

五相永磁同步电机开路故障诊断

李添幸, 马瑞卿, 赵犇, 杨伟舟, 彭家勇

(西北工业大学自动化学院, 710129, 西安)

摘要: 针对五相永磁电机的单相(双相)开路故障,提出一种新的故障诊断策略。首先,分析了开路故障发生前、后逆变器端电压的输出特性,得到15种故障状态和正常状态下基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间的表达式。正常状态下基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间中的轨迹为圆形,而在故障状态为椭圆型,因此可以根据转子转过5个扇区时间内电流轨迹到 $\alpha\beta$ 子空间原点距离的变化率来判定是否发生开路故障。其次,根据不同故障状态下逆变器端电压的输出特性,得到15种开路故障状态下三次谐波电流在基波旋转坐标系的轨迹分布特点。通过对比可知,在不同开路故障下,三次谐波电流轨迹分布的差异性很大,因此可以将轨迹分布特点作为故障定位的依据。在此基础上,分析了电机转速、负载转矩对三次谐波电流轨迹的影响。最后,采用以数字信号处理器为核心搭建的实验平台对所提出的故障诊断策略进行了验证。实验结果表明本文所述故障诊断策略在稳态和动态情况下均可以快速实现故障的判定与定位。

关键词: 五相永磁同步电机;开路故障;三次谐波电流

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202104005 **文章编号:** 0253-987X(2021)04-0039-13



OSID 码

Diagnosis of Open-Phase Fault of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor

LI Tianxing, MA Ruiqing, ZHAO Ben, YANG Weizhou, PENG Jiayong

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China)

Abstract: A new fault diagnosis strategy is proposed for the single-phase (two-phase) open-circuit faults of the five-phase permanent magnet synchronous motors (FP-PMSM). Firstly, the output characteristics of the inverter terminal voltage before and after the open-circuit fault are analyzed, and the expressions of the fundamental wave current in the $\alpha\beta$ subspace under 15 fault states and normal state are obtained. The trajectory of the fundamental wave current in the $\alpha\beta$ subspace is circular in normal state and elliptic in fault states. Therefore, an open-circuit fault can be determined according to the change rate of the distance between the current trajectory and the origin of $\alpha\beta$ subspace within the time when the rotor rotates through five sectors. Secondly, according to the output characteristics of the inverter terminal voltage under different fault states, the trajectory distribution characteristics of the third-order harmonic current in the fundamental rotating coordinate system under 15 open-circuit fault states are obtained. By comparison, it can be seen that the trajectory distribution characteristics of the third-order harmonic current under different open-circuit faults are very different, so that the trajectory

distribution characteristics can be used as the basis for fault location. Thirdly, the influence of motor speed and load torque on the trajectory of the third-order harmonic current is analyzed. Finally, an experimental platform built with DSP as the core is used to verify the proposed fault diagnosis strategy. Experimental results show that this fault diagnosis strategy quickly determines and locates faults in both steady state and dynamic conditions.

Keywords: five-phase permanent magnet synchronous motor; open-circuit fault; third-order harmonic current

从全电飞机(或多电飞机)的概念被提出,到目前已经融入到飞机设计的核心理念中,以电机和驱动控制器为核心的电驱动系统在飞机上得到了广泛的应用,比如电刹车、扰流板以及以燃油泵为代表的各类泵负载。大型飞机电驱动系统功率等级需求的增加,以及机载设备功率等级的大幅度提升,对机载电机提出了高功率密度、高可靠性、高安全性等要求^[1-5]。多相电机由多相绕组构成,具有可靠性高、功率密度高、容错能力强等优点^[6-8],正好迎合这一发展的需求。

目前,针对多相永磁同步电机驱动及控制技术的研究,基本上都是基于三相电机的控制策略,并结合多相电机特点展开的^[9]。还有一些学者针对不同故障模型,提出了相应的容错控制策略,以提高电机在故障状态下的性能^[10-14]。根据对电驱动系统故障树的分析可知,最严重的故障为电机定子绕组匝间短路故障和开路故障。开路故障通常有定子绕组开路故障、逆变器任何一相2个功率器件的开路故障以及电机连接器的机械故障引起的开路故障^[15]。开路故障会导致各相电流不平衡,产生较大的转矩脉动,增大电磁干扰,长期工作可能还会带来其他隐患,并有可能使故障扩大化。因此,当发生开路故障时,为了保证所有机载设备的安全性,以及电驱动系统的输出特性满足机载系统的控制需求,电驱动系统需要快速和准确地进行开路故障判断与定位,为容错控制提供相应的执行依据。

根据故障诊断方式,开路故障诊断方法可分为基于电机模型和基于采样数据两种^[16]。现有的开路故障诊断方法主要是围绕三相电机及其驱动器系统进行分析 and 讨论的^[17-25]。Jung 等提出了一种基于模型参考自适应的故障诊断方法,通过比较模型输出电流与实际电机电流值之间的误差进行故障诊断^[17]。由于在诊断过程中使用到了电机模型,所以电机参数的波动会影响诊断效果,造成误判。

基于采样数据的故障诊断方法通过分析采样数据,提取信号特征,结合在正常状态下先验知识进行

故障诊断。相比之下,受到电机参数扰动的影响小。Hang 等根据开路故障下零序电压幅值和电流相位的变化进行故障诊断^[18],为了获得零序电压,采用3个电阻星型连接重构中心点。Cai 等采用快速傅里叶变换对两路线电压进行频谱分析,根据故障状态下频谱的变化实现故障诊断^[19]。Hang 等基于电压信号进行故障诊断,需要增加额外的电压传感器和相应调理电路,增加电路复杂度,使可靠性降低^[18-19]。Khojet 等对单周期内每一相定子电流平均值进行分析,实现了多绝缘栅双极型晶体管(IGBT)和电流传感器故障诊断^[20-22]。Potamianos 等对相电流进行哈尔小波变换,采用模糊推理系统对变换结果进行分析以实现开路故障的检测^[23]。Huang 等以每相电流给定值与实际采样值之间的误差作为回声状态网络输入,通过不断训练回声状态网络模型,以实现故障诊断^[24]。Khojet 等采用的故障诊断方法都是在自然坐标系下实现的,通过分析每相电流在故障下的特征进行故障辨识^[20-24]。在多相电机的故障诊断中,随着定子绕组相数的增加,诊断策略的计算量也随之大幅度增加,因此影响其诊断效率。

基于静止坐标系(或旋转坐标系)中的电流轨迹特征进行故障诊断,可以大大简化诊断过程,提高诊断效率。Diallo 等将这一理念用于感应电机开路故障诊断中,通过分析感应电流在 $\alpha\beta$ 子空间中电流轨迹特征,实现逆变器中功率器件开路故障诊断^[25]。Trabelsi 等将归一化后的三次谐波电流组成二维向量,根据二维向量在 $x-y$ 子空间中的分布特点进行开路故障诊断^[26]。该方法要求三次谐波与基波电流之比必须大于 20%,才能有效地进行故障诊断。为了解决这一问题,Trabelsi 等采用基波电流参考值与采样值之间误差构成二维故障向量,根据归一化后的二维故障向量在 $\alpha_f\beta_f$ 子空间位置幅值与方向进行故障诊断^[27]。在构成向量以及归一化的过程中涉及到复杂的运算,极大地增加了处理器负担。此外,其故障判定是根据所构成矢量幅

值在电机旋转 360° 电角度时间内积分值进行的。Trabelsi 等进一步将这种理念用于五相永磁同步电机,实现了单相桥臂功率器件开路故障和单相断路故障的故障诊断^[27-28]。在实际工程应用中,随着电机转速的升高,在一个 360° 电角度内的采样点个数会不断减少,并且故障定位是根据所构建的向量归一化后的方向决定,当用于两相开路故障的故障诊断时,会产生错误的故障定位。

本文提出一种基于电流采样数据的故障诊断方法。根据电流轨迹分布特征,实现五相永磁同步电机(FP-PMSM)驱动系统中单相、双相开路故障诊断。通过坐标变换减少诊断过程中历史数据的存储,提高诊断效率。首先,通过分析 FP-PMSM 电驱动系统的控制框图和数学模型,得到静止坐标系下电流与电压的传递函数。其次,根据正常状态下的端电压输出方程和传递函数,得到正常状态基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间的轨迹特征。再次,根据故障状态下的端电压输出方程和传递函数,得到不同故障状态下基波电流和三次谐波电流的轨迹特征。最后,通过分析基波电流和三次谐波电流的轨迹特征,提出相应的故障诊断策略,并通过实验进行验证。

1 数学模型

FP-PMSM 定子与转子间的气隙分布,以及定子绕组的绕线分布,导致在切割磁场的过程中,定子电流产生基波磁动势的同时产生三次谐波磁动势。因此,用于 FP-PMSM 的 Clark 坐标变换的静止坐标系可以分为 $\alpha\beta$ 与 $x-y$ 两个子空间,分别对应基波数学模型和三次谐波数学模型。

$$\begin{bmatrix} L_m \frac{di_a}{dt} \\ L_m \frac{di_\beta}{dt} \\ L_m \frac{di_x}{dt} \\ L_m \frac{di_y}{dt} \end{bmatrix} = -R \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a \\ u_\beta \\ u_x \\ u_y \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_\beta \\ e_x \\ e_y \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_\beta \\ e_x \\ e_y \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_{f1} \sin(\omega_e t) \\ \psi_{f1} \cos(\omega_e t) \\ -3\psi_{f3} \sin(3\omega_e t) \\ 3\psi_{f3} \cos(3\omega_e t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ω_e 为电机的电角速度; ψ_{f1} 为基波磁链幅值; ψ_{f3} 为三次谐波磁链幅值; L_m 为电感幅值; R 为等效定子相电阻。

五相永磁同步电机参数如表 1 所示,绕组形式

采用单层分数槽集中绕组。

表 1 FP-PMSM 参数
Table 1 FP-PMSM parameters

参数	数值
母线电压/V	96
极对数	4
电感/mH	1.2
基波磁链/Wb	0.016 3
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 000
电阻/ Ω	0.52
三次谐波磁链/Wb	0.000 094
额定转矩/(N·m)	0.9

FP-PMSM 驱动逆变器由 5 个桥臂组成。逆变器可以产生 32 个基础电压矢量,电压矢量在 $\alpha\beta$ 子空间幅值大小根据逆变器的导通形式可以分为 4 类:①单个上桥臂或下桥臂导通,为中矢量,其幅值为 $0.4u_{dc}$;②两个相邻的上桥臂或下桥臂导通,为大矢量,其幅值为 $0.647\ 2u_{dc}$;③两个非相邻的上桥臂或下桥臂导通,为小矢量,其幅值为 $0.247\ 2u_{dc}$;④上桥臂(或下桥臂)全部导通,为零矢量,其中 u_{dc} 为母线电压。 $\alpha\beta$ 子空间中任何一个空间电压矢量在 $x-y$ 子空间中有且只有唯一的伴生电压矢量,该伴生电压矢量的相角为 $\alpha\beta$ 子空间中电压矢量的 3 倍。中矢量在 $x-y$ 子空间中伴生电压矢量幅值不变;大矢量与小矢量在 $x-y$ 子空间中伴生电压矢量幅值分别为 $0.247\ 2u_{dc}$ 、 $0.647\ 2u_{dc}$ 。

目前常用于 FP-PMSM 的空间矢量脉宽调制(SVPWM)主要分为 2 种:①参考空间电压矢量由矢量所在扇区相邻的 2 个大矢量合成;②参考空间电压矢量由矢量所在扇区相邻的 2 个大矢量和 2 个中矢量合成^[28]。由于三次磁动势的存在,必须要考虑合成后的电压矢量在 $x-y$ 子空间的映射。根据 32 个基础电压矢量在不同子空间中的幅值与相位可知,在 $\alpha\beta$ 坐标系下相位相同的中矢量与大矢量,其在 $x-y$ 坐标系下的伴随电压矢量相位相差 180° ,幅值比为 1:1.618。采用第二种方式合成参考电压矢量,可以保证逆变器输出端电压中三次谐波含量为零,其中相位相同的中矢量与大矢量作用时间比等于 1:1.618。FP-PMSM 矢量控制框图如图 1 所示。

2 正常状态电流轨迹特性

采用 $i_{d_1}^* = 0$ 的控制方式,在稳态或动态情况下, d_1 轴电流调节的输出都会远小于 q_1 轴电流调

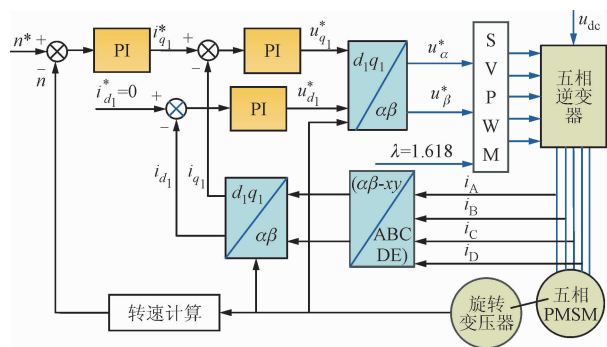


图 1 FP-PMSM 矢量控制原理图

Fig. 1 Vector control block diagram of FP-PMSM

节的输出,因此在分析过程中忽略了 u_{d1}^* 对逆变器输出电压的影响。在正常状态下 FP-PMSM 端电压如式(3)所示, u_{q1}^* 为 q_1 轴电流环 PI 调节器输出。

$$\begin{bmatrix} u_{An} \\ u_{Bn} \\ u_{Cn} \\ u_{Dn} \\ u_{En} \end{bmatrix} = -u_{q1}^* \begin{bmatrix} \sin\omega_e t \\ \sin(\omega_e t - 72^\circ) \\ \sin(\omega_e t - 144^\circ) \\ \sin(\omega_e t - 216^\circ) \\ \sin(\omega_e t - 288^\circ) \end{bmatrix} + u_n \quad (3)$$

式中: u_n 为电机中性点对地电压,

$$u_n = (u_A + u_B + u_C + u_D + u_E)/5$$

由图 1 和式(1)可以得到,闭环状态下基波电压与基波参考电流之间传递函数在频域下的表达式为

$$G(s) = \frac{i_v(s)}{u_{fv}(s)} = \frac{k_p + k_i/s}{1 + (k_p + k_i/s)(L_m s + R)^{-1}} = k_p \frac{s + R/L_m}{s + \gamma} \quad (4)$$

式中: k_p 和 k_i 均为电流环 PI 参数, $k_p = \gamma L_m$, $k_i = \gamma R$; γ 为电流环带宽。 $u_{fv}(s) = u_v(s) - e_v(s)$, $v \in \{\alpha, \beta\}$ 。

对式(3)进行 Clark 坐标变换,将变换后的基波分量和式(2)中基波反向电动势代入式(4),得到正常状态下系统闭环控制基波电流表达式

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = k_{cl} \begin{bmatrix} -\sin(\omega_e t + \xi) \\ \cos(\omega_e t + \xi) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: k_{cl} 为 $\alpha\beta$ 子空间基波电流幅值, $k_{cl} = k_p(u_{q1}^* - \omega_e \psi_{f1}) \sqrt{\frac{\omega_e^2 + (R/L_m)^2}{\omega_e^2 + \gamma^2}}$; $\xi = \arctan \frac{\omega_e}{R/L_m} - \arctan \frac{\omega_e}{\gamma}$ 。

根据式(5)可知,基波电流在 $\alpha\beta$ 空间的轨迹为圆形,其圆心为坐标轴原点,半径等于 k_{cl} 。

3 故障状态电流轨迹特性

目前针对 FP-PMSM 开路故障主要可以实现的是单相开路和双相开路故障转态下的容错控制,

其中双相开路故障分为:①相邻两相开路;②相隔两相开路。以上所述的三类开路故障具体到故障发生位置,可分为 15 种故障状态,如表 2 所示。在开路故障发生前后, SVPWM 以及电机的本体结构没有发生改变,改变的只有故障相端口对地输入电压,而其他正常相的端口对地输入电压与故障发生前是一致的。故障相绕组与逆变器的连接回路中发生断路,变成悬空的状态,导致端口对地电压不再受 SVPWM 控制,而且无法对其测量。为此,根据 FP-PMSM 的数学模型对故障相的相电压进行估计。通常电机相电压由 4 部分组成:①相电阻上的压降;②故障相自感电动势;③故障相与其他相的互感电动势;④反向电动势。由于故障相相电流为零,因此前两部分压降为零。此外,为了提高 FP-PMSM 的容错能力, FP-PMSM 定子绕组采用单层分数槽集中绕组方式设计,以消除各相绕组之间的互感。因此,故障相的相电压等于电机的反向电动势,如式(6)所示,从 A 相到 E 相,相位 ι 依次取 0、1、2、3、4。

$$u_{xm} = e_{xm} = -\omega_e [\psi_{f1} \sin(\theta - 72^\circ \iota) + 3\psi_{f3} \sin 3(\theta - 72^\circ \iota)] \quad (6)$$

以 A 相开路为例,根据式(3)和式(6),可得到 A 相开路故障状态下端口对中性点电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{am} &= -\omega_e [\psi_{f1} \sin(\omega_e t) + 3\psi_{f3} \sin 3(\omega_e t)] + u_n \\ u_{xm} &= -u_{q1}^* \sin(\omega_e t - 72^\circ \sigma) + u_n \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

对式(7)进行 Clark 坐标变换,得到故障状态下的五相相电压在静止坐标系上的映射

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \\ u_x(t) \\ u_y(t) \end{bmatrix} = u_{q1}^* \begin{bmatrix} -0.6 \sin(\omega_e t) \\ \cos(\omega_e t) \\ 0.4 \sin(\omega_e t) \\ 0 \end{bmatrix} - 0.4\omega_e \left\{ \psi_{f1} \begin{bmatrix} \sin(\omega_e t) \\ 0 \\ \sin(\omega_e t) \\ 0 \end{bmatrix} + 3\psi_{f3} \begin{bmatrix} \sin(3\omega_e t) \\ 0 \\ \sin(3\omega_e t) \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (8)$$

3.1 基波电流 $\alpha\beta$ 子空间轨迹分析

将式(8)中的 u_α 、 u_β 以及式(2)中的 e_α 、 e_β 代入式(5),得到 A 相开路故障下, FP-PMSM 基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间的表达式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = k_{cl} \begin{bmatrix} -0.6 \sin(\omega_e t + \xi) \\ \cos(\omega_e t + \xi) \end{bmatrix} + k_{e2} \begin{bmatrix} -0.4 \sin(3\omega_e t + \zeta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: k_{e2} 为 $\alpha\beta$ 子空间三次谐波电流幅值,

$$k_{c2} = 3k_p \omega_e \psi_{f3} \sqrt{\frac{9\omega_e^2 + (R/L_m)^2}{9\omega_e^2 + \gamma^2}}; \quad \zeta = \arctan \frac{3\omega_e}{R/L_m} - \arctan \frac{3\omega_e}{\gamma}.$$

忽略式(9)中的三次谐波分量和初始状态响应,可以得到 A 相发生开路故障时,基波电流在 $\alpha\beta$ 的轨迹为椭圆形,轨迹方程如下

$$\left[\frac{i_a(t)}{0.6k_{cl}} \right]^2 + \left[\frac{i_\beta(t)}{k_{cl}} \right]^2 = 1 \quad (10)$$

同理,可以得到其他故障模式下 i_a 、 i_β 表达式,如表 2 所示。由表 2 可知,在故障状态下基波电流在 $\alpha\beta$ 空间的轨迹不再是圆形。

表 2 15 种故障状态下 $\alpha\beta$ 空间基波电流表达式

Table 2 The expressions of fundamental current in $\alpha\beta$ sub-space under fifteen fault modes

故障相	i_a	i_β
A	$k_{cl}(-0.6\sin\theta)$	$k_{cl}\cos\theta$
B	$k_{cl}[-\sin\theta + \cos 72^\circ \cdot 0.4\sin(\theta - 72^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta + \sin 72^\circ \cdot 0.4\sin(\theta - 72^\circ)]$
C	$k_{cl}[-\sin\theta + \cos 144^\circ \cdot 0.4\sin(\theta - 144^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta + \cos 144^\circ \cdot 0.4\sin(\theta + 144^\circ)]$
D	$k_{cl}[-\sin\theta + \cos 144^\circ \cdot 0.4\sin(\theta + 144^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - \sin 144^\circ \cdot 0.4\sin(\theta + 144^\circ)]$
E	$k_{cl}[-\sin\theta + \cos 72^\circ \cdot 0.4\sin(\theta + 72^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - \sin 72^\circ \cdot 0.4\sin(\theta + 72^\circ)]$
A、B	$k_{cl}[-\sin\theta + 0.454 \cdot \sin(\theta - 15^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - \sin 72^\circ \cdot 0.4\cos(\theta + 18^\circ)]$
B、C	$k_{cl}[-\sin\theta + \cos 72^\circ \cdot \sin(\theta + 13.6^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - 0.51 \cdot \sin(\theta - 8.27^\circ)]$
C、D	$k_{cl}(-0.476\sin\theta)$	$k_{cl}(0.724\cos\theta)$
D、E	$k_{cl}[-\sin\theta + \cos 72^\circ \cdot \sin(\theta - 13.6^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - 0.51 \cdot \sin(\theta + 8.27^\circ)]$
E、A	$k_{cl}[-\sin\theta + 0.454 \cdot \sin(\theta + 15^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - \sin 72^\circ \cdot 0.4\cos(\theta - 18^\circ)]$
A、C	$k_{cl}[-\sin\theta + 0.689 \cdot \sin(\theta + 16^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - \sin 144^\circ \cdot 0.4\sin(\theta - 54^\circ)]$
A、D	$k_{cl}[-\sin\theta + 0.689 \cdot \sin(\theta - 16^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - \sin 144^\circ \cdot 0.4\sin(\theta + 54^\circ)]$
B、D	$k_{cl}[-\sin\theta + 0.43 \cdot \sin(\theta - 45.73^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - 0.587 \cdot \sin(\theta + 31.62^\circ)]$
B、E	$k_{cl}(-0.924\sin\theta)$	$k_{cl}(0.276\cos\theta)$
C、E	$k_{cl}[-\sin\theta + 0.43 \cdot \sin(\theta + 45.73^\circ)]$	$k_{cl}[\cos\theta - 0.587 \cdot \sin(\theta - 31.62^\circ)]$

注: $\theta = \omega_e t + \xi$ 。

在实验中,控制 FP-PMSM 转速为 1 000 r/min,负载转矩为 0.9 N·m,分别模拟了三类开路故障,即 A 相开路、A、B 两相开路以及 A、C 两相开路。对五相电流采样值进行 Clark 变换,得到正常状态与 3 种故障状态的基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间轨迹,如图 2 所示。

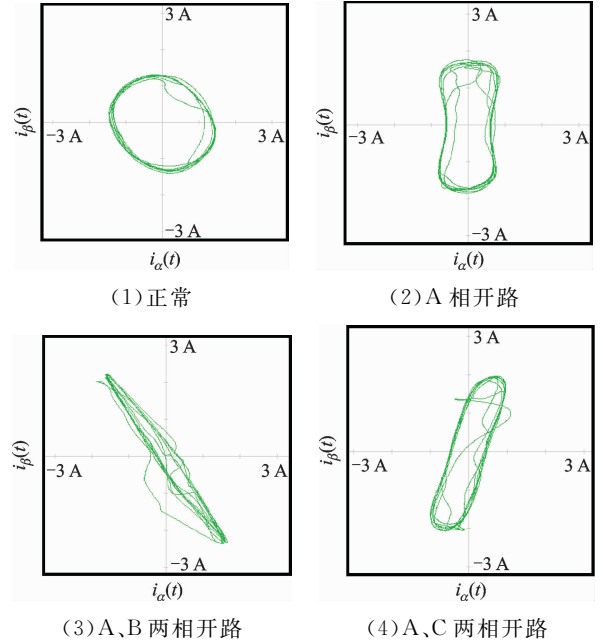


图 2 基波电流 $\alpha\beta$ 空间轨迹

Fig. 2 Fundamental current trajectories in $\alpha\beta$ sub-space

实验波形与表 2 中相对应的故障状态下 i_a 、 i_β 表达式相互印证。通过分析基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间轨迹可以得到以下结论:①在正常状态下,电流轨迹为圆形,考虑到三次以上谐波的影响,圆形电流轨迹会产生一些畸变,如图 2a 所示;②在开路故障状态下,电流轨迹均不再是圆形轨迹,电流轨迹畸变率远远大于正常状态,如图 2b~d 所示;③在任何状态下,电流轨迹均为原点对称。电流轨迹距原点距离随电机旋转周期性变化,是电流频率的 2 倍。

3.2 三次谐波电流 d_1 - q_1 子空间轨迹分析

正常情况下,逆变器输出电压矢量在 x - y 子空间中映射为零矢量,即 u_x 与 u_y 幅值均为零;这时,绕组中 i_x (i_y) 由 e_x (e_y) 单独激励产生。当发生开路故障时,逆变器输出电压矢量在 x - y 子空间中映射不再为零矢量,即 u_x 、 u_y 中至少有一个幅值不等于零,绕组中 i_x (i_y) 由 u_x (u_y) 与 e_x (e_y) 共同激励产生,导致开路故障状态下电流幅值将远大于正常状态。以 A 相开路故障为例,根据式(8)可知, u_x 幅值不为零,其幅度由电机转速、磁链和 u_q^* 共同决定。根据图 1 可知,在电流环控制过程中未引入三次谐波电

流,因此三次谐波电流处于开环控制。将式(8)中 $u_x、u_y$ 代入式(1),得到 A 相开路故障状态下的三次谐波电流在 $x-y$ 子空间表达式

$$\begin{bmatrix} i_x(t) \\ i_y(t) \end{bmatrix} = k_{c3} \begin{bmatrix} 0.4\sin(\omega_e t - \eta) \\ 0 \end{bmatrix} - k_{c4} \begin{bmatrix} -0.6\sin(3\omega_e t - \chi) \\ \cos(3\omega_e t - \chi) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: k_{c3} 为 d_1-q_1 子空间基波电流幅值, $k_{c3} = \frac{(u_q^* - \omega_e \psi_{f1})}{R} \sqrt{\frac{1}{(R/L_m)^2 \omega_e^2 + 1}}$; $\eta = \arctan \frac{\omega_e}{R/L_m}$; k_{c4} 为 d_1-q_1 子空间三次电流幅值, $k_{c4} = \frac{3\omega_e \psi_{f3}}{R}$ 。

$$\sqrt{\frac{1}{9(R/L_m)^2 \omega_e^2 + 1}}; \chi = \arctan \frac{3\omega_e}{R/L_m}。$$

对式(11)进行 Park 坐标变换,得到三次谐波电流在基波旋转坐标上的表达式

$$\begin{bmatrix} i_{d_1-x y} \\ i_{q_1-x y} \end{bmatrix} = \frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} \sin(2\omega_e t - \eta) - \sin\eta \\ \cos(2\omega_e t - \eta) - \cos\eta \end{bmatrix} - \frac{k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} -4\sin(2\omega_e t - \chi) \\ 4\cos(2\omega_e t - \chi) \end{bmatrix} - \frac{k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin(4\omega_e t - \chi) \\ \cos(4\omega_e t - \chi) \end{bmatrix} \quad (12)$$

为了保证系统的稳定性,通常电流环带宽要远大于转速环带宽。受电气时间常数的限制,电流环带宽 γ 通常设定为 R/L_m ,因此,在转速环带宽范围内,延迟角 η 的正弦值约等于 0,余弦值约等于 1。除此之外,为了方便分析,忽略式(12)中的四次谐波有

$$\begin{bmatrix} i_{d_1-x y} \\ i_{q_1-x y} \end{bmatrix} \approx \underbrace{\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} \sin(2\omega_e t - \eta) \\ \cos(2\omega_e t - \eta) - 1 \end{bmatrix}}_{\text{term1}} + \underbrace{\frac{k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} 4\sin(2\omega_e t - \chi) \\ -4\cos(2\omega_e t - \chi) \end{bmatrix}}_{\text{term2}} \quad (13)$$

根据式(11),延迟角 χ 的正切值是延迟角 η 正切值的 3 倍。由式(13)中的 term1 和 term2 可以得到两个圆形轨迹,分别如图 3 中红线和紫线所示。通过矢量合成 term1 和 term2 的轨迹可以得到三次谐波电流轨迹,如图 3 中蓝线所示。两种延迟角之间误差的存在,导致三次谐波电流轨迹为顺时针旋转的椭圆。其旋转角度由 $k_{c3}、k_{c4}、\chi$ 与 η 共同决定。根据三角形的几何原理,当 $k_{c3} = 4k_{c4}$ 时,旋转角度满足下列等式

$$\tau = \frac{1}{2}(\chi - \eta) = \frac{1}{2} \left(\arctan \frac{3\omega_e}{R/L_m} - \arctan \frac{\omega_e}{R/L_m} \right) \quad (14)$$

通过对式(14)求 ω_e 的偏导,当 $\omega_e = 0.557\gamma$ 时,旋转角最大,为 15° 。但是,实际情况下 $k_{c3} > 4k_{c4}$,所以旋转角度小于 15° 。同理可得 $i_{d_1-x y}、i_{q_1-x y}$ 在其他开路故障状态下的表达式,如表 3 所示。

表 3 15 种故障状态下三次谐波电流在 d_1-q_1 空间的表达式

Table 3 Expressions of third-order harmonic currents in d_1-q_1 subspace under fifteen fault modes

故障相	$[i_{d_1-x y} \cdot i_{q_1-x y}]^T$
A	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} \sin\sigma \\ \cos\sigma - 1 \end{bmatrix} + \frac{4k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
B	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} \sin(\sigma + 72^\circ) + 0.5878 \\ \cos(\sigma + 72^\circ) + 0.809 \end{bmatrix} + \frac{4k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
C	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} \sin(\sigma + 144^\circ) - 0.9511 \\ \cos(\sigma + 144^\circ) - 0.309 \end{bmatrix} + \frac{4k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
D	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} \sin(\sigma - 144^\circ) + 0.9511 \\ \cos(\sigma - 144^\circ) - 0.309 \end{bmatrix} + \frac{4k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
E	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} \sin(\sigma - 72^\circ) - 0.5878 \\ \cos(\sigma - 72^\circ) + 0.809 \end{bmatrix} + \frac{4k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
A、B	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 1.618\sin(\sigma + 36^\circ) + 0.5878 \\ 1.618\cos(\sigma + 36^\circ) - 0.191 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
B、C	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 1.618\sin(\sigma + 108^\circ) - 0.3633 \\ 1.618\cos(\sigma + 108^\circ) + 0.5 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
C、D	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} -1.618\sin\sigma \\ -1.618\cos\sigma - 0.618 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
D、E	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 1.618\sin(\sigma - 108^\circ) + 0.3633 \\ 1.618\cos(\sigma - 108^\circ) + 0.5 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
E、A	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 1.618\sin(\sigma - 36^\circ) - 0.5878 \\ 1.618\cos(\sigma - 36^\circ) - 0.191 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
A、C	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 0.618\sin(\sigma + 72^\circ) - 0.9511 \\ 0.618\cos(\sigma + 72^\circ) - 1.309 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
A、D	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 0.618\sin(\sigma - 72^\circ) + 0.9511 \\ 0.618\cos(\sigma - 72^\circ) - 1.309 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
B、D	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 0.618\sin(\sigma + 144^\circ) + 1.54 \\ 0.618\cos(\sigma + 144^\circ) + 0.5 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
B、E	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 0.618\sin\sigma \\ 0.618\cos\sigma + 1.618 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$
C、E	$\frac{k_{c3}}{5} \begin{bmatrix} 0.618\sin(\sigma - 144^\circ) - 1.54 \\ 0.618\cos(\sigma - 144^\circ) + 0.5 \end{bmatrix} + \frac{3k_{c4}}{5} \begin{bmatrix} \sin\nu \\ -\cos\nu \end{bmatrix}$

注: $\sigma = 2\omega_e t - \eta; \nu = 2\omega_e t - \chi$ 。

设定电机的负载转矩为 $0.9 \text{ N} \cdot \text{m}$,分别工作

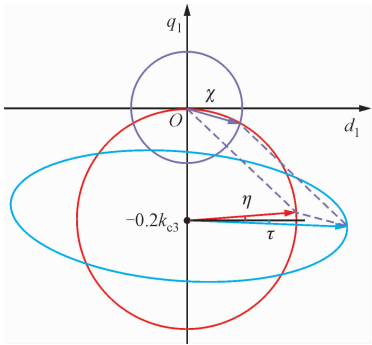


图 3 三次谐波电流在 d_1-q_1 空间电流轨迹(A 相开路故障)
Fig. 3 Third-harmonic current trajectory in d_1-q_1 subspace under phase A open-circuit fault

于 3 种转速,其实验波形如图 4 所示。根据实验波形可知,虽然电流轨迹随着电机转速发生了旋转,然而,轨迹的分布特征没有改变。

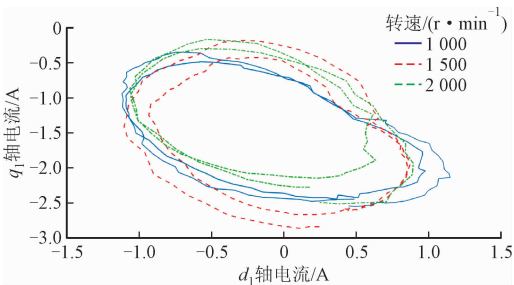


图 4 3 种转速下基波旋转坐标系下三次谐波电流轨迹(A 相开路故障)
Fig. 4 Third-order harmonic current trajectory in d_1-q_1 subspace under phase A open-circuit fault at three different speeds

设定电机的转速为 1 500 r/min,分别工作于 3 种负载转矩,其波形如图 5 所示。根据实验波形可知,当转速不变时, k_{c3} 随着负载转矩增加而增加,而 k_{c4} 不会随着负载转矩变化而变化。因此,椭圆的长半轴与短半轴均随着转矩增大而增大。然而,轨迹的分布特征没有改变。根据实验波形图 4 和图 5 可

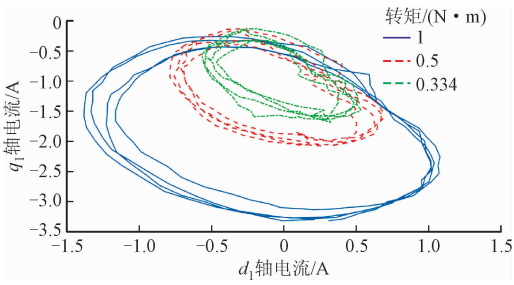


图 5 3 种负载转矩下基波旋转坐标系下三次谐波电流轨迹(A 相开路故障)
Fig. 5 Three-order harmonic current trajectory in d_1-q_1 subspace under phase A open-circuit fault at three load torques

知,三次谐波电流在 d_1-q_1 空间的轨迹分布特征不随转速和转矩的变化而变化。

类比 A 相开路故障对应的电流轨迹特征可以得到 15 种开路故障下三次谐波电流在基波旋转坐标系上的分布特征,如表 4 所示。

表 4 不同故障下,三次谐波电流 d_1-q_1 空间轨迹特征

Table 4 Distribution characteristics of the third-order harmonic current in d_1-q_1 subspace under fifteen fault modes

故障相	轨迹中心点	轨迹分布象限
A	q_1 负半轴	Ⅲ、Ⅳ象限
B	I 象限	I、Ⅲ、Ⅳ象限
C	Ⅲ象限	Ⅱ、Ⅲ象限
D	Ⅳ象限	I、Ⅳ象限
E	Ⅱ象限	I、Ⅱ象限
A、B	Ⅳ象限	I、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ象限
B、C	Ⅱ象限	I、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ象限
C、D	q_1 负半轴	I、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ象限
D、E	I 象限	I、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ象限
E、A	Ⅲ象限	I、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ象限
A、C	Ⅲ象限	Ⅲ象限
A、D	Ⅳ象限	Ⅳ象限
B、D	I 象限	I、Ⅳ象限
B、E	q_1 正半轴	I、Ⅱ象限
C、E	Ⅱ象限	Ⅱ象限

4 故障诊断

4.1 故障诊断步骤

在正常状态下,基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间的轨迹到原点的距离相同。当发生开路故障时,基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间的轨迹到坐标轴原点的距离随着转子位置变动而变化,周期为基波频率的 2 倍频。根据表 3 可知,在故障状态下的 $i_{d_1-x y}$ 与 $i_{q_1-x y}$ 的频率同样也为基波频率的 2 倍频,因此将电机转过 5 个扇区的时间设定为一个诊断周期,5 个扇区内的电流采样值作为故障诊断数据。根据表 2 可知,当发生任何一种开路故障时,基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间的轨迹不再为圆形,因此可以将轨迹到原点距离的变化作为是否发生开路故障的诊断依据。在此基础上,根据三次谐波电流在 d_1-q_1 子空间的轨迹分布特征进行故障定位。

将实时采样的五相电流经过 Clark 坐标变换, 分别得到 $\alpha\beta$ 子空间的 i_α 与 i_β , $x-y$ 空间下 i_x 与 i_y 。根据式(15)得到基波电流轨迹到原点距离

$$D_{i\alpha\beta}(t_i) = \sqrt{i_\alpha^2(t_i) + i_\beta^2(t_i)} \quad (15)$$

式中: $i \in \{1, 2, \dots, n\}$; $t_1 \sim t_n$ 为一个诊断周期内的采样点。

将电机转过每个扇区时间内所有的采样点所对应的基波电流轨迹到原点距离代入式(16), 得到每个扇区对应的平均值。

$$\bar{D}_{i\alpha\beta} = \sum_{i=m_1}^{m_2} D_{i\alpha\beta}(t_i) / (m_2 - m_1) \quad (16)$$

式中: $i \in \{m_1, m_1 + 1, \dots, m_2\}$; $t_{m_1} \sim t_{m_2}$ 为一个扇区内的采样点。

在一个诊断周期内电机转过 5 个扇区, 根据式(16), 可以得到 5 个平均值、最大值 $D_{i\alpha\beta, \max}$ 、最小值 $D_{i\alpha\beta, \min}$, 以及平均值 $D_{i\alpha\beta, \text{avg}}$ 。将 $D_{i\alpha\beta, \max}$ 、 $D_{i\alpha\beta, \min}$ 、 $D_{i\alpha\beta, \text{avg}}$ 代入式(17), 得到基波电流轨迹畸变率 d_{ratio} , 当 $d_{\text{ratio}} > \gamma$ 时, 则认为发生开路故障。

$$d_{\text{ratio}} = (D_{i\alpha\beta, \max} - D_{i\alpha\beta, \min}) / D_{i\alpha\beta, \text{avg}} \quad (17)$$

将 i_x 与 i_y 代入式(18), 映射到 d_1-q_1 子空间。

$$\begin{bmatrix} i_{d_1-q_1} \\ i_{q_1-q_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (18)$$

以 $i_{d_1-q_1}$ 为横坐标, $i_{q_1-q_1}$ 为纵坐标, 根据表 5, 得到该时刻三次谐波电流在 d_1-q_1 子空间所在区域。通过对一个诊断周期内所有采样时刻所对应的区域进行汇总, 得到三次谐波电流在 d_1-q_1 子空间的轨迹分布。对一个诊断周期内所有 $i_{d_1-q_1}$ 与 $i_{q_1-q_1}$ 进行累加求平均值, 如式(19)所示

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{d_1-q_1} &= \sum_{i=1}^n i_{d_1-q_1}(t_i) / n \\ \bar{i}_{q_1-q_1} &= \sum_{i=1}^n i_{q_1-q_1}(t_i) / n \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

以式(19)得到的 $\bar{i}_{d_1-q_1}$ 为横坐标, $\bar{i}_{q_1-q_1}$ 为纵坐标, 根据表 5 得到轨迹中心点所在区域。根据表 4 中轨道在 d_1-q_1 空间的分布特征和轨道中心点所在区域, 可实现对不同开路故障的定位。图 6 为故障诊断流程图。

4.2 实验平台和故障诊断波形

实验测试平台如图 7 所示。主控单元采用数字信号处理器 DSP 实现 SVPWM 算法和故障诊断算法, 逆变器的开关频率为 10 kHz。在实验中采用空气开关模拟开路故障。波形中 ms/div 代表一横格跨度的时间, 其中电流波形一竖格跨度的电流为 2 A。

表 5 三次谐波电流在 d_1-q_1 空间区域分布的判定依据

Table 5 The criterion of regional distribution for third-order harmonic current in d_1-q_1 subspace

坐标	$i_{d_1-q_1} > 0$ ($\bar{i}_{d_1-q_1} > 0$)	$i_{d_1-q_1} \approx 0$ ($\bar{i}_{d_1-q_1} \approx 0$)	$i_{d_1-q_1} < 0$ ($\bar{i}_{d_1-q_1} < 0$)
$i_{q_1-q_1} > 0$ ($\bar{i}_{q_1-q_1} > 0$)	I 象限	q_1 正半轴	II 象限
$i_{q_1-q_1} \approx 0$ ($\bar{i}_{q_1-q_1} \approx 0$)	d_1 正半轴	原点	d_1 正半轴
$i_{q_1-q_1} < 0$ ($\bar{i}_{q_1-q_1} < 0$)	IV 象限	q_1 负半轴	III 象限

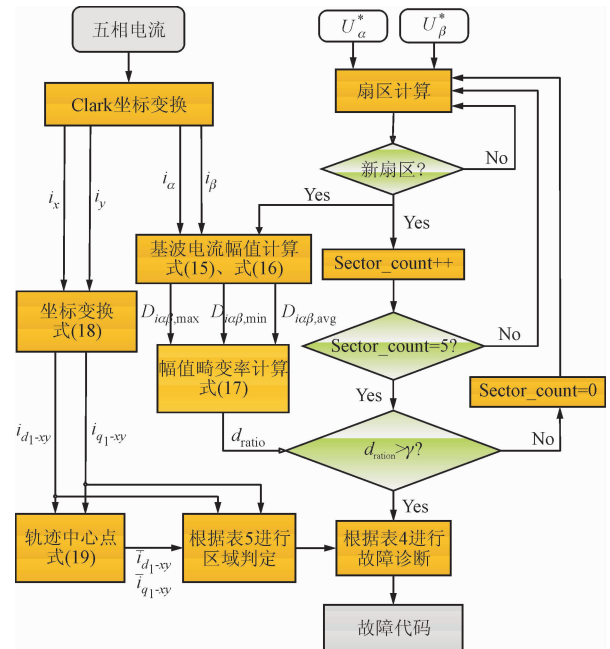


图 6 故障诊断流程图

Fig. 6 Fault diagnosis flowchart

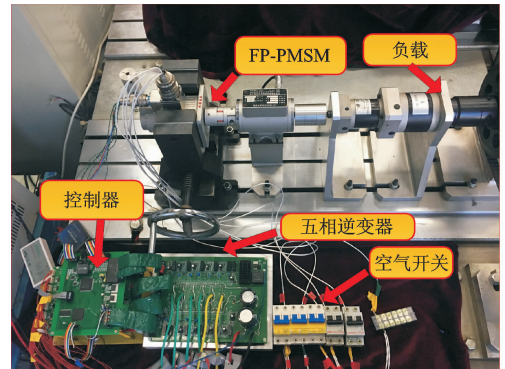


图 7 实验平台

Fig. 7 Experiment test platform

为了使故障诊断过程更加直观,采用 DA 转换器实时输出故障诊断结果。由于实验平台选用 DA 转换器的最大输出为 3.3 V,因此以 0.2 V 的级差来区分 15 种故障。不同故障状态对应故障诊断结果的故障信号具体设定如表 6 所示。

表 6 故障信号输出电压

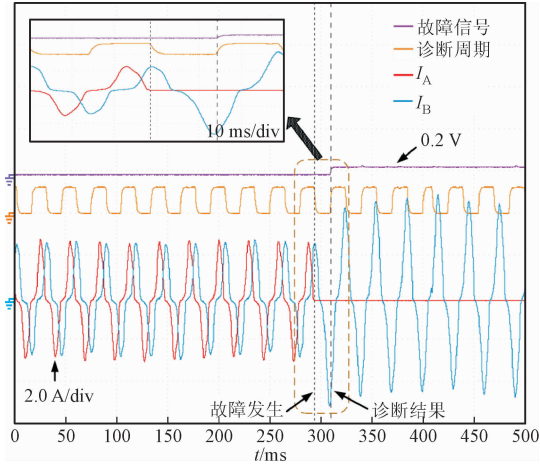
Table 6 Fault signal output voltage

故障相	故障信号	故障相	故障信号	故障相	故障信号
A	0.2 V	A、C	1.2 V	A、B	2.2 V
B	0.4 V	A、D	1.4 V	B、C	2.4 V
C	0.6 V	B、D	1.6 V	C、D	2.6 V
D	0.8 V	B、E	1.8 V	D、E	2.8 V
E	1.0 V	C、E	2.0 V	E、A	3.0 V
正常		故障代码		0 V	

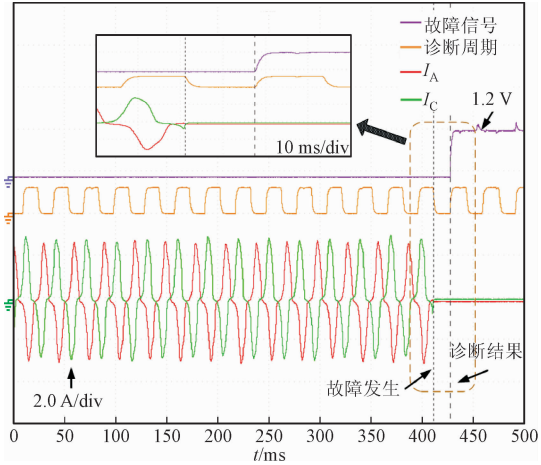
实验电机负载转矩为额定负载转矩,电机转速分别设定为 500、1 500 r/min,分别进行单相开路、

相隔和相邻两相开路实验。实验波形分别为 A 相开路故障(图 8),A、C 相开路故障(图 9)以及 A、B 相开路故障(图 10)。图 8 为正常运行过程中 A 相发生开路故障的实验波形,开路故障发生后,A 相电流值等于零,B 相电流大于正常转态,在一个诊断周期后,紫色线从 0 变成 0.2 V,代表诊断出 A 相开路故障。在图 8b 中,一个诊断周期中电机转过 5 个扇区,每个扇区对应的基波电流轨迹到原点距离的平均值依次为 2.029、2.484、3.068、2.986、2.72。将其中的最大值、最小值以及平均值代入式(17),得到电流畸变率为 0.391,大于阈值 γ ,判定为发生开路故障。通过汇总每一采样时刻三次谐波电流在 d_1-q_1 子空间中分布区域,得到三次谐波电流在 d_1-q_1 子空间分布于Ⅲ、Ⅳ象限。电流轨迹中心点为(0.004,-1.118),位于 d_1-q_1 子空间的负半轴。根据表 4,故障定位为 A 相开路故障。

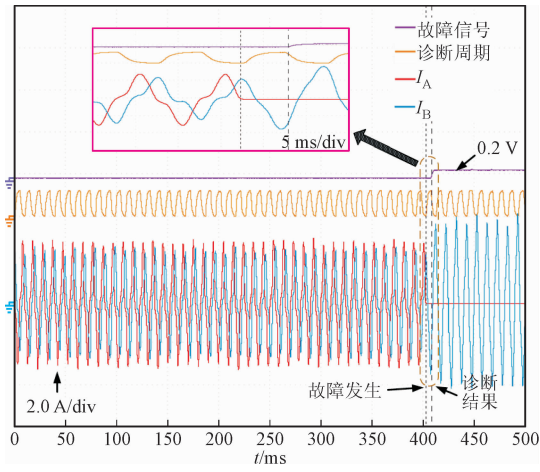
根据图 9 可知,当 A、C 两相同时发生开路故



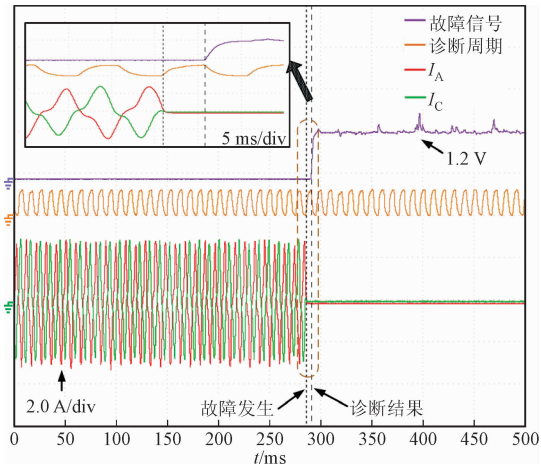
(a)500 r/min,0.9 N·m



(a)500 r/min,0.9 N·m



(b)1 500 r/min,0.9 N·m



(b)1 500 r/min,0.9 N·m

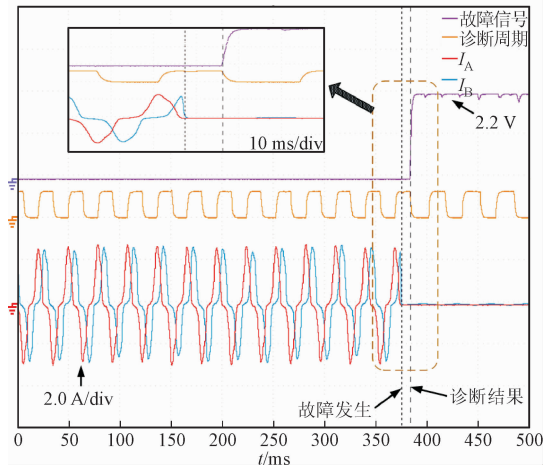
图 8 稳态情况下发生 A 相开路故障实验波形

Fig. 8 Phase A open-circuit fault in steady-state

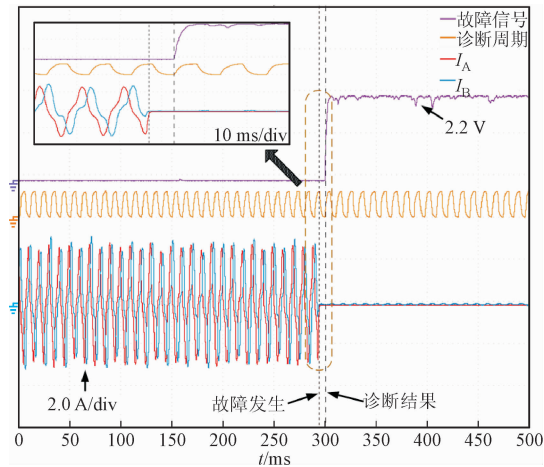
图 9 稳态情况下发生 A、C 两相开路故障实验波形

Fig. 9 A,C two-phase open-circuit fault in steady-state

障,A、C 两相电流同时等于零,在一个诊断周期后,紫色线从 0 变成 1.2 V,代表诊断出 A、C 两相发生开路故障。图 10 为正常运行过程中 A、B 两相同时发生开路故障实验波形,当发生开路故障后,A、B 两相电流同时为 0,一个诊断周期后,紫色线从 0 变成 2.2 V,代表诊断出 A、B 两相发生开路故障。



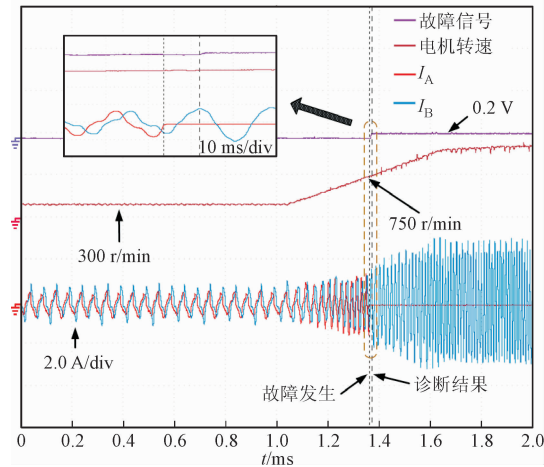
(a) 500 r/min, 0.9 N·m



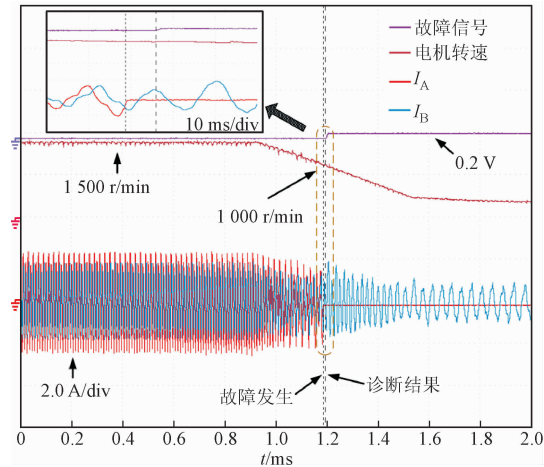
(b) 1 500 r/min, 0.9 N·m

图 10 稳态情况下发生 A、B 两相开路故障实验波形
Fig. 10 A、B two-phase open-circuit fault in steady-state

图 11 为 FP-PMSM 在转速、转矩变动时发生开路故障的实验波形,图中棕红色线代表电机转速。图 11a 为电机工作于转速上升过程中,起始转速为 300 r/min,伴随着转速上升,负载转矩从 0.2 N·m 升到 0.9 N·m,实验波形中两相电流的幅值与频率均有明显增加趋势;当转速上升到 750 r/min 左右时,A 相发生开路故障,并在一个故障诊断周期后,故障代码从 0 变成 0.2 V。图 11b 为电机工作于转速下降过程,起始转速为 1 500 r/min,随着转速下降,负载转矩从 0.9 N·m 下降至 0.2 N·m,



(a) 电机升速,负载转矩增加过程



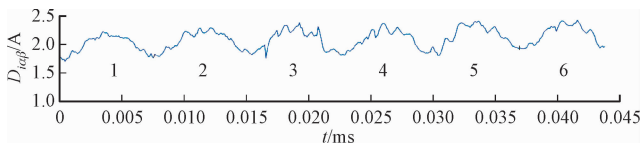
(b) 电机减速,负载转矩减小过程

图 11 动态情况发生 A 相开路故障实验波形

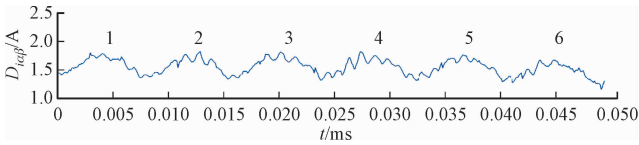
Fig. 11 Phase A open-circuit fault under dynamic conditions

实验波形中两相电流的幅值与频率明显减小;当转速降到 1 000 r/min 左右时 A 相发生开路故障,并在一个故障诊断周期后,故障代码从 0 变成 0.2 V。

两种动态情况下基波电流到原点距离如图 12 所示。可以发现,随着转速上升,转矩增加,基波电流到原点距离也在不断增加,而其在在一个诊断周期内抖动的幅值差基本不变。根据采样数据得到电机在两种动态情况下,6 个诊断周期对应的基波电流畸变率与三次谐波电流轨迹中心点,如表 7 所示。并且,这时每个诊断周期内三次谐波电流轨迹在 d_1 - q_1 子空间分布于Ⅲ、Ⅳ象限。结合表 4,可以判



(a) 电机升速,负载转矩增加过程



(b)电机减速,负载转矩减小过程

图 12 A 相开路故障,基波电流到坐标原点距离

Fig.12 The distance from the fundamental current to the coordinate origin under phase A open-circuit fault

断为发生了 A 相开路故障。

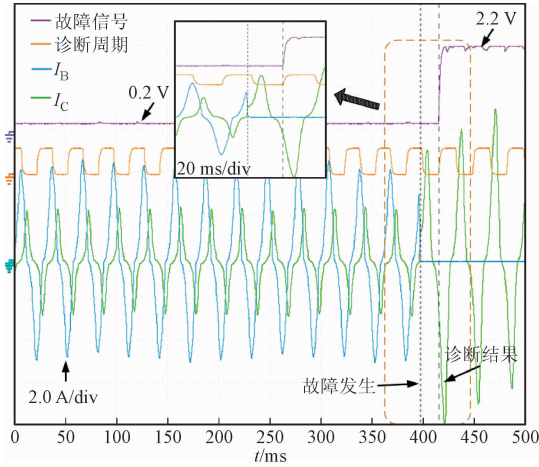
表 7 基波电流畸变率与三次电流轨迹中心点
Table 7 Fundamental current distortion rate and center point of third-order current trajectory

诊断周期	转速(转矩)增加		
	d_{ratio}	$\bar{i}_{d_1-xy}/A$	$\bar{i}_{q_1-xy}/A$
1	0.169	0.004	-0.900
2	0.168	-0.007	-0.980
3	0.177	-0.017	-0.960
4	0.170	-0.001	-0.970
5	0.188	0.003	-1.005
6	0.173	-0.038	-1.010

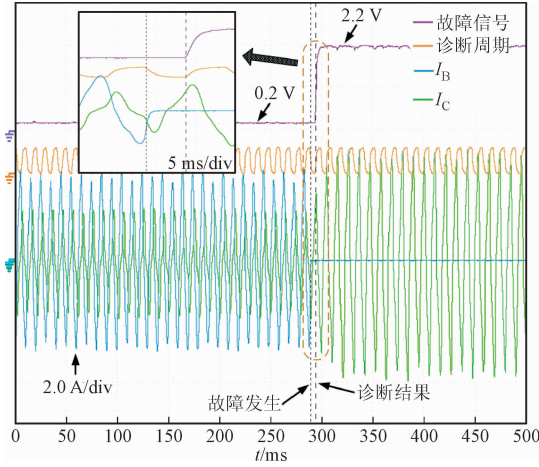
诊断周期	转速(转矩)减少		
	d_{ratio}	$\bar{i}_{d_1-xy}/A$	$\bar{i}_{q_1-xy}/A$
1	0.169	0.020	-0.770
2	0.166	0.026	-0.720
3	0.164	0.030	-0.750
4	0.156	0.005	-0.734
5	0.174	0.008	-0.737
6	0.161	0.029	-0.714

为了验证故障诊断策略在故障状态下的有效性,设定电机工作于 A 相开路故障状态,突然断开空气开关模拟 B 相开路故障。根据图 13 可知,故障发生后,B 相电流等于 0,C 相电流增长至原来的两倍。B 相开路故障发生后,在一个诊断周期内,故障代码从 0.2 V 变为 2.2 V。设定电机工作于 A 相开路故障状态,突然断开空气开关模拟 C 相开路故障。根据图 14 可知,当发生 C 相开路时,C 相电流等于 0,B 相电流大于故障发生前,一个诊断周期内,故障代码由 0.2 V 变为 1.2 V。

根据实验波形图 8~图 11,电机无论是工作于恒定转速(或恒定负载)的稳态,还是工作于不恒定转速(或负载)的动态,本文拟定故障诊断方法均可实现故障的诊断与定位。图 13 与图 14 为 FP-PMSM 运行于故障状态下的实验波形,可以看出,



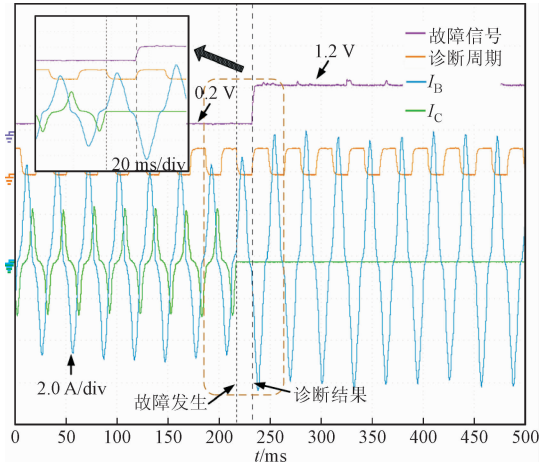
(a)500 r/min,0.9 N·m



(b)1 500 r/min,0.9 N·m

图 13 FP-PMSM 运行于 A 相开路故障状态下时 B 相发生开路故障实验波形

Fig. 13 When FP-PMSM operates in the open-circuit state of Phase A, the open-circuit fault occurs in phase B



(a)500 r/min,0.9 N·m

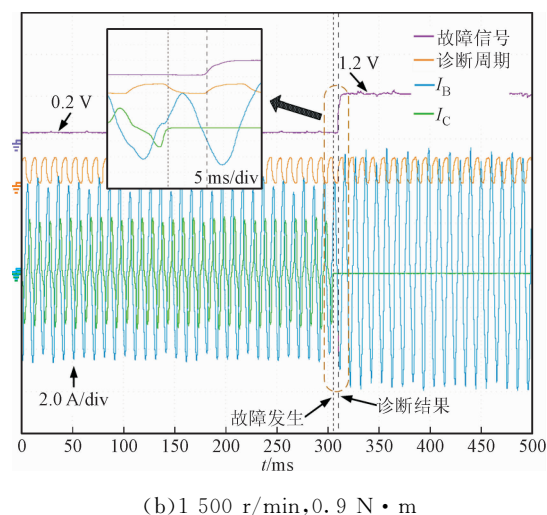


图 14 FP-PMSM 运行于 A 相开路故障状态下时 C 相发生开路故障的实验波形

Fig. 14 When FP-PMSM operates in the open-circuit state of Phase A, the open-circuit fault occurs in phase C

在故障状态下发生其他相故障时,本文提出的故障诊断方法亦可实现故障重新定位,对不同故障状态具有很强的辨识度。本文提出的故障诊断方法的检测周期由电机转速及极对数决定,当电机转速为 500 r/min 时,故障检测周期为 15 ms;当电机转速为 1 500 r/min 时,故障检测周期为 5 ms。如果 5 个扇区内的电流采样值以流水线的方式进行处理,可以更快地实现故障判定和定位。

5 总 结

针对 FP-PMSM 电驱动系统中的单相、双相开路故障,提出了一种新的故障诊断方法,以实现快速、准确的开路故障诊断。故障诊断方法以电机转过 5 个扇区时间内的五相电流采样值作为诊断数据,减少了诊断数据的存储量,在对诊断数据的处理过程中未涉及复杂运算,提高了诊断效率。首先,根据基波电流在 $\alpha\beta$ 子空间轨迹到原点距离在一个诊断周期的变化率来判定是否发生开路故障;其次,通过坐标变化,将三次谐波电流映射在 d_1-q_1 子空间。根据开路故障状态下三次谐波电流在 d_1-q_1 子空间的轨迹特征进行故障定位。最后,通过实验验证了该方法在稳态和动态情况下的有效性。

参考文献:

[1] DEL PIZZO A, DI NOIA L P, PIZZA A. Analysis of a five phase electrical drive for the propulsion of all electric aircraft [C]//2016 AEIT International Annual

Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 1-6.

[2] KUANG Z, ZHAO T, CUI S. Five-phase permanent magnet synchronous motor drive for aircraft applications [C]//2016 UKACC 11th International Conference on Control. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 1-6.

[3] LEVI E. Multiphase electric machines for variable-speed applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893-1909.

[4] VILLANI M, TURSINI M, FABRI G, et al. Multiphase fault tolerant drives for aircraft applications [C]//Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 1-6.

[5] BOJOI R, CAVAGNINO A, TENCONI A, et al. Multiphase PM machine for more electric aircraft applications: prototype for design validation [C]//IECON 2012: 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 3628-3634.

[6] TIAN Bing, MIRZAEVA G, AN Quntao, et al. Fault-tolerant control of a five-phase permanent magnet synchronous motor for industry applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3943-3952.

[7] HUANG Qiuliang, CHEN Yong, XU Li. Fault-tolerant control strategy for five-phase PMSM with third-harmonic current injection [J]. IEEE Access, 2018, 6: 58501-58509.

[8] MEKRI F, BEN ELGHALI S, BENBOUZID M E H. Fault-tolerant control performance comparison of three- and five-phase PMSG for marine current turbine applications [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2013, 4(2): 425-433.

[9] PARSA L, TOLYAT H A. Five-phase permanent-magnet motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(1): 30-37.

[10] BARRERO F, DURAN M J. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines: part I [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 449-458.

[11] XIONG Cong, XU Haiping, GUAN Tao, et al. A constant switching frequency multiple-vector-based model predictive current control of five-phase PMSM with nonsinusoidal back EMF [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1695-1707.

[12] ZHOU Yangzhong, YAN Zhen, DUAN Qingtao, et al. Direct torque control strategy of five-phase PMSM

- with load capacity enhancement [J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(3): 598-606.
- [13] KUANG Zhi, DU Bochao, CUI Shumei, et al. Speed control of load torque feedforward compensation based on linear active disturbance rejection for five-phase PMSM [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 159787-159796.
- [14] CHENG Luming, SUI Yi, ZHENG Ping, et al. Implementation of postfault decoupling vector control and mitigation of current ripple for five-phase fault-tolerant PM machine under single-phase open-circuit fault [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(10): 8623-8636.
- [15] WELCHKO B A, JAHNS T M, HITI S. IPM synchronous machine drive response to a single-phase open circuit fault [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, 17(5): 764-771.
- [16] GAO Zhiwei, CECATI C, DING S X. A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques; Part I Fault diagnosis with model-based and signal-based approaches [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(6): 3757-3767.
- [17] JUNG S M, PARK J S, KIM H W, et al. An MRAS-based diagnosis of open-circuit fault in PWM voltage-source inverters for PM synchronous motor drive systems [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(5): 2514-2526.
- [18] HANG Jun, ZHANG Jianzhong, CHENG Ming. Detection and discrimination of open phase fault in permanent magnet synchronous motor drive system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 31(7): 4697-4709.
- [19] CAI Baoping, ZHAO Yubin, LIU Hanlin, et al. A data-driven fault diagnosis methodology in three-phase inverters for PMSM drive systems [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(7): 5590-5600.
- [20] KHOJET EL KHIL S, Jlassi I, MARQUES CARDOSO A J, et al. Diagnosis of open-switch and current sensor faults in PMSM drives through stator current analysis [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(6): 5925-5937.
- [21] YAN Hao, XU Yongxiang, CAI Feiyang, et al. PWM-VSI fault diagnosis for a PMSM drive based on the fuzzy logic approach [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(1): 759-768.
- [22] LI Zhan, WHEELER P, WATSON A, et al. A fast diagnosis method for both IGBT faults and current sensor faults in grid-tied three-phase inverters with two current sensors [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(5): 5267-5278.
- [23] POTAMIANOS P G, MITRONIKAS E D, SAFACAS A N. Open-circuit fault diagnosis for matrix converter drives and remedial operation using carrier-based modulation methods [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(1): 531-545.
- [24] HUANG Zhanjun, WANG Zhanshan, YAO Xianshuang, et al. Multi-switches fault diagnosis based on small low-frequency data for voltage-source inverters of PMSM drives [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(7): 6845-6857.
- [25] DIALLO D, BENBOUZID M E H, HAMAD D, et al. Fault detection and diagnosis in an induction machine drive: a pattern recognition approach based on Concordia stator mean current vector [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005, 20(3): 512-519.
- [26] TRABELSI M, NGUYEN N, SEMAIL E. Real-time switches fault diagnosis based on typical operating characteristics of five-phase permanent magnetic synchronous machines [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016: 63(8): 4683-4694.
- [27] TRABELSI M, SEMAIL E, NGUYEN N K. Experimental investigation of inverter open-circuit fault diagnosis for biharmonic five-phase permanent magnet drive [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2018, 6(1): 339-351.
- [28] YAO J, WANG X, CHEN J. Research on vector control strategy and SVPWM algorithms based on five-phase PMSM [C] // 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2019: 1-6.

(编辑 亢列梅)