

DOI: 10.13382/j.jemi.B2103914

开关磁阻电机功率变换器故障在线诊断方法研究*

蔡燕^{1,2} 文武平^{1,2} 别文轩^{1,2} 刘涛^{1,2}

(1. 天津市电气装备智能控制重点实验室 天津 300387; 2. 天津工业大学 电气与电子工程学院 天津 300387)

摘要:针对开关磁阻电机调速系统功率器件故障的在线诊断问题,以不对称半桥功率变换器为研究对象,提出一种基于直流分量、谱比特征值和转速脉动特征值的功率管故障在线诊断方法。根据功率变换器发生开路故障后相电流频谱中直流分量趋于零、发生短路故障后直流分量急剧增大的特点,在利用相对谱比系数判断短路故障的基础上对其计算方法进行改进,提出了谱比特征值的概念,并将直流分量的幅值与谱比特征值用于检测故障类型,避免了大量运算对在线检测的不利影响。另外,根据同一相中位置管和斩波管发生短路故障后电机转速脉动大小不同的特点,提出将故障前后转速脉动系数的比值作为转速脉动特征值,并根据转速脉动特征值的变化定位故障功率管。所提出的方法可以快速检测故障类型、故障相并定位故障功率管,解决了目前开关磁阻电机功率变换器故障在线检测方法存在的响应时间长、运算量大、不能定位故障功率管等缺点。最后通过实验,验证了该方法的可行性和有效性。

关键词:故障诊断;功率变换器;开关磁阻电机

中图分类号: TM352 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Research on online fault diagnosis method of power converter for switched reluctance motor

Cai Yan^{1,2} Wen Wuping^{1,2} Bie Wenxuan^{1,2} Liu Tao^{1,2}

(1. Key Laboratory of Intelligent Control of Electrical Equipment, Tianjin 300387, China;

2. School of Electrical and Electronic Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: Aiming at the online fault diagnosis of power devices in the switched reluctance drive, an on-line diagnosis method of transistors short-circuit and open-circuit fault is proposed based on DC component, spectral ratio eigenvalue and speed ripple coefficient ratio, taking the asymmetric half-bridge power converter as the research object. According to the characteristics that the DC component in the phase current tends to be zero after an open circuit fault occurs in the power converter, and the DC component spectrum increases rapidly after a short circuit fault occurs, the calculation method is improved on the basis of diagnosing the short-circuit fault by using the relative spectral ratio coefficient. The concept of the characteristic value of the spectral ratio is introduced, and the amplitude of the DC component and the characteristic value of the spectral ratio are used to detect the fault type, avoiding the adverse effect of a large number of calculations on the online diagnosis. According to the different characteristics of the speed pulsation change after the short circuit fault of different transistors in the same phase, the speed pulsation coefficient is applied to the fault diagnosis, and the ratio of the speed pulsation coefficient is used as speed ripple characteristic value, the change of the speed ripple characteristic value is used to locate the faulty component. This method can quickly detect the fault type, fault phase and locate the faulty component, which solves the shortcomings of the current online diagnosis method, such as long response time, large amount of calculation, and hard to find faulty transistor. Finally, simulations and experiments verify the feasibility and effectiveness of the method.

Keywords: fault diagnosis; power converter; switched reluctance motor

0 引言

开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 结构简单、坚固耐用、调速性能好、容错性能强,被广泛地应用于许多领域^[1-3]。功率变换器是开关磁阻电机调速系统 (switched reluctance drive, SRD) 的重要组成部分,是 SRD 系统中故障发生率最高的环节^[4-6]。功率变换器若发生开路或短路故障,故障相将无法正常工作或处于过电流状态,严重影响系统的正常运行,甚至导致整个系统的损坏^[7-10]。因此功率变换器的故障检测对于 SRD 系统具有重要意义^[11-12]。

目前对开关磁阻电机功率变换器的故障检测方法的研究主要集中在对故障发生前后电流的变化进行分析,不同诊断方法的区别主要在于采集电流的回路以及对电流的分析方法。文献[13]采用检测直流母线电流及上续流总线电流作为原始数据,通过总结故障时电流的畸变规律,提出了一种基于数字化电流的故障分析方法,该方法虽然可以定位故障功率管,但由于直流母线电压有周期性的过零点,在数字化处理电流时容易受到干扰信号的影响。文献[14]通过对相电流进行标准化处理,用处理后两相的差值建立故障特征量集合,用于判断故障类别与故障相,再通过比较退磁时间及功率元件通断状态定位故障功率管。由于不同工况下相电流的大小不同,该方法需要将不同工况下的相电流都进行标准化处理,过程较为繁琐。文献[15]对功率变换器在正常工作条件下的母线电流进行估算,将实验得到的母线电流值与母线电流估算值的差值作为故障特征量,用于功率变换器的短路和开路诊断。该方法对采样精度的要求较高,且诊断结果易受外界电磁干扰的影响。文献[16]通过采用具有 Blackman 窗函数插值的快速傅里叶变换,对开路故障前后的母线电流频谱进行分析,将母线电流的标准化谐波分量作为开路故障特征,仅需一个电流传感器即可检测单相及两相开路故障,但该方法只能用于检测功率管的开路故障,不能用于检测短路故障。文献[17]定义了相对谱比系数,通过采用快速傅里叶变换的方式对相电流进行频谱分解,用来判定故障相及故障类别,虽然具有较好的故障辨识能力,但不能定位故障功率管,且需要实时进行快速傅里叶变换,计算量较大,使得上位机 CPU 负荷较重。文献[18]采用小波包对相电流进行分解处理,将小波包节点能量的离散度作为故障诊断的特征量,该方法也不能够定位故障器件。文献[19]将四相电流转换到 $d-q$ 坐标轴下,根据故障后电流在坐标轴上轨迹的不同判断故障,该方法不能定位故障功率管且只适用于偶数相 SRM。文献[20]利用参考电流将四相电流归一化处理后在导通周期内取平均,处

理后的各相电流两两作差,以电流的相对变化作为故障特征,可以准确地检测故障相及故障类型。但该方法对故障器件的定位实时性较差。

本文以三相开关磁阻电机的不对称半桥功率变换器为研究对象,通过对故障前后相电流频谱及电机转速脉动的变化情况进行分析,提出了一种基于直流分量、谱比特征值和转速脉动特征值的功率变换器故障的在线诊断方法。该方法不仅可以在线诊断故障相及故障类型,而且可以快速定位故障功率管,解决了目前在线检测方法存在的响应时间长、运算量大、不能定位故障功率管等缺点,且具有较强的抗干扰能力,不需额外增加传感器,降低了检测成本。

1 SRM 不对称半桥功率变换器的故障类型

本文以三相 12/8 极开关磁阻电机的不对称半桥功率变换器为研究对象,针对电压脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 控制方式下功率变换器故障的在线检测进行研究。SRM 三相不对称半桥功率变换器结构如图 1 所示,三相桥臂由功率管 $S_1 \sim S_6$ 和续流二极管 $D_1 \sim D_6$ 构成。在常用的电压 PWM 单管斩波控制模式下,每相桥臂的上、下功率管的驱动信号分别采用 PWM 信号和位置导通信号,为了方便分析,文中定义上功率管为斩波管,下功率管为位置管。

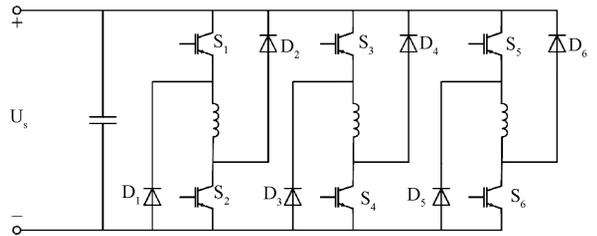


图 1 不对称半桥功率变换器结构

Fig. 1 Structure of asymmetric half-bridge power converter

功率变换器每相桥臂上可能发生的故障主要包括功率管和续流二极管的开路和短路故障。由于功率管频繁开断导致其故障发生率较高,因此本文针对功率管开路和短路故障的在线检测进行研究。

1.1 功率管短路故障分析

图 2 所示为当某相桥臂位置管或斩波管发生短路故障时的示意图。当位置管发生短路故障时,若该相处于关断期间,则故障功率管与续流二极管构成新的续流回路,即图 2(a) 中续流电流 I_{fw} 流过的回路,这导致故障相无法施加反向电压使 I_{fw} 快速下降,使得相绕组在电感下降区依然有电流流通,由 SRM 线性模型可知,每相的电磁转矩 T_e 为:

$$T_e = \frac{i^2}{2} \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (1)$$

式中： i 、 L 、 θ 分别为电机相电流、相电感和转子位置角。由式(1)得此时 $T_e < 0$ ，即产生了制动转矩，严重影响电机的稳定运行。

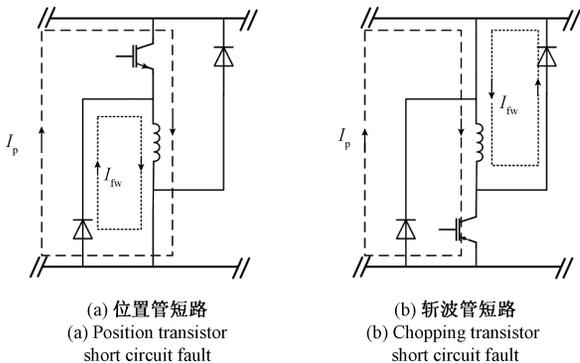


图2 功率管发生短路故障示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the transistor short circuit fault

图2(b)为某相斩波管发生短路故障时的示意图，此时故障相在导通区间内无法调节供电电压，因而会产生比位置管短路时更大的相电流，且在关断区间同样不能施加反向电压使电机绕组快速退磁，产生比位置管短路时更大的制动转矩。

功率管发生短路故障时，由于电流的变化引起电磁转矩的变化，根据开关磁阻电机的机械运动方程：

$$T_e - T_f = J \frac{d\omega}{dt} - k_f \omega \quad (2)$$

式中： T_e 、 T_f 、 J 、 ω 、 k_f 分别为电磁转矩、负载转矩、转动惯量、转子角速度和摩擦系数。电磁转矩的变化影响输出转矩，进而造成转速的波动。

1.2 功率管开路故障分析

图3所示为某相桥臂功率管发生开路故障时的示意图，从图3可以看出，不论是斩波管还是位置管发生开路故障，故障相均不能通过功率管励磁，绕组中无电流流通，由式(1)可知，该相产生的电磁转矩为0，因此该相输出转矩也为0，系统进入缺相运行状态，输出性能严重下降。

2 故障特征研究

由于功率管发生故障后不仅会使相电流产生变化，而且短路故障也会使电机转速产生波动，因此本文对功率管发生故障前后的相电流及电机转速波动情况进行研究，以便提取故障特征量。

2.1 功率管故障前后相电流的变化

当电机转速为 300 r/min 时，位置管发生短路故障前

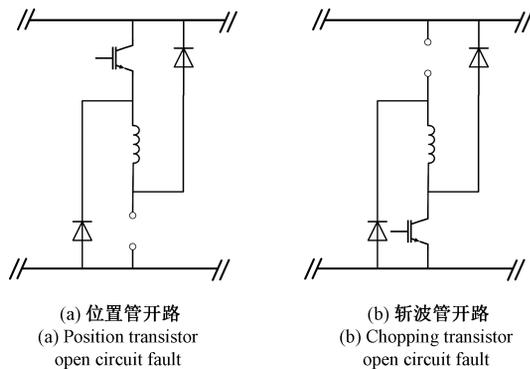


图3 功率管发生开路故障示意图

Fig. 3 Schematic diagram of the transistor open circuit fault

后的相电流波形如图4所示。故障发生时刻为 0.15 s，此时该相处于关断区间，当故障相再次导通时，由于相绕组的供电电压仅由斩波管 PWM 信号进行调制，因此励磁阶段该故障相不受影响可以正常励磁。功率变换器无故障时，斩波管和位置管本应在 0.157 s 关断，使绕组承受反压而快速退磁，但由于位置管发生了短路故障无法关断，其与续流二极管构成续流回路，绕组两端电压近似为 0，使得电流下降变缓，而在 0.157 s 之后，相电流在一个周期内会上升两次，第1次上升是因为故障相在电感下降区仍有较大电流流通，此时该相进入发电制动模式，回馈电流将进一步增大而不会下降为 0；第2次上升是因为故障相再次进入导通区间导致电流增大。

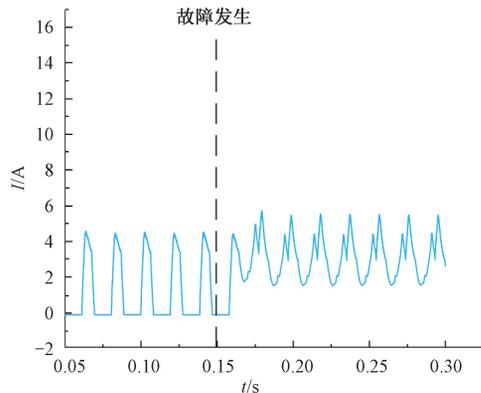


图4 位置管短路故障前后相电流波形

Fig. 4 The phase current waveform before and after short circuit fault of position transistor

当电机转速为 300 r/min 时，斩波管发生短路故障前后的相电流波形如图5所示。由于斩波管短路，导致故障相无法斩波，因此故障相在导通区间内绕组的供电电压一直为电源电压，使得相电流瞬间上升。当故障相处于关断区间时，则会通过斩波管与续流二极管构成的续流回路进行续流。当故障相再次进入导通区间时，相电流再次上升，过大的电流和转矩脉动对电机损害极大。

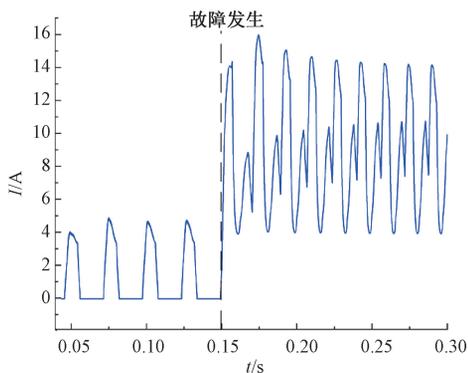


图 5 斩波管短路故障前后相电流波形

Fig. 5 The phase current waveform before and after short circuit fault of chopping transistor

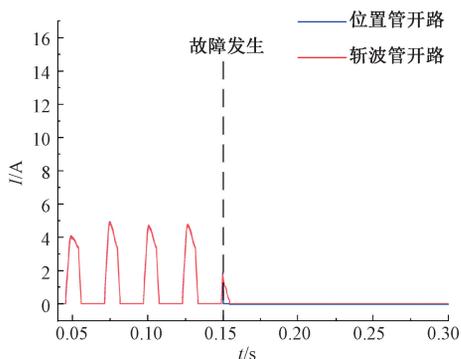


图 6 功率管发生开路故障前后相电流波形

Fig. 6 The phase current waveform before and after open circuit fault of transistor

图 6 所示为电机转速为 300 r/min 时功率管发生开路故障时的相电流波形,故障发生时刻为 0.15 s。由于无论是位置管还是斩波管发生开路故障都会导致该相处于断路状态,因此从图 6 可以看到,位置管和斩波管发生开路后相电流都在极短的时间内下降为 0。

2.2 相电流的频谱分析

功率管故障使得故障相电流波形发生畸变,导致相电流频谱特性变化。快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 可以直观展示电流信号的频率成分,因此本文采用 FFT 方法对相电流进行频谱分解,通过比较故障前后相电流的频谱特性,寻找故障特征。

表 1 功率管短路故障发生前后相电流频谱分析结果

Table 1 Spectrum analysis results of phase current before and after transistor short-circuit fault

故障类别	位置管短路						斩波管短路					
	300		600		800		300		600		800	
转速/(r·min ⁻¹)	故障前	故障后										
直流分量/A	2.408	5.406	2.747	9.203	4.193	16.61	2.385	17.95	2.747	16.13	4.193	16.8
相电流直流占比/%	48.57	69.57	46.41	72.02	51.63	78.00	44.18	75.29	46.41	75.22	51.63	79.03
基波分量/A	1.868	1.517	2.137	2.815	3.346	3.993	1.868	3.988	2.137	3.602	3.346	3.966
相电流基波占比/%	37.68	19.52	36.10	22.03	41.19	18.75	34.60	16.73	36.10	16.80	41.19	18.66
二次谐波分量/A	0.485 7	0.327 2	0.477 5	0.237 9	0.437 7	0.295 8	0.459 3	0.854 5	0.477 5	0.726 0	0.437 7	0.194 9
三次谐波分量/A	0.196 2	0.193 4	0.080 1	0.284 9	0.145 7	0.099 5	0.226 7	0.194 7	0.080 1	0.261 0	0.145 7	0.102 4
基波分量比直流分量	0.775 7	0.280 6	0.777 9	0.305 9	0.798 0	0.240 4	0.783 2	0.222 7	0.777 9	0.223 3	0.798 0	0.236 1

(2) 短路故障发生后,直流分量的幅值显著增大,其在相电流中的占比急速增大。而基波分量幅值变化不大,其变化要远小于直流分量的幅值变化,但由于相电流的变化,基波分量在相电流中的占比会大幅度减小。短路故障后直流分量和基波分量的占比分别变为 75% 与 20%,基波分量与直流分量的比值跌落至 0.3。

(3) 频谱中二次谐波与三次谐波在故障前后无明显变化且幅值较小,因此不适合作为故障特征。

综上所述,电机运行在不同转速时,相电流直流分量和基波分量的幅值会发生变化,但基波分量与直流分量

1) 短路故障相电流频谱分析

通过对不同转速下的相电流进行 FFT 分解,得到相电流在故障前后的频谱特性,并计算直流分量和基波分量各自的占比及基波分量与直流分量的比值如表 1 所示。

(1) 功率变换器无故障时,在相电流频谱中占比最高的两个分量是直流分量与基波分量。虽然在不同转速下,直流分量与基波分量的幅值会不同,但直流分量与基波分量各自在相电流中的占比却较为稳定,分别为 50% 和 40%,转速不同对占比造成的波动不超过 5%。另外,基波分量与直流分量的比值也较为稳定,其比值接近 0.8。

的比值基本不受影响,该比值只有在故障发生后才会发生显著变化。因此可以将基波分量与直流分量的比值作为是否发生短路故障的判断依据。

2) 开路故障相电流频谱分析

根据对故障前相电流的频谱分析可知,当电机稳定运行时,相电流频谱中直流分量占比最高,由于开路直接导致相电流为 0,因此频谱分解的各分量也接近于 0,可用直流分量的幅值是否趋于 0 来判断是否发生开路故障。

2.3 短路故障前后转速的变化

基波分量与直流分量的比值变化是功率管发生短路故障的显著特征,但仅依据该比值的变化还不能定位故障功率管,仍需要进一步寻找故障特征量。由于发生短路故障后,电机的转速会产生较大的波动,因此本文通过研究功率管发生短路故障前后电机转速脉动的变化规律来定位功率管。

负载为 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时,在给定转速分别为 300 、 600 和 800 r/min 下功率管发生短路故障前后电机的转速波形如图7所示。可以看出,电机稳定运行时,SRM 转速脉动较小,转速脉动在 10 r/min 左右;而短路故障发生后,转速脉动明显增大,且斩波管短路比位置管短路所造成的转速脉动更大,位置管短路后转速脉动在 24 r/min 左右,而斩波管短路后转速脉动达到了 120 r/min 。由此可见,位置管和斩波管发生短路故障后电机的转速脉动明显不同,因此可以利用短路故障后转速脉动的差异来定位故障功率管。

3 故障特征值的提取与可行性研究

分析可知,若功率管发生短路故障,相电流频谱中基波分量与直流分量的比值会发生显著变化,且不同功率管发生故障导致 SRM 转速脉动的大小不同,故本文依据这些特点对故障特征量进行提取。

3.1 电流故障特征值的提取

为了获得基波分量与直流分量的比值,需要计算直流分量与基波分量的幅值,可以利用 FFT 得到它们的值,但是分解后同样也会得到所有次谐波的有效值,这种计算方法效率不高。文献[17]提出一种类似 FFT 的直流分量和基波分量的实时计算方法,并将基波分量 A_1 与直流分量 A_0 的比值 A_1/A_0 定义为相对谱比系数,利用故障前后相对谱比系数的变化判断是否发生短路故障。但该方法需要实时计算电机每一相电流的直流分量和基波分量的值,运算量大,不利于故障的在线检测,并且该方法不能定位故障功率管。鉴于以上不足,本文寻找一种能够减小计算量且能定位故障功率管的故障在线检测方法。

故障发生前直流分量与基波分量的比值较为稳定,而故障发生后基波分量的变化远小于直流分量的变化,据此,本文在保留故障特征的前提下,提出一种新的计算方法,将基波分量的值取为固定值并定义为基波特征值,将基波特征值 B_0 与直流分量 A_0 的比值定义为谱比特征值 M 。

由表1可以发现,电机稳定运行时基波分量与直流分量的比值一直接近 0.8 ,因此,可以取基波特征值 B_0 等

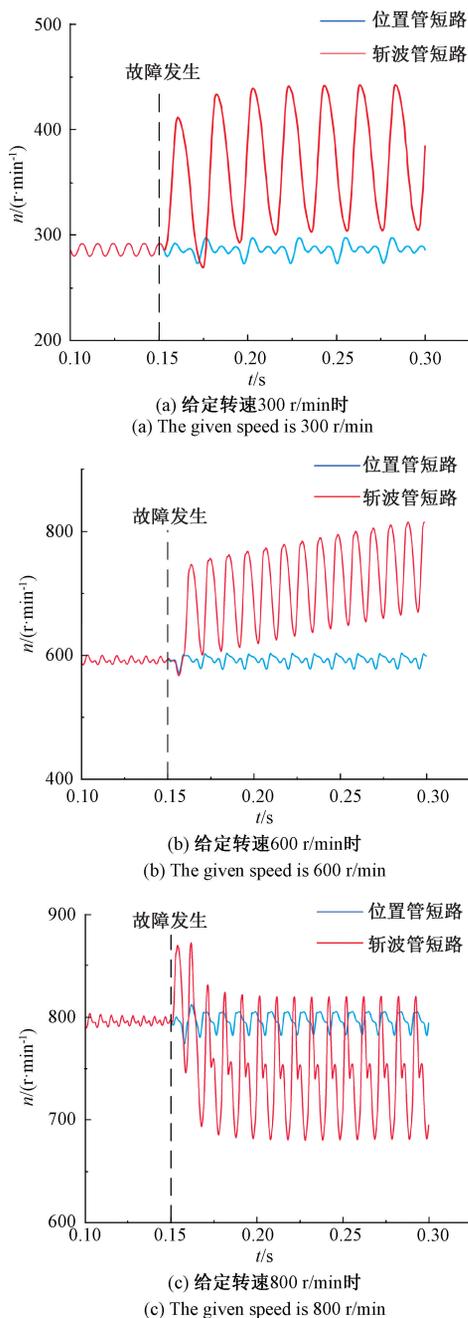


图7 不同给定转速下功率管发生短路故障转速波形

Fig.7 Speed waveform of transistor short circuit fault at different given speeds

于电机稳定运行时直流分量的 0.8 倍, B_0 只需在电机稳定运行时记录一次。则谱比特征值:

$$M = \frac{B_0}{A_0} \tag{3}$$

直流分量的幅值与相电流周期有关。已知 SRM 的基频为:

$$f_{ph} = \frac{n}{60} N_r \tag{4}$$

式中: n 是转速; N_r 是转子极数。

根据稳定运行时相电流的基频 f_{ph} , 可计算出相电流周期 T_{ph} 。为了能够实时计算相电流的频谱特性, 定义电机运行时的时间 $t = t_{now}$, 以 $t = t_{now} - T_{ph} = t_0$ 为原点建立一个滑动坐标系, 自变量为 τ , 不论 t_{now} 如何变化, 但不影响截取 t_{now} 与 t_0 之间一个相电流周期的电流值。相电流在该滑动坐标系下经 FFT 后的表达形式为:

$$i_{ph}(\tau, t_{now}) = a_0(t_{now}) + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n(t_{now}) \cos n\omega \tau + b_n(t_{now}) \sin n\omega \tau] \quad (5)$$

式中: $\omega = 2\pi f_{ph}$ 是当前时刻相电流角频率; $a_0(t_{now})$ 为直流分量的系数。

$$a_0(t_{now}) = \frac{1}{T_{ph}} \int_{t_0}^{t_{now}} i_{ph}(t) dt \quad (6)$$

其中, 自变量 t 与新建的滑动坐标系的自变量 τ 满足关系 $t = t_0 + \tau = t_{now} - T_{ph} + \tau$, 将式 (6) 转换到滑动坐标系下, 有:

$$a_0(t_{now}) = \frac{1}{T_{ph}} \int_0^{T_{ph}} i_{ph}(t_{now} - T_{ph} + \tau) dt \quad (7)$$

则 $a_0(t_{now})$ 就是当前时刻直流分量幅值 A_0 的大小。

为了对比本文提出的谱比特征值与文献 [8] 提出的相对谱比系数, 以位置管短路为例, 不同转速下功率管发生短路故障前后的谱比特征值以及相对谱比系数如表 2 所示, 从表 2 可以看出, 虽然谱比特征值相对于相对谱比系数略有变化, 但故障后谱比特征值仍与故障前差别较大, 因此将基波分量的值取为固定值不影响对故障的诊断。采用该方法后只需实时计算直流分量, 不再需要大量占用 CPU 求取基波分量的值, 极大地减小了运算量。

表 2 不同转速下的谱比特征值与相对谱比系数的比较

Table 2 Comparison of spectral ratio eigenvalue and relative spectral ratio coefficient at different speeds

转速/(r·min ⁻¹)	300		600		800	
状态	故障前	故障后	故障前	故障后	故障前	故障后
直流分量/A	2.408	5.406	2.747	9.203	4.193	16.61
基波分量/A	1.868	1.517	2.137	2.815	3.346	3.993
基波特征值	1.93	1.93	2.20	2.20	3.35	3.35
相对谱比系数	0.775 7	0.280 6	0.777 9	0.305 9	0.798 0	0.240 4
谱比特征值	0.8	0.357	0.8	0.239	0.8	0.202

3.2 转速故障特征值的提取

本文利用不同功率管短路故障后电机转速脉动之间的差异来定位故障功率管。为了便于研究, 在此引入转速脉动系数 K_n 的定义:

$$K_n = \frac{n_{max} - n_{min}}{n_{av}} \quad (8)$$

式中: n_{max} 为电机稳定运行时的最大转速; n_{min} 为电机稳定运行时的最小转速; n_{av} 为电机稳定运行时的平均转速。

不同给定转速下, 功率管发生短路故障前后及故障所在周期的转速脉动系数如表 3 所示。表 3 中, $K_n(k-1)$ 为故障发生的前一个周期的转速脉动系数, $K_n(k)$ 为故障发生所在周期的转速脉动系数, $K_n(k+1)$ 为故障发生的下一个周期的转速脉动系数。

表 3 功率管短路故障前后的转速脉动系数

Table 3 Speed ripple coefficient before and after short circuit fault of transistor

故障功率管	位置管短路			斩波管短路		
	300	600	800	300	600	800
转速/(r·min ⁻¹)	300	600	800	300	600	800
$K_n(k-1)/\%$	3.84	2.13	1.23	3.84	2.13	1.23
$K_n(k)/\%$	6.58	4.99	3.15	40.11	27.15	22.85
$K_n(k+1)/\%$	8.12	3.62	3.79	39.18	22.85	22.89
E_k	1.714	2.343	2.561	10.445	12.746	18.577

由表 3 可知, 当位置管发生短路故障时, 转速脉动系数变化较小; 而斩波管短路时, 转速脉动系数变化较大, 与图 7 所示的短路故障前后转速脉动的差异一致。

为了反映故障前后转速脉动系数的变化, 以便于上位机判断故障的发生, 将 $K_n(k)$ 与 $K_n(k-1)$ 的比值作为故障特征量, 将其定义为转速脉动特征值, 记为 E_k , 即:

$$E_k = \frac{K_n(k-1)}{K_n(k)} \quad (9)$$

于表 3 中计算 E_k , 可以发现斩波管短路时的 E_k 远小于位置管短路故障时的 E_k 。因此本文将转速脉动特征值作为判断短路故障功率管的依据。

由于在电机的升速或降速的动态过程中, 转速脉动系数会有较大幅度变化, 为了避免仅依靠转速脉动特征值判断故障功率管会出现误判的情况, 因此先利用直流分量与谱比特征值诊断出故障类别及故障相, 然后再用转速脉动特征值判断短路故障功率管。

3.3 利用故障特征值判断故障的可行性研究

本文采用 MATLAB/Simulink 作为仿真平台, 利用 PWM 控制方式下的 SRD 非线性仿真模型, 开展谱比特征值与转速脉动特征值作为故障特征量的可行性研究, 电机本体参数如表 4 所示。

在 300 和 600 r/min 转速下, 电机在 0.15 s 时发生短路故障的谱比特征值变化如图 8 所示。当电机稳定运行

表4 开关磁阻电机模型参数
Table 4 Parameters of SRM model

参数	数值
相数	3
定转子极数	12/8
额定电压	514 V
额定功率	1.5 kW
额定转速	1 500 r/min
转动惯量	0.010 723 kg·m ²
摩擦系数	0.000 448 N·m·s
绕组电阻	3.7 Ω

时,不同转速下谱比特征值的差异不大,谱比特征值一直稳定在 0.8 左右;故障发生后,谱比特征值迅速跌落,仅在一个相电流周期内就跌落至 0.4 以下,并维持在特定值不再发生阶梯性变化。仿真结果表明了采用谱比特征值判断短路故障的可行性。

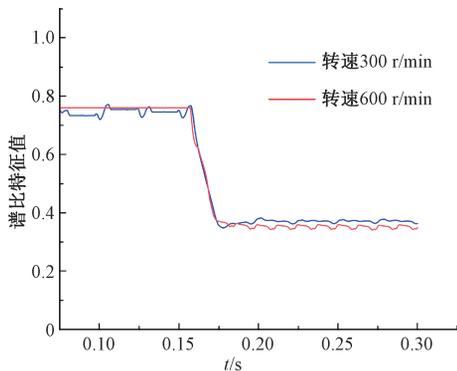


图8 不同转速下短路故障前后谱比特征值变化曲线

Fig. 8 Spectral ratio eigenvalue before and after short circuit fault at different speeds

当转速 300 r/min,负载为 3 N·m 时,电机在 0.15 s 发生短路故障的转速脉动系数变化如图 9 所示。从图 9 可知,故障发生前,每个周期的转速脉动系数变化较小。当斩波管短路时,因绕组两端电压不能通过 PWM 控制,转速脉动系数会瞬间增大,直到故障相进入电感下降区或关断时才停止增大,且当故障相再导通时会继续增大,直至电机转速达到该短路电流下转速的最大值。当位置管发生故障时,在故障相导通区间内电机转速变化较小,在故障相关断时,续流回路的存在导致电机转速脉动系数增大,由于位置管短路时的故障相电流远小于斩波管短路时的故障相电流,所以转速脉动系数的变化也远小于斩波管故障时的变化。仿真结果表明在采用谱比特征值判断短路故障的基础上,利用转速脉动特征值来定位故障功率管的方法是可行的。

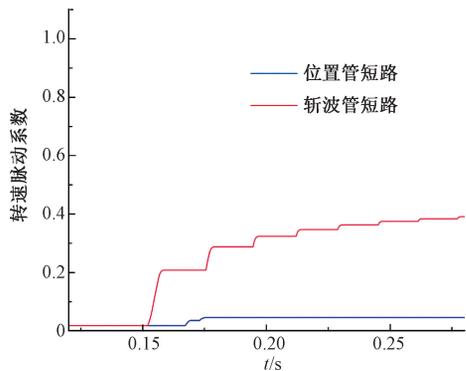


图9 短路故障前后的转速脉动系数变化曲线

Fig. 9 Speed ripple coefficient before and after short circuit fault

4 实验验证

为了进一步验证所提方法的有效性,对本文提出的故障检测方法进行实验研究。功率变换器故障在线检测系统框图如图 10 所示。实验平台由一台三相 12/8 极开关磁阻电机、功率变换器、控制器和上位机检测系统等组成,如图 11 所示,其中 SRM 为搭建仿真模型时选用的样机。为进行开关磁阻电机故障检测实验,本文在 DSP 中利用程序控制功率管的导通与关断,以模拟故障的发生。

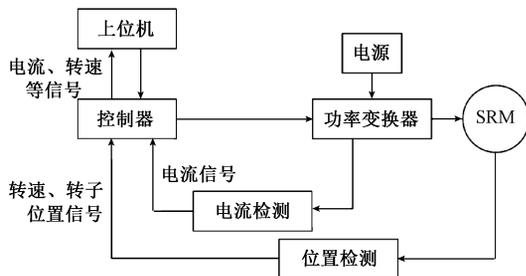


图10 功率变换器故障在线检测系统框图

Fig. 10 Block diagram of power converter fault online diagnosis system

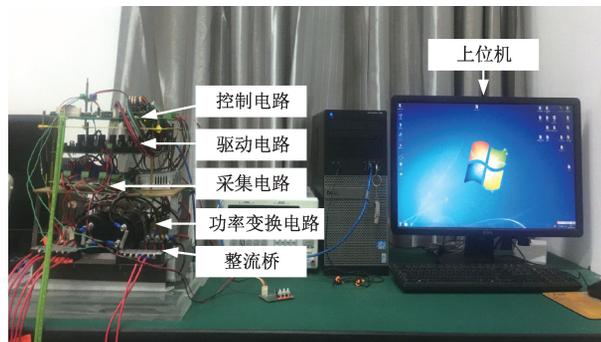


图11 功率变换器故障在线检测系统实验平台

Fig. 11 Power converter fault online diagnosis system experiment platform

4.1 故障诊断方法

系统采集相电流并计算频谱中直流分量的幅值及谱比特征值 M 。由于开路故障后直流分量接近 0, 因此系统设定将直流分量幅值是否 <0.2 作为判断开路故障的依据, 如果直流分量幅值 <0.2 , 则判断为功率管开路, 检测系统输出为 1; 因为短路故障发生后谱比特征值 $M < 0.4$, 所以系统设定 $M < 0.4$ 时判断为短路故障, 否则为未发生短路故障。若判定为短路故障, 则进一步计算转速脉动特征值 E_k , 因为位置管短路后 $E_k < 5$, 而斩波管短路后 $E_k \gg 5$, 所以将 $E_k = 5$ 作为诊断的阈值。若 $E_k < 5$ 则系统判断为位置管短路, 检测系统输出为 2, 若 $E_k > 5$ 则系统判断为斩波管短路, 检测系统输出为 3。故障检测系统对故障判断的整体流程如图 12 所示。

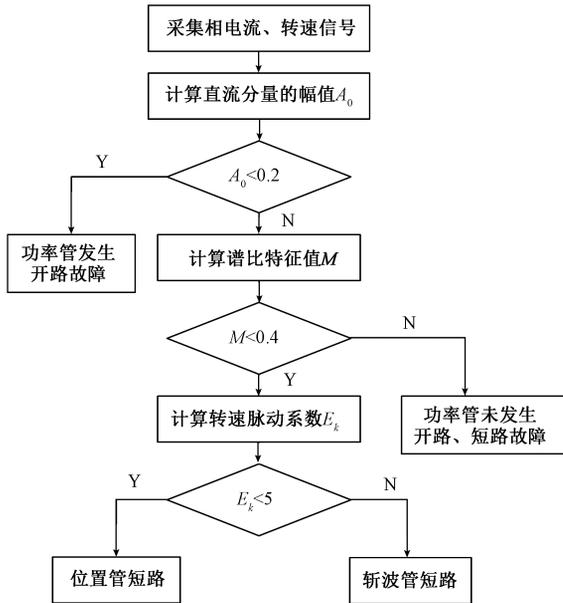


图 12 故障诊断流程

Fig. 12 Fault diagnosis flowchart

4.2 功率管开路故障实验验证

电机转速为 400 r/min、负载为 3 N·m 时, A 相斩波管发生开路故障前后的 A 相电流波形以及故障检测系统的输出如图 13 所示。由图 13 可知, 功率管发生开路故障时刻为 23.609 s, 故障发生前, 相电流最大值在 1.5 A。发生故障后, 相电流下降至 0。相电流中直流分量的值下降至 0.2 以下, 在 23.628 s 时检测到开路故障的发生, 检测系统输出为 1, 表明功率变换器发生开路故障, 实际检测结果与预设故障完全一致。

4.3 位置管短路故障实验验证

当电机转速为 400 r/min, 负载为 3 N·m 时, A 相位置管发生短路故障, A 相电流、转速、谱比特征值、转速脉动特征值的波形以及故障检测系统输出如图 14 所示。为

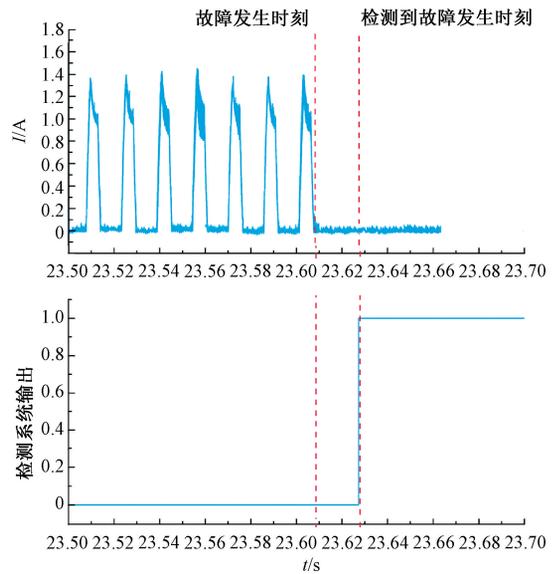


图 13 斩波管开路故障实验结果

Fig. 13 Experimental results of open-circuit fault of chopping transistor

了便于观察 E_k 在故障前后的变化, E_k 取当前电流周期与上一个电流周期的转速脉动系数比值。图中, 位置管发生短路故障时刻为 17.925 s, 故障前, 谱比特征值 $M = 0.78$, 转速脉动特征值 $E_k = 1$ 。当 $t > 17.925$ s 时, M 开始跌落, 在 17.939 s 时刻跌落至 0.4 以下; 而 E_k 增幅较小, 在 17.939 s 时增大至 1.25。根据 E_k 与 M 的值可诊断出故障类型为短路故障, 故障功率管为位置管, 检测系统输出为 2, 实际检测结果与预设故障一致。

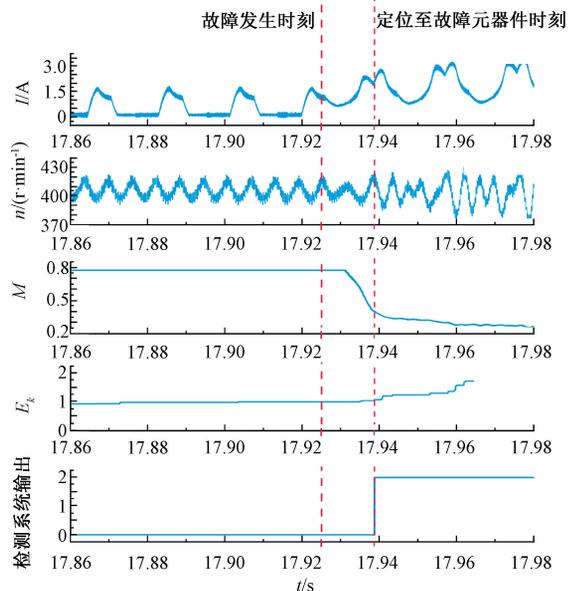


图 14 位置管短路故障实验结果

Fig. 14 Experimental results of short-circuit fault of position transistor

4.4 斩波管短路故障实验验证

电机转速为 400 r/min, 负载为 3 N·m 时, A 相斩波管发生短路故障, A 相电流、转速、谱比特征值、转速脉动特征值的波形以及故障检测系统输出如图 15 所示。为了便于观察 E_k 在故障前后的变化, E_k 取当前电流周期与上一个电流周期的转速脉动系数比值。由图可知, 斩波管发生短路故障时刻为 13.503 s, 故障发生前谱比特征值 $M=0.78$, 转速脉动特征值 $E_k=1$ 。故障发生后, M 迅速跌落, 而 E_k 开始增大, 在 13.523 s 时, M 跌落至 0.4 以下; E_k 增大至 5.6。根据 E_k 与 M 的值可诊断出故障类型为短路故障, 故障功率管为斩波管, 检测系统输出为 3, 实际检测结果与预设故障一致。

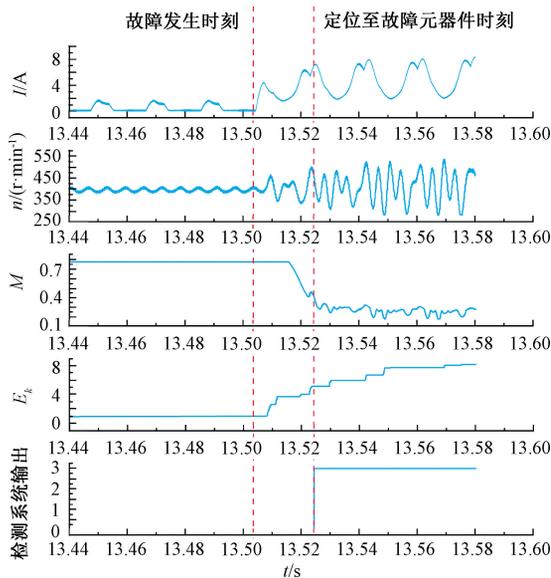


图 15 斩波管短路故障实验结果

Fig. 15 Experimental results of short-circuit fault of chopping transistor

5 结论

本文以三相 12/8 极开关磁阻电机的功率变换器为研究对象, 通过分析故障前后相电流频谱, 发现短路故障前后基波分量与直流分量存在稳定关系以及故障后基波分量幅值变化远小于直流幅值的变化特点, 根据这些特点在利用相对谱比系数判断短路故障的基础上, 提出了简化的计算方法; 并对斩波管和位置管故障后电机转速脉动的情况进行了研究, 依据转速脉动的不同定位故障功率管, 实现了在线实时检测故障的发生并定位故障功率管。

最后通过实验对本文所提的方法进行了验证, 实验结果与理论分析保持一致, 结果表明, 该检测系统可以快速判断故障相、故障类别以及定位故障功率管, 检测迅速且结果精确。与其他检测方法相比, 不需要增加传感器,

可以根据现有的数据检测故障的发生, 节约了检测成本。

参考文献

- [1] BOSTANCI E, MOALLEM M, PARSAPOUR A, et al. Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(1): 58-75.
- [2] CAI Y, WANG Y, XU H, et al. Research on rotor position model for switched reluctance motor using neural network [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(6): 2762-2773.
- [3] 刘勇智, 李杰, 鄢成龙, 等. 基于 KELM-SAPSO 的开关磁阻电机优化设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(2): 148-153.
- [4] LIU Y ZH, LI J, SHAN CH L, et al. Optimization design of switched reluctance motor based on kernel extreme learning machine and simulated annealing particle swarm optimization [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(2): 148-153.
- [5] CHEN H, HAN G, SHI X, et al. Phase current digital analysis of power converter for freewheeling diode fault diagnosis on switched reluctance motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6613-6624.
- [6] PENG W, GYSELINCK J J C, AHN J W, et al. Minimal current sensing strategy for switched reluctance machine control with enhanced fault-detection capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 3725-3735.
- [7] 肖丽, 孙鹤旭, 董视, 等. 四相开关磁阻电机功率变换器故障检测技术[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 156-164.
- [8] XIAO L, SUN H X, DONG Y, et al. Fault diagnosis strategy of power converter for four-phase switched reluctance motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(1): 156-164.
- [9] SHIN H U, LEE K B. Fault diagnosis method for power transistors in switched reluctance machine drive system[C]. 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), IEEE, 2016: 2481-2486.
- [10] PIRES V F, CORDEIRO A, FOITO D, et al. A multilevel fault-tolerant power converter for a switched reluctance machine drive[J]. IEEE Access, 2020(8): 21917-21931.
- [11] 卢胜利, 陈昊, 曾辉, 等. 开关磁阻电机中功率变换器故障在线诊断方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 63-70.

- LU SH L, CHEN H, ZENG H, et al. On-line fault diagnosis method of power converter for switched reluctance motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 63-70.
- [10] HAN G, CHEN H, GUAN G. Generalised fault diagnostic method for power transistors in asymmetric half-bridge power converter of SRM drive [J]. IET Electric Power Applications, 2018, 13(2): 168-180.
- [11] 王熔基, 刘勇智, 管振水. 基于电流斜率的 SRM 功率变换器故障诊断 [J]. 空军工程大学学报 (自然科学版), 2020, 21(5): 29-35.
WANG R J, LIU Y ZH, GUAN ZH SH. A fault diagnosis of SRM power converter based on current slope [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2020, 21(5): 29-35.
- [12] 甘醇, 吴建华, 杨仕友. 基于小波包能量分析的开关磁阻电机功率变换器故障诊断 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1415-1422.
GAN CH, WU J H, YANG SH Y. Fault diagnosis of power converters for switched reluctance motors based on wavelet packet energy analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9): 1415-1422.
- [13] CHEN H, LU S. Fault diagnosis digital method for power transistors in power converters of switched reluctance motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(2): 749-763.
- [14] 肖丽, 范书瑞, 王博文, 等. 基于电流分析的开关磁阻电机功率变换器故障检测方法 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(4): 67-74.
XIAO L, FAN SH R, WANG B, et al. Fault detection method of power converter for switched reluctance motor based on analysis of current [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(4): 67-74.
- [15] GAMEIRO N S, CARDOSO A J M. A new method for power converter fault diagnosis in SRM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 48(2): 653-662.
- [16] GAN C, WU J, YANG S, et al. Fault diagnosis scheme for open-circuit faults in switched reluctance motor drives using fast Fourier transform algorithm with bus current detection [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(1): 20-30.
- [17] 卢胜利. 开关磁阻电机系统的故障诊断方法研究 [D]. 徐州: 中国矿业大学, 2010.
LU SH L. Study on the fault diagnosis methods of switched reluctance motor system [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2010.
- [18] GAN C, WU J, YANG S, et al. Wavelet packet decomposition-based fault diagnosis scheme for SRM drives with a single current sensor [J]. IEEE

Transactions on Energy Conversion, 2015, 31(1): 303-313.

- [19] RO H S, KIM D H, JEONG H G, et al. Tolerant control for power transistor faults in switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(4): 3187-3197.
- [20] MARQUES J F, ESTIMA J O, GAMEIRO N S, et al. A new diagnostic technique for real-time diagnosis of power converter faults in switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 50(3): 1854-1860.

作者简介



蔡燕 (通信作者), 2006 年于天津大学获得博士学位, 现为天津工业大学教授, 主要研究方向为开关磁阻电机驱动系统及其在线监测。

E-mail: caiyan@tiangong.edu.cn

Cai Yan (Corresponding author)

received her Ph. D. degree in 2006 from Tianjin University. Now she is a professor at Tiangong University. Her main research interests include switched reluctance driving and online monitoring.



文武平, 2017 年于天津工业大学获得学士学位, 现为天津工业大学硕士研究生, 主要研究方向为开关磁阻电机驱动系统在线监测。

E-mail: wenwuping1112@foxmail.com

Wen Wuping received his B. Sc. degree

in 2017 from Tiangong University. Now he is a M. Sc. candidate at Tiangong University. His main research interest includes online monitoring of switched reluctance drive.



别文轩, 2015 年于山东建筑大学获得学士学位, 2020 年于天津工业大学获得硕士学位, 主要研究方向为开关磁阻电机驱动系统在线监测。

E-mail: 673922672@qq.com

Bie Wenxuan received his B. Sc. degree

from Shandong Jianzhu University in 2015, M. Sc. degree from Tiangong University in 2020. His main research interest includes online monitoring of switched reluctance drive.



刘涛, 2008 年于天津大学获得学士学位, 2014 年于天津大学获得博士学位 (硕博连读), 现为天津工业大学副教授, 主要研究方向为电机系统及其控制。

E-mail: taoliu@tju.edu.cn

Liu Tao received his B. Sc. degree in

2008 from Tianjin University in 2008, M. Sc. degree and Ph. D. degree from Tianjin University in 2014. Now he is an associate professor at Tiangong University. His main research interests include electrical machines and their control systems.