

基于电流位置关系的 DSEG 整流器开路 故障诊断算法

杨 静, 崔 江*, 周 凡

(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211106)

Open-Circuit Fault Diagnosis Algorithm of DSEG Rectifier Based on Current Position Relation

YANG Jing, CUI Jiang*, ZHOU Fan

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211106, China)

Abstract: The rectifier is an important component of the doubly salient electromagnetic generator (DSEG), which frequently bears high voltage and large current and is prone to failure. However, due to the asymmetry and non-sinusoidal nature of the DSEG phase currents, the traditional open-circuit fault diagnosis algorithms are highly susceptible to misdetection in the transient of the variable operating conditions. To diagnose the open-circuit fault in the DSEG rectifier unit, based on phase current size positional relation, a strong robustness diagnosis strategy is proposed. By theory derivation and experimental verification, it can be concluded that the proposed strong robustness open-circuit fault diagnosis strategy does not misdiagnose in the transient states of variable load, variable excitation and variable speed. And it can detect all types of single-tube and dual-tube open-circuit faults within one fundamental wave period, and has small computation and space occupation.

Key words: doubly salient electromagnetic generator; rectifier circuit; open-circuit fault diagnosis; strong robustness

摘要: 整流器作为电励磁双凸极发电机(DSEG)的重要组件,其承受频繁的高压和大电流,容易产生故障。然而由于DSEG相电流的不对称性和非正弦性,传统的故障诊断算法在变工况的暂态极易出现误检测。为了诊断

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金资助 (NS2021021); 航空科学基金项目(201933052001)

Project supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities of Ministry of Education of China (NS2021021); Aeronautical Science Foundation of China (201933052001)

DSEG整流单元的开路故障,提出了一种基于相电流大小位置关系的强鲁棒性诊断策略。理论推导和试验验证表明,所提出的强鲁棒性开路故障诊断策略在变负载、变励磁和变转速的暂态不会出现误诊断,并且可以在一个基波周期内检测出所有类型的单管和双管开路故障,计算量小,占用空间小。

关键词: 电励磁双凸极发电机; 整流电路; 开路故障诊断; 强鲁棒性

0 引言

电励磁双凸极发电机 (Doubly Salient Electromagnetic Generator, DSEG) 是一种新型结构的磁阻电机,输出端加二极管整流即可输出直流电,且转子上没有绕组和永磁体,结构简单,可靠性高,在航空发电领域有着良好的应用前景^[1]。然而作为航空发电机,其运行环境较为恶劣、振动强且温度变化大,DSEG二极管整流单元在这种极端环境下长期运行容易发生故障,造成输出直流电压的不稳定。作为航空电力系统中重要的电能转换设备,整流单元的可靠性直接影响机载设备的用电稳定性,甚至影响整个飞机的飞行安全。因此,研究高可靠的 DSEG 整流单元故障检测方法具有重要意义。

整流器二极管的故障形式有短路 (Short Circuit, SC) 和开路 (Open-Circuit, OC) 两种。SC 故障导致过流,可立即检测并通过熔断器隔离。而 OC 故障发生时,发电系统仍可降额运行,无法直接进行检测,需要额外的诊断算法。近年来,对

不控整流器二极管 OC 故障诊断方法进行了一些研究,这些方法可分为以下三类。

1) 基于电流特征:在各种电力电子变换器中,输入电流的极性常用来检测 OC 或 SC 故障。文献[2]给出了利用 Clark 变换对电流相位进行归一化,然后产生基于电流信号的方波,根据电流信号极性,可以检测 3 电平逆变器的开路。文献[3]基于电流极性和波形畸变实现了故障二极管检测和定位。文献[4]利用输入电流二次谐波与基波的幅值比来诊断单二极管开路和短路故障。输入电流的矢量轨迹是另一种常用的 OC 故障诊断算法。文献[5]提出了一种基于旋转整流器转子电流轨迹几何特征的故障诊断方法,该方法可以识别二极管的 SC 和 OC 故障,但不能诊断多个二极管的同时故障。基于电流特征的故障诊断算法虽然简单有效,但在变工况的暂态极易出现假报警。

2) 基于电压特征:输出电压的频率分析是检测整流器二极管开路的常用方法。文献[6]通过分析不控三相整流器直流输出电压(DC-Link Output Voltage, DLOV)的谐波分量作为故障特征,然后使用 k-means 聚类算法识别二极管 OC 故障模式。文献[7]研究了连接住宅风电系统的前端三相整流器二极管 OC 故障,计算不同 OC 故障类别的 DLOV 谱作为故障检测准则,但由于同一故障类别中不同二极管 OC 故障的 DLOV 谱相似,无法准确定位 OC 故障。文献[8]对该方法进行了改进,实现了二极管 OC 故障定位,但需要增加电路。大多数基于 DLOV 谐波分析的方法计算量很大,为了减少诊断时间和复杂性,文献[9]基于 DLOV 的凹陷特征,通过局部和全局最小值,提出了一种简单的多脉冲串并联变压整流器二极管 OC 故障诊断方法,该方法需要准确计算理论 DLOV 值来确定诊断阈值,非常不方便。为了避免文献[9]中输出电压的复杂计算,文献[10-11]提出了一种利用 Hausdorff 距离提取 18 脉冲自耦变压整流器(Autotransformer Rectifier Unit, ATRU)输出电压凹陷故障特征的二极管 OC 故障诊断方法。文献[12]指出二极管开路故障会导致电容器的电压呈指数下降更长的时间和输出电压波峰的缺失,因此通过检测电容放电时间的变化来判断故障的发生,再根据波峰缺失位置定位

故障二极管。需要指出的是,基于输出电压凹陷特征的诊断算法虽然计算简单、鲁棒性强,但其需要根据整流脉冲的数量将 DLOV 波形平均分割以定位故障二极管,不适用于非正弦信号。

3) 基于人工智能的算法:神经网络是检测整流器中二极管故障的常用工具^[13],当有大量故障数据可以用于训练分类器时,该方法有良好的诊断结果。文献[14]提取频率特征训练神经网络对故障进行分类,然后通过输入输出电压一阶谐波相位差来识别故障二极管。文献[15]采用人工神经网络、主成分分析和小波包分解相结合的方法对 24 脉冲星形连接 ATRU 进行了二极管 OC 故障诊断。文献[16]提出了一种基于多源特征和径向基函数网络群的 12 脉冲 ATRU 二极管 OC 故障二级诊断方法。然而,上述算法的诊断准确率和泛化能力有限。为了克服特征提取的挑战,目前常使用卷积神经网络(Convolutional Neural Networks, CNN)来自适应的提取特征。文献[17]发展随机离散时间序列深度卷积神经网络,自动提取 DLOV 的故障特征,提高了 24 脉冲 ATRU 二极管 OC 故障诊断的准确性。文献[18]用 CNN 来检测不同拓扑整流器中的故障二极管。然而,这些方法都需要收集大量的故障数据来训练和测试模型,如文献[15]中需要 1 000 组数据。

综上所述,目前已有一些整流电路故障诊断算法,但针对电励磁双凸极发电机故障,尤其是整流单元二极管开路故障进行分析的研究相对较少^[19,20]。由于 DSEG 相电流的非正弦性和非对称性,传统的故障诊断算法在工况变化的瞬态极易出现误判,基于此,本文提出了一种强鲁棒性的 DSEG 二极管开路故障诊断算法。本文首先介绍了 DSEG 发电系统及其整流器故障,分析了不同工况下的相电流波形;然后根据不同故障模态下的相电流上中下位置关系,提出了一种低成本、强鲁棒性的故障诊断算法;最后,搭建试验平台,通过试验验证所提方法的有效性和强鲁棒性。

1 DSEG 整流器工作原理及故障类型

1.1 基本结构

典型的 12/8 极三相 DSEG 截面图如图 1 所示,定子上装有集中励磁绕组和电枢绕组,互成 90°的 4 个定子齿上的电枢绕组串联构成一相,励

磁绕组跨过三个齿安装在 4 个大槽内;转子上无绕组,结构简单、成本低、可靠性高、可在高速和恶劣条件下运行。

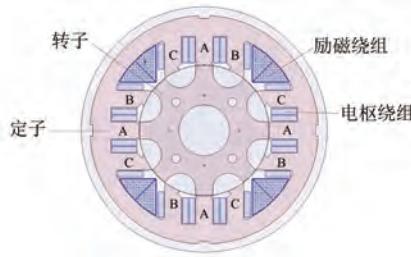


图 1 三相 12/8 极 DSEG 截面图

Fig. 1 Three-phase 12/8 pole DSEG sectional drawing

当励磁绕组通入电流,原动机带动电机按一定方向旋转,三相电枢绕组匝链的磁链随着转子位置改变而变化,从而产生三相交变的感应电势。以 p 相为例,忽略相间互感,则磁链方程为

$$\psi_p = L_p i_p + i_f L_{pf} \quad (1)$$

式中: L_p 、 L_{pf} 分别为 p 相电枢绕组自感、电枢绕组与励磁绕组互感; i_p 、 i_f 分别为电枢绕组电流、励磁绕组电流。

以电枢绕组外接阻性负载为例,假设电枢电流方向与感应电势方向一致,忽略电机绕组内阻,则 p 相绕组端电压为^[2]

$$u_p = i_f \frac{dL_{pf}}{d\theta} \omega - i_p \frac{dL_p}{d\theta} \omega - L_p \frac{di_p}{dt} \quad (2)$$

式中: ω 为电机角速度; θ 为电机电角度。

图 2 为转速 3 600 rpm、不同励磁电流下 A 相空载电压波形图。可以看到,相电压波形非正弦,一周期内 DSEG 相电压波形由正压区、负压区和过零区组成,并随着励磁电流增加而增加,直到电机铁心进入饱和状态。在饱和状态,空载相磁链最大值已达极限,变化很小,而相磁链最小值却随励磁电流增加而线性增大。因此,当励磁电流增加,相电势由负到正的过零点区间基本消失。另外励磁电流增加较大后,由于相磁链峰峰值减小,导致空载电压反而会下降。

1.2 整流工作原理

DSEG 发电系统开环结构如图 3 所示。用三相整流桥整流输出直流电能供给各种电气负载,此时电机的内部磁场不仅由励磁电流决定,还受负载电流的影响。

DSEG 整流原理与普通的桥式整流类似,只

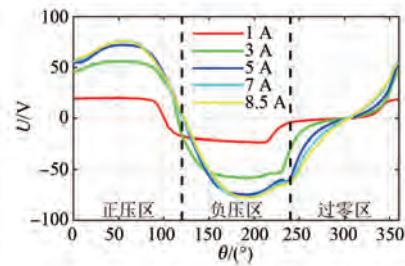


图 2 不同励磁电流的 A 相空载电压波形 ($n=3\ 600$ rpm)

Fig. 2 A-phase no-load voltage waveforms with different excitation current ($n=3\ 600$ rpm)

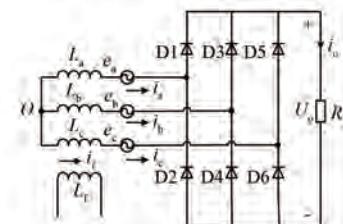


图 3 DSEG 发电系统开环结构

Fig. 3 Open loop structure of DSEG power generation system

是相电压为如图 2 所示的非正弦波。任一时刻经三相桥式整流后,忽略二极管压降,输出电压的瞬时值可以表示为

$$U_o = \max(u_a, u_b, u_c) - \min(u_a, u_b, u_c) \quad (3)$$

式中: \max 、 \min 分别为三相电压的最大值、最小值。

阻性负载下桥式整流的换相过程如图 4(a) 所示,相电压交点即为自然换相点,因而在一个周期有六次换相,正负半周各三次,如图中红色虚线位置所示。但由于电机电感的存在,相电流不能突变,存在换相重叠现象,换相不能瞬时完成,至黑色虚线换相才结束。

换相期间电机旋转的电角度被称为换相重叠角,根据文献[21]的分析,换相重叠角度与负载电流成正比,与励磁电流成反比,与电机转速无关。在励磁电流过小或负载电流过大时,换相重叠角变大,红色虚线和黑色虚线之间的两相导通模态会逐渐消失,电流正侧换相结束后立即进入负侧换相,出现组合换相模态。因此,阻性负载下 DSEG 整流器会出现三类工作模态:一类是在一个周期内有三个正侧换相模态、三个负侧换相模态和六个两相导通模态组成,如图 4(a) 所示;第二类由三个组合换相模态和三个两相导通模态组

成,如图 4(b)所示;第三类仅三个组合换相模态,如图 4(c)所示。

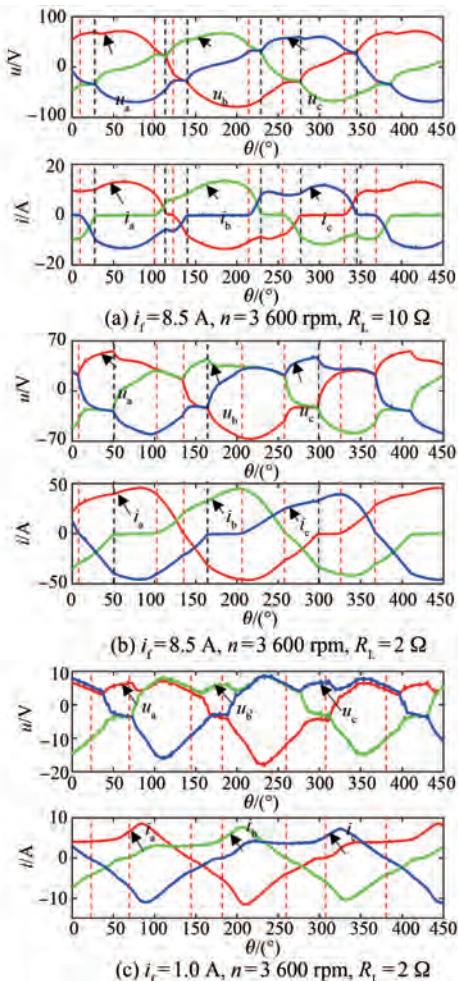


图 4 阻性负载下桥式整流换相过程示意图

Fig. 4 Schematic diagram of bridge commutation process under resistive load

从图 4 可以清晰的看到,由于换相重叠和电枢效应的影响,相电压和相电流会随着工况的变化发生严重的畸变。特别是在图 4(c)所示的组合换相模态,相电流自身已经出现严重的不对称,波形完全偏离正弦性质,传统的故障诊断算法在这种情况下极易出现误诊断和漏诊断,因此有必要开发新的 DSEG 二极管开路故障诊断算法。

1.3 故障模式分析

本文对发生概率较大的两个以内二极管 OC 故障进行研究,根据电感周期和图 3 中二极管开路故障的位置特点可分为五种故障大类,如表 1 所示。因同一类型下二极管故障状态具有相似性,后面章节只讨论代表故障模式。

表 1 DSEG 整流器二极管开路故障分类

Tab. 1 DSEG rectifier diode OC fault classification

类型	故障状态
单管开路	D1, D3, D5, D2, D4, D6
单相桥臂开路	D1D2, D3D4, D5D6
同一半桥	D1D3(D6), D1D5(D4), D3D5(D2)
双管开路	D2D4(D5), D2D6(D3), D4D6(D1)
同一感应	D1D6, D3D2, D5D4
电势周期	D1D6, D3D2, D5D4
不同感应	D1D4, D3D6, D5D2
电势周期	D1D4, D3D6, D5D2

表 1 涵盖了两管 OC 故障的所有情况,其中同一半桥双管故障与增加另一支路另一半桥单管开路形成的三管故障难以区分。例如,D1 和 D5 的双管故障与 D11、D5 和 D4 的三管故障无法区分,这种情况在表 1 中以 D1D5(D4)的形式表示。

2 基于相电流位置关系的二极管开路故障诊断算法

如上文所述,DSEG 相电流的非正弦性和非对称性给故障诊断带来了很大的困难,传统的基于波形正负对称性的 OC 故障诊断算法在这种情况下不再适用。因此,本文提出了基于相电流大小位置关系的故障诊断算法。

2.1 相电流位置关系分析

以 A 相电流为例,定义三相电流的大小位置关系函数为

$$F_a = \begin{cases} 1, & i_a > i_b > i_c \text{ 或 } i_a > i_c > i_b \\ 0, & i_b \geq i_a \geq i_c \text{ 或 } i_c \geq i_a \geq i_b \\ -1, & i_a < i_b < i_c \text{ 或 } i_a < i_c < i_b \end{cases} \quad (4)$$

式中: F_a 为 1 表示 A 相电流为三相电流中的最大电流,简称上电流; F_a 为 -1 表示 A 相电流为最小电流,简称下电流; F_a 为 0 表示 A 相电流为中间电流,简称中电流。

处于不同换相模态下电机正常运转时的相电流位置关系如图 5 所示。可以看出,理想情况下无论整流器处于哪种换相模态,无故障时一个电周期内每个相电流都是先作为上电流持续 120° 电角,再作为中电流持续若干电角,然后再作为下电流持续 120° 电角,最后再作为中电流持续若干电角后结束,并开启下一个循环。显然,两次中电流的持续电角之和也恒为 120°,比例由相电流波形和换相模态决定。相电流为上或下电流持续

120°电角可以看作电机的一个固有属性,不受换相模态变化和波形变化的影响。这是因为图3所示的电路是一个典型Y型连接的对称三相电路,三相电流波形虽然会随着工况变化产生畸变,但始终为幅值相同、相位互差120°的双极性波,其相同类型的交点自然相差120°。

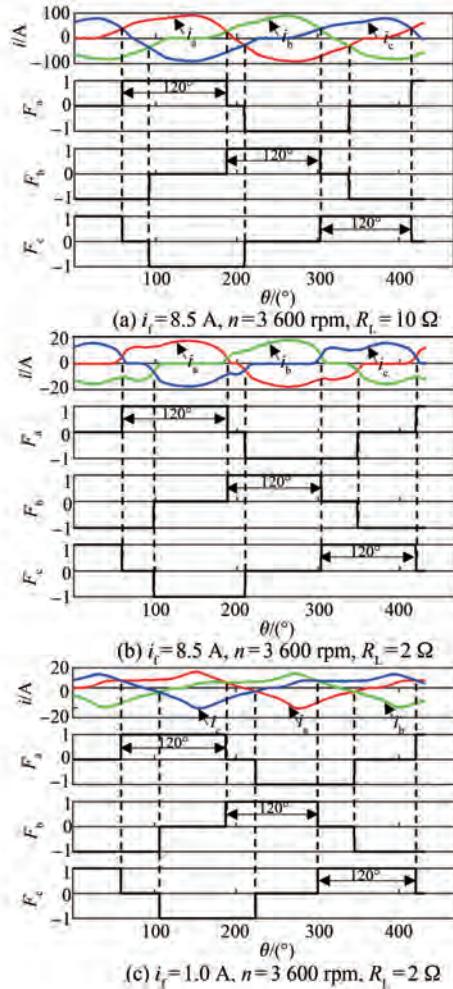


图5 正常情况下相电流的位置关系

Fig. 5 Position relation of phase current under normal condition

某一相出现开路故障时相电流位置关系如图6所示,其可分为两种情况:一种是单管开路故障,如图6(a)所示,D1开路时故障相作为下中电流持续360°,整个周期不会成为上电流;另一种是开相故障,如图6(b)所示,故障相一直作为中电流持续360°。

畸变最严重的组合换相模态下D1开路时的位置关系如图7所示。可以发现,其与图6(a)基本一致。这是因为不论哪种工况下,上管开路时,

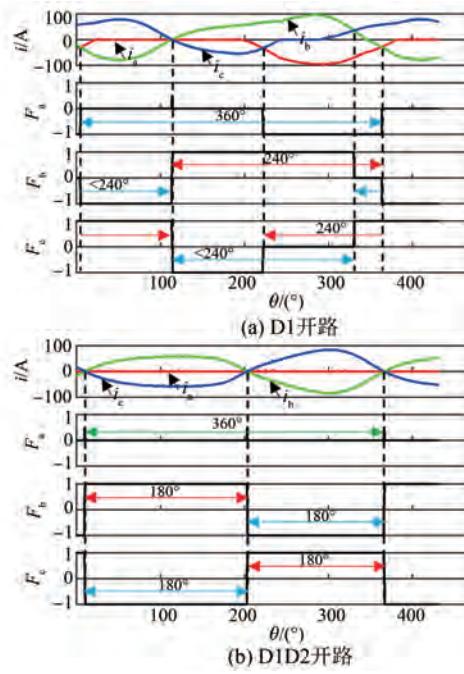


图6 单相开路故障($i_f=8.5\text{ A}$, $n=3600\text{ rpm}$, $R_L=10\Omega$)

Fig. 6 Single-phase OC fault ($i_f=8.5\text{ A}$, $n=3600\text{ rpm}$, $R_L=10\Omega$)

相电流位置关系的变换是类似的,即故障相的上电流转换为下、中电流,非故障相的中电流转换为上、下电流。因此,不同工况下相同二极管开路故障时相电流的位置关系相似,后面不再分开讨论。

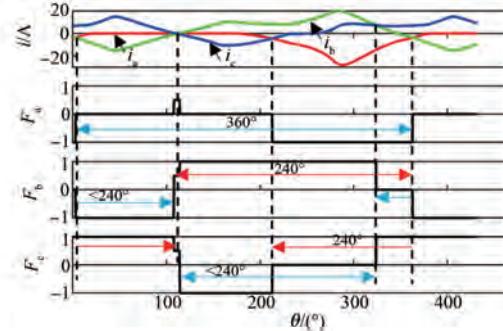


图7 组合换相模态下的单管开路故障($i_f=1.0\text{ A}$, $n=3600\text{ rpm}$, $R_L=2\Omega$)

Fig. 7 Single-phase OC fault in combined commutation mode ($i_f=1.0\text{ A}$, $n=3600\text{ rpm}$, $R_L=2\Omega$)

同一半桥双管出现开路故障时相电流位置关系如图8所示。图中黄色区域出现三相同时为零的不导通区域,持续时间约为70°,两上管开路时故障相作为下、中电流各145°,非故障相作为上电流持续290°。

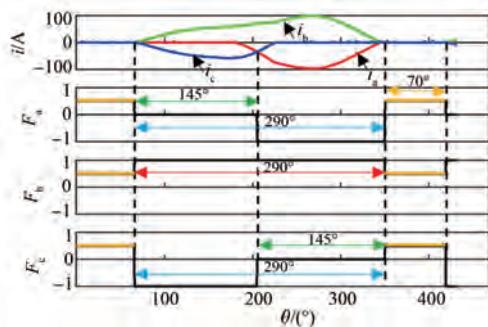


图 8 同一半桥双管开路 ($D1D5: i_f = 8.5 \text{ A}$, $n = 3600 \text{ rpm}$, $R_L = 10 \Omega$)

Fig. 8 Half bridge double pipe OC ($D1D5: i_f = 8.5 \text{ A}$, $n = 3600 \text{ rpm}$, $R_L = 10 \Omega$)

交错桥臂双管开路故障时相电流的位置关系如图 9 所示。其可分为两种情况:一种是同一感应电势周期双管开路,如图 9(a)所示,出现不导通区域约 60° ,上管开路时故障相作为下中电流的持续时间约为 300° ,下管开路时故障相作为上中电流的持续时间约为 300° ;另一种是不同感应电势周期双管开路,如图 9(b)所示,不导通区域减少为 20° 。

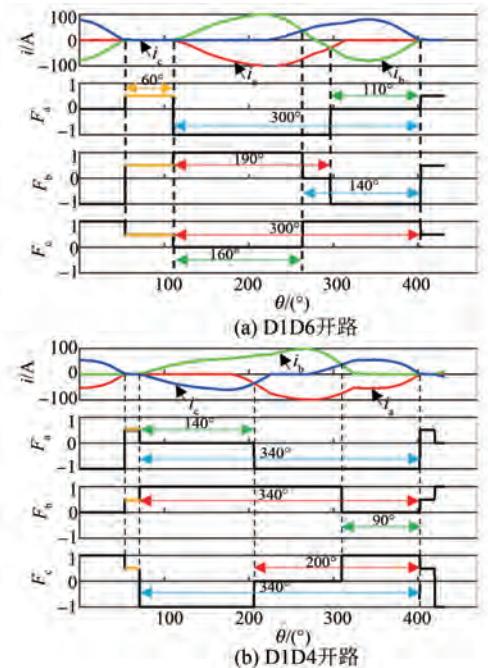


图 9 交错桥臂双管开路故障 ($i_f = 8.5 \text{ A}$, $n = 3600 \text{ rpm}$, $R_L = 2 \Omega$)

Fig. 9 Staggered bridge arm double pipes OC fault ($i_f = 8.5 \text{ A}$, $n = 3600 \text{ rpm}$, $R_L = 2 \Omega$)

综上所述,可以总结出如下特征:

(1) 正常情况下三相电流作为上、中或下、中

电流各持续约 240° 电角,该特征不受工况变化的影响。

(2) 上管开路时,故障相原来为上电流的区域转换为下或中电流,上电流的持续电角变为零,下、中电流占据除不导通模态外的所有区域,持续电角大于 240° ;同样,下管开路时,故障相电流原来为下电流的区域转换为上或中电流,下电流的持续电角变为零,上中电流占据不导通模态外的所有区域,持续电角大于 240° 。

(3) 非故障相原来为中电流的区域转变为上电流或下电流,因此上中电流或下中电流的持续电角始终小于等于 240° 。

2.2 所提出的诊断算法

本文提出的基于相电流位置关系的二极管开路故障诊断方案如图 10 所示。首先,在输入端接收电机电流并对它们进行排序,找出上电流和下电流值。然后,与电流零点判别阈值 K_z 比较,将相电流分为导通模态和不导通模态,导通模态时分析相电流的大小位置关系。最后,构建了七个故障指数积分器,每个积分器独立工作。上中电流电角累积值 θ_{pu} ($p=a,b,c$) 对应的积分器在导通模态下进行积分,电流作为上中电流对电角累加,作为下电流时对 m 倍电角累减;不导通模态保持不变。因此,因此该积分器输出 θ_{pu} 的最大值即为 p 相电流一个周期内作为上中电流的持续电角。同理,下中电流电角累积值 θ_{pd} ($p=a,b,c$) 的最大值为 p 相电流一个周期内作为下中电流的持续电角,不导通模态电角累积值 θ_z 的最大值为一个周期内三相电流同时为零(即处于不导通模态)的持续电角。每个积分器的输出限制为 $0 \sim 360^\circ$,以防止上溢和下溢。

积分器的输出 θ_{pu} 、 θ_{pd} 、 θ_z 直接与电角累积阈值 θ_{th} 进行比较,以判别二极管所处的故障模态。上中电流电角累积指数 θ_{pu} 超过阈值代表 p 相下管开路,下中电流电角累积值 θ_{pd} 超过阈值代表 p 相上管开路。不导通模态电角累积值 θ_z 超过阈值代表系统处于不导通模态,此时要对除 θ_z 外的所有积分器进行复位,以防止角度累积对下一次导通模态的故障诊断造成干扰。

一个好的故障诊断方法的调整参数须尽可能少。本文所提出的故障诊断方法仅需要 3 个参数: K_z 、 m 和 θ_{th} 。 K_z 为电流零点的判别阈值,主要

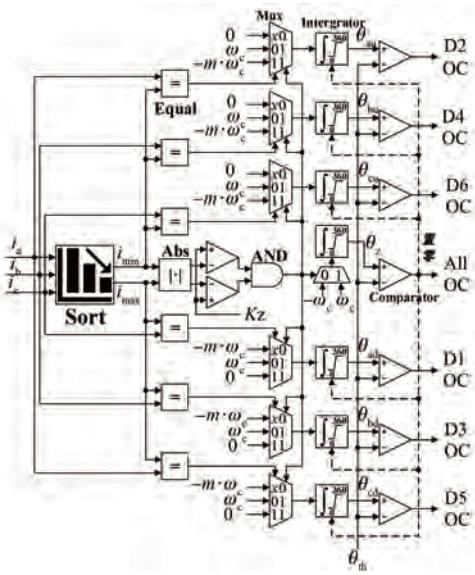


图 10 所提出的二极管开路诊断算法

Fig. 10 The proposed open-diode diagnostic algorithm

受传感器零点漂移的影响,根据工程经验本文取最大负载电流的 1%。 m 为积分器的负增益,其值越大可以越快地重置积分器的输出,防止故障指标的累积。考虑到非故障相电流作为上、中电流与作为下电流或作为下、中电流与作为上电流的持续电角的比值约为 2:1,则 m 取 3。 θ_{th} 为电角累积的阈值,理想情况下为 240°,综合算法的稳定性和实时性,本文取 300°。

3 试验验证

试验平台如图 11 所示,主要包括 DSEG、原动机、直流电源、数据采集电路、数据采集卡、整流器和电阻负载。该平台设计使用原动机带动发电机旋转,然后通过数据采集卡及采集电路同时进行三相电流、三相电压、励磁电流和负载电流八路信号的采集。其中,可通过调整原动机转速、直流电源提供的励磁电流和负载阻值,使其运行在不同的工况。

角度信号通过实际测量或间接估计得到,本文根据文献[22]的研究通过相电压过零点实时估计电机角速度。该算法简单可靠,适用于 DSEG 整流发电系统中高速运行时的角度估计。

在研究中,为方便设置整流电路二极管开路故障的故障模式,通过在整流二极管接触面叠加绝缘垫片后外接空气开关,对不同二极管的开路故障进行手动设置。DSEG 的详细参数见表 2。

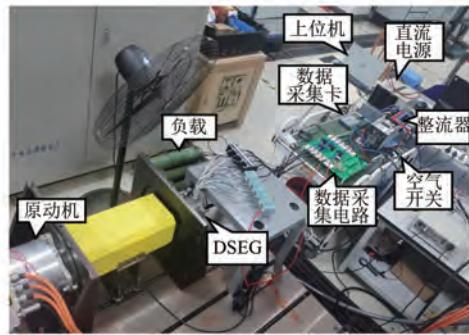


图 11 DSEG 试验平台

Fig. 11 DSEG experiment platform

表 2 DSEG 主要参数

Tab. 2 DSEG main parameters

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子极数	12	转子极数	8
定子外径/mm	158	定子内径/mm	90
铁心长度/mm	68	气隙长度/mm	0.25
转子内径/mm	35	额定、峰值转速/(r·min⁻¹)	3 600
电枢绕组每相串联匝数	4×10	励磁绕组串联匝数	4×100
额定输出电压/V	60~72	最大发电电流/V	60
额定、峰值发电功率/kW	3	额定励磁电流/A	8.5

3.1 诊断方法有效性验证

针对提出的 5 大类 22 种故障模式,通过搭建试验平台对本文提出的故障诊断方法进行了试验验证。

试验过程中采样率为 50 kHz,将原动机转速设为 3 600 r/min,励磁电流调为 8.5 A,并施加 2 Ω 阻性负载。电机旋转 1 分钟直至系统稳定,随后使用空气开关手动断开二极管与电机的连接。

3.1.1 单管开路故障诊断试验

D1 开路故障的试验结果如图 12 所示。相电流在 7.572 ms 时(即图中的黄色虚线处)开始出现畸变,代表故障发生;在 7.572 ms 前系统正常运行,相电流作为上中电流和下电流的持续电角为 240°,因此正常运行时 $\theta_{au}, \theta_{bu}, \theta_{cu}$ 和 $\theta_{ad}, \theta_{bd}, \theta_{cd}$ 最大值在 225°~250°范围内。D1 开路故障后,A 相电流将一直作为下中电流,因此 θ_{ad} 快速上升并超过阈值 θ_{th} 。在 8.178 ms 时 F1=1 检测并定位到故障二极管,且非故障相作为上中和下中电流的持续电角一直小于阈值,不会造成误诊断。图中横坐标的一小格代表一个基波周期,因此从波形畸变到诊断出故障二极管 D1 约为 0.3 个基波周期。

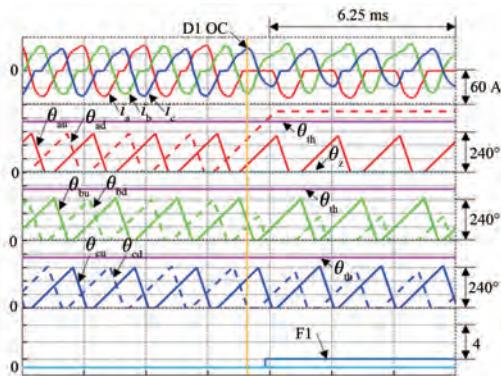


图 12 D1 开路故障诊断试验结果

Fig. 12 D1 OC fault diagnosis experimental results

3.1.2 单相开路故障诊断试验

D1D2 开路故障的试验结果如图 13 所示。在 7.08 ms 时(即图中黄色虚线处)故障发生,A 相电流将作为中电流持续整个基波周期,因此 A 相的上中电流持续电角 θ_{au} 和下中电流持续电角 θ_{bu} 将快速上升至 360° 并超过阈值。在 7.68 ms 时 $F2=2$,在 8.88 ms 时 $F1=1$,检测并定位到了两个故障二极管。非故障相电流将分别作为上下电流各持续约 180°,不会超过阈值,因此不会发生误诊断。从波形畸变到诊断出第一个故障二极管 D2 约为 0.3 个基波周期,第二个故障二极管 D1 约为 0.9 个基波周期。

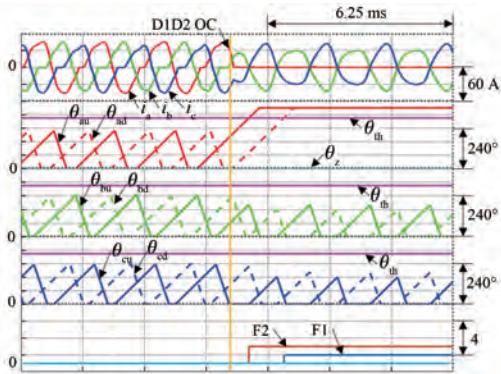


图 13 D1D2 开路故障诊断试验结果

Fig. 13 D1D2 OC fault diagnosis experimental results

3.1.3 同一半桥双管开路故障诊断试验

D1D5 开路故障的试验结果如图 14 所示。在 6.896 ms 时(即图中黄色虚线处)故障发生,三相开始出现同时为零的区域,θ_z 开始上升,但始终不会超过阈值。A 相和 C 相电流将作为下中电流持续除三相同时为零区域外的整个基波周期,因此 A 相和 C 相的下中电流持续电角 θ_{au} 、 θ_{cu} 将快速

上升至 360°,在 7.864 ms 时 $F5=5$ 、在 8.662 ms 时 $F1=1$ 分别定位到故障二极管 D5 和 D1。另外 B 相电流也将作为上电流持续除三相同时为零区域外的整个基波周期,因此 θ_{bd} 也将快速上升至 360°,在 8.058 ms 时 $F4=4$ 触发报警。这种情况下,D1D5 两上管开路和 D1D5D4 三管开路现象一致,都会出现半波缺失,因此不作区分。从波形畸变到诊断出第一个故障二极管 D5 约为 0.5 个基波周期,第二个故障二极管 D4 约为 0.6 个基波周期,第二个故障二极管 D1 约为 0.9 个基波周期。

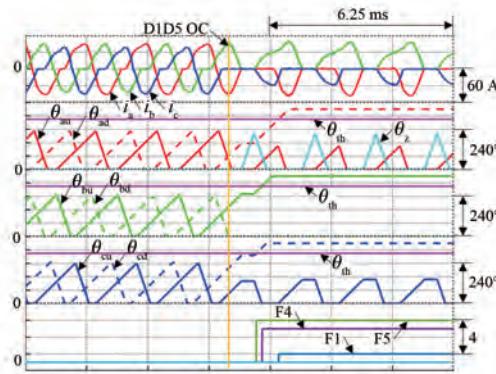


图 14 D1D5 开路故障诊断试验结果

Fig. 14 D1D5 OC fault diagnosis experimental results

3.1.4 交错桥臂双管开路(同一感应电势周期) 故障诊断试验

D1D6 开路故障的试验结果如图 15 所示。在 6.952 ms 时(即图中黄色虚线处)故障发生,三相出现不导通区域,θ_z 开始上升,但始终不会超过阈值。A 相将作为下中电流持续除不导通区域外的整个基波周期,因此 A 相下中电流持续电角 θ_{ad} 将快速上升至约 300°,然后在不导通区域保持不变,最后继续上升至 360°,在 7.782 ms 时 $F1=1$ 定位到故障二极管 D1。同理 C 相电流将作为上中电流持续除三相同时为零区域外的整个基波周期,因此 C 相上中电流持续电角 θ_{cu} 将经历同样的过程上升至 360°,在 7.918 ms 时 $F6=6$ 定位到故障二极管 D6。并且故障发生后正常 B 相将作为上中和下中电流各持续约 150°,不会导致误诊断。从波形畸变到诊断出第一个故障二极管 D1 约为 0.4 个基波周期,第二个故障二极管 D6 约为 0.5 个基波周期。

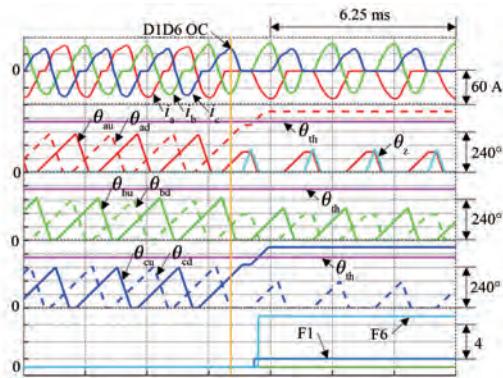


图 15 D1D6 开路故障诊断试验结果

Fig. 15 D1D6 OC fault diagnosis experimental results

3.1.5 交错桥臂双管开路(不同感应电势周期) 故障诊断

D1D4 开路故障的试验结果如图 16 所示。在 6.578 ms 时(即图中黄色虚线处)故障发生,三相开始出现很小的零区域, θ_z 开始上升,但始终不会超过阈值。A 相将作为下中电流占据除不导通模态外的整个基波周期,因为不导通模态的区域很小,所以 A 相下中电流持续电角 θ_{ad} 几乎没有停顿地上升至约 360°,在 7.134 ms 时 F1=1 定位到故障二极管 D1。同理 B 相电流将作为上中电流持续除三相同时为零区域外的整个基波周期,因此 B 相上中电流持续电角 θ_{bu} 将经历同样的过程上升至 360°,在 8.6 ms 时 F6=6 定位到故障二极管 D4。并且故障发生后 C 相将作为上中和下中电流各持续约 180°,不会导致误诊断。从波形畸变到诊断出第一个故障二极管 D1 约为 0.3 个基波周期,第二个故障二极管 D4 约为 1 个基波周期。

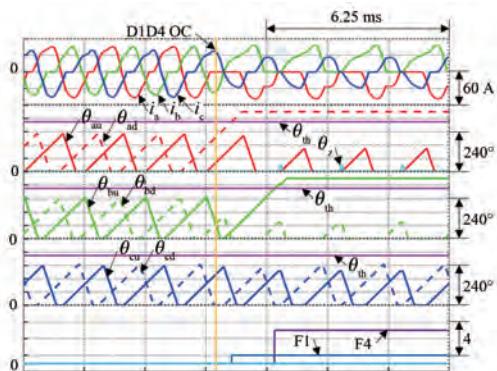


图 16 D1D4 开路故障诊断试验结果

Fig. 16 D1D4 OC fault diagnosis experimental results

3.2 诊断方法的鲁棒性验证

除了诊断方法的有效性之外,鲁棒性也是衡量故障诊断方法优劣的重要指标之一。在 DSEG 发电系统中,转速、励磁电流和负载随时可能发生变化。工况时由于电枢效应和换相重叠的影响,相电流将出现严重畸变,保证在变转速、变励磁、变载情况下诊断算法的稳定性,避免出现误诊断,是故障诊断算法的基本要求。

3.2.1 负载突变试验

本次试验的目的是验证负载扰动条件下的二极管开路故障诊断算法的性能,检测是否存在误报,并分析其稳定性。首先,施加 100% 的额定负载(2Ω 阻性负载),电机以 3 600 r/min 的速度旋转,励磁电流为 8.5 A。约 1 分钟后,一步将负载降低到 20% (10Ω 负载),并检查诊断算法的运行情况。从图 17 可以看出,负载突降干扰几乎对算法没有影响。然后,将负载从 20% 一步增加到 100%,并对所提出的方法的性能进行验证。从图 17 中可以看出,该干扰对本文算法的运行影响较小,不会输出假故障信号。故障指数与阈值之间的最小裕度约为 50°,系统稳定运行。

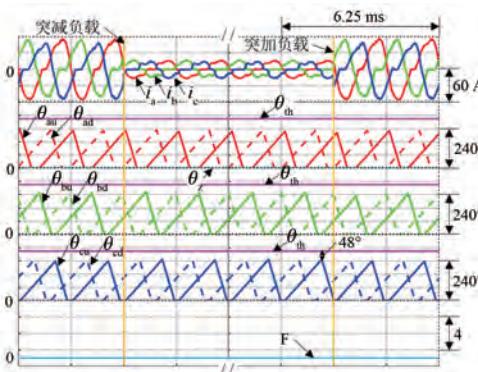


图 17 DSEG 负载突变操作试验结果

Fig. 17 Experimental results of DSEG load mutation operation

3.2.2 励磁突变试验

本次试验是为了验证所提出的诊断算法在励磁电流变化情况下的稳定性,这种情况经常发生在 DSEG 发电系统中,因为负载变化时需要调节励磁电流以维持输出电压的稳定。另外,励磁源在恶劣的电机运行环境下可能会因为老化、过热和外力冲击等原因导致发电机失去励磁电流^[23]。在这种励磁电流变化的瞬态,相电流不对称并且

发生严重畸变,其平均值不为零,相电流幅值之间的差异高达 3 倍~4 倍,常规的开路故障诊断技术极易发生误判。

为了验证励磁电流变化条件下诊断算法的性能,电机以 3 600 r/min 的转速在 100% 额定负载下运行,因为在这种情况下电流的幅值差异最明显。在电机运行稳定后,切断 DSEG 发电系统的励磁回路以实现励磁电流从 8.5 A 到 0 A 的变化,并且在励磁电流降低的过程中断开二极管 D1。从图 18 可以看出,在励磁电流降低的过程中,相电流受电枢效应和换相重叠的影响出现畸变,但该算法仍能够很好地检测到二极管的故障状态,即使是导通模态到不导通模态转换的暂态也没有出现误检。正常二极管故障指数与阈值之间的最小裕度约为 50°,系统稳定运行。

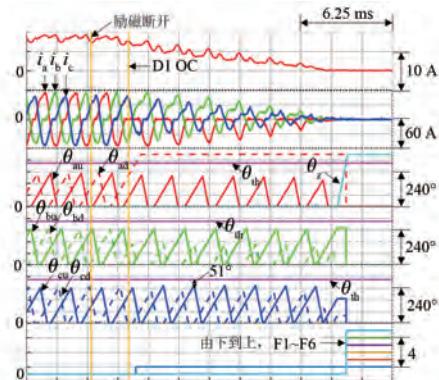


图 18 DSEG 突卸励磁操作试验结果

Fig. 18 Experimental results of DSEG sudden discharge excitation operation

然后,突然闭合 DSEG 发电系统励磁回路的空气开关。从图 19 可以看出,励磁增加过程中,三相电流从不导通模态恢复,二极管开路故障在一个基波周期内被检测到,二极管 D1 恢复正常后,一个基波周期内故障标志消失,整个过程没有误诊断。正常二极管故障指数与阈值之间的最小裕度约为 40°,诊断系统稳定运行。

3.2.3 转速突变试验

为了分析所提出的算法在转速突变时的性能,并检查是否存在错误故障检测,将电机从 2 000 r/min 加速到 3 600 r/min,然后在一段时间后减速回 2 000 r/min。由于机械设计和原动机调速性能的限制,发电系统的机械时间常数远大于电时间常数,转速变化时电机将缓慢变化达到

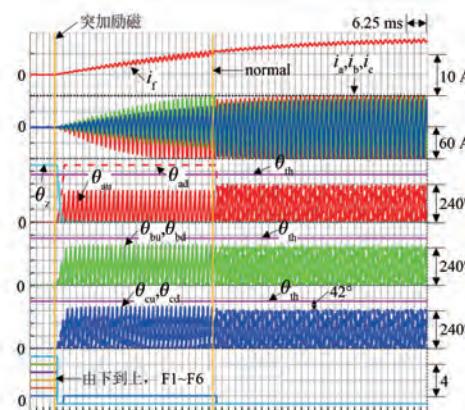


图 19 DSEG 突加励磁操作试验结果

Fig. 19 Experimental results of DSEG sudden excitation operation

指定转速,保证了转速估计的准确性。

在励磁电流 8.5 A、最大负载(2 Ω)下进行试验,加速过程的试验结果如图 20 所示。从图中可以看出,在加速过程中,电机电流增大,不会干扰到诊断算法。故障指数与阈值之间的最小裕度约为 50°,系统稳定运行。

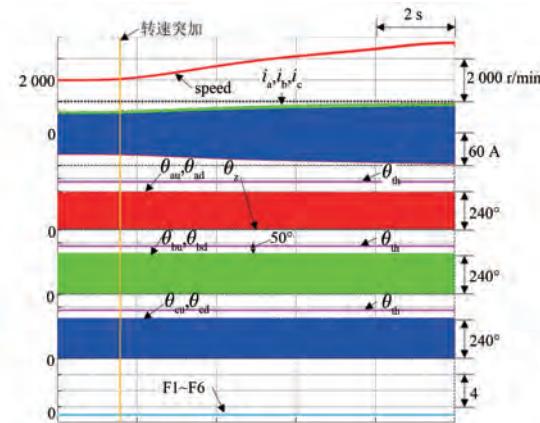


图 20 DSEG 加速操作试验结果

Fig. 20 Experimental results of DSEG accelerated operation

减速过程的试验结果如图 21 所示,并在减速过程中断开二极管 D1 和 D5,然后逐个恢复,进一步检测诊断算法的稳定性。可以看出,在减速过程中,诊断算法正确实时地检测出了二极管的故障状态。正常二极管故障指数与阈值之间的最小裕度约为 50°,系统稳定运行。

3.3 试验结果讨论

通过试验可知,本文提出的故障诊断方法实现简单、可靠,相对快速地诊断 DSEG 二极管开路

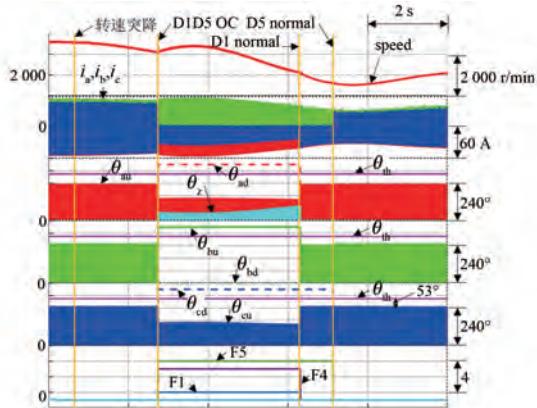


图 21 DSEG 减速操作试验结果

Fig. 21 Experimental results of DSEG deceleration operation

故障,并在变速、变载和变励磁的瞬态仍然不会出现误判。值得注意的是,在所有的试验中,正常二极管的故障指数与故障指数的裕度都大于 40° ,证明了该算法在各种工况下都具有极强的鲁棒性。

4 结语

本文围绕电励磁双凸极发电机整流器故障数据分析展开研究,提出了一种新的二极管开路故障检测策略,该策略通过 DSEG 相电流的上中下位置关系可以在一个基波周期内检测出 OC 二极管故障。并且所提出的诊断方案计算量和占用空间小,在变负载、变励磁和变转速的暂态下仍稳定工作,无误检。试验结果验证了诊断算法的有效性和鲁棒性。

参 考 文 献

- [1] 张卓然,许彦武,姚一鸣,等.多电飞机构力系统及其关键技术 [J].南京航空航天大学学报,2022, 54(5): 969-984.
ZHANG Z R, XU Y W, YAO Y M, et al. Electric power system and key technologies of more electric aircraft [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2022, 54 (5): 969-984.
- [2] ZHANG J J, CHEN Y, CHEN Z Y, et al. Open-switch fault diagnosis method in voltage-source inverters based on phase currents [J]. IEEE Access, 2019, 7: 63619-63625.
- [3] WEI Z H, LIU W G, PANG J, et al. Fault diagnosis

of rotating rectifier based on waveform distortion and polarity of current [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 2356-2367.

- [4] PANG J, LIU W G, WEI Z H, et al. Online diode fault detection in rotating rectifier of the brushless synchronous starter generator [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16 (11): 6943-6951.
- [5] JIAO N F, HAN X, WEI Z H, et al. Online fault diagnosis for rotating rectifier in wound-rotor synchronous starter-generator based on geometric features of current trajectory [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2952-2963.
- [6] RAHNAMA M, VAHEDI A, ALIKHAI A M, et al. A novel diode open circuit fault detection in three phase rectifier based on k-means method [C] // 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology, Lyon, 2018.
- [7] KAMEL T, BILETSKIY Y, CHANG L C. Real-time diagnosis for open-circuited and unbalance faults in electronic converters connected to residential wind systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1781-1792.
- [8] SHARAN B, JAIN T. Spectral analysis-based fault diagnosis algorithm for 3-phase passive rectifiers in renewable energy systems [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(16): 3818-3829.
- [9] PERISE J S, BAKKAR M, RODRIGUEZ S B. Open-circuit fault diagnosis and maintenance in multi-pulse parallel and series TRU topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (10): 10906-10916.
- [10] YANG C, WU D H, LIU Y D, et al. Diode open-circuit fault diagnosis based on Hausdorff distance for autotransformer rectifier unit [C] // 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress and Exposition-ASIA, Singapore, 2021.
- [11] YANG C, ZHANG F H, CHENG L, et al. A general diode open-circuit fault diagnosis method for autotransformer rectifier unit considering grid voltage disturbance [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 11(2): 2214-2226.
- [12] NEJAD A Z, DASTFAN A. Signal-based fault diagnosis in Q-pulse diode rectifier with fast and accurate detection of faulty switch [J].

- Measurement, 2023, 207: 1-16.
- [13] XU L, CAO M Y, SONG B Y, et al. Open-circuit fault diagnosis of power rectifier using sparse autoencoder based deep neural network [J]. Neurocomputing, 2018, 311: 1-10.
- [14] RAHIMINEJAD M, DIDUCH C, STEVENSON M, et al. Open-circuit fault diagnosis in 3-phase uncontrolled rectifiers [C] // 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Aalborg, 2012.
- [15] LI W L, LIU W J, WU W, et al. Fault diagnosis of star-connected auto-transformer based 24-pulse rectifier [J]. Measurement, 2016, 91: 360-370.
- [16] LIN Y, GE H J, CHEN S W, et al. Two-level fault diagnosis RBF networks for auto-transformer rectifier units using multi-source features [J]. Journal of Power Electronics, 2020, 20(3): 754-763.
- [17] CHEN S J, GE H J, LI J, et al. Progressive improved convolutional neural network for avionics fault diagnosis [J]. IEEE Access, 2019, 7: 177362-177375.
- [18] CHEN S W, GE H J, LI H, et al. Hierarchical deep convolution neural networks based on transfer learning for transformer rectifier unit fault diagnosis [J]. Measurement, 2021, 167: 108257.
- [19] ZHANG Y S, ZHOU B, ZHANG L. Fault diagnosis of rectification circuit for doubly-salient electro-magnetic wind generator using excitation current [C] // IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, 2009.
- [20] 陈文杰, 崔江. 基于 LSTM 的航空发电机整流电路诊断技术[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4): 85-90.
- CHEN W J, CUI J. Diagnosis technology of aero-generator rectifier circuit based on LSTM [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(4): 85-90.
- [21] 戴卫力, 泰海鸿, 郭鸿浩, 等. 电励磁双凸极发电机的三相整流换相过程分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(20): 111-117.
- DAI W L, QIN H H, GUO H H, et al. Analysis of commutation in three-phase rectifier of doubly salient electro-magnetic generator [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(20): 111-117.
- [22] ZHANG M H, ZHOU B, WANG K M, et al. Research on position sensorless control of doubly salient electro-magnetic generator based on phase induced electromotive force [C] // 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems, Chiang Mai, 2022.
- [23] 温腾翔, 周波, 周兴伟, 等. 电励磁双凸极发电机励磁故障容错控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 3047-3055.
- WEN T X, ZHOU B, ZHOU X W, et al. Fault-tolerant control of doubly salient electro-magnetic generators under excitation fault conditions [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10): 3047-3055.

收稿日期:2023-12-11

收到修改稿日期:2024-03-05

作者简介:

杨 静(1998-),男,硕士研究生,研究方向为健康监测与故障诊断,muyi184077@nuaa.edu.cn;

*通信作者:崔 江(1977-),男,博士,副教授,研究方向为健康监测与故障诊断,cuijiang@nuaa.edu.cn。

Open-Circuit Fault Diagnosis Algorithm of DSEG Rectifier Based on Current Position Relation

YANG Jing, CUI Jiang*, ZHOU Fan

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211106, China)

Key words: doubly salient electromagnetic generator; rectifier circuit; open-circuit fault diagnosis; strong robustness

The rectifier is an important component of the doubly salient electromagnetic generator (DSEG), which frequently bears high voltage and large current and is prone to failure. However, due to the asymmetry and non-sinusoidal nature of the DSEG phase currents, the traditional open-circuit (OC) fault diagnosis algorithms are highly susceptible to misdetection in the transient of the variable operating conditions.

A strong robustness diode OC fault diagnosis strategy is proposed at the paper, which can overcome the OC fault diagnostic false alarms issue when load changes suddenly, excitation changes suddenly or speed changes suddenly. The seven integral fault indicators are constructed by the proposed diagnostic strategy based on the phase current size positional relation, and the output of each integrator corresponding to the fault state of each diode. The proposed fault diagnosis strategy is shown in Fig.1.

Analysis of the size and location of the phase current relationship can be obtained, the phase current is the upper or lower current of the continuous 120° electrical angle can be regarded as an intrinsic property of the motor, not subject to phase change modal changes and waveform aberrations. And this is because although the three-phase current waveforms will produce aberrations

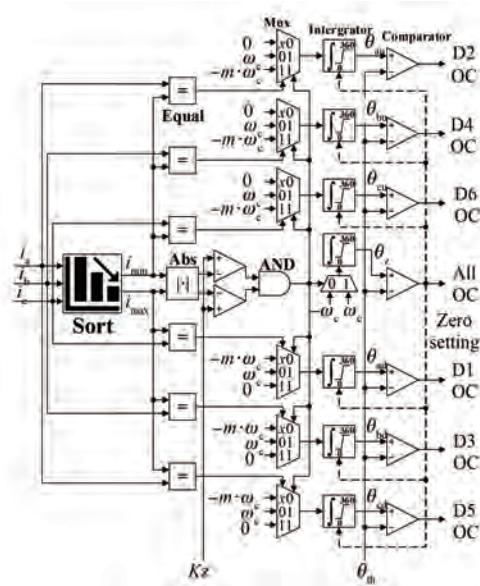


Fig. 1 The proposed diode OC diagnosis strategy

with the change in operating conditions, but always for the amplitude of the same phase 120° difference between the bipolar waves.

By experimental verification, it can be concluded that the proposed strong robustness OC fault diagnosis strategy does not misdiagnose in the transient states of variable load, variable excitation and variable speed. And it can detect all types of single-tube and dual-tube OC faults within one fundamental wave period, and has small computation and space occupation.