

# 永磁同步电机驱动系统开路故障检测方法

刘美灵<sup>1</sup>, 陈汉玉<sup>2</sup>

(1. 浙江交通职业技术学院 汽车学院, 浙江 杭州 311112;

2. 武汉理工大学 能源与动力工程学院, 湖北 武汉 430063)

**摘要:**针对永磁同步电机(PMSM)驱动系统单相开路故障诊断问题,提出了一种基于 $dq$ 电流特征提取的故障诊断方案。分析了传统的PMSM驱动系统单相开路故障诊断的原理和缺陷。设计了准确的故障模拟,简化了故障诊断算法开发过程,在此基础上设计了一种基于瞬时电流特性分析的单相开路故障诊断方案,其能够以最小的系统资源,在单个控制周期内快速地检出故障。利用PMSM驱动试验平台对新型故障诊断策略进行了测试。研究表明,新型故障诊断方案可以在PMSM较宽转速范围内精确地检测出单相开路故障。

**关键词:**永磁同步电机;电机驱动系统;故障诊断;开路故障

**中图分类号:** TM307 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19681

## Open-circuit Fault Detection Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Driving System

LIU Meiling<sup>1</sup>, CHEN Hanyu<sup>2</sup>

(1. Automotive Department, Zhejiang Institute of Communications, Hangzhou 311112, Zhejiang, China;

2. School of Energy and Power Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430063, Hubei, China)

**Abstract:** Aiming at the single-phase open-circuit fault (SPOCF) diagnosis of permanent magnet synchronous motor (PMSM) driving system, a fault diagnosis scheme based on  $dq$  current feature extraction was proposed. The principle and defects of traditional SPOCF diagnosis of PMSM driving system were analyzed. The accurate fault simulation was designed and the development process of fault diagnosis algorithm was simplified. Based on this, a SPOCF detection scheme based on instantaneous current characteristic analysis was designed, which can detect faults quickly in a single control cycle with minimal system resources. The new fault diagnosis strategy was tested by the PMSM driving test platform. The research results show that the new fault diagnosis scheme can accurately detect SPOCF in the wide range of speeds of PMSM.

**Key words:** permanent magnet synchronous machine (PMSM); motor driving system; fault diagnosis; open circuit fault

永磁同步电机(permanent magnet synchronous machine, PMSM)因为具有功率密度高和可靠性高等优点,在工业场合得到了广泛应用<sup>[1-3]</sup>。PMSM驱动系统目前是电动汽车、自动控制伺服系统、智能制造装置和家用电器等应用中实现高效机电能量转换的核心设备之一<sup>[4-5]</sup>。因此,交流电机驱动系统的可靠运行对上述系统至关重要,同时,故障诊断算法和容错控制相关研究也成为了一个热点<sup>[6-7]</sup>。

由于机械冲击振动、热冲击或端子未牢靠固

定,PMSM驱动系统可能会发生单相开路故障(single-phase open-circuit fault, SPOCF)。通常,PMSM驱动系统采用磁场定向控制技术设计控制器,因为该技术成熟,且具有结构简单、稳态性能优良和开关频率固定的优点<sup>[8-9]</sup>。SPOCF将引起磁场定向控制器产生不希望的系统行为,故对SPOCF诊断方案开展研究具有重要意义。目前主流的SPOCF诊断方案可分为均方根计算法<sup>[10-12]</sup>、频域分析法<sup>[12-13]</sup>和 $\alpha\beta$ 电流分析法<sup>[14]</sup>,但以上均属于耗时较大的算法,检测时间将超过1个

**基金项目:**安徽省自然科学基金(1308085QE79)

**作者简介:**刘美灵(1972—),女,硕士,教授,Email:1749699989@qq.com

电周期(基波电流周期)。因此,本文设计了一种基于瞬时电流特性分析的SPOCF检测方案,可在1个电周期内检测出故障。新方案不同于基于均方根电流的传统方案,后者需要非常大的存储器来对均方根进行计算。新方案基于电流瞬时值实现检测,无需大规模存储器来存储电流数据,不存在数据累积问题。最后,基于PMSM驱动试验平台开展了试验研究,试验结果验证了新方案的有效性。

## 1 问题的提出

在基于磁场定向控制技术的PMSM驱动控制系统中,转矩指令将转换为对应的 $dq$ 电流指令,电磁转矩也可表示为 $dq$ 电流和电机参数的函数<sup>[8]</sup>。因此,准确的电机参数可实现转矩和电流指令之间的精确映射。图1所示为基于磁场定向控制技术的PMSM驱动控制系统示意图。

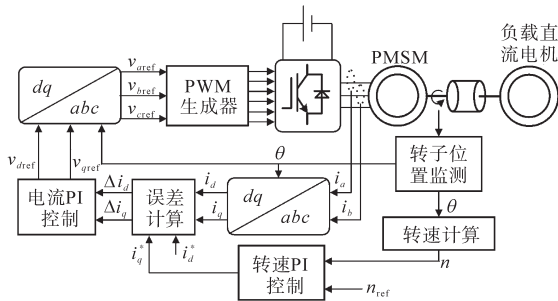


图1 基于磁场定向控制技术的PMSM驱动控制系统示意图

Fig.1 Schematic diagram of PMSM driving control system based on field-oriented control technology

如图1所示,通过转子磁场定向和PI调节器设计实现了电流和电磁转矩控制。本文所提出的SPOCF诊断算法也是基于上述PMSM驱动控制系统开发的。通常,造成SPOCF的原因主要有:1)外部电缆连接故障;2)电机内部定子绕组故障;3)逆变器桥臂故障。在SPOCF出现后,由于三相电流不平衡,对应的 $dq$ 轴电流出现振荡,导致PI调节效果变差,于是PMSM电磁转矩脉动显著增加<sup>[10-14]</sup>。对于需要精确调节转矩的应用场合,例如机床、电动汽车驱动和医疗设备,幅值较大的转矩脉动是不被允许的。

## 2 传统SPOCF诊断方法

传统的SPOCF诊断方案可分为几类:基于滤波器的故障诊断算法、基于投票机制的故障诊断算法和基于模型的故障诊断算法。基于模型的

故障诊断算法又可细分为以下几类:1)基于奇偶关系校验的故障检测;2)基于观测器的故障检测;3)基于参数估计的故障检测。基于模型的故障诊断算法应用更为广泛,这些算法利用系统特定参数的残差生成计算(残差是指当前系统参数与理想值的归一化偏差),以对故障进行评估和检测<sup>[15]</sup>。如文献[10]中提出,首先基于瞬时电流波形采样实时计算电机相电流有效值,然后基于相电流有效值生成残差信号。当故障发生时,故障相电流的有效值归零,对应残差信号也发生了变化,当残差值超过所设定阈值时,将产生故障指示。但这种方案也存在问题。电机相电流的有效值计算式如下式:

$$i_{x\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} i_x^2(t) dt} \quad (1)$$

式中: $i_x$ 为电机相电流;下标“ $x$ ”代表三相, $x=as, bs, cs$ ;  $i_{x\text{RMS}}$ 为 $i_x$ 的有效值; $T_1$ 为周期的起始时间点; $T_2$ 为周期的结束时间点。

从式(1)可以看出,有效值的计算需要1个周期的采样,因此故障检测信号需在 $T_2$ 后才能发出。此外,固定采样率下,低频运行时的采样点存储需要大量的存储器。因此,一些改进算法被提出,文献[13]中设计了一种基于频域分析的方案,通过对3次谐波的幅值进行检测来辨识故障,但故障相难以定位。文献[16]中设计了基于参数辨识的残差生成方案,文献[17]中使用了基于粒子群算法的故障诊断方案,但均存在计算复杂度高的问题。文献[11]中提出了一种基于特定信号累积求和的故障诊断算法,用于五相PMSM的开路故障检测,但依然存在检测时间较长的问题。

综上,可总结传统SPOCF检测方法的缺点如下:1)算法复杂度太高<sup>[11,16]</sup>;2)由于有效值计算导致了延迟<sup>[10]</sup>;3)需要对三相分别测量<sup>[12]</sup>;4)检测时间太长<sup>[13,17]</sup>;5)无法在零转速下检测故障<sup>[12]</sup>。考虑到这些列出的传统SPOCF诊断方案的缺点,本文设计了一种基于 $dq$ 电流特征的新型SPOCF故障诊断方案,能在整个电机转速范围内实施并克服以上这些缺点。

## 3 SPOCF分析

准确的电机模型对于故障分析而言较为重要,忽略磁饱和的影响,在 $d-q$ 旋转坐标系下

PMSM的数学模型如下式<sup>[10]</sup>:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r(t) \\ i_{qs}^r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega_e(t)L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_e(t)L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r(t) \\ i_{qs}^r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e(t)\Phi_d}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $L_d, L_q$  为  $d, q$  轴电感;  $R$  为定子电阻;  $\Phi_d$  为转子永磁磁通;  $v_d, v_q$  为  $d, q$  轴定子电压;  $\omega_e$  为电角频率;  $i_{ds}^r, i_{qs}^r$  为电机  $d, q$  轴定子电流。

对于表面贴装式 PMSM, 有  $L_q \approx L_d$ , 故电磁转矩可表示为

$$T_{em} = \frac{3p}{4} [\Psi_m^r i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r] \approx \frac{3p}{4} \Psi_m^r i_{qs}^r \quad (3)$$

式中:  $\Psi_m^r$  为磁链幅值;  $p$  为电机极对数;  $T_{em}$  为电机电磁转矩。

#### 4 新型 SPOCF 诊断方案设计

基于故障前后  $d, q$  轴定子电流  $i_{qs}^r$  和  $i_{ds}^r$  的动态特征, 可设计一种简单的故障检测方法。当 PMSM 运行正常时,  $i_{qs}^r$  和  $i_{ds}^r$  均为直流量, 而当 SPOCF 发生后, 例如  $c$  相开路故障后, 定子参考系中的相电流可表示为  $i_{bs} = -i_{as}$  和  $i_{cs} = 0$ 。根据定子参考系到转子参考系的变换, 在  $c$  相开路故障后,  $d, q$  轴电流表达式可推导如下:

$$i_{qs}^r = -2i_{as} \sin(\theta - \pi/3) / \sqrt{3} \quad (4)$$

$$i_{ds}^r = -2i_{as} \cos(\theta - \pi/3) / \sqrt{3} \quad (5)$$

式中:  $\theta$  为电角度。

由式(4)、式(5)可得到  $d, q$  轴电流比例关系如下:

$$i_{qs}^r / i_{ds}^r = -\tan(\theta - \pi/3) \quad (6)$$

类似地, 对于  $b$  相故障,  $i_{cs} = -i_{as}$  和  $i_{bs} = 0$ , 故有:

$$i_{qs}^r / i_{ds}^r = -\tan(\theta - 2\pi/3) \quad (7)$$

对于  $a$  相故障,  $i_{cs} = i_{bs}$  和  $i_{as} = 0$ , 故有:

$$i_{qs}^r / i_{ds}^r = -\tan(\theta - \pi) \quad (8)$$

在恒转矩控制区中, 磁场定向控制器将 PMSM 的  $d$  轴电流  $i_{ds}^r$  控制为 0。但 SPOCF 将导致  $i_{qs}^r$  和  $i_{ds}^r$  的变化非常大。对于故障检测设计而言, 用于检测 SPOCF 的理想故障检测信号应能明显区分出故障前后的变化, 区分度要非常高。选择的故障检测信号  $S_{ss}$  的表达式如下式:

$$S_{ss} = \frac{-1}{1 + (i_{qs}^r / i_{ds}^r)^2} = -\cos^2 \theta \quad (9)$$

其显著放大了由于故障引起的  $d$  轴电流的瞬时波动。

式(9)中, SPOCF 将导致  $i_{qs}^r$  和  $i_{ds}^r$  同时变化剧烈, 从而使检测信号  $S_{ss}$  变化剧烈, 这与稳态时形成了较好区分, 同时在一些暂态过程(例如突加负载转矩、转速给定阶跃变化等)时, 由于通常只有单一转矩电流  $i_{qs}^r$  变化剧烈, 而  $i_{ds}^r$  变化微小可忽略, 从而式(9)中的变化不明显, 故也有较好的区分度。

基于旋转变压器测量的信号如下式:

$$S_1 = \theta(t) - \tan^{-1}(-i_{qs}^r / i_{ds}^r) \quad (10)$$

$\theta$  是通过旋转变压器获得的电角度。实际电角度与  $\tan^{-1}[-i_{qs}^r(t) / i_{ds}^r(t)]$  之间的相位差提供了一种识别故障相的基础。当  $a$  相、 $b$  相或  $c$  相发生 SPOCF 时,  $S_1$  的值和实际电角度之间的相位差分别为  $\pi$ ,  $2\pi/3$  和  $\pi/3$ 。该特征可用于辨识故障相。

#### 5 试验验证

为了验证所设计的 PMSM 驱动系统开路故障检测算法的效果, 开展了试验研究。搭建的 PMSM 驱动试验平台如图 2 所示, 其中包含了 PMSM 和直流负载电机对拖系统、直流电源、dSPACE (CLP1104) 仿真机、录波仪和接口电路等。直流负载电机采用速度控制, PMSM 采用转矩控制, 试验系统主要参数为: 额定功率  $P_N = 250$  W; 额定电压  $V_N = 42$  V; 额定转速  $n_N = 4\,000$  r/min; 定子电感  $L_s = 0.49$  mH; 定子电阻  $R_s = 0.19$   $\Omega$ ; 极对数  $p = 8$ ;  $q$  轴电流 PI 调节器比例系数  $K_{qp} = 1.027\,9$ ;  $q$  轴电流 PI 调节器比例系数  $K_{qi} = 289.026\,5$ ;  $d$  轴电流 PI 调节器比例系数  $K_{dp} = 0.732\,4$ ;  $d$  轴电流 PI 调节器比例系数  $K_{di} = 289.026\,5$ 。

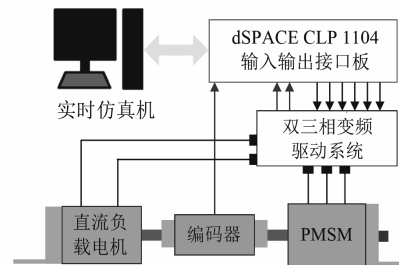


图2 PMSM驱动系统试验平台

Fig.2 Experimental setup of PMSM driving system

Simulink 中实现的磁场定向控制算法和故障诊断算法可自动编码并下载到 dSPACE 环境中进行试验。在试验时, 通过手动断开连接到电机的一相来制造电机单相开路故障。控制器步长设



置为  $100\ \mu\text{s}$ 。录波仪将记录PMSM相电流、 $dq$ 轴电流、转子位置和故障检测信号,并将数据输出到Matlab中进行分析。

图3和图4为基于试验平台制造定子绕组开路故障时的 $abc$ 三相定子电流试验波形和 $dq$ 轴定子电流波形。从图3中可看出,故障相为 $c$ 相,故障发生时间点为 $t=0.08\text{ s}$ ,故障后 $a$ 相和 $b$ 相电流大小相等、方向相反。

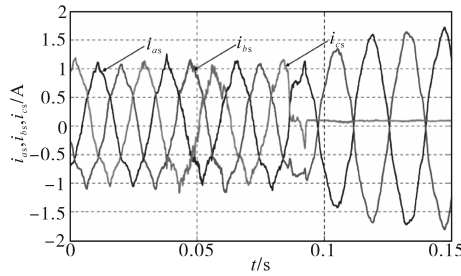


图3 PMSM定子开路故障后的定子电流试验波形  
Fig.3 Stator current test waveforms after PMSM stator open-circuit fault

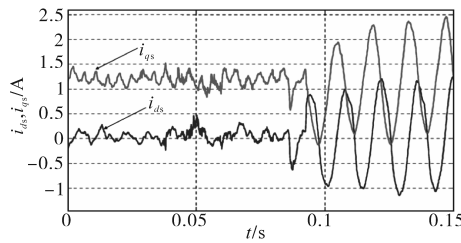


图4 PMSM定子开路故障后的 $dq$ 轴定子电流试验波形  
Fig.4 Test waveforms of  $dq$ -axis stator current after PMSM stator open-circuit fault

图5a为故障发生前后故障检测信号 $S_{ss}$ 的试验波形,此时电机转速为545 r/min。其中预设阈值为 $-0.8$ ,通过将预设阈值和 $S_{ss}$ 比较可以得到如图5b所示的故障检测标志 $S_{cc}$ 的波形。从图中可以看出,检测在1.6 ms内完成。

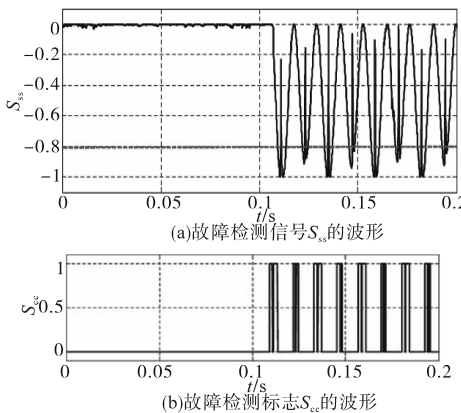


图5 故障检测试验结果

Fig.5 Test results of the fault detection

图6和图7分别为低转速和高转速下,在 $t=0.1\text{ s}$ 时, $b$ 相开路故障下的电机相电流波形和故障检测标志 $S_{cc}$ 的波形。从试验结果可以看出,故障检测时间随电机转速升高在 $100\text{ ms}\sim 500\ \mu\text{s}$ 间变化,均小于1个电周期即可实现故障检测。

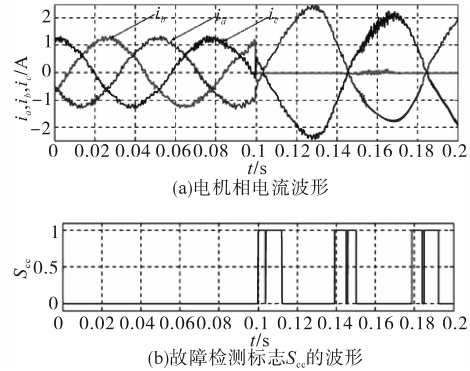


图6 电机转速为150 r/min时的故障检测试验结果

Fig.6 Test results of the fault detection when motor speed at 150 r/min

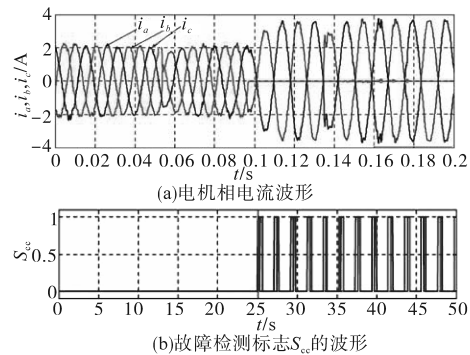


图7 电机转速为3 000 r/min时的故障检测试验结果

Fig.7 Test results of the fault detection when motor speed at 3 000 r/min

进一步,对新型SPOCF检测算法在检测故障相时的准确性进行验证。图8a、图8b和图8c分别为 $a$ 相、 $b$ 相和 $c$ 相开路故障时,故障检测信号 $S_i$ 和实际电角度的相移波形(旋转变压器测量相移为 $\pi/2$ )。试验结果与前述分析预期的相移保持一致,即 $a$ 相故障信号与实际电角度相差 $\pi$ , $b$ 相故障信号与实际电角度相差 $2\pi/3$ , $c$ 相位故障信号与实际电角度相差 $\pi/3$ 。表1所示为故障检测信号 $S_i$ 和实际电角度之间的相移结果误差分析,从表1中可以看出,误差小于 $5^\circ$ 。

为了进行对比试验验证,开展了与传统的基于电机相电流有效值的开路故障检测算法的对比试验。图9为传统的基于电机相电流有效值的开路故障检测算法示意图。如图9中所示,相电流的有效值在每个周期中计算,计算由过零检测器触发,然后再计算不同相之间相电

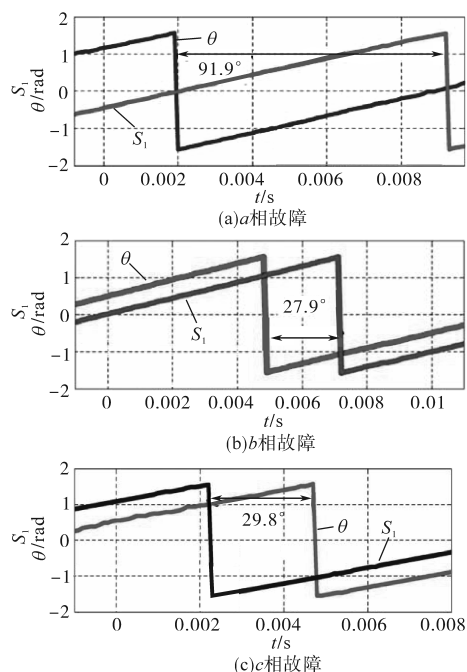
图8 故障检测信号 $S_1$ 和实际电角度 $\theta$ 的相移波形Fig.8 Phase-shift waves of fault detection signal  $S_1$  and actual electrical angle  $\theta$ 

表1 故障检测信号误差分析

Tab.1 Error analysis of the fault detection signal

故障相	期待相移/(°)	实际相移/(°)	误差/(°)
a相	180	181.9	1.9
b相	120	117.9	-2.1
c相	60	60.2	-0.2

流有效值的差异。在开路故障发生后,三个不同相电流有效值的差值输出中有两个将显著增加,从而可实现故障检测。传统算法的检测时间受相电流周期的限制,即有效值计算需要一个完整的电周期来完成。图10为传统故障检测算法下c相故障时的检测过程波形,其中图10a为c相电流波形,图10b为三个不同相电流有效值的差值输出波形。从图10中可以看出,由于每个电周期中的有效值计算延迟,检测到故障需4个电周期的耗时。

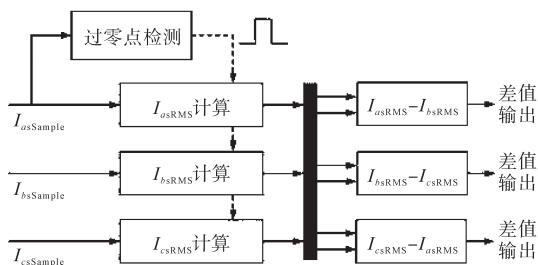


图9 传统基于有效值计算的故障检测算法示意图

Fig.9 Schematic diagram of traditional fault detection algorithm based on RMS calculation

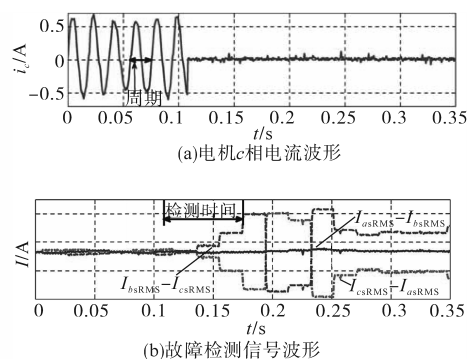


图10 基于传统算法的故障检测试验结果

Fig.10 Fault detection test results based on traditional algorithm

进一步对比新型SPOCF诊断算法和传统的基于电机相电流有效值的SPOCF诊断算法的计算负担、硬件消耗和诊断速度,结果如表2所示。为了对比硬件消耗,基于TI公司的TMS320F28035芯片实现了两种算法,以评估处理器硬件资源消耗。芯片中设置开关频率为10 kHz,芯片主频为60 MHz,故每个开关周期中有6 000个芯片计算周期可用于算法实施。在定位故障相的时候需要进行反正切计算,在嵌入式处理器中采用了查表的方法实现,占用了约32 KB内存。从表2中可以看出,新方案所需的硬件资源更少,计算负担更小,检测速度更快,具有明显的优势。

表2 不同故障检测方案对比分析

Tab.2 Comparative analysis of different fault detection schemes

项目	新型故障诊断方案		传统故障诊断方案	
	数量	芯片计算周期	数量	芯片计算周期
32位乘法器	3	18	3	18
32位求和器	1	1	3	3
32位除法器	2	126	3	189
比较器	0	0	6	6
32位变量	3		6	
故障检测周期	小于1个电周期		大于3个电周期	
故障相定位算法复杂度	复杂		简单	

## 6 结论

本文设计了一种PMSM驱动系统的新型SPOCF诊断方案。新算法基于dq电流特征实现,通过理论设计和试验研究,可总结出主要结论和进一步的研究方向如下:

1) SPOCF将导致PMSM驱动系统较大的转矩波动,快速的故障检测可以避免耦合器的损坏,而传统的SPOCF检测算法利用系统特定参数的残差生成计算,实现对故障的检测,耗时较多,故设计了一种新型的基于dq电流特征的

SPOCF 诊断方案,其可在一个开关周期内实现故障定位。

2)试验结果表明,所提出的新型故障诊断算法能够基于故障检测信号  $S_{ss}$  和  $S_1$  实现不同转速下的快速 SPOCF 定位。同时,新方案与传统的基于电机相电流有效值的开路故障检测方案相比,所需的硬件资源更少,计算负担更小,检测速度更快,具有明显的优势。

3)进一步研究方向是 PMSM 驱动系统中基于  $dq$  电流特征的其他类型故障的检测方案研究。

#### 参考文献

- [1] 刘英培,栗然.一种永磁同步电机直接转矩控制无传感器运行优化方法[J].中国电机工程学报,2014,34(30):5368-5377.
- [2] 宋建国,林强强,牟蓬涛,等.内置式永磁同步电机 MTPA 和弱磁控制[J].电力电子技术,2017,51(5):84-86.
- [3] 田桢楠,夏鲲.基于滑模观测器的永磁同步电机模型预测电流控制研究[J].机电工程,2017,34(10):1162-1167.
- [4] 杨立永,谢晓峰,刘硕.基于新型无差拍电流控制的高速 PMSM 控制技术研究[J].电气传动,2017,47(4):16-21.
- [5] 符晓玲,刘旭东.基于反馈线性化和预测控制方法的电动汽车用 IPMSM 速度控制[J].电机与控制应用,2016,43(2):67-71,77.
- [6] 孙鹤旭,张厚升.电动汽车驱动一体化系统牵引模式下逆变器的开路容错控制策略[J].电测与仪表,2016,53(17):34-38,43.
- [7] 佟诚德,许兵,程路明,等.采用六相八桥臂变流器永磁同步电机系统的驱动及容错控制仿真研究[J].电源学报,2016,14(5):15-23.
- [8] 齐放,邓智泉,仇志坚,等.一种永磁同步电机无速度传感器的矢量控制[J].电工技术学报,2007,22(10):30-34.
- [9] 苏国庆,葛红娟,刘伯华.MC-PMSM 矢量控制系统调制策略比较[J].电机与控制学报,2007,11(6):609-614.
- [10] Gajanayake C J, Bhangu B, Nadarajan S, *et al.* Fault tolerant control method to improve the torque and speed response in PMSM drive with winding faults[C]//IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE, 2011:956-961.
- [11] Meinguet F, Semail E, Gyselinck J. An on-line method for stator fault detection in multi-phase PMSM drives[C]//IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, IEEE, 2010:1-6.
- [12] 孙丹,孟潜,管宇凡,等.基于相空间重构和模糊聚类的永磁同步电机直接转矩控制系统逆变器故障诊断[J].中国电机工程学报,2007,27(16):49-53.
- [13] Khlaief A, Boussak M, Gossa M. Open phase faults detection in PMSM drives based on current signature analysis[C]//The XIX International Conference on Electrical Machines, IEEE, 2010:1-6.
- [14] 高岩.永磁同步电机驱动系统开路故障诊断及容错控制[J].电机与控制应用,2014,41(1):37-41.
- [15] 张雅琴,滕青芳,李国飞,等.基于电流残差的逆变器开路故障诊断方法[J].兰州交通大学学报,2016,35(3):112-118,124.
- [16] Ribeiro R L A, Jacobina C B, Silva E R C D, *et al.* Fault detection in voltage-fed PWM motor drive systems[C]//2000 IEEE 31st Power Electronics Specialists Conference, 2000, 1: 242-247.
- [17] Liu L, Cartes D A. On-line identification and robust fault diagnosis for nonlinear PMSM drives[C]//IEEE Proceedings of the American Control Conference, 2005, 3:2023-2027.

收稿日期:2018-11-10

修改稿日期:2019-02-18

(上接第36页)

#### 参考文献

- [1] 金雪丰,陈裕楠.有轨电车充电装置快速储能优化设计研究[J].计算机仿真,2017,34(5):151-155,225.
- [2] 王政,郭山河,魏东东.基于太阳能电池和超级电容的充电系统[J].物理实验,2012,32(10):42-44.
- [3] 许闫.轨道交通断路器电磁操动机构控制系统的研究[D].沈阳:沈阳工业大学,2015.
- [4] 姚川.适用于宽输入电压范围的 Buck-Boost 直流变换器及其控制策略的研究[D].武汉:华中科技大学,2013.
- [5] 任小永,唐钊,阮新波,等.一种新颖的四开关 Buck-Boost 变换器[J].中国电机工程学报,2008,28(21):15-19.
- [6] 吴少龙,蔡骏,向程,等.Buck/Boost 双向 DC/DC 变换器的数字控制研究[J].电器与能效管理技术,2018(20):86-92.
- [7] Jones D C, Erickson R W. A nonlinear state machine for dead zone avoidance and mitigation in a synchronous noninverting Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):467-480.
- [8] 沈琪,汪鑫,罗雪姣.一种稳定高效的 Buck-Boost 开关电源的研究[J].科技视界,2018(27):59-60.
- [9] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2004.
- [10] 徐德鸿.电力电子系统建模及控制[M].北京:机械工业出版社,2006.
- [11] 胡寿松.自动控制原理[M].第3版.北京:科学出版社,2001.
- [12] 阳峰.基于双管 Buck-Boost 变换器的电容器充电电源研究[D].武汉:华中科技大学,2012.

收稿日期:2019-07-03

修改稿日期:2019-08-02