基于输入电流和输出电压的 Vienna 整流器单管 开路故障诊断方法

姚 芳^{1,2},陆 乐^{1,2},王刘浏³,李超峰^{1,2},唐圣学^{1,2}

(1. 河北工业大学 电气工程学院 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室,天津 300130;

2. 河北工业大学 电气工程学院 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室,天津 300130;

3. 中国长江电力股份有限公司,湖北 宜昌 443002)

摘要:单管开路故障是Vienna整流器的常见故障形式,为提高单管开路故障诊断的准确性和可靠性,基于输入电流和输出电压提出了一种故障诊断方法。首先,分析单管开路故障时的故障机理,选取故障时输入电流和输出电压作为故障特征量;然后,通过检测输入电流的零值稳区和分析输出电容电压差的谐波变化,设计故障诊断方法;最后,通过仿真和实验验证了所提方法的有效性。所提出的方法结合电流、电压故障特性,在 快速诊断的同时大幅提高了诊断结果的准确性和可靠性,在负载突变的情况下仍能正确工作,并且不需要添加额外的硬件设备,方便嵌入已有的控制系统中,能够实现单管开路故障的快速在线诊断。

关键词:单管开路故障; Vienna 整流器; 零值稳区; 谐波特性; 在线诊断

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202201007

0 引言

三相三电平 Vienna 整流器与传统整流器最大的区别在于,它是一种中点箝位结构整流器,具有更加灵活的控制策略^[13]。与其他三电平整流器相比, 三相三电平 Vienna 整流器具有开关器件少、开关应 力小、谐波畸变率低和可靠性高等优点,被广泛应用 于整流效果要求较高的领域^[45]。

目前专门针对 Vienna 整流器的故障诊断方法 并不是特别多,可以参考其他功率变换器的故障诊 断经验。工业应用数据统计显示,由于主要元器件 故障而导致的功率变换器故障中,功率电容和功 率开关管故障占比最高,故障率分别达到 30%和 26%^[6]。其中功率开关管的故障主要分为短路故障 和开路故障^[7]。短路故障的研究相对成熟,短路保 护主要有过流保护和欠压保护,都是基于短路发生 时电流瞬时增大的故障特性。而开路故障发生时, 电流的畸变程度相对较小,尤其是当负载较轻时,流 过功率开关管的电流比较小,开路故障不易被短路 保护检测到,长时间带故障运行会导致电气参数的 恶化,容易造成二次故障。因此,为了提高功率变换 器的可靠性,相关的开路故障诊断技术研究近几年

收稿日期:2021-01-05;修回日期:2021-11-12

基金项目:河北省自然科学基金资助项目(E2019202481, E2017202284);河北省自然科学基金创新研究群体项目 (E2020202142)

Project supported by the Natural Science Foundation of Hebei Province(E2019202481,E2017202284) and the Foundation for Innovative Research Groups of the Natural Science Foundation of Hebei Province(E2020202142) 受到广泛关注。目前的开路故障诊断方法大致分为 基于电流特性和基于电压特性两大类。

当开路故障发生时,电流会产生最直接明显的 变化,通过分析电流瞬时值和变化率,可以实现故障 诊断^[8]。针对牵引整流器,文献[9]提出了利用网侧 电流的谱峭度进行故障模式识别、利用故障前后电 流均值进行故障定位的开路故障诊断方法,但该方 法会受到干扰的影响,需配合其他滤波算法。开路 故障发生后,谐波特性也会发生改变,文献[10]提出 通过分析相电流直流分量进行故障诊断。为了提高 诊断的准确性,不少学者将相电流进行矢量变换,利 用平均电流矢量^[11]或电流矢量角^[12]进行故障诊断, 但噪声干扰或者负载波动等情况会影响这些方法的 诊断效果。

一些基于电压特性的方法,利用特定的硬件来 检测特定位置的实际电压,然后分析测量值与理论 值的残差,实现故障诊断^[13-15]。但是这些方法往往 需要增加额外的传感器来提取特征变量,会增加系 统的不稳定性,成本较高,通用性较差。针对这些缺 点,一些文献提出了不需要增加额外硬件的诊断方 法。文献[16]针对Vienna整流器,将人工神经网络 引入开路故障诊断中,利用电流直流分量和电压交 流纹波作为训练样本,能够同时诊断功率开关管和 二极管的开路故障。文献[17]利用系统已知的直流 侧电压,结合模型参考自适应系统技术,设计了一种 逆变器开路故障诊断方法。文献[18]采用电压观测 器来估算实际的功率变换器电压,具有良好的鲁棒 性。文献[19]引入滑模观测器(SMO),用于检测模 块化多电平变换器的故障。这些方法不需要添加额 外的测量元件,方便集成到已存在的控制系统中,但 是往往需要多个周期的运行数据作为支撑,数据处 理量大,计算复杂。

通过分析上述文献可知,基于电流特性的诊断 方法受输入电流波动和负载波动的影响,基于电压 特性的诊断方法往往需要额外设备或复杂计算。考 虑到功率变换器大部分的多元件故障都是因为单元 件故障未及时处理、长时间带故障运行才导致的二 次故障,真正的多元件同时发生故障的概率很小。

本文针对Vienna整流器单管开路故障,提出了 一种准确、可靠、简单的诊断方法。该方法利用故障 时输入电流的零值稳区以及输出电容电压差的谐波 特性,能够实现单管开路故障的辨识和定位。所提 出的故障诊断方法能够配合其他容错策略,保障 开路故障时电路仍能正常连续工作,并且不需要添加 额外硬件设备,方便集成到已有的控制系统中以实 现在线诊断,具有成本低、准确性好、可靠性高等优 点,在实际工程应用中能够提高Vienna整流器的运 行可靠性,并且具有较高的可行性。最后通过仿真和 实验验证了所提故障诊断方法的准确性和可靠性。

1 单管开路故障特性分析

1.1 Vienna 整流器

图1为三相三电平 Vienna 整流器的拓扑结构。 图中, $e_k(k=a,b,c)$ 、 i_k 分别为输入电压和输入电流; R_k 为等效串联电阻; L_k 为滤波电感; $D_{i_j}(j=1,2)$ 为续 流二极管; S_{i_j} 为功率开关管; D_{si_j} 为反并联二极管(实 际应用中用功率开关管的寄生二极管代替); C_1 和 C_2 为直流侧滤波电容; U_{c_1} 和 U_{c_2} 为滤波电容电压; R_L 为 负载电阻; U_o 、 i_o 分别为直流侧输出电压、电流; i_p 和 i_n 分别为直流母线正向和负向电流。



Fig.1 Topology of three-phase three-level Vienna rectifier

Vienna 整流器的每一相桥臂均由一对方向相反的功率开关管组成,同一桥臂的2个开关管驱动信号相同,保证同一时刻每一相最多只有1个开关管导通。每一相的开关状态可以用开关函数 *S*_{*k*}表示为:

$$S_{k} = \begin{cases} 0 & S_{k1} \\ S_{k2} & S_{k2} \\ 1 & S_{k1} \\ -1 & S_{k1} \\ S_{k1} \\ S_{k1} \\ S_{k2} \\ S_{k2} \\ S_{k3} \\ S_{k3$$

1.2 输入电流故障特性分析

功率开关管开路故障是 Vienna 整流器最常见的开路故障类型,本文提出的诊断方法将三相输入电流经过 Clark 变换后,得到每相的变换电流 *i*_{ak}和 *i*_{βk} 作为故障特征量,三相的 Clark 变换公式为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha a} \\ i_{\beta a} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix}$$
(2)
$$\begin{bmatrix} i_{\alpha b} \\ i_{\beta b} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{b} \\ i_{c} \\ i_{a} \end{bmatrix}$$
(3)
$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ -\frac{2}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c} \\ i_{c} \end{bmatrix}$$
(4)

$$\begin{bmatrix} l_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 2 & 2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}$$
(4)

以 a 相为例,图 2(a)、(b)分别为 S_{a1} 、 S_{a2} 在 0.10 s 发生开路故障时输入电流的瞬时值波形和经过 Clark变换后的电流波形。



图 2 S_{a1} 和 S_{a2} 发生开路故障时的输入电流波形 Fig.2 Waveforms of input currents under open-circuit fault of S_{a1} and S_{a2}

1.2.1 *i*_{ak}的零值稳区

由图2可以发现:当Sal发生开路故障时, iga 正半

周出现零值稳区;当S_{a2}发生开路故障时,*i*_{aa}负半周出 现零值稳区。非故障相电流波形会发生一定程度的 畸变,且幅值有所增大。

以开关管S_{al}发生开路故障为例,三相输入电流的关系为:

$$\begin{cases} i_a + i_b + i_c = 0\\ i_a = 0 \end{cases}$$
(5)

分析式(2)、(5)可知,*i*_{aa}出现零值稳区的原因是 *i*_a同时也出现零值稳区,结合 Vienna 整流器的拓扑 结构,出现上述输入电流故障特性的原因如下。

1)当电角度处于(0°,180°]时, S_{a2} 被反并联二极 管 D_{sa2} 短路,若 S_{a1} 开路,则只有 $S_{a}=0$ 一种情况。忽 略二极管导通压降,若续流二极管 D_{a1} 两端电压 $U_{AN} \leq U_{JN}$,则 D_{a1} 不导通, i_{a} 失去通路,形成零值稳区。随着 输入电压的变化,当 $U_{AN} > U_{JN}$ 时, D_{a1} 导通, i_{a} 通过 D_{a1} 流入直流侧形成通路,出现电流尖峰。

2)当电角度处于(180°,360°]时,S_{al}被反并联二 极管D_{sal}短路,此时无论S_{al}是否故障,都不会影响开 关函数S_a的取值,所以*i*_a基本正常。

3)由于三相输入电流满足基尔霍夫电流定律, 零值稳区的出现会使非故障相电流发生畸变、幅值 增大。

S_{a2}发生开路故障的原理与S_{a1}类似,只是分析时 电流方向相反,b相和c相的故障特性与a相相同。 1.2.2 *i*_{ac}的正负特性

由图2可知,无故障时*i_{βa}*比*i_{αa}滞后90°且波形*几 乎相同,为了便于比较,将*i_{βa}*延迟0.75*T*(*T*为工频周 期)。当S_{a1}、S_{a2}发生开路故障时,*i_{αa}*和延迟后的*i_{βa}波*形分别见附录A图A1(a)、(b)。可以看出,正常工 作时,*i_{αa}*和延迟0.75*T*后的*i_{βa}波形*几乎一致;当上桥 臂开关管S_{a1}开路时,*i_{αa}*正半周出现零值稳区,此时*i_{βa}*为正值;当下桥臂开关管S_{a2}开路时,*i_{αa}*负半周出现零 值稳区,此时*i_{βa}*为负值。

1.3 输出电压故障特性分析

由文献[4]可知正常运行时,三相桥臂电压开关 函数的基波分量*d*_{*k*}为:

$$\begin{cases} d_{a} = \operatorname{sgn}(i_{a})(1 - J_{a}) = M \sin(\omega_{0}t) \\ d_{b} = \operatorname{sgn}(i_{b})(1 - J_{b}) = M \sin(\omega_{0}t - 2\pi/3) \\ d_{c} = \operatorname{sgn}(i_{c})(1 - J_{c}) = M \sin(\omega_{0}t + 2\pi/3) \end{cases}$$
(6)

式中:M为调制比; J_k 为开关函数基波分量; ω_0 为角速度;sgn(i_k)为符号函数, $i_k \ge 0$ 时为1, $i_k < 0$ 时为-1。

直流侧电压与电流的关系为:

$$C_{\rm f} \frac{\mathrm{d}(U_{c1} - U_{c2})}{\mathrm{d}t} = C_{\rm f} \frac{\mathrm{d}\Delta U}{\mathrm{d}t} = i_{\rm p} - i_{\rm n} \tag{7}$$

$$\begin{cases} \iota_{p} - \iota_{D_{a1}} + \iota_{D_{b1}} + \iota_{D_{c1}} \\ i_{n} = i_{D_{a2}} + i_{D_{b2}} + i_{D_{c2}} \end{cases}$$
(8)

$$\begin{cases} i_{\mathrm{D}_{a1}} = \begin{cases} (1-J_{a})i_{a} & i_{a} \ge 0\\ 0 & i_{a} < 0\\ \\ i_{\mathrm{D}_{a2}} = \begin{cases} 0 & i_{a} \ge 0\\ -(1-J_{a})i_{a} & i_{a} < 0\\ \\ i_{\mathrm{D}_{b1}} = \begin{cases} (1-J_{b})i_{b} & i_{b} \ge 0\\ 0 & i_{b} < 0\\ \\ \\ i_{\mathrm{D}_{b2}} = \begin{cases} 0 & i_{b} \ge 0\\ -(1-J_{b})i_{b} & i_{b} < 0\\ \\ -(1-J_{b})i_{b} & i_{c} < 0\\ \\ \\ i_{\mathrm{D}_{c1}} = \begin{cases} (1-J_{c})i_{c} & i_{c} \ge 0\\ 0 & i_{c} < 0\\ \\ \\ \\ i_{\mathrm{D}_{c2}} = \begin{cases} 0 & i_{c} \ge 0\\ -(1-J_{c})i_{c} & i_{c} < 0 \end{cases} \end{cases}$$
(9)

式中:*C*_t为输出电容;ΔU为输出电容电压差,后文简称为输出电压差;*i*_{D₄}和*i*_{D₂}分别为各个桥臂正向和负向续流二极管的电流。

结合式(6)—(9)可得:

$$C_{\rm f} \frac{\mathrm{d}\Delta U}{\mathrm{d}t} = d_{\rm a} |i_{\rm a}| + d_{\rm b} |i_{\rm b}| + d_{\rm c} |i_{\rm c}| \qquad (10)$$

三相输入电流为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega_0 t) \\ i_b = I_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ i_c = I_m \sin(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{cases}$$
(11)

式中:I_为输入电流幅值。

由式(6)、(10)、(11)可得输出电压差为:

$$\Delta U \approx \frac{M}{6\omega_0 C_{\rm f}} I_{\rm m} \cos(3\omega_0 t) \tag{12}$$

式(12)表明,输出电压差主要为3次谐波分量。

通过分析输入电流的故障特性可知,故障相电 流存在零值稳区和电流尖峰2种故障状态,以S_{al}发 生开路故障为例进行分析。电流处于零值稳区时开 关管和续流二极管均不导通,电流失去通路;电流处 于电流尖峰时续流二极管导通,电流经续流二极管 流入直流侧。

1)电流处于零值稳区时。 此时式(9)中D_{a1}的电流为:

$$i_{\rm D_{al}} = 0$$
 (13)

由式(6)—(9)、(11)、(13)可得:

$$C_{\rm f} \frac{\mathrm{d}\Delta U}{\mathrm{d}t} \approx -\frac{MI_{\rm m}}{2} \left[1 - \cos\left(2\omega_0 t\right) + \sin\left(3\omega_0 t\right) \right] \quad (14)$$

$$\Delta U \approx \frac{MI_{\rm m}}{C_{\rm f}} \left[-t + \frac{1}{4\omega_0} \sin\left(2\omega_0 t\right) + \frac{1}{6\omega_0} \sin\left(3\omega_0 t\right) \right] (15)$$

式(15)表明,当单管开路故障电流处于零值稳 区时,输出电压差的直流分量和2次谐波分量会明 显升高。

2) 电流处于电流尖峰时。

此时式(9)中
$$D_{a1}$$
的电流为:
 $i_{D_{a1}}=i_{a}$ (16)
由式(6)—(9)、(11)、(16)可得:

$$C_{\rm f} \frac{\mathrm{d}\Delta U}{\mathrm{d}t} \approx -\frac{MI_{\rm m}}{2} \left[1 - \frac{2}{M} \sin\left(\omega_0 t\right) - \cos\left(2\omega_0 t\right) + \sin\left(3\omega_0 t\right) \right]$$
(17)

由式(17)可得:

$$\Delta U \approx \frac{MI_{\rm m}}{C_{\rm f}} \left[-t - \frac{1}{M\omega_0} \cos(\omega_0 t) + \frac{1}{4\omega_0} \sin(2\omega_0 t) + \frac{1}{6\omega_0} \cos(3\omega_0 t) \right]$$
(18)

式(18)表明,当单管开路故障电流处于电流尖 峰时,输出电压差的直流分量、基波分量和2次谐波 分量会明显升高。

2 单管开路故障诊断方法设计

通过分析故障特性可知,单管开路故障会使输入电流出现零值稳区、输出电压差谐波发生变化。 所提出的故障诊断方法利用输入电流进行故障辨识和定位,利用输出电压差进行漏诊检测。

单管开路故障诊断流程如图3所示。图中, $i_{\rm h}$ 为零值稳区检测的电流阈值; $t_{\rm h}$ 为故障辨识的时间阈值; $A_{\rm h}$ 为直流分量检测的幅值阈值; $A_{\rm 0}$ 为输出电压差经过快速傅里叶变换(FFT)分析后直流分量的幅值; F_{k} 为故障相定位标志; $F_{\rm up}$ 和 $F_{\rm devn}$ 为每相故障桥臂定位标志;F为漏诊检测的故障标志位。





所提出的单管开路故障诊断方法主要分为两部 分。首先,将三相输入电流经过Clark变换后,检测 *i*_{ak}的零值稳区时间,进行故障辨识并确定故障相,将 *i*_{bk}延迟0.75*T*后,根据*i*_{bk}的正负特性,定位故障桥臂; 其次,针对调制比过小时可能会出现漏诊的问题,对 输出电压差进行谐波分析,通过检测直流分量的幅 值变化进行漏诊检测,当检测结果与故障诊断不一 致时,自动调整时间阈值大小。

2.1 基于输入电流的故障辨识和定位

2.1.1 故障辨识

当发生单管开路故障时, Vienna 整流器三相输

入电流经过 Clark 变换后, *i*_{ak}会出现明显的零值稳区。因此, 可以通过检测是否存在零值稳区进行故障辨识, 同时确定故障发生相。

在实际工况下,由于谐波、噪声、负载波动、控制 误差等因素的影响,电流处于零值稳区时,并不是完 全保持为0,而是围绕0存在微小的波动。设定检测 零值稳区的电流阈值 i_h ,若 $-i_h \leq i_k \leq i_h$ 则认为此时电 流为0, i_h 的选取会影响检测精度, i_h 过小可能会导 致漏诊断, i_h 过大可能会导致误诊断,本文结合实际 实验结果,设定 i_h 为峰值电流的10%。定义零点标 志位 ε_k 为:

$$\varepsilon_{k} = \begin{cases} 1 & -i_{\text{th}} \leq i_{k} \leq i_{\text{th}} \\ 0 & \ddagger \& \end{cases}$$
(19)

式中: ε_k =1表示 i_k 处于零值稳区; ε_k =0表示 i_k 不处于零值稳区。

当 ε_k 由0置为1时,进入零值稳区的检测程序, 计数器 W_k 进入工作状态。在每个采样周期内,若 ε_k 保持为1则 W_k 累加1,若 ε_k 变为0则计数器不动作。 电流处于零值稳区时,由于干扰的原因,电流可能在 某一瞬间大于电流阈值,为了提高鲁棒性,设定计时 器的工作状态持续时间固定为 T_p ,当工作状态结束 时,计时器进入休眠状态并且清零。电流的零值持 续时间 t_k 表示为:

$$t_k = W_k T_s \tag{20}$$

式中:T_s为电流采样周期。

然后,将输入电流的零值持续时间与时间阈值 t_{t_h} 进行比较,若 $t_k > t_{t_h}$ 则认为电流处于零值稳区,若 $t_k < t_h$ 则认为电流处于自然换零点。与 i_h 同理, t_h 的 取值会影响诊断的准确率和速度, t_h 过小可能会在 自然换零点出现误诊断, t_h 过大会增加诊断时间,本 文结合实际实验结果,设定 $t_h=0.2T$ 。定义故障相标 志位 F_k 为:

$$F_{k} = \begin{cases} 1 & t_{k} > t_{\text{th}} \\ 0 & t_{k} \le t_{\text{th}} \end{cases}$$
(21)

式中: F_k =1表示k相发生单管开路故障; F_k =0表示k相正常。

2.1.2 故障定位

在进行故障辨识的同时确定了故障相,每一相 有2个功率开关管,分别位于上、下桥臂,只要再确 定故障功率开关管所在的桥臂,就能实现故障定位。 通过分析故障特性可以发现,三相输入电流经过 Clark变换后,当*i*_{at}进入零值稳区时,对延迟0.757后 的*i*_{at}进行正负判断,就可以定位故障功率开关管所 在桥臂。

因为存在各种干扰和波动,零值稳区过程中,*i_{pa}* 并不一定全为正值或全为负值,所以利用累加的方 式考虑整个过程的正负情况。以a相为例,由式 (2)、(5)可知,*i*_a和*i_a*的零值稳区是同时产生的,设 置2个触发计时器 $W_{\beta k1}$ 和 $W_{\beta k2}$,它们和计时器 W_k 同时进入工作状态且持续时间也为 T_p 。将 $i_{\beta k}$ 延迟0.75T,计数器进入工作状态时,若 $i_{\beta k}>0则W_{\beta k1}$ 加1,若 $i_{\beta k}<0$ 则 $W_{\beta k2}$ 加1,工作状态结束后清零。定义各相故障桥臂标志位 F_{up} 和 F_{down} 分别为:

$$F_{\rm up} = \begin{cases} 1 & W_{\beta k1} \ge W_{\beta k2} \\ 0 & W_{\beta k1} < W_{\beta k2} \end{cases}$$
(22)

$$F_{\text{down}} = \begin{cases} 0 & W_{\beta k1} \ge W_{\beta k2} \\ 1 & W_{\beta k1} < W_{\beta k2} \end{cases}$$
(23)

式中: F_{up} =1表示故障管在上桥臂; F_{down} =1表示故障管在下桥臂。

故障辨识和故障定位同时进行,故障位置与故障标志位的对应关系见附录A表A1。

2.2 基于输出电压的漏诊检测

较大的时间阈值*t*_{th}可以避免电流自然换零时出现误诊断,但当调制比过小时,零值稳区时间缩短,可能导致零值持续时间小于*t*_{th},造成漏诊断,影响诊断结果的可靠性,因此加入漏诊检测来调整*t*_{th}大小。利用输出电压差的谐波特性进行漏诊检测,由于电容电压的滞后性,漏诊检测的时间要长于基于输入电流的故障辨识时间,但受波动影响小,诊断结果更加可靠。

收集前一周期的输出电压差数据进行 FFT 分析,由于硬件条件的原因以及频率波动的影响,实验 中很难取得与工频成倍数关系的频率分辨率,因此 选取容易获得且相对稳定的直流分量幅值 A_0 作为故 障特征量。若 $A_0 \ge A_h$,则判定发生了单管开路故障。 定义漏诊检测标志位F为:

$$F = \begin{cases} 1 & A_0 \ge A_{\text{th}} \\ 0 & A_0 < A_{\text{th}} \end{cases}$$
(24)

式中:F=1表示发生漏诊断;F=0表示未发生漏诊断。

漏诊断时基于输入电流的故障诊断无故障定位标志,基于输出电压的漏诊检测出现故障标志。此时,自动减小时间阈值,直至出现故障定位标志,消除漏诊断。时间阈值变化量与调制比呈线性关系,如式(25)所示。

$$t'_{\rm th} = t_{\rm th} - 0.025MT$$
 (25)

3 仿真和实验验证

为了验证所提出的单管开路故障诊断方法的有效性和快速性,搭建了Vienna整流器的仿真模型和 实验平台,分别进行了仿真和实验验证,仿真和实验 参数一致,见附录A表A2。

3.1 故障诊断方法的有效性验证

3.1.1 仿真验证

以S_{a1}为例,利用Simulink 仿真验证所提诊断方法的有效性,在0.1s时S_{a1}发生开路故障,故障相定位和故障桥臂定位的仿真结果分别见附录A图A2、

A3。由图可知,故障发生后, i_a 进入零值稳区,计数 器 W_a 迅速增大, W_b 和 W_c 无明显变化;在0.108 s时 $t_a > t_{th}$,故障相标志位 F_a 置1, $W_{\beta a1} > W_{\beta a2}$,故障桥臂标志 位 F_{up} 置1。

诊断时间与调制比、故障时电流的相位(故障角度)有关,在不同故障角度(0°、4.5°、9°、…、351°、 355.5°、360°)和不同调制比(3.3、3.7、4、4.3、4.7、5)下,对S_{a1}发生开路故障的诊断时间进行仿真,以验证所提故障诊断方法的快速性,诊断时间的仿真结果如附录A图A4所示。由图可知,S_{a1}发生开路故障的辨识时间最短约为2ms、最长约为14ms。

S_{a1}发生开路故障时输出电压差的谐波分量如附 录A图A5所示。由图可知,正常运行时,输出电压 差主要是3次谐波,S_{a1}发生开路故障后,直流分量、 基波分量和2次谐波明显增加,仿真结果与理论分 析基本相符。

3.1.2 实验验证

为了验证所提诊断方法在实际应用中的诊断效 果,设计了 Vienna 整流器电路,DSP 控制芯片为 TMS320F28335,将诊断方法植入控制系统中,实验 平台连接图如附录 A 图 A6 所示,实物图见附录 A 图 A7。

以 S_{a1} 发生开路故障为例进行实验,以验证诊断 方法的有效性,此时基于输入电流的诊断结果如图 4所示。由图可知,当 S_{a1} 发生开路故障时,输入电流 进入零值稳区,经过约8 ms后, F_{a} 和 F_{up} 置1, F_{b} 、 F_{c} 和 F_{down} 无变化。



图 4 S_{al}发生开路故障诊断时的实验结果 Fig.4 Experimental result of open circuit fault diagnosis of S_{al}

在不同故障角度(0°、4.5°、9°、…、351°、355.5°、 360°)和不同调制比(3.3、3.7、4、4.3、4.7、5)下,对S_{a1} 发生开路故障进行实验,以验证所提诊断方法的快 速性,诊断时间的实验结果如图5所示。由图可知, S_{a1}发生开路故障的辨识时间最短为2 ms、最长为 14 ms,实验结果与仿真结果相符。

其他5个开关管开路故障的仿真和实验结果与 S_{at}一致,文中不再赘述。这表明所提故障诊断方法 可准确快速地实现单管开路故障的辨识和定位。

当故障角度接近150°时,诊断时间明显突增,



图5 故障诊断时间实验结果

Fig.5 Experimental results of fault diagnosis time

这是因为此时故障发生时刻位于零值稳区末端,计 数器计数得到的零值持续时间无法达到诊断阈值, 等到下一个零值稳区才能诊断出故障。

漏诊检测的实验结果如图6所示,实验时采用 较小的调制比和较大的时间阈值,模拟故障诊断出 现漏诊时的情况。由图可见,单管开路故障发生后, 故障诊断由于时间阈值相对较大而没有正确动作。 故障发生后约38 ms,漏诊检测正确动作,自动减小 时间阈值,约8 ms后故障诊断正确动作,避免了漏 诊断。



图6 漏诊检测实验结果

Fig.6 Experimental results of missing diagnosis test

3.2 故障诊断方法的鲁棒性验证

本节从网侧电能质量干扰和负载突变2种情况 出发,验证所提故障诊断方法的鲁棒性,其中网侧电 能质量干扰分为三相电压不平衡和电压谐波干扰。 由于实验室无模拟网侧电能质量干扰的设备,这一 情况下的鲁棒性由仿真进行验证,负载突变时的鲁 棒性由实验进行验证。

3.2.1 网侧电能质量干扰下的鲁棒性

网侧三相电压不平衡条件下,所提故障诊断方 法鲁棒性的仿真验证结果见附录A图A8。电压不 平衡条件为 u_a =1.2 u_b =1.2 u_c , u_c =30V,幅值差为20%, 三相电压不平衡度远超过IEEEStd 112—1991、 IEEEStd 1159—1995、IEC61000、GB/T14549—93 规定的电能质量标准。在0.15 s之前,由于三相电 压不平衡,输出电压存在脉动,a相电流幅值较大,但 保持动态稳定。在0.15 s时,开关管S_{a1}发生开路故 障,故障标志位正确置位,所提故障诊断方法迅速准 确地完成了开路故障的辨识和定位。由图A8可知, 三相电压不平衡时,所提故障诊断方法不会误诊断, 且单管开路故障发生时能正确动作。

输入电压存在较大低次谐波干扰时,所提故障 诊断方法鲁棒性的仿真验证结果见附录A图A9。 各相含有10%的5次谐波和5%的7次谐波,谐波 含量远超过IEEE Std 112—1991、IEEE Std 1159— 1995、IEC61000、GB/T14549—93规定的电能质量 标准。在0.15 s之前,由于输入电压低次谐波含量 较大,输入电流波形存在明显畸变,但保持动态稳 定。在0.15 s时,开关管S_{a1}发生开路故障,故障标志 位正确置位,所提故障诊断方法迅速准确地完成了 开路故障的辨识和定位。由图A9可知,在输入电压 存在较大低次谐波干扰条件下,所提故障诊断方法 不会误诊断,且单管开路故障发生时能正确动作。 3.2.2 负载突变时的鲁棒性

Vienna 整流器正常运行时,将负载由 100 Ω突 变为 50 Ω,所提故障诊断方法的鲁棒性实验验证结 果如图 7 所示。由图可知,所提故障诊断方法在负 载突变时不会误诊断。



图 7 负载突变时故障诊断方法鲁棒性的实验验证结果 Fig.7 Experimental verification result of robustness of fault diagnosis method under sudden load change

3.3 故障诊断方法比较

本节从诊断时间、鲁棒性、阈值调整、实现成本、 计算复杂度等角度出发,将本文提出的故障诊断方 法与已有研究中的三相整流器开路故障诊断方法进 行比较,结果如表1所示。

表1 不同故障诊断方法之间的比较

 Table 1
 Comparison among different fault diagnosis methods

诊断方法	诊断时间	鲁棒	阈值	实现	计算
		性	调整	成平	复余度
基于电流瞬时值[8]	< T/2	差	中	低	简单
基于电流矢量角 ^[20]	> T/2	中	中	低	中等
基于硬件测量电压[21]	<i>T</i> /2	差	中	中	简单
基于电压观测器[18]	$(5\% \sim 65\%)T$	好	中	低	复杂
本文方法	$(10\% \sim 70\%)T$	好	少	低	简单

由表1可以得出如下结论。

1)诊断时间:所提出的故障诊断方法能够在 (10%~70%)T内辨识和定位单管开路故障,与其他 故障诊断方法相比,诊断速度较快。

2)鲁棒性:所提出的故障诊断方法在网侧电能 质量较差和负载突变时,能保持不出现误诊断,单管 开路故障发生时,能快速准确动作,具有良好的鲁 棒性。

3)阈值调整:所提出的故障诊断方法对阈值调整的依赖较小,只需设置电流阈值、时间阈值和谐波幅值阈值。其中电流阈值和谐波幅值阈值具有较好的通用性,不需要频繁调整,时间阈值能够通过漏诊检测自动调整。

4)实现成本:所提出的故障诊断方法不需要增加额外的硬件设备,成本低。

5)计算复杂度:所提出的故障诊断方法计算简 单可靠,所需内存较小,方便集成到控制系统中进一 步实现在线诊断。

综合各方面的性能比较,本文提出的故障诊断 方法的诊断效果优异,具有诊断速度较快、鲁棒性 好、阈值调整少、实现成本低、计算简单可靠等优点。

4 结论

本文利用输入电流的零值稳区和输出电压的谐 波特性,设计了一种 Vienna 整流器单管开路故障诊 断方法,并通过仿真和实验验证了其有效性和快速 性,所得结论如下:

1)所提出的诊断方法基于输入电流的零值稳区 进行故障诊断,时间阈值初值设置足够大,可避免误 诊断,同时基于输出电压差实现漏诊检测,自动调减 时间阈值,直至故障标志位成功置位,可避免漏 诊断;

2)所提出的诊断方法在不同故障角度、不同调制比和负载突变情况下,均能快速、准确、无漏地进行单管开路诊断,诊断时间在(10%~70%)T之间;

3)所提出的诊断方法简单可靠,无需添加额外 硬件,可直接将诊断程序嵌入Vienna整流器控制芯 片,实现Vienna整流器单管开路故障在线诊断。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1]高铁峰,仲宙宇,张森,等.基于单周期控制的三相三电平PFC 整流器中点电压平衡方法[J].电力自动化设备,2016,36(7): 111-117.

GAO Tiefeng, ZHONG Zhouyu, ZHANG Sen, et al. Neutralpoint voltage balancing based on one-cycle control for threephase three-level PFC rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7):111-117.

[2]朱文杰,陈昌松,段善旭.一种基于离散空间矢量调制的Vienna 整流器模型预测控制方法[J].中国电机工程学报,2019,39 (20):6008-6016,6181.

ZHU Wenjie, CHEN Changsong, DUAN Shanxu. A model predictive control method with discrete space vector modulation of Vienna rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20): 6008-6016,6181.

- [3] 邹甲,王聪,程红,等. 三相线电压级联 VIENNA变换器调制及 直流侧电压控制[J]. 电工技术学报,2018,33(16):3835-3844. ZOU Jia, WANG Cong, CHENG Hong, et al. Research on modulation strategy and balance control for DC-link voltages in triple line-voltage cascaded VIENNA converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2018,33(16):3835-3844.
- [4] 陆翔,谢运祥,桂存兵,等.基于无源性与滑模变结构控制相结 合的 VIENNA 整流器控制策略[J].电力自动化设备,2014,34 (10):110-115.

LU Xiang, XIE Yunxiang, GUI Cunbing, et al. VIENNA rectifier control strategy based on passivity control and sliding mode variable structure control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(10):110-115.

- [5] 韦徵,陈新,樊轶,等.单周期控制的三相三电平VIENNA整流 器输出中点电位分析及控制方法研究[J].中国电机工程学报,2013,33(15):29-37,18.
 WEI Zheng, CHEN Xin, FAN Yi, et al. Study and analysis of neutral-point potential and control methods for one-cycle controlled three-phase three-level VIENNA Rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(15):29-37,18.
- [6] 吴锋. 功率变换器功率器件开路故障诊断方法的研究[D]. 武 汉:华中科技大学,2017.
 WU Feng. Fault diagnosis research on power devices opencircuit of power converters[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology,2017.
- [7] QIU Yingning, JIANG Hongxin, FENG Yanhui, et al. A new fault diagnosis algorithm for PMSG wind turbine power converters under variable wind speed conditions[J]. Energies, 2016,9(7):548.
- [8] SHI Tiancheng, HE Yigang, DENG Fangming, et al. Online diagnostic method of open-switch faults in PWM voltage source rectifier based on instantaneous AC current distortion [J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(3):447-454.
- [9] 王英,王丹,陈小强,等. 基于改进谱峭度与电流均值的牵引 整流器开路故障诊断方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(1): 112-118.

WANG Ying, WANG Dan, CHEN Xiaoqiang, et al. Open circuit fault diagnosis method for traction rectifier based on improved spectral kurtosis and current mean value [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1):112-118.

 [10] 刘星,姜睿智,宋国兵,等.利用电流故障特征的大功率整流 装置故障在线诊断方法[J].电力系统保护与控制,2016,44
 (22):166-173.

LIU Xing, JIANG Ruizhi, SONG Guobing, et al. An on-line fault diagnosis method for power rectifier device based on fault-current characteristic[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(22): 166-173.

- [11] MENDES A M S, ABADI M B, CRUZ S M A. Fault diagnostic algorithm for three-level neutral point clamped AC motor drives, based on the average current Park's vector[J]. IET Power Electronics, 2014,7(5);1127-1137.
- [12] 宋佩云,肖岚,许政. 基于电流相角的三相整流器开路故障诊断方法[J]. 电力电子技术,2016,50(6):81-85.
 SONG Peiyun, XIAO Lan, XU Zheng. Fault diagnosis method in three-phase rectifier based on the current phase angle[J]. Power Electronics,2016,50(6):81-85.
- [13] PICAS R, ZARAGOZA J, POU J, et al. Reliable modular multilevel converter fault detection with redundant voltage sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (1):39-51.
- [14] CHEN Shu, CHEN Yating, YU Tianjian, et al. A novel diag-

nostic technique for open-circuited faults of inverters based on output line-to-line voltage model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7):4412-4421.

 [15] 荣飞,朱语博,周诗嘉,等.基于子模块电压分组检测的 MMC 子模块开路故障诊断定位方法[J].电力自动化设备,2020,40 (12):127-135.
 RONG Fei,ZHU Yubo,ZHOU Shijia, et al. Sub-module open fault diagnosis and location method of MMC based on sub-

rault diagnosis and location method of MMC based on submodule voltage packet detection [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(12); 127-135.

[16] 韦徵,陈轶涵,龚春英,等. 三相六开关 VIENNA 整流器功率开 关开路故障诊断[J]. 南京航空航天大学学报,2014,46(1): 121-128.

WEI Zeng, CHEN Yihan, GONG Chunying, et al. Fault diagnostic system for three-phase six-switch VIENNA rectifier open-switch [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014, 46(1):121-128.

- [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] FREIRE N M A, ESTIMA J O, CARDOSO A J M. A voltagebased approach without extra hardware for open-circuit fault diagnosis in closed-loop PWM AC regenerative drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9):4960-4970.
- [19] SHAO S, WHEELER P W, CLARE J C, et al. Fault detection for modular multilevel converters based on sliding mode

observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28 (11):4867-4872.

- [20] IM W S, KIM J M, LEE D C, et al. Diagnosis and faulttolerant control of three-phase AC-DC PWM converter systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(4): 1539-1547.
- [21] 杭俊,张建忠,程明,等.基于线电压误差的永磁直驱风电系统 变流器开路故障诊断[J].中国电机工程学报,2017,37(10): 2933-2943.
 HANG Jun,ZHANG Jianzhong,CHEN Ming, et al. Fault diagnosis of open-circuit faults in converters of direct-driven permanent magnet wind power generation systems based on line voltage errors[J]. Proceedings of the CSEE,2017,37(10): 2933-2943.

作者简介:



姚 芳(1972—),女,天津人,教授,博
 士,主要研究方向为电器可靠性及检测技术
 (E-mail: vaofang@hebut.edu.cn);

陆乐(1994—),男,江苏南通人,硕士研究生,主要研究方向为功率变换器控制及 故障诊断技术(E-mail:lule1994@126.com); 王刘浏(1991—),男,湖南株洲人,工

程师,硕士,主要研究方向为电力电子故障诊 断及检测技术(E-mail:395572650@qq.com)。

(编辑 李莉)

Method of single switch open circuit fault diagnosis in Vienna rectifier based on input currents and output voltage

YAO Fang^{1,2}, LU Le^{1,2}, WANG Liuliu³, LI Chaofeng^{1,2}, TANG Shengxue^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment,

School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;

2. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province,

School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;

3. China Yangtze Power Co., Ltd., Yichang 443002, China)

Abstract: The single switch open circuit fault is a common fault form of Vienna rectifiers. In order to improve the accuracy and reliability of single switch open circuit fault diagnosis, a diagnosis method based on the input currents and the output voltage is proposed. Firstly, the failure mechanism of the single switch open circuit fault is analyzed, and the input currents and the output voltage are selected as the fault characteristics. Then, the fault diagnosis method is designed by detecting the zero-plateau of the input currents and analyzing the harmonic changes of the output capacitor voltage difference. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by simulation and experiment. The proposed method combines the characteristics of current and voltage faults, which greatly increases the accuracy and reliability of the diagnosis results while fast diagnosis. It can still work correctly under sudden load changes. It does not need to add additional hardware equipment, so it is easy to be embedded into the existing control system and can realize the fast online fault diagnosis for the single switch open circuit fault.

Key words: single switch open circuit fault; Vienna rectifier; zero-plateau; harmonic characteristics; online diagnosis

附录 A





Fig.A1 Waveforms of $i_{\alpha a}$ and $i_{\beta a}$ after 0.75T delay under single switch open-circuit fault in phase-a

表 A1 故障位置与故障	标志位对应关系
--------------	---------

Table A1 Relationships between fault locations and fault flag

故障	故障标志位				
开关管	F_{a}	$F_{\rm b}$	$F_{\rm c}$	$F_{ m up}$	$F_{\rm down}$
无故障	0	0	0	0	0
S_{a1}	1	0	0	1	0
S_{a2}	1	0	0	0	1
S_{b1}	0	1	0	1	0
S_{b2}	0	1	0	0	1
S_{c1}	0	0	1	1	0
S _{c2}	0	0	1	0	1

表 A2 仿真和实验参数

Table A2 Parameters of	Table A2Parameters of simulation and experiment		
参数	数值		
滤波电感 L _k	2mF		
等效串联电阻 R _k	0.1Ω		
直流侧电容 C1、C2	680µF		
负载电阻 R _L	100Ω		
输入电压 ek 有效值	20~30V		
输出电压 U。	100V		
开关频率f	20kHz		





Fig.A2 Simulative results of fault phase location under open-circuit fault of S_{a1}





Fig.A3 Simulative results of fault bridge arm location under open-circuit fault of S_{a1}









Fig.A5 Harmonic component of output voltage difference under open-circuit fault of S_{a1}



Fig.A6 Block diagram of experimental platform



图 A7 实验实物图 Fig.A7 Physical diagram of experiment platform



Fig.A8 Simulative results of robustness of fault diagnosis method under unbalanced three-phase voltages



图 A9 电压谐波干扰时故障诊断方法鲁棒性仿真验证结果 Fig.A9 Simulative results of robustness of fault diagnosis method under voltage harmonic interference