先,建立了含有 3 次谐波磁场的五相 PMSM 数学模型;然后,构造了电机缺两相后 $\alpha_1\beta_1$ 平面定子电压矢量分布图。在此基础上,根据转矩误差和磁链误差信息获取最优的空间电压矢量输出来实现对转矩和定子磁链的控制;最后,通过试验验证了所提控制策略的合理性。

1 原理与设计

1.1 五相 PMSM 驱动系统组成与数学模型

图 1 所示为五相 PMSM 和电压源型逆变器组成的驱动系统示意图。电机绕组采用星型连接方式,相邻两相绕组之间互差电角度 72° 。

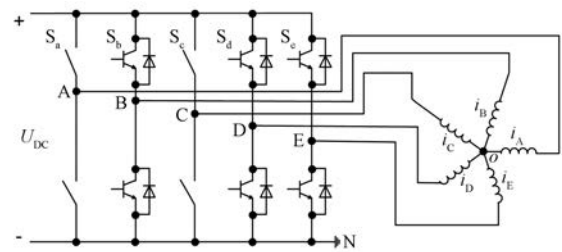


图 1 五相 PMSM 和电压源型逆变器组成的驱动系统示意图

为了方便建立电机数学模型,作出如下假设:(1)电机气隙磁场仅含 3 次谐波分量,忽略其他更高次谐波磁场的影响;(2)忽略磁路饱和效应、端部效应、齿槽效应等;(3)忽略电机运行过程中绕组温升。

$\alpha_1\beta_1$ 平面和 $\alpha_3\beta_3$ 平面坐标系定义如图 2 所示。图 2 中, δ_1, δ_3 分别为 $\alpha_1\beta_1$ 平面和 $\alpha_3\beta_3$ 平面的定子磁链矢量与转子磁链矢量夹角; θ_r 为 $\alpha_1\beta_1$ 平面转子磁链矢量与 α_1 轴夹角; ψ_s, ψ_r, u_s, i_s 分别是定子磁链矢量、转子磁链矢量、定子电压矢量、定子电流矢量,这些矢量在 $\alpha_1\beta_1$ 平面上用下标“1”标示,在 $\alpha_3\beta_3$ 平面用下标“3”标示,在 α 轴、 β 轴上的投影分别用下标“ α ”、“ β ”标示。

在自然坐标系下,定子电压方程可以表示为

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (1)$$

其中: $u_s = [u_A \ u_B \ u_C \ u_D \ u_E]^T$; $i_s = [i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E]^T$; $\psi_s = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_D \ \psi_E]^T$ 。

定子磁链方程可以表示为

$$\psi_s = L i_s + \psi_r \quad (2)$$

式中: L ——定子电感矩阵。

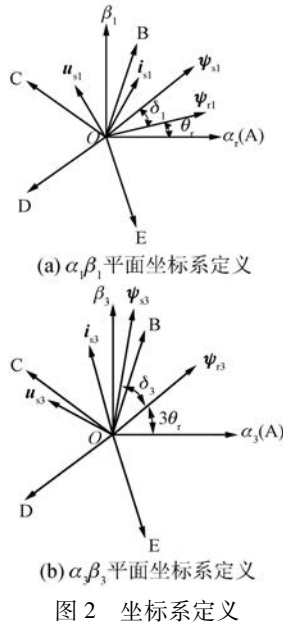


图2 坐标系定义

根据恒功率原则,采用 T_s 正交变换矩阵将电机自然坐标系下数学模型变换到静止坐标系中,

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha 1} \\ \psi_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\sigma + \frac{5}{2}L_{sm1} + \frac{5}{2}L_{rs1}\cos 2\theta_r & \frac{5}{2}L_{rs1}\sin 2\theta_r \\ \frac{5}{2}L_{rs1}\sin 2\theta_r & L_\sigma + \frac{5}{2}L_{sm1} - \frac{5}{2}L_{rs1}\cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{5}{2}} \begin{bmatrix} \psi_{f1}\cos \theta_r \\ \psi_{f1}\sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha 3} \\ \psi_{\beta 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\sigma + \frac{5}{2}L_{sm3} + \frac{5}{2}L_{rs3}\cos 6\theta_r & \frac{5}{2}L_{rs3}\sin 6\theta_r \\ \frac{5}{2}L_{rs3}\sin 6\theta_r & L_\sigma + \frac{5}{2}L_{sm3} - \frac{5}{2}L_{rs3}\cos 6\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{5}{2}} \begin{bmatrix} \psi_{f3}\cos 3\theta_r \\ \psi_{f3}\sin 3\theta_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中: $L_{sm1} = (L_{d1} + L_{q1})/2$; $L_{rs1} = (L_{d1} - L_{q1})/2$; $L_{sm3} = (L_{d3} + L_{q3})/2$; $L_{rs3} = (L_{d3} - L_{q3})/2$ 。

式中: L_σ ——定子自漏感;

ψ_{f1} ——永磁体基波磁链幅值;

L_{d1} 、 L_{q1} ——基波 d 、 q 轴电感;

L_{d3} 、 L_{q3} ——3 次谐波 d 、 q 轴电感;

ψ_{f3} ——永磁体 3 次谐波磁链幅值。

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{\alpha 3} \\ u_{\beta 3} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha 1} \\ \psi_{\beta 1} \\ \psi_{\alpha 3} \\ \psi_{\beta 3} \end{bmatrix} \quad (6)$$

含有 3 次谐波磁场的五相 PMSM 在正常运行状态下, $\alpha_1\beta_1$ 平面和 $\alpha_3\beta_3$ 平面电流均能产生恒定的转矩分量, 可得静止坐标系下的转矩方程为

$$\begin{cases} T_{e1} = p(\psi_{\alpha 1}i_{\beta 1} - \psi_{\beta 1}i_{\alpha 1}) \\ T_{e3} = p(\psi_{\alpha 3}i_{\beta 3} - \psi_{\beta 3}i_{\alpha 3}) \end{cases} \quad (7)$$

T_s 变换矩阵如下:

$$T_s = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha \\ 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \cos 12\alpha \\ 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \sin 12\alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: α ——相邻两相绕组轴线夹角, $\alpha = 72^\circ$ 。

根据式(3)可以将五相 PMSM 自然坐标系下的变量映射到 3 个相互正交的子平面中, 变量的基波分量经过 T_s 矩阵前两行被映射到 $\alpha_1\beta_1$ 平面, 3 次谐波分量经过中间两行被映射到 $\alpha_3\beta_3$ 平面, 5 次谐波分量经过第五行被映射到零序平面, 对于星形对称式连接的五相绕组, 零序变量始终保持为零。

经 T_s 变换, 含有 3 次谐波磁场的五相 PMSM 在静止坐标系下的定子磁链方程和电压方程可以表示为

式中: p ——五相电机磁极对数。

1.2 缺两相 DTC 原理

当 AC 两相开路时, 有 $i_A = 0$ 、 $i_C = 0$, 但由于 AC 两相绕组仍然在旋转切割磁场产生反电动势, 使得 AC 两相绕组电压不为零。假设 A 相和 C 相逆变桥绕组电压分别为 e_A 和 e_C , 根据节点电压法, 可得五相 PMSM 的各相绕组电压用开关状态, 表示为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_A \\ U_{DC}S_b + u_{NO} \\ e_C \\ U_{DC}S_d + u_{NO} \\ U_{DC}S_e + u_{NO} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中: S_i ($i = b, d, e$) 表示逆变器各相桥臂的开关状态; $S_b = 1$ 为 B 相上桥臂导通, 下桥臂关断; $S_b = 0$

为 B 相上桥臂关断,下桥臂导通; U_{DC} 是直流母线电压值; u_{NO} 是直流母线地 N 与绕组中性点 O 之间电压。

在 T_5 矩阵基础上,将式(8)各相电压表达式变换到静止坐标系下:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} & u_{\beta 1} & u_{\alpha 3} & u_{\beta 3} & u_z \end{bmatrix}^T = \sqrt{\frac{2}{5}} \cdot \begin{bmatrix} e_A + e_C \cos(4\pi/5) - u_{NO} [1 + \cos(4\pi/5)] + U_{DC} [S_b \cos(2\pi/5) + S_d \cos(6\pi/5) + S_e \cos(8\pi/5)] \\ e_C \sin(4\pi/5) - u_{NO} \sin(4\pi/5) + U_{DC} [S_b \sin(2\pi/5) + S_d \sin(6\pi/5) + S_e \sin(8\pi/5)] \\ e_A + e_C \cos(2\pi/5) - u_{NO} [1 + \cos(2\pi/5)] + U_{DC} [S_b \cos(6\pi/5) + S_d \cos(8\pi/5) + S_e \cos(4\pi/5)] \\ e_C \sin(2\pi/5) - u_{NO} \sin(2\pi/5) + U_{DC} [S_b \sin(6\pi/5) + S_d \sin(8\pi/5) + S_e \sin(4\pi/5)] \\ 1/\sqrt{2} [e_A + e_C + 3u_{NO} + U_{DC} (S_b + S_d + S_e)] \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: u_z ——零序电压,绕组星形对称式连接的五相电机中, u_z 恒为零。

由式(5)可得:

$$\psi_{\alpha 3} = \left(L_\sigma + \frac{5}{2} L_{sm3} + \frac{5}{2} L_{rs3} \cos 6\theta_r \right) i_{\alpha 3} + \frac{5}{2} L_{rs3} \sin 6\theta_r \cdot i_{\beta 3} + \sqrt{\frac{5}{2}} \psi_{f3} \cos 3\theta_r \quad (10)$$

A 相开路故障后, $i_A = 0$,借助 T_5^{-1} 矩阵可得 $i_{\alpha 1}$ 与 $i_{\alpha 3}$ 关系:

$$i_{\alpha 3} = -i_{\alpha 1} \quad (11)$$

假设 $i_{\alpha 3} = -i_{\alpha 1} = -I_{s1} \sin(\theta_r + \gamma)$; I_{s1} 为电流 i_{s1} 幅值; γ 为 i_{s1} 与转子磁链矢量 ψ_{r1} 的夹角,稳态情况下 γ 为恒值。

$$\psi_{\alpha 3} = - \left(L_\sigma + \frac{5}{2} L_{sm3} + \frac{5}{2} L_{rs3} \cos 6\theta_r \right) \cdot I_{s1} \sin(\theta_r + \gamma) + \sqrt{\frac{5}{2}} \psi_{f3} \cos 3\theta_r \quad (12)$$

式(12)关于对时间 t 求导得:

$$\begin{aligned} u_{\alpha 3} &= \frac{d\psi_{\alpha 3}}{dt} = 15\omega_r L_{rs3} I_{s1} \sin 6\theta_r \sin \theta_r + \\ &\omega_r \left(L_\sigma + \frac{5}{2} L_{sm3} + \frac{5}{2} L_{rs3} \cos 6\theta_r \right) I_{s1} \cos \theta_r - \\ &3\sqrt{\frac{5}{2}} \omega_r \psi_{f3} \sin 3\theta_r = \\ &\frac{25}{4} \omega_r L_{rs3} I_{s1} \cos 7\theta_r + \frac{35}{4} \omega_r L_{rs3} I_{s1} \cos 5\theta_r - \\ &3\sqrt{\frac{5}{2}} \omega_r \psi_{f3} \sin 3\theta_r + \omega_r \left(L_\sigma + \frac{5}{2} L_{sm3} \right) I_{s1} \cos \theta_r \end{aligned} \quad (13)$$

假设电机缺相后能够运行在额定转速、最大

负载下,电机带最大负载时电流幅值 I_{s1} 约为 10 A,将表 1 中的电机参数代入式(13),式(13)可化简为

$$u_{\alpha 3} \approx 1.3 \cos 7\theta_r + 1.8 \cos 5\theta_r - 4.64 \sin 3\theta_r + 1.69 \cos \theta_r \quad (14)$$

表 1 五相 PMSM 参数

电机参数	参数值
母线电压/V	200
磁极对数	4
相绕组 d 轴基波电感/mH	2.38
相绕组 q 轴基波电感/mH	4.49
相绕组 d 轴 3 次谐波电感/mH	0.612
相绕组 q 轴 3 次谐波电感/mH	1.16
定子内阻/ Ω	0.82
相绕组交链的永磁体基波磁链幅值/Wb	0.108
相绕组交链的永磁体 3 次谐波磁链幅值/Wb	0.009 35

从式(14)可以看出, $u_{\alpha 3}$ 实际幅值较小,可忽略为零。同理, $u_{\beta 3}$ 也可忽略为零,则式(9)最终可化简为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{\alpha 3} \\ u_{\beta 3} \\ u_z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} U_{DC} \begin{bmatrix} 0.427 S_b - 2.236 S_d + 1.809 S_e \\ 1.485 S_b - 0.894 S_d - 0.591 S_e \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

根据式(15)开关函数前两行可以作出 $\alpha_1 \beta_1$ 平面定子电压空间矢量分布图,如图 3 所示。其中,三相“健康相”桥臂开关状态 $S_b S_d S_e$ 在 000~

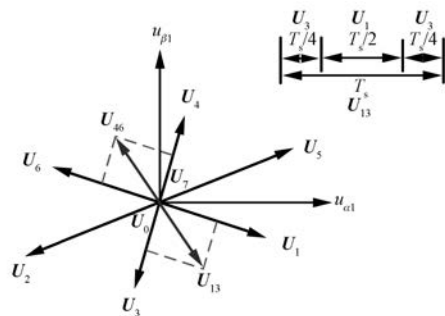


图3 $\alpha_1\beta_1$ 平面定子电压矢量分布图

111 变化时(对应矢量编号 0~7),逆变器共能输出 8 种单一的电压矢量。合成电压矢量 U_{13} 是由单一电压矢量 U_1 和单一电压矢量 U_3 分别作用半个数字控制周期合成获得。为了达到更好的控制效果,采用单一电压矢量和部分合成电压矢量相结合的方法来构建最优开关矢量表。

1.3 缺两相最优电压矢量表获取

为了实现电机缺两相故障情况下对 $\alpha_1\beta_1$ 平面转矩和磁链的稳定控制,本文提供了一种最优电压矢量选取方法:

(1) 将图 3 $\alpha_1\beta_1$ 平面定子电压矢量图分为 14 个扇区,扇区号记为 $\theta_{si}(i=1,2,\cdots,14)$ 。扇区划分方法:从 0° 开始扇区号记为 1,沿逆时针方向扇区号依次递增,每个扇区均处于图 3 中相邻 2 个电压矢量所夹区域中,且同时要保证当基波定子磁链矢量 ψ_{s1} 处于该扇区内旋转时,垂直线必须始终处于某一相邻的 2 个电压矢量所夹区域中。

(2) 判断基波定子磁链矢量 ψ_{s1} 所处扇区,分析各个开关状态组合作用引起的基波定子磁链幅值和基波转矩变化。表 1 中, $\Phi=1$ 代表磁链增大, $\Phi=0$ 代表磁链减小; $\tau=1$ 代表转矩增大, $\tau=-1$ 代表转矩减小;

(3) 重复步骤(2)获得最优开关矢量表,根据该表可以获得逆变器最优输出电压矢量来实现 $\alpha_1\beta_1$ 平面定子磁链幅值及电磁转矩的跟踪。

(4) 若上述步骤在某个扇区内无法寻求到满足控制需要的单一电压矢量,则再寻找满足控制需求的合成电压矢量,最终确定的最优开关矢量表如表 2 所示。

1.4 基波转矩给定前馈补偿

在正常工作模式下,五相电机由于基波与 3

表 2 缺两相最优电压矢量表

		ψ_{s1} 所在扇区				
Φ	τ	θ_{s1}	θ_{s2}	θ_{s3}	θ_{s4}	θ_{s5}
		$(0^\circ \sim 21.8^\circ)$	$(21.8^\circ \sim 34.2^\circ)$	$(34.2^\circ \sim 71.9^\circ)$	$(71.9^\circ \sim 111.8^\circ)$	$(111.8^\circ \sim 124.2^\circ)$
1	1	U_4	U_4	U_4	U_{46}	U_6
	-1	U_1	U_1	U_5	U_5	U_4
0	1	U_6	U_6	U_2	U_2	U_3
	-1	U_3	U_3	U_3	U_{13}	U_1

		ψ_{s1} 所在扇区				
Φ	τ	θ_{s6}	θ_{s7}	θ_{s8}	θ_{s9}	θ_{s10}
		$(124.2^\circ \sim 161.9^\circ)$	$(161.9^\circ \sim 180^\circ)$	$(180^\circ \sim 201.8^\circ)$	$(201.8^\circ \sim 214.2^\circ)$	$(214.2^\circ \sim 254.0^\circ)$
1	1	U_2	U_2	U_3	U_3	U_3
	-1	U_4	U_{46}	U_6	U_6	U_2
0	1	U_3	U_{13}	U_1	U_1	U_5
	-1	U_5	U_5	U_4	U_4	U_4

		ψ_{s1} 所在扇区			
Φ	τ	θ_{s11}	θ_{s12}	θ_{s13}	θ_{s14}
		$(254.0^\circ \sim 291.8^\circ)$	$(291.8^\circ \sim 304.2^\circ)$	$(304.2^\circ \sim 341.9^\circ)$	$(341.9^\circ \sim 360^\circ)$
1	1	U_1	U_1	U_5	U_5
	-1	U_2	U_3	U_3	U_{13}
0	1	U_5	U_4	U_4	U_{46}
	-1	U_6	U_6	U_2	U_2

次谐波的时空解耦特性,转子永磁体磁通中即使含有 3 次谐波分量,对称基波电流也不会与 3 次谐波磁链作用而产生转矩脉动,但电机在缺相情况下,系统维数下降,基波与 3 次谐波不再解耦,此时 3 次谐波磁链分量会耦合到 $\alpha_1\beta_1$ 平面与基波电流相互作用产生 2 次和 4 次转矩脉动^[12]。此外,由于 $i_{\alpha 3}=-i_{\alpha 1}$,电机在加载运行时, $i_{\alpha 3}$ 不为零,会与基波磁链作用产生转矩脉动。因此,为了克服这些转矩脉动对电机运行的影响,在基波转矩给定值上加一个负的 3 次谐波转矩作为前馈补偿来抵消上述转矩脉动。基波转矩给定值前馈补偿示意图如图 4 所示。

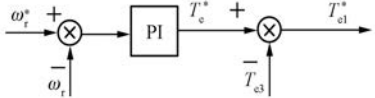


图 4 基波转矩给定值前馈补偿示意图

1.5 系统控制框图

五相 PMSM 缺两相容错型 DTC 系统整体控制框图如图 5 所示。首先,将自然坐标系下相电流经过 T_s 矩阵变换至静止坐标系下,借助电机设计参数,根据磁链方程和转矩方程计算得到电机定子磁链基波和 3 次谐波分量、转矩基波和 3 次谐波分量、基波转矩给定值由总转矩给定值和 3 次谐波转矩前馈补偿得到。然后,将基波磁链和基波转矩分别与其给定值进行滞环比较得到下一数字周期磁链和转矩的变化信号,将该变化信号和基波磁链扇区位置信号送入最优电压矢量表模块进行筛选得到最优电压矢量,最后通过逆变器输出该电压矢量来实现对电机的平稳控制。

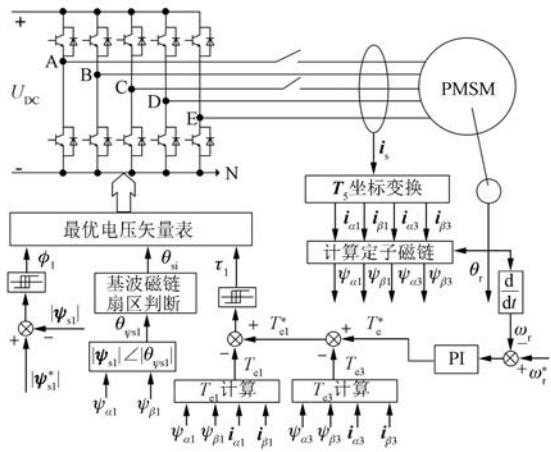


图 5 五相 PMSM 缺两相容错型 DTC 系统整体控制框图

2 试验研究

为了验证本文所提控制策略容错控制性能,搭建五相 PMSM 系统试验平台,如图 6 所示。其中,主控芯片采用 TMS320F2812 DSP,负载采用 FZ25-D 磁粉制动器,电机转子同轴安装了 2 500



图 6 试验平台

线的增量式旋转编码器用于转速和转子位置角测量。五相 PMSM 相关参数如表 1 所示。

2.1 稳态试验分析

图 7 所示为电机在带 2.5 N·m 负载、转速 750 r/min 下缺两相容错型 DTC 系统稳态试验波形。

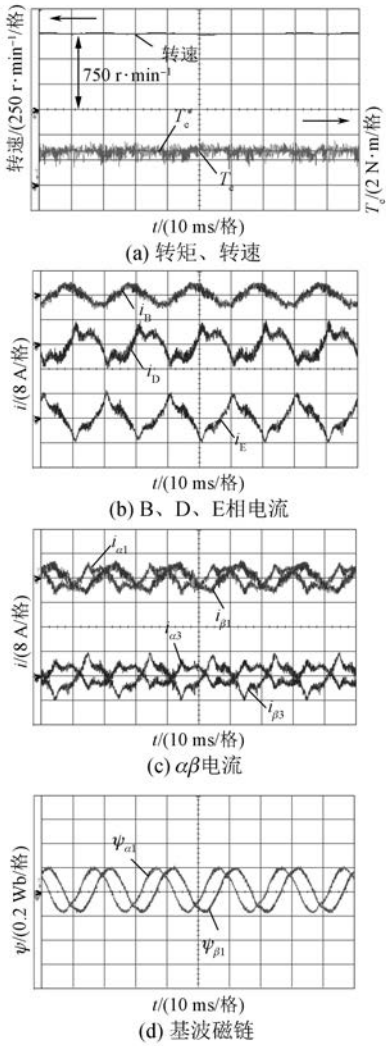


图 7 稳态试验波形

由图 7 可以看出,当定子绕组发生两相开路故障时,采用本文所提控制策略可以实现实际电磁转矩和实际转速稳定跟踪给定值。为了克服缺相后 3 次谐波磁链分量对转矩的影响,三剩余“健康相”B、D、E 相电流发生畸变,表现出各相电流幅值不相等。电机缺相后, $\alpha\beta$ 电流始终满足 $i_{\alpha 3} = -i_{\beta 3}$, 相位相差 180°, 与式 (11) 相符。受定子电流影响,基波定子磁链波形呈现略微非正弦。

2.2 动态试验分析

为了验证所提控制策略的抗负载扰动性能,系统进行了负载阶跃试验。图 8 所示为转速在 750 r/min 下,负载发生突变时的转矩、转速、电流动态响应波形。

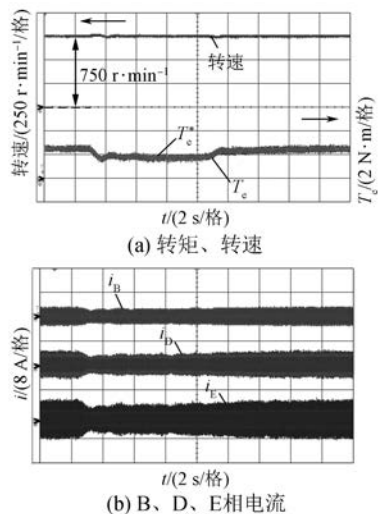


图 8 负载阶跃试验波形

由图 8 可知,在负载阶跃瞬间,转矩和转速有微小波动,但均能迅速地跟踪负载转矩的变化,三相“健康相”电流幅值也随负载发生变化并迅速变化至相应值,负载阶跃过程调节时间短,所提控制策略具有较好的动态性能。

2.3 正常运行切换至容错运行试验

为了验证所提容错型 DTC 策略的有效性,进行由 3 次谐波电流注入五相 PMSM 正常带载运行切换至两相开路故障容错运行的试验,转矩、转速、相电流、静止坐标系下的电流波形如图 9 所示。图 9 中,虚线阶跃时刻表示电机由正常运行切换至容错运行时刻。

由图 9 可知,当缺相故障发生且所提容错型 DTC 策略启动后,转矩和转速波动均能保持平稳,说明所提控制策略可以实现电机绕组缺两相故障前后不间断切换;故障发生后,A、C 两相电流为零,“健康相”B、D、E 相电流波形发生畸变,电流幅值比故障前增大;故障前,电流 $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$ 、 $i_{\alpha 3}$ 、 $i_{\beta 3}$ 均为正弦波,故障后为非正弦状态。

3 结 语

本文针对五相 PMSM 缺两相故障情况,提出

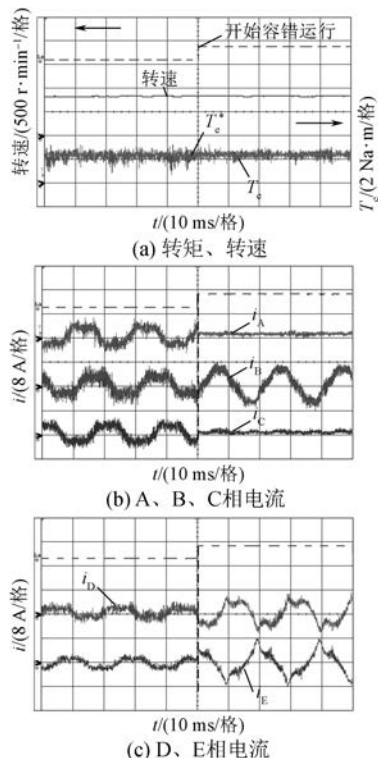


图 9 正常到容错运行试验

了缺两相容错型 DTC 策略。根据理论及试验研究得出如下结论:

(1) 所提出的容错型 DTC 策略在 $\alpha_1\beta_1$ 平面上磁链波形基本控制为正弦波;通过添加转矩给定前馈补偿方式来降低缺相运行时的转矩脉动,从而实现故障状态下电机平稳运行。

(2) 在缺相稳态运行情况下,转矩、转速均能稳定跟踪到给定值,说明所提容错型 DTC 策略具有良好的稳态性能;同时,该控制策略动态响应迅速,抗负载扰动能力强。

(3) 所提容错型 DTC 策略允许电机由正常运行状态到容错运行状态的不间断切换,系统切换过程迅速,转速、转矩过渡平稳。

【参考文献】

- [1] LEVI E. Multiphase electric machines for variable-speed applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893.
- [2] LEVI E, BOJOI R, PROFUMO F, et al. Multiphase induction motor drives: a technology status review [J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(4): 489.
- [3] BIANCHI N, BOLOGNANI S, PRE M D. Impact of

- stator winding of a five-phase permanent magnet motor on postfault operations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1978.
- [4] SHAMSI-NEJAD M A, NAHID-MOBARAKEH B, PIERFEDERICI S, et al. Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1956.
- [5] WALLMARK O, HARNEFORS L, CARLSON O. Control algorithms for a fault-tolerant PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1973.
- [6] 林晓刚, 周扬忠, 程明. 基于虚拟变量的六相永磁同步电机缺任意两相容错型直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 231.
- [7] 赵美玲, 全力, 张超, 等. 基于铜耗最小的五相永磁同步电机单相断路故障解耦容错控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(12): 126.
- [8] 刘国海, 高猛虎, 周华伟, 等. 五相永磁同步电机磁链改进型容错直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 359.
- [9] 王鹏飞. 电动汽车用五相永磁容错电机的设计及运行控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [10] DWARI S, PARSA L. Open-circuit fault tolerant control of five-phase permanent magnet motors with third-harmonic back-EMF [C] // 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008.
- [11] 闫震, 周扬忠, 王凌波. 反电动势非正弦的五相 PMSM 缺一相容错型 DTC [J]. 微特电机, 2019, 47(6): 49.
- [12] 赵品志, 杨贵杰, 李勇. 五相永磁同步电动机单相开路故障的容错控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 68.

收稿日期: 2019-06-21

(上接第 18 页)

对比图 10 和图 8 可知, CMPSO 算法识别精度明显高于传统识别算法。

5 结 语

本文基于 MATLAB/Simulink 仿真系统和 DSP TMS320F28035 试验平台使用 CMPSO 算法实现了对 PMSM 转动惯量的识别。通过分析仿真和试验结果, 证明了该算法具备较好的全局寻优能力, 能够准确地识别 PMSM 转动惯量。

【参考文献】

- [1] 滕福林, 李宏胜, 张建华, 等. 基于朗道离散时间递推算法的转动惯量辨识研究[J]. 微电机, 2012, 45(1): 16.
- [2] 向纯靖, 李长兵. 基于最小二乘法的永磁同步电动机参数辨识[J]. 微特电机, 2012, 40(2): 30.
- [3] 刘金琨. 智能控制[M]. 4 版. 北京: 电子工业出版社, 2017.
- [4] CHEN Z, ZHONG Y, LI J. Parameter identification of induction motors using ant colony optimization [C] // 2008 IEEE Congress on Evolutionary Computation (IEEE World Congress on Computational Intelligence), 2008.
- [5] 刘杨磊. 基于量子遗传算法的改进的粒子群算法及其应用[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2011.
- [6] 王晖. 基于柯西变异的混合粒子群算法研究[D]. 武汉: 中国地质大学(武汉), 2008.
- [7] 傅小利, 顾红兵, 陈国呈, 等. 基于柯西变异粒子群算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 127.
- [8] 袁玉敏. 基于自适应粒子群优化算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 测控技术, 2018, 37(7): 42.
- [9] 林荣文. 电机学[M]. 北京: 中国电力出版社, 2011.
- [10] 李能. 永磁同步电机矢量控制系统的建模与仿真研究[J]. 机械工程师, 2017(2): 46.
- [11] KENNEDY J, EBERHART R C. Particle swarm optimization [C] // Proceedings of IEEE Conference on Neural Networks, 1995: 1942.
- [12] LANDAU L D. Adaptive Control [M]. New York: Springer, 1988.

收稿日期: 2019-06-03