

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

马腾峰¹, 谢运祥¹, 关远鹏², 胡望¹, 王学梅¹

(1. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641; 2. 暨南大学 能源电力研究中心, 广东 珠海 519070)

摘要: 双有源桥(DAB)DC-DC变换器开关管的驱动电路故障导致开关开路故障(OCSF), 这使得DAB系统拓扑对称性缺失、高频电压和电流发生畸变和直流偏置, 进而对系统的可靠性和长期运行稳定性造成不良影响。对此, 研究DAB开关管和高频变压器寄生参数对OCSF后系统运行状态的影响, 以完善DAB故障分析体系。针对OCSF问题, 提出一种基于对称拓扑和对偶原理的故障容错策略, 通过闭锁开关使系统运行拓扑恢复对称, 并在此基础上提出一种不改变控制器参数、只需改变控制器输出饱和参数的实用控制方法, 并在理论上讨论了该方法的可行性。最后, 通过实验验证了OCSF模态分析及所提容错控制策略的正确性。

关键词: 双有源桥; DC-DC变换器; 开关开路故障; 寄生参数; 模态分析; 故障容错

中图分类号: TM 46

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.epae.202106001

0 引言

随着化石能源的大量消耗, 气候问题愈发严重, 为了缓解气候问题的压力, 分布式新能源发电系统在智能电网的接入研究越来越受到重视^[1-2]。高频链功率转换技术作为分布式新能源发电系统中的一种先进电能转换技术, 以高频隔离双向DC-DC变换器IBDC(Isolated Bidirectional DC-DC Converter)作为能量转换的物理基础。双有源桥DAB(Dual Active Bridge)是IBDC的主要拓扑形式之一^[3], 并在分布式新能源发电系统中获得广泛应用^[4]。然而, 开关管及其驱动电路的可靠运行对DAB的可靠性有重要影响。文献[5]指出, 在DAB故障中, 46%的故障是由开关故障或驱动电路故障引起的。开关开路故障OCSF(Open-Circuit Switching Fault)成为DAB亟需解决的重要问题。OCSF发生后, 系统无法实现正常运行情况下的调制, 系统运行的工作模式不对称, 部分正常运行的开关管有过流的风险, 进而导致开关损坏^[6-10]。

模态分析方法是描述DAB的OCSF问题较为适用的方法。文献[6-10]通过模态分析验证了DAB发生OCSF后变压器电流的直流偏置问题。但为了便于分析, 目前的文献一般忽略了变压器和开关寄生参数的作用^[6-10], 这使得原边侧和副边侧的电压、电流差异以及变压器电流的畸变现象难以得到解释, 不利于准确分析和解决OCSF问题。

文献[11-15]通过额外增加冗余模块或冗余开关的方法来处理OCSF带来的系统不对称运行问

题。DAB具有8个开关管, 冗余方法的成本较高, 且对DAB容错运行的潜力并没有研究。文献[6-8]提出闭锁故障桥臂的容错方法, 容错运行下的变压器直流偏置消失。但上述研究提出的容错策略并未考虑寄生参数造成的影响, 且容错策略只能解决单一的OCSF问题, 没有基于OCSF问题的本质去进行设计。此外, 上述研究在使用容错策略后并未考虑系统容错运行后控制性能的改变, 文献[16-17]提出了一种应用容错策略后的控制方法, 但该控制方法较为复杂且难以实现高质量的输出电压。

因此, 本文针对DAB的OCSF问题首先详细地分析模态运行方式, 研究寄生参数对其的影响, 完善变压器原边侧和副边侧的电压、电流差异以及变压器电流畸变现象分析的不足之处, 并说明OCSF问题的本质原因。进一步地提出一种通用的故障容错策略, 该策略基于对称拓扑和对偶原理, 通过闭锁开关实现拓扑变换, 使DAB在发生OCSF后恢复拓扑对称, 进而使其恢复稳定运行。同时, 本文提出一种简单实用的控制方法, 在系统故障后只改变控制器输出饱和参数, 而不改变控制参数。与传统的研究工作相比, 本文的模态分析更精确地描述了DAB的OCSF问题, 所提出的容错策略和控制方法具有普适性, 能保证系统发生OCSF后仍保持较高的功率传输能力和运行效率。

1 DAB副边侧OCSF后模态分析

为了方便对故障模态进行分析, 主要对DAB降压模式下的OCSF问题进行分析。

1.1 DAB-IBDC拓扑

DAB拓扑及其等效电路图分别如图1(a)、(b)所示。图中, L_r 为辅助电感和变压器漏感之和; U_m 为输入电压; U_o 为输出电压; u_{H1} 、 u_{H2} 分别为原边、副边

收稿日期: 2020-09-28; 修回日期: 2021-03-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51577074)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51577074)

的全桥电压; i_{lp} 为漏感电流; i_{ls} 为变压器副边侧电流; i_o 为输出电流; $n=n_1:n_2$ 为变压器变比; L_m 为归算到原边侧的励磁电感; R_{eq} 为归算到原边侧的变压器等效电阻; C_1 、 C_o 分别为输入、输出电容; R 为负载电阻; i_m 为流经 L_m 的电流。DAB 的开关使用 MOSFET, 分别记为 S_1 — S_8 , 将 MOSFET 的寄生电容等效归算为单个电容, 相应地分别记为 C_1 — C_8 , 与 S_1 — S_8 并联的体二极管分别记为 D_1 — D_8 。

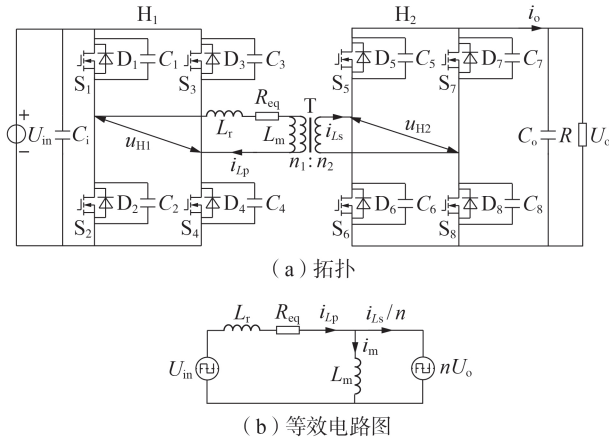


图1 DAB-IBDC 拓扑

Fig.1 Topology of DAB-IBDC

1.2 OCSF 暂态分析

本文以 S_8 在一个运行周期结束后发生 OCSF 为例进行详细的分析。图 2 为 DAB 的 OCSF 暂态过程中各参数波形图。图中, d 为 DAB 外移相角占空比; S_1 — S_8 分别为开关管 S_1 — S_8 的驱动信号。

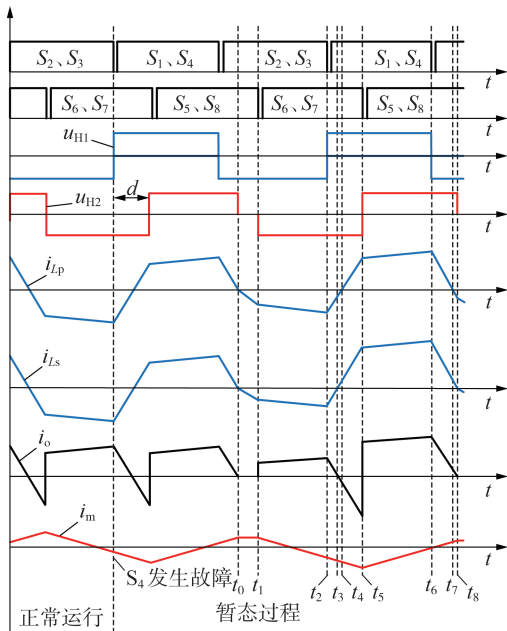


图2 OCSF 暂态过程波形图

Fig.2 Waveforms of transient process of OCSF

1) 模式 1 ($[t_0, t_1)$ 阶段)。

$[t_0, t_1)$ 阶段, S_8 无法开通, 模式发生变化, 模式 1 的工作状态见附录 A 图 A1(a), t_0 时刻 i_{ls} 反向, 流经 S_5 和 D_7 。结合图 1 与图 2, 可得 i_{lp} 与 i_m 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{lp}(t) = \frac{-U_{in} - R_{eq}i_{lp}(t_0)}{L_r}(t-t_0) + i_{lp}(t_0) \\ i_m(t) = i_m(t_0) \end{cases} \quad (1)$$

2) 模式 2 ($[t_1, t_2)$ 阶段)。

$[t_1, t_2)$ 阶段, 根据图 2, 可得 i_{lp} 与 i_m 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{lp}(t) = \frac{nU_o - U_{in} - R_{eq}i_{lp}(t_1)}{L_r}(t-t_1) + i_{lp}(t_1) \\ i_m(t) = -\frac{nU_o}{L_m}(t-t_1) + i_m(t_1) \end{cases} \quad (2)$$

3) 模式 3 ($[t_2, t_3)$ 阶段)。

$[t_2, t_3)$ 阶段, 根据图 2, 可得 i_{lp} 与 i_m 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{lp}(t) = \frac{U_{in} + nU_o - R_{eq}i_{lp}(t_2)}{L_r}(t-t_2) + i_{lp}(t_2) \\ i_m(t) = -\frac{nU_o}{L_m}(t-t_2) + i_m(t_2) \end{cases} \quad (3)$$

4) 模式 4 ($[t_3, t_4)$ 阶段)。

模式 4 的工作状态见附录 A 图 A1(b), t_3 时刻 i_{ls} 反向, 而 i_{lp} 仍为负, i_{ls} 流经 S_6 和 S_7 , 此模式在系统正常运行时并不存在, i_{lp} 与 i_m 的表达式与式 (3) 相同。

5) 模式 5 ($[t_4, t_5)$ 阶段)。

$[t_4, t_5)$ 阶段, t_4 时刻 i_{lp} 反向, i_{lp} 与 i_m 的表达式与式 (3) 相同。

6) 模式 6 ($[t_5, t_6)$ 阶段)。

$[t_5, t_6)$ 阶段, 根据图 2, 可得 i_{lp} 与 i_m 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{lp}(t) = \frac{U_{in} - nU_o - R_{eq}i_{lp}(t_5)}{L_r}(t-t_5) + i_{lp}(t_5) \\ i_m(t) = \frac{nU_o}{L_m}(t-t_5) + i_m(t_5) \end{cases} \quad (4)$$

7) 模式 7 ($[t_6, t_7)$ 阶段)。

$[t_6, t_7)$ 阶段, 根据图 2, 可得 i_{lp} 与 i_m 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{lp}(t) = \frac{-U_{in} - nU_o - R_{eq}i_{lp}(t_6)}{L_r}(t-t_6) + i_{lp}(t_6) \\ i_m(t) = \frac{nU_o}{L_m}(t-t_6) + i_m(t_6) \end{cases} \quad (5)$$

8) 模式 8 ($[t_7, t_8)$ 阶段)。

模式 8 的工作状态见附录 A 图 A1(c), t_7 时刻 i_{lp} 反向, 而 i_{ls} 仍为正, 此模式在系统正常运行时并不存在。 i_{lp} 与 i_m 的表达式与式 (5) 相同。

S_8 发生故障后, 系统较无故障情况多出模式 1, 刚发生 OCSF 时, u_{H12} 发生非对称占空比缺失, i_{lp} 与 i_{ls} 波形呈不断上移趋势。正常运行模式下, 一个开关周期的初始与结束时的 i_m 相等, 由于系统故障后的不对称运行, 每周期变压器都将积累一定的偏置电流,

根据式(1)~(5),每周周期积累的偏置电流值 Δi_m 为:

$$\Delta i_m = -\frac{nU_o}{L_m} (t_1 - t_0) \quad (6)$$

可见, Δi_m 与 L_m 有关, L_m 越大, Δi_m 越小。因此, i_{lp} 波形将不断下降,在此过程中,每个周期增加的偏置电流将减小,因此 i_{lp} 波形最终也将到达稳定。由于 R_{eq} 的阻尼作用, i_{lp} 波形到达稳定的时间与 R_{eq} 有关。

模态 4 与模态 8 在正常运行时并不存在,根据图 1(b),各模态的 i_{lp} 减去偏置电流 Δi_m 等于归算到原边侧的 i_{ls} ,由于故障后直流偏置量增大, i_m 不断减小, i_{lp} 波形相较于 i_{ls} 波形不断上移,因此变压器原、副边侧电流不同时过零,于是多出了模态 4 与模态 8。

当 S_5 — S_8 分别发生故障时, i_{ls} 波形偏移方向与 u_{H2} 发生非对称占空比缺失的位置,如表 1 所示。

表 1 各开关管 OCSF 下 i_{ls} 与 u_{H2} 的特性

Table 1 Characteristics of i_{ls} and u_{H2} under OCSF of different switches

开关管	i_{ls} 波形偏移方向	u_{H2} 非对称占空比缺失位置
S_5 、 S_8	正偏	下降沿
S_6 、 S_7	负偏	上升沿

1.3 OCSF 稳态分析

当系统故障后达到稳态时,系统各参数波形如图 3 所示。 i_{lp} 波形几乎恢复到与故障前相同。模态 8 即将结束时, i_{ls} 的方向即将变向,但由于 S_8 开路故障, i_{ls} 无法在 S_8 正向流通。因此,进入模态 1 的开关切换过程见附录 A 图 A2(a), S_8 的寄生电容充电, S_7 的寄生电容放电。暂态过程中,开关切换过程与图 A1(a) 过程相比较短。随着系统从暂态到达稳态,每周周期积累的偏置电流值不再增大,图 A1(a) 过程的持续时间逐渐减小。因此对模态 1 的分析应考虑图 A2(a) 所示的寄生电容充放电过程。

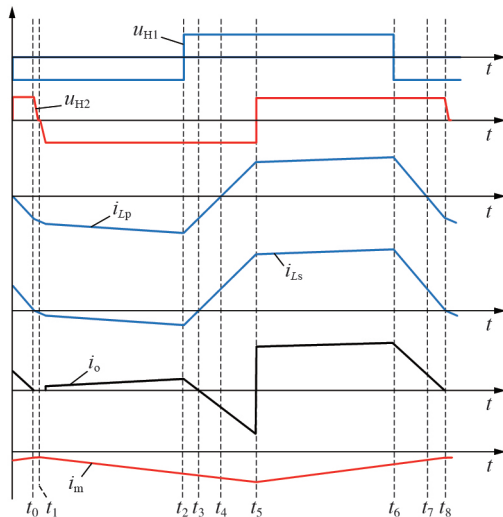


图 3 OCSF 稳态过程波形图

Fig.3 Waveforms of steady-state process of OCSF

正常运行模式下,设置的死区足够寄生电容进

行充放电。根据图 3, t_1 时刻 S_6 与 S_7 本应该为硬开通,但实际由于开关寄生电阻等因素的影响, S_6 的寄生电容在死区放电, S_5 的寄生电容在死区充电。 t_1 时刻开关切换过程见附录 A 图 A2(b)。暂态过程中由于 t_1 时刻 i_{ls} 的绝对值较大, S_6 和 S_7 可以在 t_1 时刻实现软开关;进入稳态过程后, i_{ls} 的绝对值较小,且寄生电容充放电时间较长, S_6 和 S_7 无法实现软开关。

根据图 A2(a),结合 t_0 时刻 $i_{ls}=0$,可得故障后稳态下的模态 1 寄生电容充放电过程的 i_{ls} 的表达式为:

$$i_{ls}(t) = \frac{2nU_{in}t_{f1}}{\pi L_r} e^{-\frac{R_{eq}}{2L_r}(t-t_3)} \sin \frac{\pi(t-t_3)}{2t_{f1}} \quad (7)$$

$$t_{f1} = \frac{\pi L_r \sqrt{C}}{\sqrt{2n^2 L_r - R_{eq}^2 C}} \quad (8)$$

其中, t_{f1} 为寄生电容 C 充放电过程的持续时间。

实际故障运行的过程中,模态 1 中在寄生电容充放电持续过程之后,仍会有较短的图 A1(a) 所示过程,但该过程的持续时间 t_{f2} 主要由图 A2 所示的 2 个过程决定,而图 A2(b) 过程受开关寄生电阻等因素的影响难以分析,稳态下 t_{f2} 的值难以计算。实际情况下,根据经验,取 $t_{f2}=t_{f1}/2$,且令 $t_{f2}+t_{f1}=t_{f1}$ 。

根据图 3, OCSF 发生后, i_{lp} 峰值与正常运行情况下相差微小, i_o 波动幅度变大,导致输出纹波增大,副边侧其余开关有过流风险。因此, DAB 最大功率正常运行时变压器副边侧电流峰值 i_{Lsm} 的表达式为:

$$i_{Lsm} = \begin{cases} nU_{in}/(4fL_r) & k \geq 1 \\ n^2U_o/(4fL_r) & k < 1 \end{cases} \quad (9)$$

$$k = U_{in}/(nU_o) \quad (10)$$

其中, f 为开关频率。

根据式(1)~(8),系统故障运行后变压器副边侧电流峰值 i_{Lsm} 的表达式为:

$$i_{Lsm} = \begin{cases} \frac{nU_{in} + n^2U_o}{fL_r} \left(\frac{d}{2} - ft_f \right) & k \geq 1 \\ \frac{nU_{in}}{fL_r} \left(d - ft_f - \frac{1}{2} \right) + \frac{n^2U_o}{fL_r} \left(\frac{1}{2} - ft_f \right) & k < 1 \end{cases} \quad (11)$$

设 $\alpha_1 = i_{Lsm}/i_{Lsm}$, α_1 与 t_f 的关系式为:

$$\alpha_1 = \begin{cases} 2(1+k)(d-2ft_f)/k & k \geq 1 \\ 4kd - 2k - 4(1+k)ft_f + 2 & k < 1 \end{cases} \quad (12)$$

当 $d=0.25$ 时, α_1 与 t_f 的关系如图 4 所示。

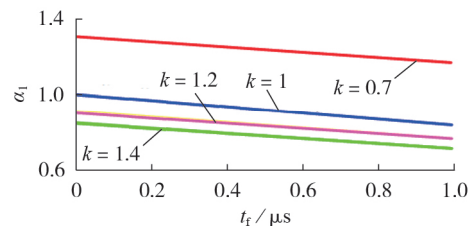


图 4 α_1 与 t_f 的关系图

Fig.4 Relationship curves of α_1 vs. t_f

由图4可知, α_1 与 t_r 之间几乎为线性关系, 且呈负相关。DAB的OCSF运行情况下, 传输功率较原先只有些许减小。由于 t_r 通常较小, 可近似认为传输功率 P_n 保持不变, 其表达式为:

$$P_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_8} i_o(t) U_o dt = \frac{nU_{in}U_o}{2fL_r} d(1-d) \quad (13)$$

其中, T 为一个开关周期。由式(11)和式(13)可知, 当传输功率较低时, α_1 可能小于1, 此时无需采取措施, 也能够保证系统的稳定运行。

2 故障容错控制策略

2.1 应用于OCSF的拓扑变换法

DAB拓扑结构中开关管均为完全可控的器件, 因此, 通过闭锁开关实现拓扑变换是一种经济实用的容错方法。不对称的电压和电流是由不对称的拓扑结构引起的, 为了实现在DAB中对OCSF的容错, 本文提出一种通过闭锁开关重塑对称拓扑的容错策略。

结合表1及传统的半双有源桥(SDAB)拓扑结构, 可以得到一种实用的方法: 通过在故障阶段闭锁故障桥臂, 就可以消除直流偏置, 并实现对称的电流和电压, 使DAB能在健康状态下运行。例如, 当 S_8 发生OCSF时闭锁 S_7 , 设此时的拓扑变为SDAB-a, 见附录A图A3(a)。此外, 本文还提出一种应用对偶原理进行拓扑变换的方法, OCSF发生后, 闭锁相同位置(高电势或低电势)的开关。当 S_8 发生OCSF时闭锁 S_6 , 设此时的拓扑变为SDAB-b, 见附录A图A3(b)。

图5为闭锁 S_6 或 S_7 后系统稳态时的波形图, 对比图2可见, 图5中 $[t_0, t_1)$ 、 $[t_2, t_3)$ 、 $[t_3, t_4)$ 、 $[t_4, t_5)$ 、 $[t_5, t_6)$ 阶段的模态与图2的模态3、6、7、1、2相同; i_{Ls} 波形偏移和变压器直流偏置情况消失, i_{Lp} 、 i_{Ls} 波形均对称。图5中 $[t_1, t_2)$ 阶段内 i_{Lp} 的表达式见式(14)。

$$\begin{cases} i_{Lp}(t) = \frac{U_{in} - R_{eq} i_{Lp}(t_1)}{L_r} (t - t_1) + i_{Lp}(t_1) \\ i_m(t) = i_m(t_1) \end{cases} \quad (14)$$

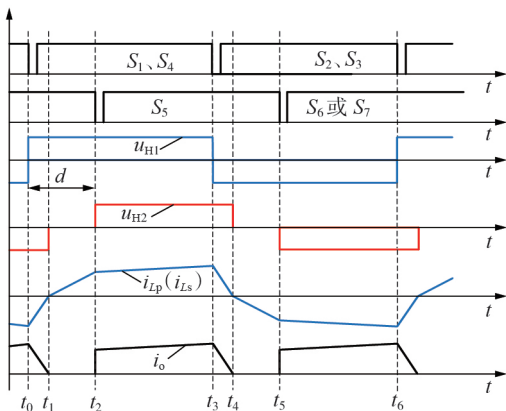


图5 故障容错后的波形图

Fig.5 Waveforms after fault tolerance

闭锁 S_6 或 S_7 后, 系统较正常运行的DAB多出2种模态: 一种为 $[t_4, t_5)$ 阶段, 系统模态图见附录A图A1(a); 另一种为 $[t_1, t_2)$ 阶段, 闭锁 S_7 、 S_6 对应的系统模态图分别见附录A图A3(a)、(b)。相较于故障运行, 容错运行下 t_2 和 t_5 时刻 i_{Ls} 较大, 开关管寄生电容的充放电过程较短, 系统能实现在 t_2 和 t_5 处的软开关。

采取容错策略下系统传输功率 P_s 的表达式为:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_7} i_o(t) U_o dt = \frac{nU_{in}U_o [(1+4d-4d^2)(k^2+k) - 2(1-d)^2]}{4fL_r(2k+1)^2} \quad (15)$$

与正常运行时不同, 系统最大功率并不在 $d=0.5$ 时取到, 将式(15)对 d 求导后, 得出不同 k 下系统最大功率时的 d_{max} 和最大传输功率 P_{smax} 的表达式分别为:

$$d_{max} = \frac{k^2 + k + 1}{2k^2 + 2k + 1} \quad (16)$$

$$P_{smax} = \frac{nU_{in}U_o k(k+1)}{4L_r f(2k^2 + 2k + 1)} \quad (17)$$

设正常运行模式下, 系统最大传输功率为 P_{nmax} , 采取容错策略下变压器副边侧最大电流为 i_{Lsm} , 设 $\alpha_2 = i_{Lsm}/i_{Lsm}$, $\alpha_3 = P_{smax}/P_{nmax}$ 。 α_2 与 α_3 的表达式均为:

$$\alpha_2 = \alpha_3 = \frac{2k(k+1)}{2k^2 + 2k + 1} \quad (18)$$

d_{max} 、 $\alpha_2(\alpha_3)$ 与 k 的关系如图6所示。由图可知, 采取容错策略后, α_2 、 α_3 均小于1, 且 k 越大, α_2 、 α_3 越大, 各开关无过流风险, 但系统功率传输能力会下降。

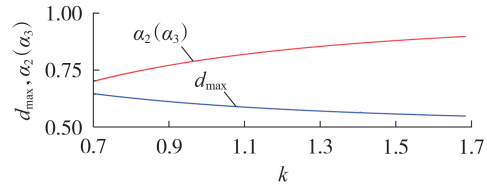


图6 d_{max} 、 $\alpha_2(\alpha_3)$ 与 k 的关系曲线

Fig.6 Relationship curves of d_{max} and $\alpha_2(\alpha_3)$ vs. k

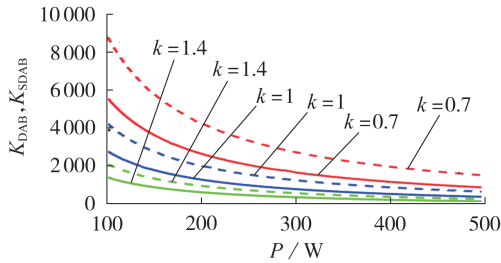
2.2 采取容错策略后的控制方案

假设DAB使用基于输出电压反馈的闭环控制, 结合式(13)、(15), 分别对DAB系统和SDAB系统进行小信号分析后, 得到系统输出电压对占空比的传递函数表达式为:

$$G_{DAB, Ud} = \frac{nU_{in}(1-2d)R}{2fL_r(1+sC_oR)} \quad (19)$$

$$G_{SDAB, Ud} = \frac{nU_{in} [k^2 + k + 1 - (1+2k^2 + 2k)d] R}{fL_r(2k+1)^2(1+sC_oR)} \quad (20)$$

对比式(19)和式(20), 2个传递函数的零、极点情况相同, 只有开环增益存在区别。设2个传递函数的开环增益分别为 K_{DAB} 、 K_{SDAB} , 其在不同 k 和传输功率 P 下的关系曲线如图7所示。图中, 实线、虚线分别对应 K_{DAB} 、 K_{SDAB} 。

图 7 K_{DAB} 、 K_{SDAB} 与 P 和 k 的关系图Fig.7 Relationship curves of K_{DAB} and K_{SDAB} vs. P and k

进行拓扑变换后,开环增益略微下降,若原先的控制器能够进行大功率范围的控制, K_{DAB} 的波动对控制性能没有过多影响,大功率变化范围内 K_{DAB} 的变化基本能涵盖 K_{SDAB} 的变化。因此,采取容错策略后,保持原先的控制方式即可。

若系统正常运行功率较大,采取容错策略后,系统变为降功率运行,在该情况下,应使容错后系统保持最大功率运行。通常 DAB 单移相 SPS (Single Phase Shift) 调制策略下,传输正向功率时,会将 d 限制在 0.5 以下,根据式 (16),不同 k 对应的最大运行功率的 d_{max} 不同,若容错后控制方案对 d 的限幅不做更改,则不能完全发挥容错后系统的功率传输能力。

结合以上分析,本文提出一种不改变控制器参数、只对控制的限幅器进行调整的控制方案,如图 8 所示。图中, $U_{o,ref}$ 为参考电压,将 $U_{o,ref}$ 代替 U_o 计算式 (12)。采取该控制方案可以保证容错后的系统控制性能基本保持不变,且具有较强的功率传输能力。

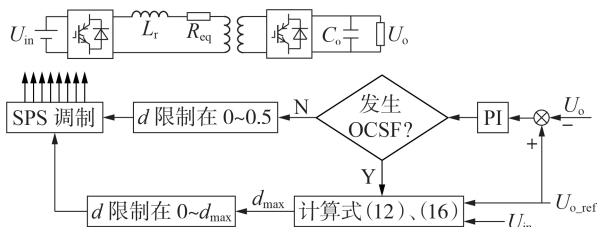


图 8 OCSF 的控制方案

Fig.8 Control scheme for OCSF

3 故障容错策略功率传输能力分析

根据图 6 中 α_3 的曲线,采取容错策略后可以在一定范围内实现系统在功率不变的情况下保持正常运行,但当原系统正常运行功率较大时,在采取方案后,系统变为降功率运行,系统的功率传输能力受到限制。结合图 4,系统发生 OCSF 后,采取降功率运行的方案,不进行故障容错, α_3 仍小于 1,系统也能够一定情况下保持稳定运行。因此,结合式 (10)、(13)、(18),对比降功率运行方案和采取容错方案的功率传输能力,对比情况如图 9 所示。图中, α_4 为降功率运行情况下最大运行功率与系统正常运行情况最大运行功率之比。图 9 中,降功率运行方案下,系

统功率传输能力与 t_f 呈正相关。理论上,当 t_f 较大时, α_4 的曲线在 α_3 的曲线之上,但实际情况下,由于开关寄生电容 C 以及 L_r 的大小限制, t_f 的值通常不超过 $0.6 \mu s$, α_4 的曲线通常在 α_3 的曲线之下。因此,在保证系统各开关应力不超过额定最大值的前提下,本文提出的容错控制策略在功率传输能力上更具优势。

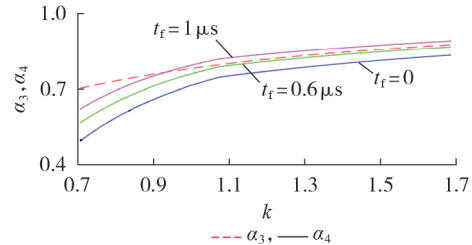


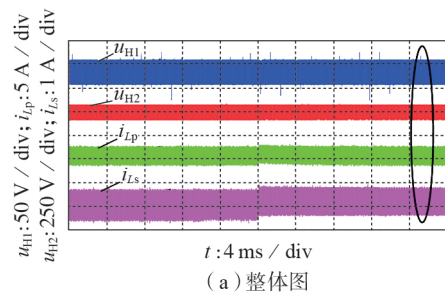
图 9 功率传输能力对比图

Fig.9 Comparison of power transmission capacity

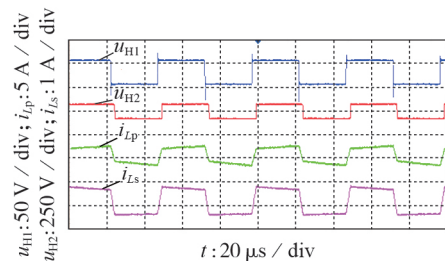
4 实验验证

为了验证上述分析,搭建了如附录 A 图 A4 所示的实验装置,实验装置包括直流电源、电子负载、电流传感器、电压传感器、示波器和 DAB 变换器,控制芯片采用 TMS320F28335 型数字信号处理器 (DSP)。其中,DAB 变换器参数见附录 A 表 A1。

S_8 开路故障实验波形如图 10 所示。由图可知,发生 OCSF 后, i_{Lp} 和 i_{Ls} 发生了明显的电流正偏,由于直流偏置电流存在周期积累过程, i_{Lp} 波形从一开始的电流正偏,然后缓慢恢复到对称,这验证了 1.2 节对故障暂态过程的理论分析的正确性;稳态过程下, u_{H2} 在波形下降沿存在短暂的非对称占空比缺失,且电压下降的持续时间较长,验证了 1.3 节故障稳态过程的理论分析的正确性。由图 10(b) 可知,模态 1 削



(a) 整体图



(b) 椭圆部分的局部放大图

图 10 S_8 开路故障实验波形Fig.10 Experimental waveforms under OCSF in S_8

弱了 i_{Ls} 的偏移程度,而增大了 i_{Ls} 的畸变程度。

实验采用第2节提出的实用控制方法和拓扑变换思想, S_8 开路故障后闭锁 S_7 的实验波形如图11所示,闭锁 S_6 和 S_5 的实验波形图分别见附录A图A5、A6。图11和图A5分别对应DAB在发生OCSF后转换为SDABa、SDABb拓扑模式。

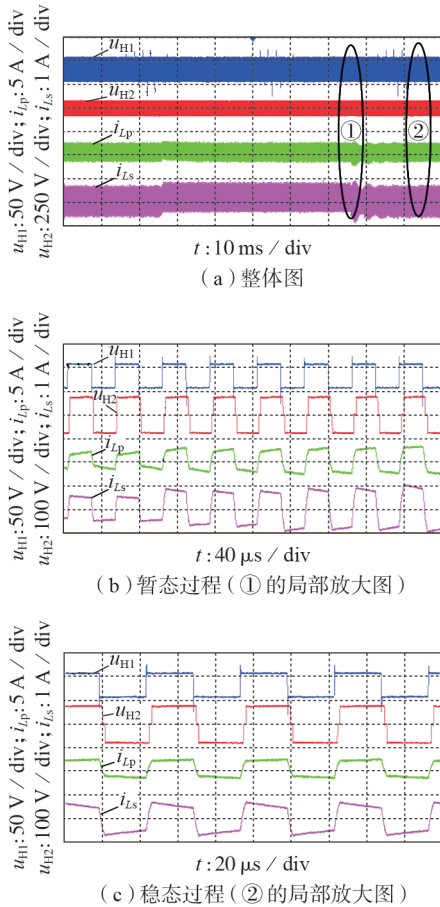


图11 S_8 开路故障后闭锁 S_7 的实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of blocking S_7 after OCSF in S_8

由图11(b)可知,发生OCSF后,变压器存在直流偏置, u_{H2} 波形存在非对称占空比缺失, i_{Ls} 波形存在正偏;采取基于对称拓扑的容错策略后, u_{H2} 波形在第一个周期便恢复对称, i_{Ls} 波形在4个开关周期内从正偏恢复到对称。由于控制器的动态特性,采取容错策略后,系统在经过短暂的暂态过程后便稳定运行。由图11(c)可知,采取容错策略的稳态过程下,一个开关周期内,正半周期与负半周期的 i_{Lp} 和 i_{Ls} 波形完全对称,系统完全恢复对称运行。

图A5的实验结果与图11相似。基于对称拓扑和对偶原理的拓扑变换方法均可使系统在OCSF后,保证电压和电流均在对称情况下运行。由图A6可知,在 S_8 发生开路故障后闭锁 S_5 , DAB在不对称拓扑中工作, i_{Ls} 出现了严重的振荡和偏置,变压器的直流偏置加剧,由于拓扑结构不对称,OCSF后的系统

无法实现容错运行。因此,基于拓扑变换思想提出的容错策略是有效和实用的。

正常运行、故障运行和容错运行模式下的系统效率如图12所示。在正常运行和容错运行模式下,系统效率十分接近,在整个功率范围内均大于90%,最高效率分别为94.5%和94.7%。在整个功率范围内,故障运行模式下的系统效率最低,主要原因是高频变压器的直流偏置以及硬开关损失。

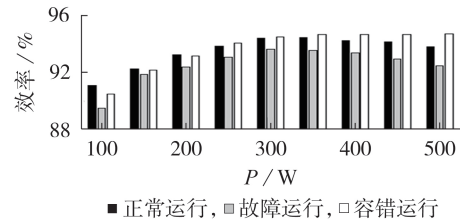


图12 正常运行、故障运行和容错运行模式下的系统效率

Fig.12 System efficiency under normal, faulty and fault-tolerant modes

5 结论

本文针对DAB-IBDC副边侧开关开路导致的系统故障问题,同时考虑开关和高频变压器中的寄生参数,对发生OCSF后的DAB进行了详细的模态分析:在系统发生OCSF之后,系统电压、电流发生变化, u_{H2} 出现非对称占空比缺失, i_{Ls} 发生偏移,高频变压器发生直流偏置,副边侧开关有过流风险。为了实现DAB发生OCSF后的容错,提出了一种结合对称拓扑和对偶原理的通用拓扑变换方法,使系统故障后恢复对称稳定运行,并保持较高的运行效率,为DAB中OCSF问题的分析和解决提供了一种有效实用的方法。同时,提出一种只改变控制器饱和参数、不改变控制参数的控制方案,使系统可以保持较高的功率传输能力。本文提出的容错策略同样适用于其他DC-DC变换器。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 宋强,赵彪,刘文华,等. 智能直流配电网研究综述[J]. 中国电机工程学报,2013,33(25):9-19,5. SONG Qiang,ZHAO Biao,LIU Wenhua,et al. An overview of research on smart DC distribution power network[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(25):9-19,5.
- [2] 孙鹏飞,贺春光,邵华,等. 直流配电网研究现状与发展[J]. 电力自动化设备,2016,36(6):64-73. SUN Pengfei,HE Chunguang,SHAO Hua,et al. Research status and development of DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(6):64-73.
- [3] 孙谦浩,王裕,宋强,等. 应用于直流配电网的双向全桥直流变换器比较分析[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):49-56. SUN Qianhao,WANG Yu,SONG Qiang,et al. Analysis and comparison of dual-active-bridge DC/DC converters in DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment,

- 2017,37(10):49-56.
- [4] 赵彪,宋强,刘文华,等. 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J]. 中国电机工程学报,2014,34(25):4295-4303.
ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. High-frequency-link DC solid state transformers for flexible DC distribution [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(25):4295-4303.
- [5] KIRAN Y M, PREETHI S K, NANDIHALLI R. Overview of fault diagnosis and detection methods used in switched mode power supplies [C]//2016 2nd International Conference on Applied and Theoretical Computing and Communication Technology (ICATCCT). Bangalore, India: IEEE, 2016:708-712.
- [6] 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.
- [7] ZHENG M, WEN H, SHI H, et al. Open-circuit fault diagnosis of dual active bridge DC-DC converter with extended-phase-shift control[J]. IEEE Access, 2019, 7:23752-23765.
- [8] SHI H, WEN H, LI J. Fault analysis and fault-tolerant method of dual active bridge converter under triple phase shift control[C]//2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia(ICPE 2019-ECCE Asia). Busan, Korea: [s.n.], 2019:1121-1127.
- [9] HAGHBIN S, BLAABJERG F, BAHMAN A S. Frozen leg operation of a three-phase dual active bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5):4239-4248.
- [10] XIE D, GE X. Open-circuit fault diagnosis of dual active bridge DC-DC converter based on residual analysis[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition(PEAC). Shenzhen, China: IEEE, 2018:1-6.
- [11] SONG W, HUANG A Q. Fault-tolerant design and control strategy for cascaded H-bridge multilevel converter-based STATCOM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8):2700-2708.
- [12] LIU J, ZHAO N. Improved fault-tolerant method and control strategy based on reverse charging for the power electronic traction transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3):2672-2682.
- [13] JAMSHIDPOUR E, POURE P, SAADATE S. Photovoltaic systems reliability improvement by real-time FPGA-based switch failure diagnosis and fault-tolerant DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11):7247-7255.
- [14] SIOUANE S, JOVANOVIĆ S, POURE P. Open-switch fault tolerant operation of a two-stage Buck/Buck-Boost converter with redundant synchronous switch for PV systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5):3938-3947.
- [15] GHAZANFARI A, MOHAMED Y A R I. A resilient framework for fault-tolerant operation of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5):2669-2678.
- [16] PAN Y, YANG H, 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, 35(10):10994-11012.
- [17] YAO P, JIANG X, XUE P, et al. Flux balancing control of ungapped nanocrystalline core based transformer in dual active bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11):11463-11474.

作者简介:



马腾峰

马腾峰(1997—),男,福建福州人,硕士研究生,主要研究方向为双有源桥DC-DC变换器(E-mail:630043578@qq.com);

谢运祥(1965—),男,湖南邵阳人,教授,博士,主要研究方向为能源与电能质量(E-mail:yxxie@scut.edu.cn);

关远鹏(1992—),男,海南昌江人,副教授,博士,通信作者,主要研究方向为微电网稳定性及结构建模(E-mail:guanyuanpeng@126.com);

胡望(1992—),男,湖南株洲人,博士研究生,主要研究方向为矩阵变换器建模与控制(E-mail:huwang1028@foxmail.com)。

(编辑 李莉)

Open-circuit switching fault analysis and fault-tolerant control strategy for isolated dual active bridge DC-DC converter considering parasitic parameters

MA Tengfeng¹, XIE Yunxiang¹, GUAN Yuanpeng², HU Wang¹, WANG Xuemei¹

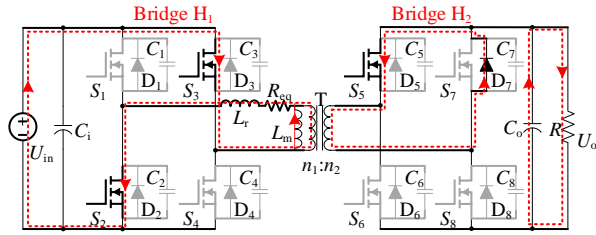
(1. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. The Energy Electricity Research Center, Jinan University, Zhuhai 519070, China)

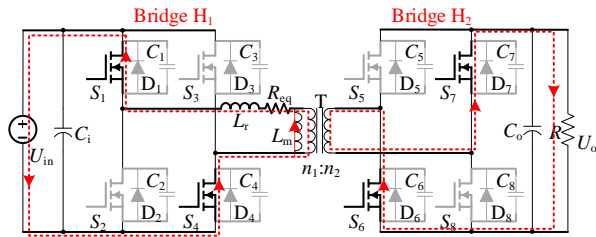
Abstract: The OCSF (Open-Circuit Switching Fault) caused by driver circuit fault of DAB (Dual Active Bridge) DC-DC converter switching tube may cause system topological asymmetry, high-frequency voltage and current distortion and DC bias, which results in adverse effects on system reliability and long-time operation stability. Therefore, the influence of parasitic parameters of DAB switching tube and high-frequency transformer on the operation state of system after OCSF is studied, so as to improve the DAB fault analysis system. Aiming at OCSF problem, a fault-tolerant control strategy based on symmetric topology and duality principle is proposed, which restores the symmetry of system topology by blocking switch. On this basis, a practical control method is proposed, which only needs to change the controller output saturation parameters without changing the controller parameters, and its feasibility is discussed theoretically. Finally, the correctness of OCSF modal analysis and the proposed fault-tolerant control strategy is verified by experiments.

Key words: dual active bridge; DC-DC converters; open-circuit switching fault; parasitic parameter; modal analysis; fault-tolerant control

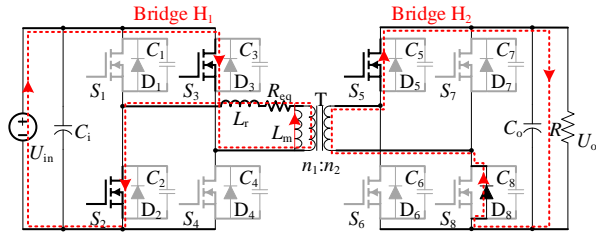
附录 A



(a) 模态 1



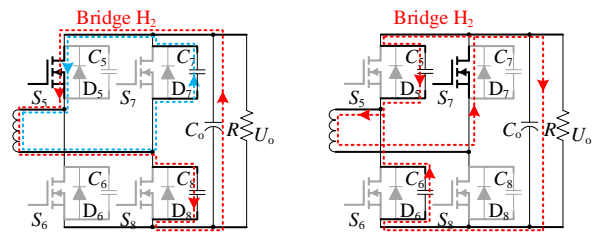
(b) 模态 5



(c) 模态 8

图 A1 OCSF 暂态过程模态图

Fig.A1 Modal diagram of transient process of OCSF

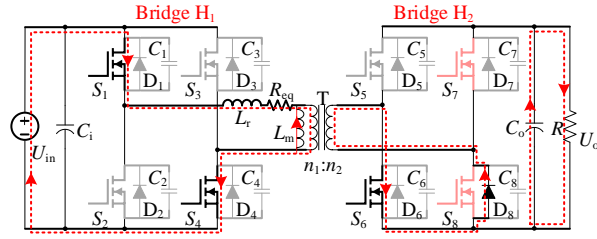


(a) 进入模态 1

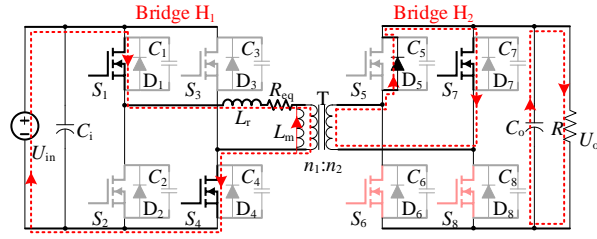
(b) 进入模态 2

图 A2 开关切换过程图

Fig.A2 Diagram of switching process



(a) 闭锁 S_7



(b) 闭锁 S_6

图 A3 $[t_1, t_2]$ 阶段模态图

Fig.A3 Modal diagram of Stage $[t_1, t_2]$

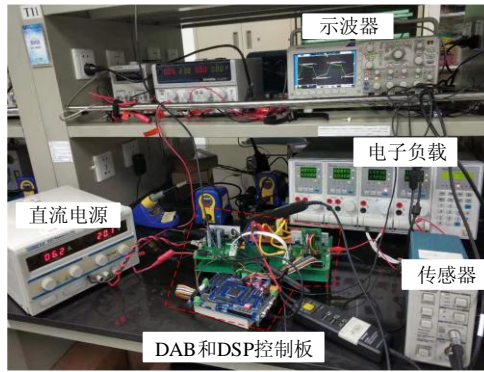


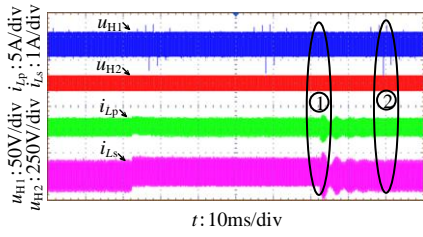
图 A4 实验装置

Fig.A4 Experimental device

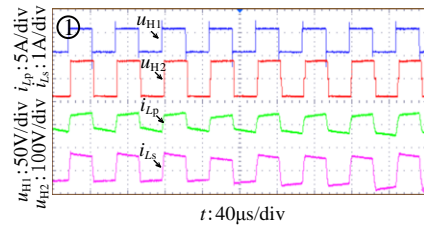
表 A1 DAB 变换器参数

Table A1 Parameter of DAB converter

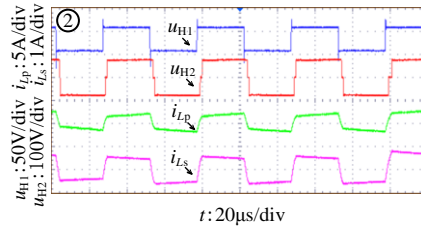
参数	数值	参数	数值
输入侧电容 $C_{in}/\mu\text{F}$	790	输出电压 U_o/V	50~100
输出侧电容 $C_o/\mu\text{F}$	141	输入电压 U_{in}/V	25~30
变压器漏感 $L_r/\mu\text{H}$	3.33	开关 S_1-S_4	CSD19536KCS
变压器等效电阻 $R_{eq}/\text{m}\Omega$	1.5	开关 S_5-S_8	FDPF12N60NZ
变压器变比 $n_1:n_2$	1:3	C_1-C_4/pF	2 370
开关频率 f/kHz	20	C_5-C_8/pF	150
额定功率 P/W	500		



(a) 整体图



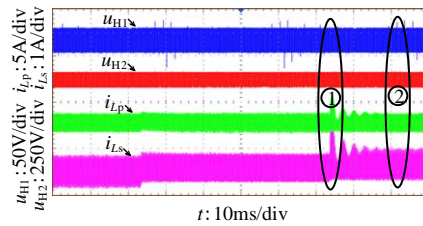
(b) 暂态过程



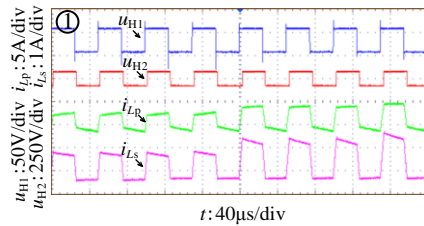
(c) 稳态过程

图 A5 S_8 开路故障后闭锁 S_6 的实验波形

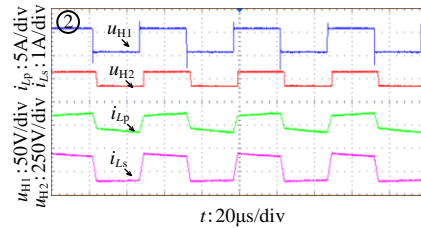
Fig.A5 Experimental waveforms of blocking S_6 after OCSF in S_8



(a) 整体图



(b) 暂态过程



(c) 稳态过程

图 A6 S_8 开路故障后闭锁 S_5 的实验波形

Fig.A6 Experimental waveforms of blocking S_5 after OCSF in S_8