

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230124

应用于高频辅助变流器的 DBSRC 变换器 IGBT 开路故障分析及容错运行研究

马呈瑶^{1,2}, 赵鲁¹, 范恩泽^{1,2}, 葛琼璇¹, 刘学^{1,2}

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室(中国科学院电工研究所), 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 随着电力电子技术的进步, 以双向全桥串联谐振变换器(dual bridge series resonant DC-DC converter, DBSRC)为核心的新一代高频车载辅助变流器发展迅速, 并逐步走向实用化。为了提高基于 DBSRC 变换器的高频辅助变流器的可靠性, 首先利用模式分析法(operation mode analysis, OMA)对移相闭环控制下 DBSRC 发生 IGBT 开路故障展开研究, 分析并阐明了 DBSRC 输入、输出侧故障后的运行机理及特性。其次, 提出一种基于输出功率调整的高频车载辅助变流器容错运行策略, 在不改变 DBSRC 拓扑及移相控制方法的条件下通过实时监测辅助变流器输入电压并动态调节辅助变流器的输出功率, 将谐振电流应力及谐振电容电压应力限制在安全阈值内, 实现容错运行。最后通过仿真与实验对故障特性分析的准确性与该容错运行策略的有效性进行验证。

关键词: 双向全桥串联谐振变换器; IGBT 开路故障; 容错运行策略; 辅助变流器

IGBT open-circuit fault analysis and fault-tolerant operation research of DBSRC converter applied to high-frequency auxiliary converter

MA Chengyao^{1,2}, ZHAO Lu¹, FAN Enze^{1,2}, GE Qiong璇¹, LIU Xue^{1,2}

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive (Institute of Electrical Engineering Chinese Academy of Sciences), Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: With the advancement of power electronics technology, the new generation of high-frequency vehicle auxiliary converters with dual bridge series resonant DC-DC converter (DBSRC) as the core have developed rapidly and are gradually moving towards practicality. In order to improve the reliability of high-frequency auxiliary converter based on DBSRC, using operation mode analysis (OMA) to study the IGBT open circuit fault in DBSRC under phase-shifting closed-loop control first, the operating mechanism and characteristics of DBSRC after input and output side faults are analyzed and clarified. Second, a fault-tolerant operation strategy based on output power adjustment for high-frequency auxiliary converter is proposed for DBSRC IGBT open-circuit fault. It real-time monitors the input voltage of the auxiliary converter, and dynamically adjusts the output power, limiting the resonant current stress and resonant capacitor voltage stress to a safe threshold and achieving fault-tolerant operation, in the context that DBSRC topology and phase-shifting control method are retained. Finally, the simulation and experimental results verify the accuracy of the fault characterization and the effectiveness of the fault-tolerant operation strategy.

This work is supported by the Joint Project of Beijing Natural Science Foundation-Fengtai Rail Traffic Frontier Research (No. L201005).

Key words: dual bridge series resonant DC-DC converter; IGBT open-circuit fault; fault-tolerant operation strategy; auxiliary converter

0 引言

交通工具的发展程度是衡量一个社会进步的重

基金项目: 北京市自然科学基金-丰台轨道交通前沿研究联合基金项目资助(L201005); 中国科学院青年创新促进会项目资助(2020146)

要指标, 高速动车组列车相较于传统的公路、铁路、航空运输等交通方式具有诸多优势。辅助供电系统是高速动车组列车的重要子系统之一, 为列车的各种辅助设备供电。目前列车主要的辅助供电系统仍采用工频变压器, 其体积大、能耗高且挤占列车空间, 不利于列车轻量化设计的进一步优化。

近年来, 随着以 IGBT、SiC-MOSFET 为代表

的全控型电力电子器件的快速发展, 电力电子变压器(power electronic transformer, PET)逐渐走向成熟, 正在逐步取代传统的工频变压器^[1-2]。采用 PET 可以显著降低车载辅助逆变器的体积, 提高功率密度, 同时 PET 还广泛应用于车载牵引逆变器、新能源发电、电动汽车充电桩与配电网等领域^[3]。

中(高)频隔离型 DC-DC 变换器是 PET 的核心部分, 目前应用于大功率场合的 DC-DC 变换器主要有双主动桥变换器^[4-6](dual active bridge, DAB)、双向谐振类 DC-DC 变换器(Bidirectional Resonant Converter, BRC)^[7-9]与双向全桥串联谐振 DC-DC 变换器^[10-14](dual bridge series resonant dc-dc converter, DBSRC)。文献[10]中首次提出了 DBSRC 变换器, 该变换器与 LC 串联谐振变换器拓扑一致, 但变压器两侧 H 桥均参与工作。DBSRC 可采用移相闭环控制, 具有较好的软开关特性, 易于控制且开关损耗较低^[11]。

自电力电子技术投入应用以来, 电力电子设备的可靠性一直备受关注。34%的电力电子变换器故障由半导体开关器件故障造成, 常见的故障类型有开路故障与短路故障^[15]。短路故障会在瞬时产生过电流, 一般通过硬件进行检测与保护^[16], 短路故障的检测与保护一般集成于开关器件驱动板, 在检测到故障后将整个设备停机。开路故障发生的原因比较复杂, 例如驱动板损坏、光纤损坏和开关器件栅极损坏等, 最常见的故障为触发控制故障, 即触发信号由于某种原因丢失或不能正确传输到开关管, 导致其不能正常开通。针对电力电子设备开路故障的保护与容错运行仍有较大研究空间。

已有文献对几种 DC-DC 变换器的开路故障检测与容错控制进行了分析。文献[17]提出了在单移相控制下, 开路故障后将 DAB 配置为 SDAB, 并且调整移相角限幅值的控制策略。文献[18]提出了 DAB 开路故障发生在一次侧时降低输出功率、发生在二次侧时旁路故障桥臂的控制策略。文献[19-20]对移相全桥变换器的开路故障进行研究, 其中文献[19]提出了故障后拓扑重构, 将一次侧全桥配置为半桥的策略, 文献[20]提出了增设冗余桥臂, 故障后利用冗余桥臂代替故障桥臂的容错策略。文献[21]针对谐振变换器开路故障时谐振电流的突变提出一种故障检测策略。文献[22]以 boost 电路为例根据磁性元件逻辑值进行故障检测, 并设计容错电路以提高可靠性。现有的文献中, 针对 DBSRC 的开关管开路故障分析及容错运行策略主要集中在开关频率与谐振频率相等时的开环控制^[23-27]。文献[23]提出单向串联谐振变换器发生开路故障时, 利用正常开

关管将故障侧 H 桥配置为半桥等其他拓扑, 保留一定的功率输出能力, 这种拓扑调整策略在文献[24]中扩展到 DBSRC 与其他谐振变换器中。文献[25]综合占空比闭环控制与拓扑变换方法, 提出一种针对 DBSRC 开路故障的复合容错策略, 实现更平滑的故障容错。文献[26]提出了一种在开路故障下基于占空比调节的双环控制策略, 用以抑制 DBSRC 由开环转入闭环后电压单环导致的低频振荡。文献[27]分析了 DAB 与 DBSRC 在发生开关管开路故障后的部分自恢复能力。

在应用于车载辅助逆变器时, DBSRC 需采用电压闭环控制, 在输入电压及负载波动时维持直流母线电压稳定, 开关频率与谐振频率相等时不利于移相闭环控制, 为了保证控制系统性能, 开关频率一般高于谐振频率^[11], 现有的研究普遍缺乏移相闭环控制下 DBSRC 发生 IGBT 开路故障后的不同故障模式、功率传输能力、容错控制等方面的研究。DBSRC 发生 IGBT 开路故障可能是单个器件, 也可能是多个器件同时故障, 输入侧 H 桥发生单个 IGBT 开路故障时, DBSRC 仍具有功率传输能力, 但输入侧 H 桥发生两个及以上 IGBT 开路故障时拓扑将无法继续运行。输出侧 H 桥发生单个或多个 IGBT 故障时, DBSRC 仍可传输功率, 当输出侧 H 桥一侧桥臂同时发生开路故障时, DBSRC 拓扑即变换为 SDBSRC, 文献[28]对 SDBSRC 的相关特性进行了分析。本文以单个 IGBT 开路故障为例, 分别对 DBSRC 输入侧、输出侧故障特性进行分析, 在此基础上提出一种针对多级式结构高频车载辅助逆变器的容错运行策略, 搭建了一台辅助逆变器原理验证机, 通过实验样机对故障特性与所提容错运行策略进行验证。

1 DBSRC 基本原理

1.1 DBSRC 工作原理

DBSRC 的拓扑如图 1 所示, 由输入侧、输出侧 H 桥、高频变压器、谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 组成。图 2 为 DBSRC 归算到原边的等效电路。与 DAB 相比, DBSRC 在交流主回路中串联一个谐振电容, 这使得 DBSRC 的自由度较 DAB 有所提高, 工作时开关频率 f_s (角频率为 ω_s) 的选取通常会高于谐振频率 f_r (角频率为 ω_r), 从而保证谐振回路呈感性阻抗, 避免较大的回流功率^[13]。DBSRC 两侧 H 桥均参与工作, 对角侧开关管同时导通或关断, 同个桥臂上下开关管交替导通 180°, 在交流侧形成两个占空比为 50%的方波电压。

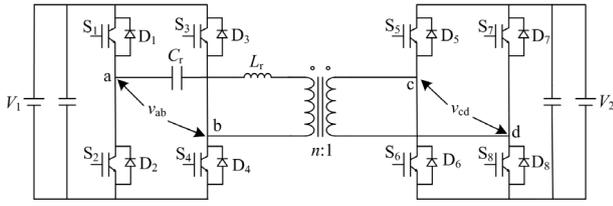


图1 DBSRC 拓扑

Fig. 1 Topology of DBSRC

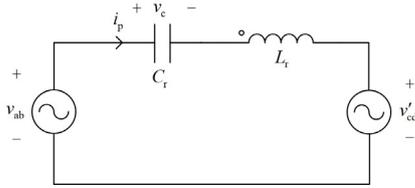


图2 DBSRC 归算到原边的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of DBSRC reduction to primary side

1.2 DBSRC 功率输出特性

图3为DBSRC在正常工作下的工作原理波形。在正常工作状态下, DBSRC 谐振电流正弦度较高, 具有较好的软开关特性, 交流侧电压、谐振电流波形对称, 原边交流侧电压 v_{ab} 的相位超前于副边交流侧电压 v_{cd} , 功率正向传输。 v'_{cd} 为 v_{cd} 归算到原边时的值。利用基波分析法对 DBSRC 稳态输出特性进行分析, 得到 DBSRC 平均输出功率 P 的表达式为

$$P = \frac{8nV_1V_2}{\pi^2 \left(\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r} \right)} \sin \varphi \quad (1)$$

式中: V_1 、 V_2 分别为 v_{ab} 与 v_{cd} 的幅值; φ 为 v_{ab} 超前 v_{cd} 的移相角; n 为变压器变比。

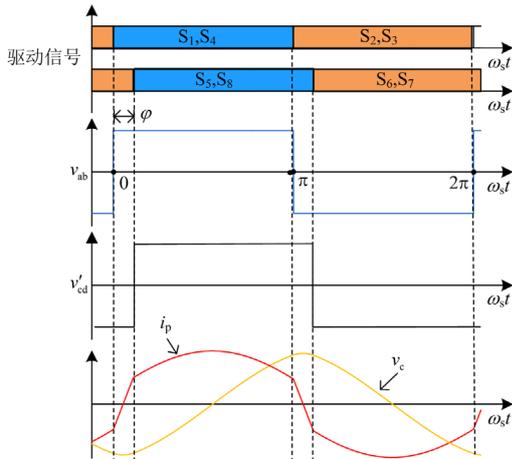


图3 DBSRC 正常工作原理波形

Fig. 3 Working principle waveforms of DBSRC in normal operation

文献[6]通过构建二阶微分方程对 DBSRC 进行数学建模, 得到 DBSRC 的平均输出功率表达式为

$$P = \frac{4FMV_1^2}{\pi Z_r} \sec \left(\frac{\pi}{2F} \right) \sin \left(\frac{\pi - \varphi}{2F} \right) \sin \left(\frac{\varphi}{2F} \right) \quad (2)$$

式中: $F = \frac{f_s}{f_r}$; Z_r 为谐振回路特征阻抗, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$;

M 为电压增益, $M = \frac{nV_2}{V_1}$ 。

2 DBSRC 开路故障特性分析

2.1 输入侧故障后的 4 种故障模式

由于电路的对称性, 当 S_1 、 S_2 、 S_3 或 S_4 中任意一个发生开路故障时, DBSRC 具有同样的功率输出特性及电压、电流应力, 仅工作原理波形有所差异, 下面以 S_1 发生开路故障为例进行分析。输入侧开路故障示意图如图4所示。在 S_1 发生开路故障并到达稳态后, 可以将故障后的工作状态分为 4 种故障模式, 不同故障模式的换流路径不同。不同的电压增益及负载水平决定了 DBSRC 在故障后处于何种故障模式。

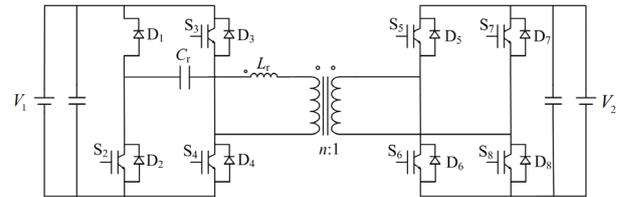


图4 输入侧开路故障示意图

Fig. 4 Input side open-circuit fault diagram

1) 故障模式 1

DBSRC 工作在模式 1 时 φ 与 δ 满足以下条件:

$$\varphi < 0 \quad (3)$$

图5为模式1工作原理波形, 根据换流过程可将其分为6个模态, 定义谐振电流 i_p 正方向为从 S_1 、 S_2 桥臂中点流向 S_3 、 S_4 桥臂中点, v_c 为谐振电容电压, 其正方向如图2所示, δ 为谐振电流 i_p 在前半周期的过零点, θ 为后半周期的过零点。在正常工作模式下, 当移相角大于零时, 功率正向传输, 当移相角为零时, 没有功率传输, 当移相角小于零时, 功率反向传输。输入侧发生开路故障后, 当移相角小于零, 即 v_{ab} 滞后 v'_{cd} 时, 仍可能正向传输功率, 而当 v_{ab} 滞后 v'_{cd} 的角度逐渐增大时, 传输功率将逐渐降低直至为零。

如图5所示, v_{ab} 滞后 v'_{cd} , 在前半周期中, 当 i_p 大于 0 时, 由于 S_1 发生开路故障无法导通, 因此 v_{ab} 在模态 III、IV 中出现零电平阶段, 谐振电流将从

D_1 、 D_4 换流至 S_4 、 D_2 ，经由变压器与谐振支路形成一个闭合回路，此时输入侧无法向输出侧传输能量。其他故障模式同样存在零电平阶段，该阶段的存在一定程度上降低了 DBSRC 传输功率的能力。模式 1 中 i_p 、 v_c 波形产生畸变，且不具有半波对称性， v_c 出现明显的反向直流偏置。

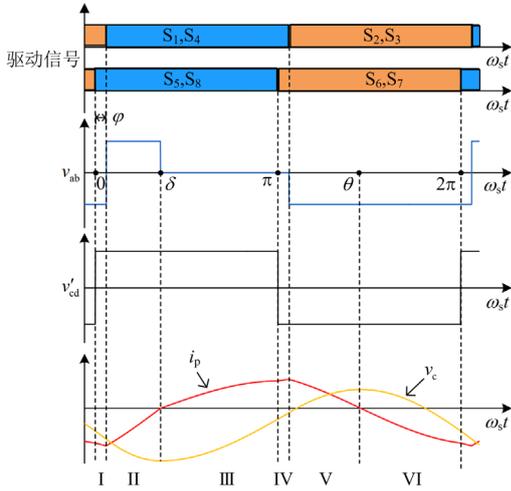


图 5 模式 1 工作原理波形

Fig. 5 Working principle waveforms of mode 1

2) 故障模式 2

DBSRC 工作在模式 2 时 φ 与 δ 满足以下条件：

$$\begin{cases} 0 < \varphi < \delta \\ 0 < \varphi \end{cases} \quad (4)$$

模式 2 工作原理波形如图 6 所示，模式 2 中 v_{ab} 超前 v'_{cd} ，移相角 φ 介于 0 rad 与 δ 之间，在模态 III 中由于 S_1 开路， v_{ab} 在模态 III 中电压为零， v_c 同样出现明显的反向直流偏置， i_p 、 v_c 产生畸变，不具有半波对称性，正弦度较差。

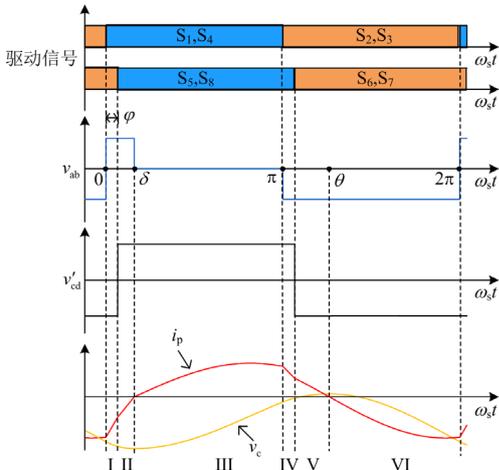


图 6 模式 2 工作原理波形

Fig. 6 Working principle waveforms of mode 2

3) 故障模式 3

DBSRC 工作在模式 3 时 φ 与 δ 满足以下条件：

$$\begin{cases} 0 < \delta < \varphi \\ 0 < \varphi \end{cases} \quad (5)$$

模式 3 工作原理波形如图 7 所示，与模式 2 类似，区别在于模式 2 中移相角 φ 介于 0 rad 与 δ 之间，而在模式 3 中移相角 φ 大于 δ ，在模态 II、III 中出现零电平阶段，谐振电流从 D_1 、 D_4 换流至 S_4 、 D_2 。

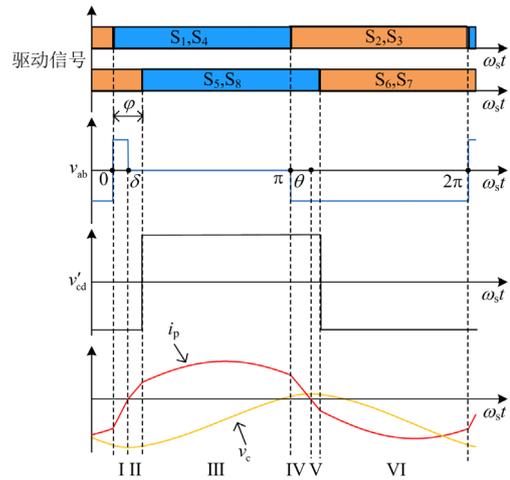


图 7 模式 3 工作原理波形

Fig. 7 Working principle waveforms of mode 3

4) 故障模式 4

DBSRC 工作在模式 4 时满足以下条件：

$$\begin{cases} 0 < \varphi < \delta \\ 0 < \varphi \end{cases} \quad (6)$$

模式 4 工作原理波形如图 8 所示， v_{ab} 在模态 I 与模态 II 中先出现零电平阶段， S_4 、 D_2 导通续流，

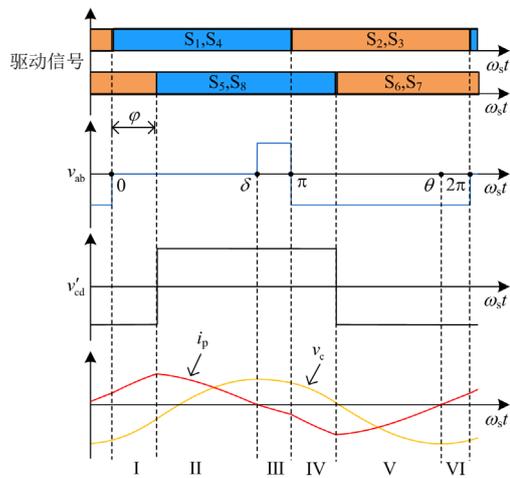


图 8 模式 4 工作原理波形

Fig. 8 Working principle waveforms of mode 4

随后在 δ 点时谐振电流由 S_4 、 D_2 换流至 D_1 、 D_4 ，重新接入输入侧直流源。模式 4 中同样存在 i_p 、 v_c 的畸变以及 v_c 的反向直流偏置，与其他 3 个故障模式不同的是，此时 δ 为谐振电流 v_c 在前半周期由正转负的过零点。

2.2 输入侧故障后的故障特性分析

2.2.1 不同故障模式间的边界条件

$$\begin{cases} v_c + L_r C_r \frac{d^2 v_c}{dt^2} = V_1 + V_2' & \text{模式 I} \\ v_c + L_r C_r \frac{d^2 v_c}{dt^2} = V_2' & \text{模式 II} \\ v_c + L_r C_r \frac{d^2 v_c}{dt^2} = -V_2' & \text{模式 III} \\ v_c + L_r C_r \frac{d^2 v_c}{dt^2} = -V_1 - V_2' & \text{模式 IV} \\ v_c + L_r C_r \frac{d^2 v_c}{dt^2} = -V_1 - V_2' & \text{模式 V} \\ v_c + L_r C_r \frac{d^2 v_c}{dt^2} = -V_1 + V_2' & \text{模式 VI} \end{cases} \quad (7)$$

发生开路故障后 DBSRC 存在 4 种不同的故障模式，不同模式的换流路径不同。为了便于分析 4 种故障模式间的边界条件，以模式 3 为切入点建立时域模型进行分析，其余模式分析方法类似，模式 3 中各模式满足的二阶微分方程见式(7)， V_2' 为 V_2 归算到原边时的值。

在模式 I 中，有

$$v_c + L_r C_r \frac{d^2 v_c}{dt^2} = V_1 + V_2' \quad (8)$$

求解式(8)可得

$$v_c(t) = [v_c(0) - V_1 - V_2'] \cos\left(\frac{\omega_s t}{F}\right) + i_p(0) Z_r \sin\left(\frac{\omega_s t}{F}\right) + V_1 + V_2' \quad (9)$$

$$i_p(t) = \left[\frac{-v_c(0) + V_1 + V_2'}{Z_r} \right] \sin\left(\frac{\omega_s t}{F}\right) + i_p(0) \cos\left(\frac{\omega_s t}{F}\right) \quad (10)$$

其余模式求解方法类似，此处不再叙述。利用波形的周期性可以得到稳态条件如式(11)所示。

$$\begin{cases} v_c(0) = v_c\left(\frac{2\pi}{\omega_s}\right) \\ i_p(0) = i_p\left(\frac{2\pi}{\omega_s}\right) \\ i_p\left(\frac{\delta}{\omega_s}\right) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

求解各模式下二阶微分方程，并联立求解式(11)可以确定一个三元隐函数，即

$$G(M, \varphi, \delta) = 0 \quad (12)$$

模式 3 下 DBSRC 的平均输出功率 P 为

$$P = \frac{\omega_s}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ab}(t) i_p(t) dt = f_s V_1 C_r \left[v_c\left(\frac{\delta}{\omega_s}\right) + v_c\left(\frac{\pi}{\omega_s}\right) - 2v_c(0) \right] \quad (13)$$

根据功率等效原则，可以将后级负载回路等效为电阻负载 R_{load} ，则平均输出功率可表示为

$$P = \frac{V_2'^2}{R_{load}} = \frac{V_2'^2}{n^2 R_{load}} \quad (14)$$

联立式(13)、式(14)可以确定一个三元隐函数为

$$H(M, \varphi, \delta) = 0 \quad (15)$$

联立式(12)、式(15)，可得

$$\begin{cases} G(M, \varphi, \delta) = 0 \\ H(M, \varphi, \delta) = 0 \end{cases} \quad (16)$$

实验样机的硬件参数及负载：谐振电容 C_r 为 $5.5 \mu\text{F}$ ；谐振电感 L_r 为 $98 \mu\text{H}$ ；开关频率 f_s 为 9000 Hz ；变压器变比 n 为 1.15 ；电阻负载 R_{load} 为 6Ω 。由式(16)可知，当移相角 φ 确定时，即可由式(16)确定唯一的 δ 与 M 。依据式(16)计算 $\varphi \in (0, 0.5\pi)$ 时 δ 的值，并绘制 δ 与 φ 的二维曲线如图 9 所示。

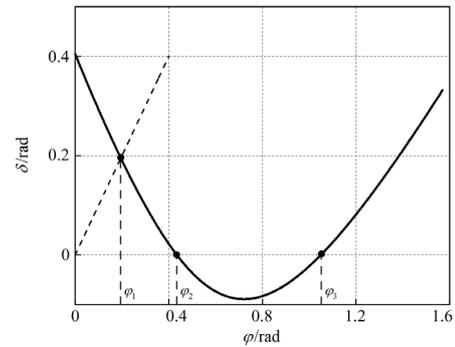


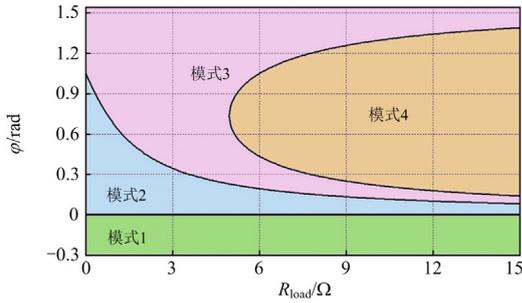
图 9 由式(16)确定的 δ 的变化规律

Fig. 9 Variation law of δ determined by equation (16)

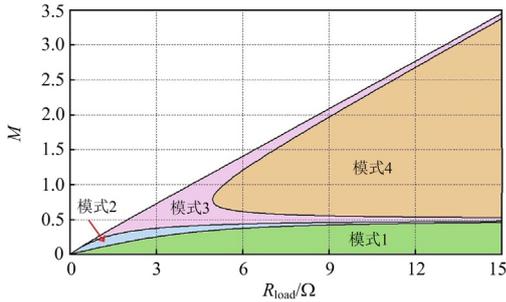
图 9 中， φ_1 为该二维曲线与直线 $\delta = \varphi$ 交点的横坐标， φ_2 、 φ_3 为该二维曲线零点的横坐标。由图 9 及式(5)可知，当 $\varphi \in (0, \varphi_1) \cup (\varphi_2, \varphi_3)$ 时将不再满足模式 3 条件。当 $\varphi \in (0, \varphi_1)$ 时， $\delta > \varphi > 0$ ，此时处于模式 2；当 $\varphi \in (\varphi_2, \varphi_3)$ 时， $\delta < 0$ ，此时处于模式 4。当移相角小于零且功率仍正向流动时，DBSRC 将工作于模式 1，模式 1 与模式 2 的边界为 $\varphi = 0 \text{ rad}$ 。

根据上述分析，可以确定 4 种故障模式的分布如图 10 所示。由图 10(a)可知，负载电阻较小时仅有模式 1、模式 2 与模式 3，随着负载电阻的增大，

模式 4 将逐渐出现并且范围逐渐增大, 同时模式 2 的范围逐渐减小, 模式 1 的范围受负载影响变化不大。随着移相角逐渐增大, 逐渐出现模式 1、模式 2、模式 3 和模式 4。分别建立各故障模式的时域模型, 建模方法与模式 3 类似, 分析故障模式分布与电压增益及负载的关系, 结果如图 10(b)所示。故障模式分布受电压增益与负载水平共同影响, 当电压增益较高, 如 $M=1$ 时, 将仅存在模式 3 与模式 4, 当电压增益较低时, 则可能不存在模式 3 与模式 4, 仅存在模式 1 与模式 2, 根据负载水平可以进一步确定 DBSRC 具体处于何种故障模式。



(a) 故障模式随移相角与负载的分布规律



(b) 故障模式随电压增益与负载的分布规律

图 10 4 种故障模式分布图

Fig. 10 Distribution of four fault modes

2.2.2 电压增益与电流、电压应力分析

1) 电压增益

图 11 对比了输入侧开路故障后与正常工作模式的电压增益变化规律。不同故障模式具有不同的换流过程, 且时域模型不同, 因而处于不同故障模式时, DBSRC 呈现不同的电压增益特性, 但 M 仍可视作 φ 的单调递增函数, 即故障发生后通过调整移相角的大小仍能有效控制输出功率的大小, 但功率传输的能力明显下降。故障后 M 取得最大值时的移相角较正常工作模式稍有减小, 其中 R_{load} 越小, 相对于 0.5π 降低幅度越大, 但偏差很小。由于模式 1 的存在, 故障后 M 为零时的移相角为负值, 且受负载影响不大, 在容错运行时应调整移相角下限, 提高调压范围。

2) 电流、电压应力

当发生开路故障后, v_{ab} 波形出现零电平, 这将导致谐振电流应力、谐振电容电压应力特性与故障前有所差异。对 4 种模式的谐振电流波形与谐振电容电压波形进行分析后, 将不同故障模式的谐振电流应力 i_{p_max} 与谐振电容电压应力 v_{c_max} 汇总于表 1。

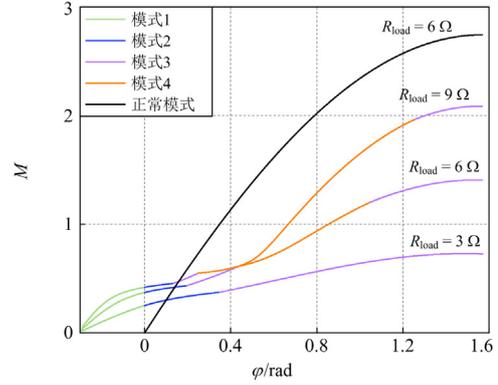


图 11 电压增益 M 的变化规律

Fig. 11 Variation law of voltage gain M

表 1 不同故障模式下的电流、电压应力

Table 1 i_{p_max} and v_{c_max} of different fault modes

故障模式	i_{p_max}	v_{c_max}
模式 1	$\max \left\{ \left i_p \left(\frac{\varphi}{\omega_s} \right) \right , \left i_p \left(\frac{\varphi_{max_V}}{\omega_s} \right) \right \right\}$	$\left v_c \left(\frac{\delta}{\omega_s} \right) \right $
模式 2	$\left i_p \left(\frac{\varphi_{max_V}}{\omega_s} \right) \right $	$\left v_c \left(\frac{\delta}{\omega_s} \right) \right $
模式 3	$\max \left\{ \left i_p \left(\frac{\varphi_{max_III}}{\omega_s} \right) \right , \left i_p \left(\frac{\varphi_{max_V}}{\omega_s} \right) \right , \left i_p \left(\frac{\varphi}{\omega_s} \right) \right \right\}$	$\left v_c \left(\frac{\delta}{\omega_s} \right) \right $
模式 4	$\max \left\{ \left i_p \left(\frac{\varphi}{\omega_s} \right) \right , \left i_p \left(\frac{\varphi_{max_II}}{\omega_s} \right) \right \right\}$	$\left v_c \left(\frac{\theta}{\omega_s} \right) \right $

表 1 中, φ_{max_II} 、 φ_{max_III} 、 φ_{max_V} 分别为模式 II、模式 III、模式 V 中 i_p 取得极大值或极小值时的相位。模式 1 中电流应力可能出现在模式 V, 模式 V 的电流表达式为

$$i_p(t) = i_p \left(\frac{\pi + \varphi}{\omega_s} \right) \cos \left(\frac{\omega_s t - \pi - \varphi}{F} \right) - v_c \left(\frac{\pi + \varphi}{\omega_s} \right) + V_1 - nV_2 \frac{\sin \left(\frac{\omega_s t - \pi - \varphi}{F} \right)}{Z_r} \quad (17)$$

对式(17)求导, 可得电流极值的相位表达式为

$$\varphi_{max_V} = F \arctan \left(\frac{v_c \left(\frac{\pi + \varphi}{\omega_s} \right) + V_1 - nV_2}{Z_r i_p \left(\frac{\pi + \varphi}{\omega_s} \right)} \right) + \pi + \varphi \quad (18)$$

利用模式 1 的时域模型可以求得一个周期内 i_p 、 v_c 在不同相位的取值, 即模式 V 中 i_p 与 v_c 初值为已知量, 将式(18)代入式(17)即可得到模式 V 中的电流极值, 其他模式的电流、电压应力求取方法类似。根利用输入电压对电流、电压应力进行标幺, 定义 $i_{p_max}^* = i_{p_max} / V_1$, $v_{c_max}^* = v_{c_max} / V_1$, 与正常工作模式进行对比如图 12、图 13 所示, 当负载相同且 M 较小时, 故障模式 1 与模式 2 的电流、电压应力小于正常工作状态下的电流、电压应力。随着 M 逐渐增大, 故障后的电流应力与电压应力均较故障前有大幅度提高, 因此当 DBSRC 工作于 M 较大的工况时, 发生故障后更容易导致变压器磁芯饱和、谐振电感饱和及谐振电容击穿等恶劣情况。负载水平同样会影响电压、电流应力, 通过控制输出功率可以调整故障后的电压、电流应力, 从而实现故障后的容错运行。当输入侧其他开关管发生开路故障时, 电压增益与电流、电压应力及故障模式分布与上述分析一致。

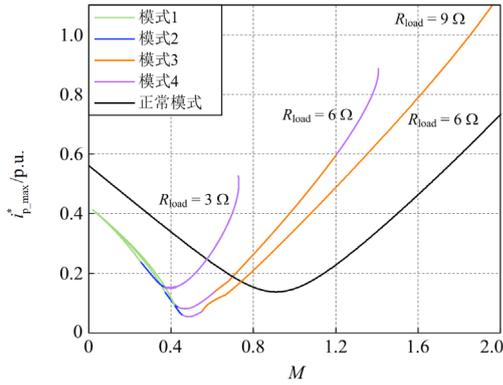

 图 12 $i_{p_max}^*$ 的变化规律

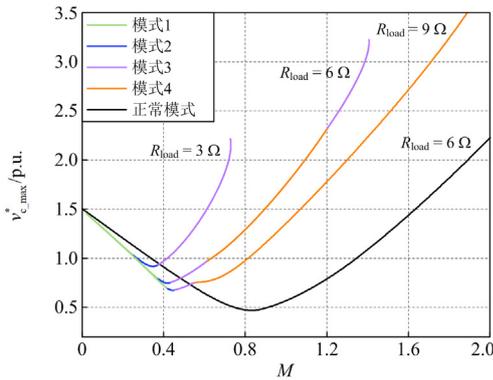
 Fig. 12 Variation law of $i_{p_max}^*$

 图 13 $v_{c_max}^*$ 的变化规律

 Fig. 13 Variation law of $v_{c_max}^*$

2.3 输出侧故障后的故障特性分析

在分析了输入侧开路故障后, 本节以 S_5 开路故

障为例分析 DBSRC 输出侧开路故障特性。图 14、图 15 分别给出了 S_5 发生开路故障后的暂态工作原理波形与稳态工作原理波形, 其中 i_s 为输出侧交流回路谐振电流。在图 14 中, 由于 S_5 开路, 在 i_s 的前半周期过零点 θ 时, v'_{cd} 降为 0, i_s 经 S_8 与 D_8 续流, 由于输出侧交流回路中没有隔直电容, 在到达稳态的过程中 i_s 将逐渐积累正向直流偏置, 当该直流偏置最终使得 $\varphi \leq \omega_s t < \pi + \varphi$ 时, $i_s > 0$, 即在 v'_{cd} 的正半周期仅由二极管导通续流, θ 将趋近于 $\pi + \varphi$, 如图 15 所示, 到达稳态后 v'_{cd} 波形的畸变将逐渐消失。因此 DBSRC 由故障后的暂态过渡到稳态后, 其功率传输能力、谐振电容电压应力等特性与正常工作模式相同, 仅 i_s 增加直流偏置。

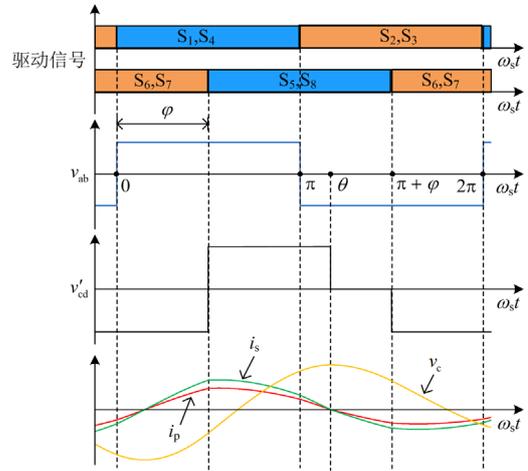

 图 14 S_5 开路后 DBSRC 暂态工作原理波形

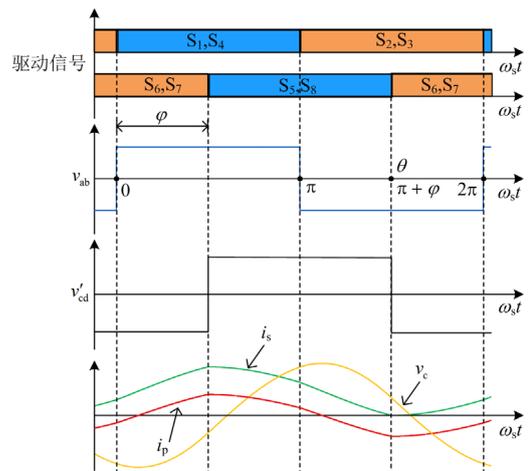
 Fig. 14 DBSRC transient working principle waveform after S_5 open-circuit fault

 图 15 S_5 开路后 DBSRC 稳态工作原理波形

 Fig. 15 DBSRC steady working principle waveform after S_5 open-circuit fault

i_s 中直流偏置的值 i_{s_bias} 可由式(19)^[13]确定。

$$i_{s_bias} = \left| i_s \left(\frac{\varphi}{\omega_s} \right) \right| = \left| \frac{nV_1}{Z_r} \left\{ \sin \left(\frac{\varphi}{F} \right) + [M - \cos \left(\frac{\varphi}{F} \right)] \tan \left(\frac{\pi}{2F} \right) \right\} \right| \quad (19)$$

正常模式下的最大电流应力 $i_{s_max_n}$ ^[13]为

$$i_{s_max_n} = \frac{nV_1}{Z_r} \sec \left(\frac{\pi}{2F} \right) \sqrt{1 + M^2 - 2M \cos \left(\frac{\varphi}{F} \right)} \quad (20)$$

输出侧故障后的最大电流应力 i_{s_max} 为

$$i_{s_max} = i_{s_bias} + i_{s_max_n} \quad (21)$$

利用输入电压对副边电流应力进行标么：

$$i_{s_max}^* = \frac{i_{s_max}}{V_1}。图 16 比较了 DBSRC 在输出侧故障$$

前后取得相同电压增益时的副边电流应力。输出侧故障不改变 DBSRC 的输出特性及谐振电容电压应力，但 i_s 会积累较大直流偏置，在直流偏置较大时可能会破坏 DBSRC 的软开关特性，并增加系统损耗，过大的电流应力也可能破坏谐振支路中谐振电感、高频变压器等器件，因此在 DBSRC 发生输出侧故障后需要关注谐振电流直流偏置所带来的影响。

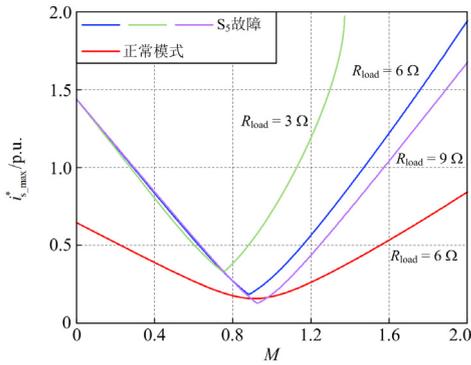


图 16 $i_{s_max}^*$ 的变化规律

Fig. 16 Variation law of $i_{s_max}^*$

3 应用于高频辅助变流器的 DBSRC 开路故障容错运行策略

现有的辅助变流器故障保护策略：通常一旦存在器件开路故障立即封锁所有 PWM 脉冲，并停止整个辅助变流器运行，导致整个辅助变流器丧失供电能力。基于以上针对 DBSRC 输入侧、输出侧开路故障特性所展开的分析，当开关管存在开路故障时仍可以保持一定的功率输出能力，继续向负载保持动力电源的供应，从而避免整个辅助变流器供电能力的丢失，提高列车辅助供电系统的可靠性。

本文提出的容错运行策略的核心思想是在器件开路故障条件下获取辅助变流器安全运行时的最

大功率输出值，实时监测及动态调节控制辅助变流器的输出功率，从而保证故障模式下辅助供电系统的稳定可靠运行。DBSRC 发生开路故障后为了保证辅助变流器的正常运行，应在尽可能保证功率输出的情况下，将中间直流母线电压维持在额定值，同时在容错运行期间应保证最大电容应力与最大电流应力小于设计允许的最大值。如图 12、图 13 所示，当输入侧发生开路故障且 M 较小时，故障后的电流、电压应力小于正常模式，而 M 较大时故障后的电流、电压应力大于正常模式，且负载越小，电流、电压应力越小，通过调整输出功率可以使得电流、电压应力降至允许的范围。如图 16 所示，当输出侧发生故障时，电流应力始终高于故障前的水平，同样可以通过调整输出功率来降低电流应力。故障后的容错运行策略如图 17 所示。

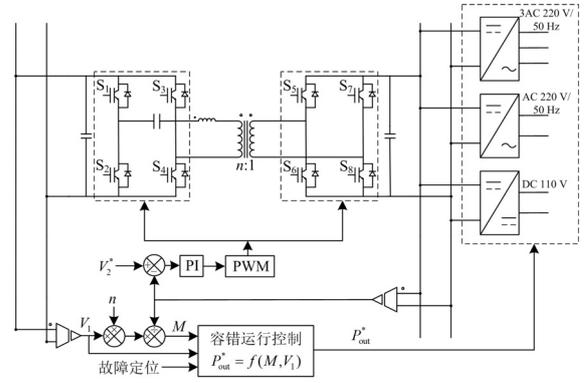


图 17 容错运行策略

Fig. 17 Fault-tolerant operation strategy

对于每一组确定的电压增益 M 与输入电压 V_1 ，都有唯一满足电流、电压应力的最大输出功率。在发生开路故障时，根据电压传感器测得的电压数据确定最大输出功率，通过上位机列控辅助供电系统集中调整后级输出功率，并对电压波动情况进行监控，根据最大输出功率曲线对后级的输出功率进行实时调整，实现故障后的容错运行。

实验样机的额定输出功率为 60 kW，额定输入电压为 600~900 V，额定直流母线电压为 650 V，谐振电感电流应力及谐振电容电压应力安全阈值分别设置为 300 A、1000 V，硬件参数与前文一致。由上述参数所确定的故障后最大输出功率曲线如图 18 所示。

对输入侧、输出侧故障时的最大输出功率曲线利用多项式进行拟合，结果如式(22)、式(23)所示，其中，当输出侧发生故障时，若输入电压高于 640 V，则输出额定功率，开路故障发生后即可由式(22)、式(23)确定最大输出功率。

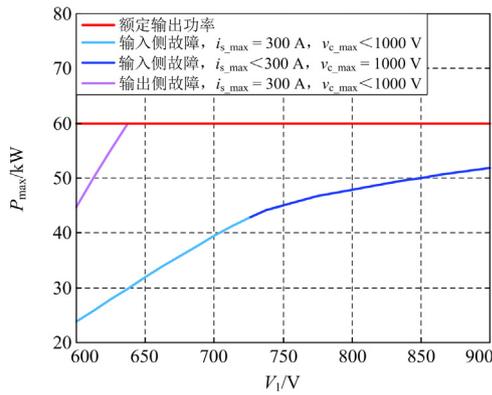


图 18 故障后的最大输出功率曲线

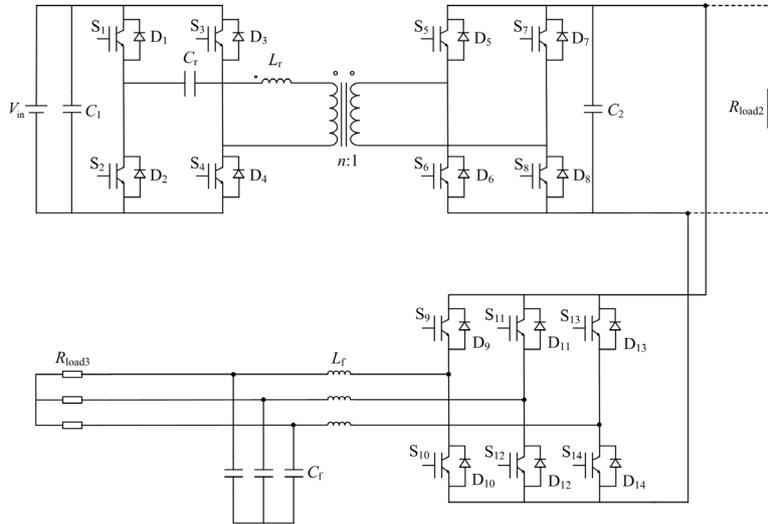
 Fig. 18 Curve of P_{\max} after fault


图 19 高频辅助变流器仿真模型

Fig. 19 Simulation model of high-frequency auxiliary converter

表 2 高频辅助变流器参数

Table 2 Parameters of high-frequency auxiliary converter

参数	数值
支撑电容 C_1 /mF	1.2
支撑电容 C_2 /mF	3.6
谐振电感(含漏感) L_r /μH	98
谐振电容 C_r /μF	5.5
变压器变比 n	1.15
滤波电感 L_f /mH	0.15
滤波电容 C_f /μF	130
DBSRC 开关频率 f_s /Hz	9000
三相逆变开关频率 f_{s2} /Hz	10 000
三相负载 R_{load3}/Ω	1.25

1) DBSRC 开路故障特性仿真验证

为了验证 DBSRC 开路故障特性, 下面分别对

$$\begin{cases} P_{\max} = -246x^5 + 569.9x^4 + 1044x^3 - 4264x^2 + \\ 7874x + 44870 \\ x = \frac{V_1 - 749.5}{96.05} \end{cases} \quad (22)$$

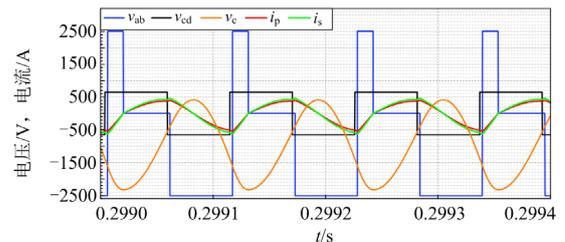
$$\begin{cases} P_{\max} = -1.28V_1^2 + 1992V_1 - 689700 \\ 600 < V_1 < 640 \end{cases} \quad (23)$$

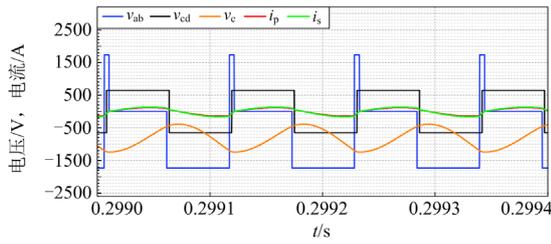
4 仿真验证

基于 PSIM 软件搭建如图 19 所示的仿真模型, 高频辅助变流器模型由前级的 DBSRC 变换器与后级的三相逆变器组成, 具体参数如表 2 所示。

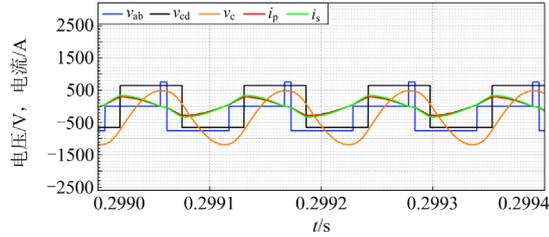
输入侧故障与输出侧故障展开仿真研究。

DBSRC 发生 S_1 开路故障的仿真结果如图 20 所示, 输出功率为 60 kW, 中间直流母线电压为 650 V。根据功率等效原则将后级等效为 7Ω 的电阻负载。对比仿真结果与图 10 所示的故障模式分布图可以发现, 仿真结果与理论一致。电压增益、电流应力和电压应力的理论值与仿真值经输入电压标么后见表 3。由表 3 可知, 理论值与仿真值吻合, 误差较小。

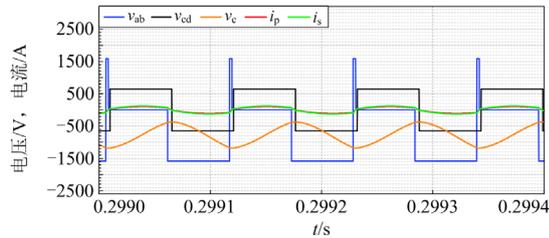

 (a) 输入电压 2500 V, $\varphi = -0.135$ rad, 模式 1



(b) 输入电压 1735 V, $\varphi = 0.122$ rad, 模式2



(c) 输入电压 1585 V, $\varphi = 0.211$ rad, 模式4



(d) 输入电压 750 V, $\varphi = 0.767$ rad, 模式3

图 20 DBSRC S_1 开路故障仿真结果

Fig. 20 Simulation results of DBSRC with S_1 open-circuit fault

表 3 电压、电流应力与电压增益仿真结果

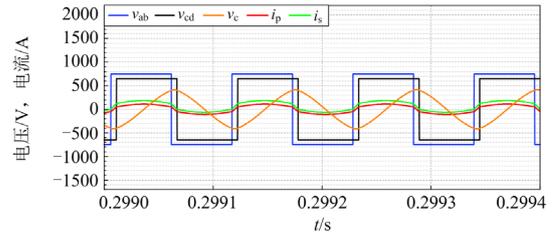
Table 3 Simulation results of $i_{p,max}^*$, $v_{c,max}^*$ and M

移相角 φ/rad	M 仿真值 (理论值)	$i_{p,max}^*$ 仿真值 (理论值)/A	$v_{c,max}^*$ 仿真值 (理论值)/V
-0.135	0.2990(0.2992)	0.2191(0.2190)	0.9285(0.9283)
0.122	0.4322(0.4322)	0.0812(0.0813)	0.7179(0.7181)
0.211	0.4730(0.4727)	0.0704(0.0701)	0.7457(0.7453)
0.767	1(1.0001)	0.3884(0.3885)	1.5794(1.5801)

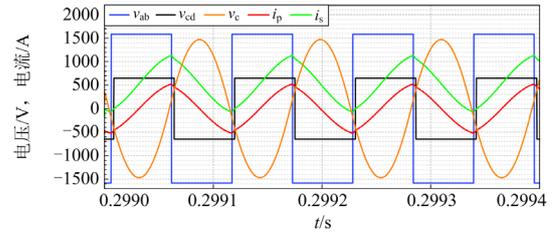
DBSRC 发生 S_5 开路故障的仿真结果如图 21 所示, 输出功率和中间直流母线电压与前文一致。故障后 i_s 产生直流偏置, 在 v_{cd} 的正半周期仅由二极管导通续流, 与理论分析一致。输出侧故障后的电流应力理论值与仿真值见表 4, 由表 4 可知, 理论值与仿真值吻合。

2) 容错运行策略仿真验证

为了验证容错运行策略的有效性, 下面分别在 DBSRC 发生输入侧、输出侧故障的情况下应用容错运行策略进行仿真验证。仿真中的额定输出功率、中间直流母线电压、允许的最大电流、电压应力等参数与试验样机一致。



(a) 输入电压 1585 V, $\varphi = 0.135$ rad



(b) 输入电压 750 V, $\varphi = 0.293$ rad

图 21 DBSRC S_5 开路故障仿真结果

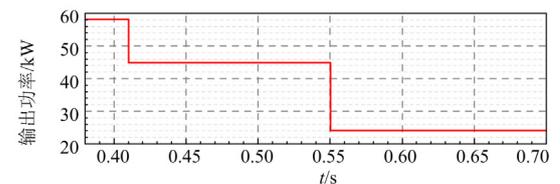
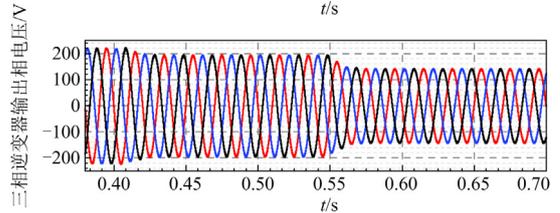
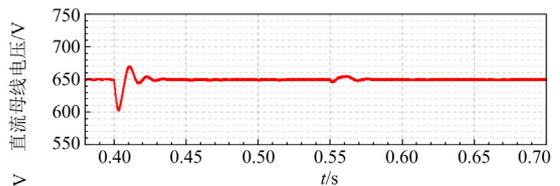
Fig. 21 Simulation results of DBSRC with S_5 open-circuit fault

表 4 电流应力仿真结果

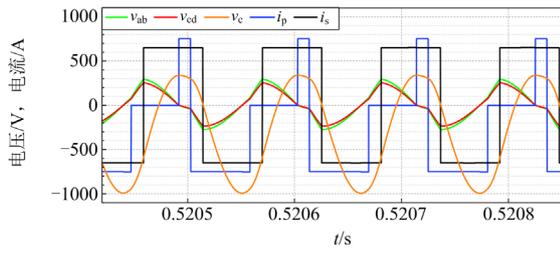
Table 4 Simulation results of $i_{s,max}^*$

移相角 φ/rad	$i_{s,max}^*$ 仿真值(理论值)/V
0.135	0.7290(0.7294)
0.293	0.2443(0.2439)

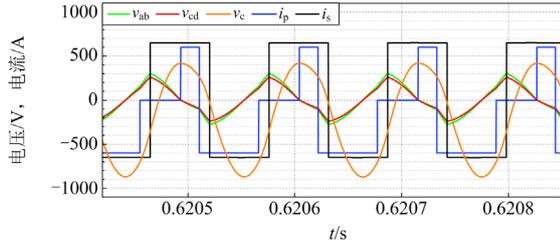
对 DBSRC 输入侧开路故障应用容错运行策略进行仿真验证, 0~0.55 s 内 DBSRC 输入电压为 750 V, 0.55 s 后输入电压降至 600 V, 三相逆变器额定输出相电压为 220 V, 辅助变流器稳定运行后, 在仿真开始 0.4 s 时封锁 S_1 触发脉冲, 模拟器件开路故障, 0.01 s 后进行容错控制。如图 22(a)所示故障



(a) 直流母线电压、逆变器输出电压及输出功率



(b) DBSRC工作波形

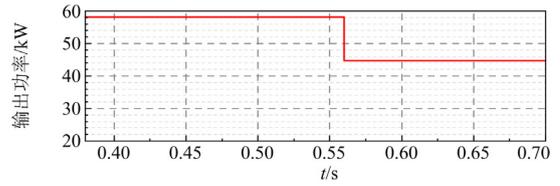
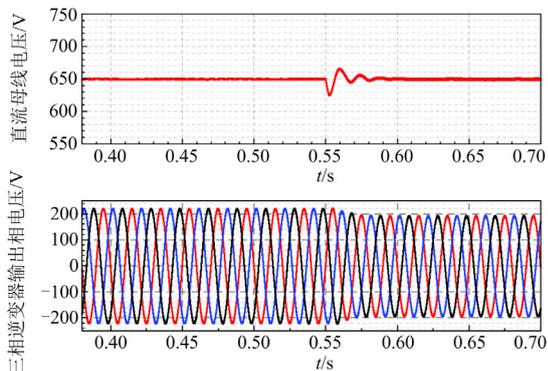


(c) DBSRC工作波形

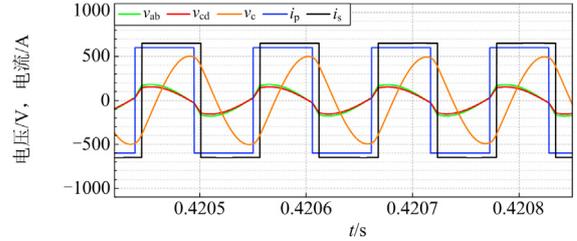
图 22 DBSRC S_1 开路故障后应用容错运行策略仿真结果
Fig. 22 Simulation results of applying fault-tolerant operation strategy after DBSRC S_1 open-circuit fault

后由于功率传输能力下降, 直流母线电压跌落, 随后通过电压闭环使得母线电压恢复, 同时控制系统根据图 17 所示的容错运行策略, 调整辅助变流器的输出功率, 并监控输入电压波动。如图 22(b)、图 22(c) 所示, 应用容错运行策略后, 电流应力及电压应力分别被限制在 300 A、1000 V 以内, 且输入电压变化时辅助变流器能动态跟踪如图 18 所示的最大输出功率曲线。

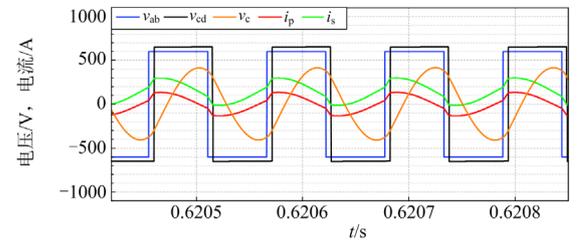
对 DBSRC 输出侧开路故障应用容错运行策略进行仿真验证, 仿真结果如图 23 所示。DBSRC 输入电压为 600 V, 三相逆变器额定输出相电压为 220 V, 辅助变流器稳定运行后, 在仿真开始 0.5 s 后封锁 S_5 触发脉冲, 模拟器件开路故障, 0.01 s 后进行容错控制。由图 23 可知, 故障后直流母线电压产生波动, 随后恢复额定值, 同时电流应力被限制在 300 V 以内, 保证故障后辅助变流器的安全稳定运行。



(a) 直流母线电压、逆变器输出电压及输出功率



(b) DBSRC工作波形



(c) DBSRC工作波形

图 23 DBSRC S_5 开路故障后应用容错运行策略仿真结果
Fig. 23 Simulation results of applying fault-tolerant operation strategy after DBSRC S_5 open-circuit fault

5 实验验证

为了验证仿真分析的正确性, 下面通过原理样机展开实验测试, 三相负载 R_{load3} 为 3Ω , 拓扑及其余参数与图 19 及表 2 一致。为了从原理上进行验证并保证系统相关部件运行的安全性和可靠性, 降低电压及输出功率进行实验验证, 高频辅助变流器原理样机如图 24 所示。

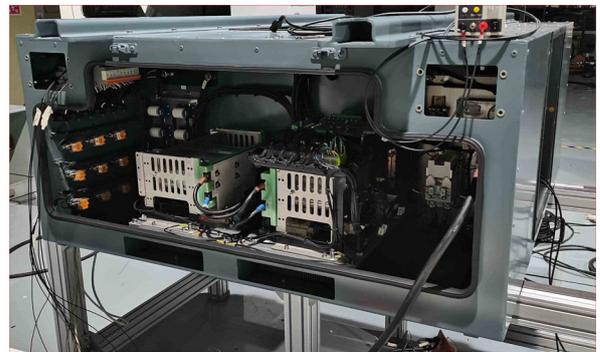
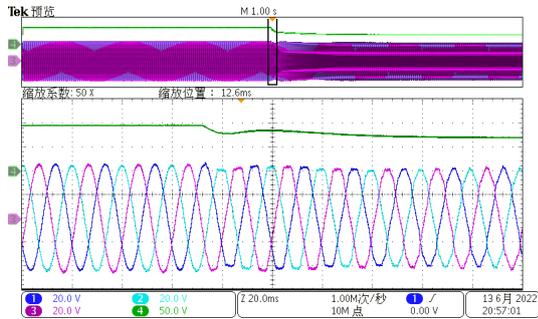


图 24 高频辅助变流器原理样机

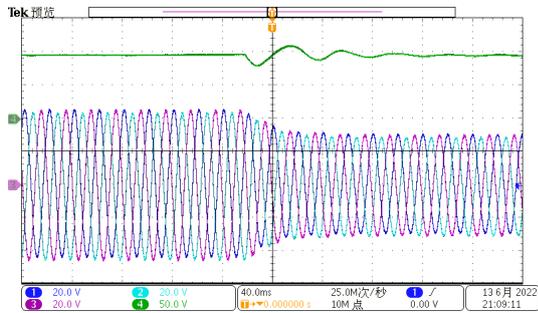
Fig. 24 Prototype of high-frequency auxiliary converter

5.1 输入侧故障

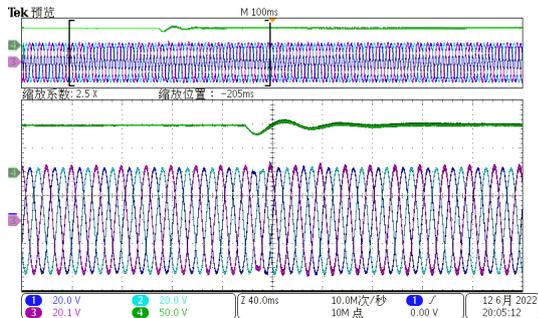
输入侧故障实验结果如图 25 所示，图中 CH1(蓝色曲线)、CH2(青色曲线)、CH3(粉色曲线)为三相全桥逆变器输出电压，CH4(绿色曲线)为直流母线电压。辅助变流器稳定运行后封锁 S_1 触发脉冲，输入电压为 75 V，额定直流母线电压为 100 V，三相逆变器输出相电压为 45 V，额定输出功率为 1 kW。如图 25(a)所示，当不采用容错运行策略时，故障发生后直流母线电压跌落，且无法恢复，同时三相逆变器输出由于直流母线电压跌落过调制产生畸变。如图 25(b)所示，三相全桥逆变器接收到故障信号并确定新的工作点，将输出功率调整至 450 W，随后直流母线电压迅速恢复到额定值。如图 25(c)所示，当输入电压为 115 V 时，控制器判断无须降低输出功率，则辅助变流器不调整工作点，DBSRC



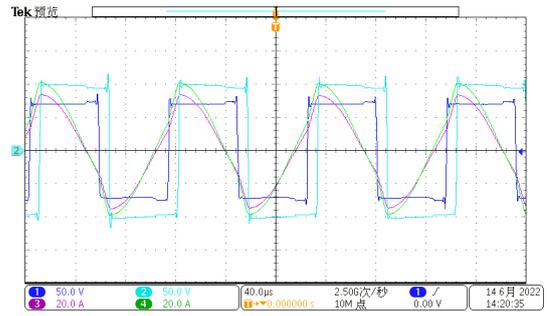
(a) $V_{in} = 75\text{ V}$, S_1 开路故障后不进行容错控制



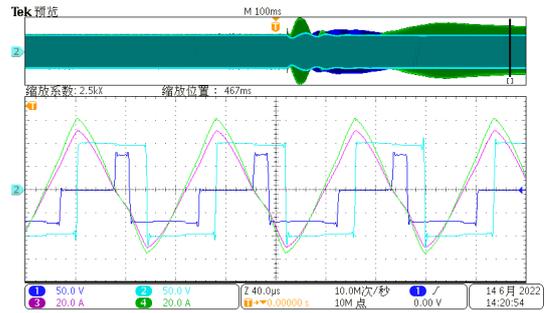
(b) $V_{in} = 75\text{ V}$, S_1 开路故障后调整工作点，降低输出功率



(c) $V_{in} = 115\text{ V}$, S_1 开路故障后维持额定输出功率不变



(d) $V_{in} = 75\text{ V}$, S_1 开路故障前 DBSRC 工作波形



(e) $V_{in} = 75\text{ V}$, 调整工作点后的 DBSRC 工作波形

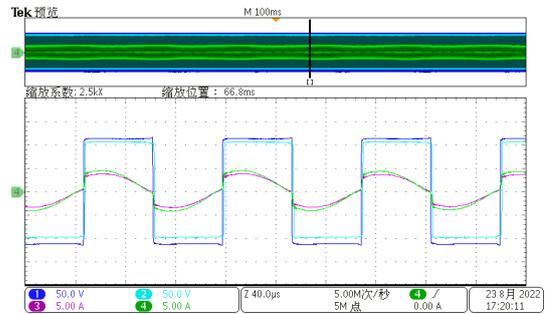
图 25 输入侧故障实验结果

Fig. 25 Experimental results of S_1 open-circuit fault

通过电压闭环增大移相角即可弥补由开路故障造成的功率损失。如图 25(d)、图 25(e)所示，CH1、CH2、CH3、CH4 分别为变压器原边与副边交流侧的电压、电流通道。故障后移相角略有增加，到达稳态后 DBSRC 工作在故障模式 4。

5.2 输出侧故障

当故障发生在输出侧时，由于副边回路中没有谐振电容，故障后 i_s 存在直流偏置，这一直流偏置使得副变交流侧电压自然恢复，同时可能使变压器或谐振电感饱和，输出侧故障实验结果如图 26 所示。在图 26 中，CH1、CH2 分别为原边与副边交流侧电压，CH3、CH4 分别为原边与副边交流侧电



(a) $V_{in} = 115\text{ V}$, S_5 开路故障前 DBSRC 工作波形

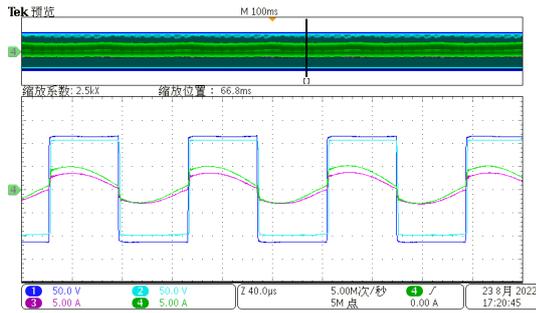
(b) $V_{in} = 115\text{ V}$, S_5 开路故障后 DBSRC 工作波形

图 26 输出侧故障实验结果

Fig. 26 Experimental results of S_5 open-circuit fault

流。在辅助变流器稳定运行后封锁 S_5 触发脉冲。对比图 26(a)与图 26(b)可以看到, 副边电流 i_s 积累起一个明显的直流偏置。故障前后的移相角几乎相同, 表明输出侧故障不影响 DBSRC 的输出能力, 但为了避免较大的直流偏置可能造成的隐患, 必要时仍需要对输出功率加以限制。

6 结论

本文以基于 DBSRC 变换器的高频车载辅助变流器为研究对象, 对移相闭环控制下 DBSRC IGBT 开路故障特性进行分析, 提出一种基于输出功率调整的辅助变流器容错运行策略, 理论分析与仿真实验结果表明:

1) 输入侧故障后存在 4 种故障模式, 故障后谐振电流及谐振电容电压不再具有半波对称性, 输出侧故障后副边谐振电流会出现直流偏置。

2) 故障后电压、电流应力与电压增益及输出功率有关, 当电压增益一定时, 通过控制输出功率可以调整电压、电流应力。

3) 该容错运行策略能有效保证辅助变流器的稳定运行, 避免了故障后直流母线电压的持续跌落, 在输入电压突变时能动态跟踪最大输出功率曲线。该策略具有易于实现、无需额外的硬件设置等优点, 未来可进一步拓展至以其他 DC-DC 变换器为核心的辅助变流器。

参考文献

[1] 张世欣, 皇金锋, 杨艺. 基于平坦理论的直流微电网双向 DC-DC 变换器改进滑模自抗扰控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 107-116.
ZHANG Shixin, HUANG Jinfeng, YANG Yi. Improved sliding mode and active disturbance rejection control based on flatness theory for a bi-directional DC-DC converter in a DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 107-116.

[2] RONANKI D, WILLIAMSON S S. Evolution of power converter topologies and technical considerations of power electronic transformer based rolling stock architectures[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 211-219.

[3] 陶海军, 张金生, 肖群星, 等. 三电平混合全桥 DC-DC 变换器全局电流应力优化与回流功率优化对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(4): 126-137.
TAO Haijun, ZHANG Jinsheng, XIAO Qunxing, et al. Comparative analysis of global current stress optimization and return power optimization of a three-level hybrid full-bridge DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(4): 126-137.

[4] 孟祥齐, 贾燕冰, 任春光, 等. 直流微电网 DAB 变换器和直流固态变压器的非线性控制策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(4): 180-189.
MENG Xiangqi, JIA Yanbing, REN Chunguang, et al. Nonlinear control strategy of dual active bridge converter and DC solid state transformer in DC microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(4): 180-189.

[5] LI Zirun, XU Jin, WANG Keyou, et al. FPGA-based real-time simulation for EV station with multiple high-frequency chargers based on C-EMTP algorithm[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(4): 14-24.

[6] 李善寿, 王浩, 叶伟, 等. 抑制 DAB 变换器回流功率的双重移相调制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(17): 14-23.
LI Shanshou, WANG Hao, YE Wei, et al. Dual phase shift modulation strategy for reactive power suppression of a DAB converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(17): 14-23.

[7] YU K, DU J, HAO M. A novel current sharing method for multi-module LLC resonant converters[C] // IECON 2017, October 29-November 1, 2017, Beijing, China: 613-615.

[8] 唐忠, 白健, 赖立. 基于 IPOS 双 LLC 谐振变换器的恒压恒流充电研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(24): 88-95.
TANG Zhong, BAI Jian, LAI Li. Constant voltage and constant current charging based on an IPOS dual-LLC resonant converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(24): 88-95.

[9] LI Y, SHAO S, CHEN H, et al. High-gain high-efficiency IPOS LLC converter with coupled transformer and current sharing capability[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2020, 5(1): 63-73.

[10] LI X, BHAT A. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics PE, 2010, 25(4): 850-862.

[11] 武琳, 张燕枝, 李子欣, 等. 一种隔离式双向全桥 DC/DC 变换器的控制策略[J]. 电机与控制学报, 2012,

- 16(12): 21-27, 35.
- WU Lin, ZHANG Yanzhi, LI Zixin, et al. A control strategy of isolated bidirectional full bridge DC/DC converter[J]. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(12): 21-27, 35.
- [12] 杨博, 葛琼璇, 赵鲁, 等. 双向全桥串联谐振 DC/DC 变换器回流功率特性优化[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(23): 6990-6999, 7112.
- YANG Bo, GE Qiongxuan, ZHAO Lu, et al. The backflow power optimization of dual bridge series resonant DC/DC converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(23): 6990-6999, 7112.
- [13] 杨博. 基于双向全桥串联谐振 DC/DC 变换器的动车组高频隔离辅助变流器优化及控制策略研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2020.
- YANG Bo. Research on optimization and control strategy of high frequency isolation auxiliary converter for EMU based on dual bridge series resonant DC/DC converter[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2020.
- [14] 杨立新. 双向全桥串联谐振 DC/DC 变换器的效率优化方法研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
- YANG Lixin. Research on efficiency optimization method of dual bridge series resonant DC/DC converter[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2021.
- [15] CHOI U, BLAABJERG F, LEE K. Study and handling methods of power IGBT module failures in power electronic converter systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(5): 2517-2533.
- [16] BAKEER A, CHUB A, VINNIKOV D. Short-circuit fault detection and remedial in full-bridge rectifier of series resonant DC-DC converter based on inductor voltage signature[C]// 2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), November 5-7, 2022, Riga, Latvia: 1-6.
- [17] 马腾峰, 谢运祥, 关远鹏, 等. 考虑寄生参数的隔离型双有源桥 DC-DC 变换器的开关开路故障分析与容错控制策略[J]. *电力自动化设备*, 2021, 41(8): 149-155.
- MA Tengfeng, XIE Yunxiang, GUAN Yuanpeng, et al. Open-circuit switching fault analysis and fault-tolerant control strategy for isolated dual active bridge DC-DC converter considering parasitic parameters[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2021, 41(8): 149-155.
- [18] ZHAO N, LIU J, SHI Y, et al. Mode analysis and fault-tolerant method of open-circuit fault for a dual active-bridge DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(8): 6916-6926.
- [19] PEI X, NIE S, CHEN Y, et al. Open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant strategies for full-bridge DC-DC converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 27(5): 2550-2565.
- [20] 聂松松. DC-DC 变换器的故障诊断及容错策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- NIE Songsong. Fault diagnosis and fault-tolerant control strategies for DC-DC power converters[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2014.
- [21] 翟小飞, 彭之然, 李配飞, 等. 串联谐振变换器 IGBT 开路故障检测方法[J]. *海军工程大学学报*, 2019, 31(1): 15-19, 56.
- ZHAI Xiaofei, PENG Zhiran, LI Peifei, et al. IGBT open circuit fault diagnosis method for series resonant converter [J]. *Journal of Naval University of Engineering*, 2019, 31(1): 15-19, 56.
- [22] 唐圣学, 赵晓莉, 董沙沙, 等. 一种 DC-DC 变换器开关管故障在线诊断与容错方法[J]. *电机与控制学报*, 2020, 24(8): 1-8.
- TANG Shengxue, ZHAO Xiaoli, DONG Shasha, et al. Online fault diagnosis and tolerance method for DC-DC converter switch[J]. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(8): 1-8.
- [23] COSTA L, BUTICCHI G, LISERRE M. A fault-tolerant series-resonant DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions Power Electronics*, 2017, 32(2): 900-905.
- [24] COSTA L F, BUTICCHI G, LISERRE M. A family of series-resonant DC-DC converter with fault-tolerance capability[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(1): 335-344.
- [25] 潘羿威, 张承慧, 杜李杨, 等. 直流配电系统 SRDAB 接口变换器的复合容错控制方法[J]. *电力系统自动化*, 2018, 42(20): 130-137.
- PAN Yiwei, ZHANG Chenghui, DU Liyang, et al. Control method of hybrid fault tolerant for series resonant dual-active-bridge interfacing converters in DC distribution systems[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2018, 42(20): 130-137.
- [26] PAN Y, YANG Y, HE J, et al. A dual-loop control to ensure fast and stable fault-tolerant operation of series resonant DAB converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 5(10): 10994-11012.
- [27] BHAKAR P S, KALAISELVI J. Self-reliant feature in DC-DC converters for open circuit faults[C]// 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), December 16-19, 2020, Jaipur, India: 1-6.
- [28] HU S, LI X. Performance evaluation of a semi-dual-bridge resonant DC/DC converter with secondary phase-shifted control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(10): 7727-7738.

收稿日期: 2023-02-09; 修回日期: 2023-08-08

作者简介:

马呈瑶(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为大功率电力电子与直线驱动技术; E-mail: machengyao20@mails.ucas.ac.cn

赵鲁(1984—), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向为大功率变流器及高性能电机牵引控制技术。E-mail: zhaolu@mail.iee.ac.cn

(编辑 许威)