

模块化 DC-DC 变换器系统的故障诊断及容错控制

裴雪军, 吴宇环, 王涵宇

(华中科技大学电气与电子工程学院, 强电磁工程与新技术国家重点实验室, 湖北 武汉 430074)

摘要:近年来模块化 DC-DC 变换器系统被广泛应用于各类功率变换场合,其可靠性也受到越来越多的关注。功率开关管是电力电子变换器中最脆弱的一环,基于此,给出了一套适用于模块化 DC-DC 变换器系统中开关管故障的诊断及容错策略,以保证系统的持续可靠运行。该策略选择磁性元件电压作为诊断依据,基于磁性元件电压与开关管驱动信号的时序特征进行故障检测,可在一个开关周期内识别故障。磁性元件电压可以通过集成到磁芯上的辅助绕组来实时获取,无需额外传感器。得到故障信息后,容错方案可使得故障模块被立刻隔离,同时迅速投入冗余模块,以保证系统正常工作。容错过程中合理的时序控制保证了快速平滑的动态投切。实验结果验证了故障诊断与容错方案的有效性。

关键词:磁性元件电压;故障诊断;容错;DC-DC 变换器

DOI: 10.12067/ATEEE1711056 **文章编号:** 1003-3076(2018)08-0058-10 **中图分类号:** TM46

1 引言

模块化 DC-DC 变换器因其扩展性强,可靠性高,开关管电压电流应力小等优点被广泛用于各类大功率场合,通过不同的组合方式可以满足各类应用需求^[1,2]。根据各模块连接方式的不同可组成 4 种主要结构:输入并联输出并联 (Input-Parallel Output-Parallel, IPOP)、输入并联输出串联 (Input-Parallel Output-Series, IPOS)、输入串联输出并联 (Input-Series Output-Parallel, ISOP) 和输入串联输出串联 (Input-Series Output-Series, ISOS)^[3],四种模块化变换器系统组合方式如图 1 所示。

由于模块间的连接,当单个模块发生故障时,若无法及时处理,剩余模块将受到影响,甚至造成整个系统的失效。因此为保证模块化 DC-DC 变换器系统的可靠工作,有必要对其故障诊断与容错控制进行研究。在实际工作中,功率开关管是电力电子电路中极脆弱的部分,相较于其他器件故障,绝大多数变换器的故障都来自于开关管的开路故障 (Open Circuit Fault, OCF) 和短路故障 (Short Circuit Fault,

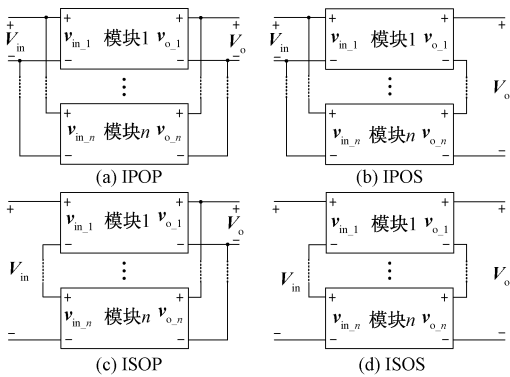


图 1 4 种模块化变换器系统组合方式
Fig. 1 Four connections of modular converters system

SCF)^[4,5]。同时,由开关管故障所引起的电压、电流应力冲击也会危害电路中其他元件的安全,易造成二次危害。因此本文主要针对模块化 DC-DC 变换器系统中的开关管故障进行故障诊断与容错设计。

文献[6]以 Boost 变换器为对象提出一种基于电感电流的故障诊断方法,分别采集相邻 3 个时刻电流值,通过比较其大小进行故障诊断。该方法可以在 2 个开关周期内实现诊断,但电流量易受到负

收稿日期: 2017-11-28

基金项目: 国家自然科学基金项目(51577079)

作者简介: 裴雪军(1978-),男,江西籍,教授,博士,研究方向为电力电子变换器在电力系统的应用;大功率电力电子变换器的主电路、保护控制、EMI 技术及其故障诊断;

吴宇环(1993-),女,湖北籍,硕士研究生,研究方向为电力电子变换器的故障诊断。

载扰动的影响。文献[7]对这种方法进行了改进,通过比较开关管驱动信号和电感电流的斜率来实现故障的诊断定位。文献[8]将其推广到单管无变压器型 DC-DC 变换器中,但是这种诊断方法不能扩展到多开关管变换器。文献[9]针对三电平 Boost 变换器设计了诊断策略,选择三电平结构特有的输入侧的电容电压作为诊断依据,通用性较差。文献[10]则针对交错式 DC-DC 变换器系统提出了一种以输入侧电流为诊断依据的诊断策略,通过对输入电流微分的检测进行故障判断,同时输入侧电流作为控制量可以避免使用额外的传感器。但其对控制器计算速度要求较高,应用到多模块系统中时,需使用昂贵的控制单元如 FPGA。为降低诊断成本同时保证快速性,有学者提出了基于硬件电路的诊断方案。例如文献[11]中采用分压电阻获得开关管两端电压与开关管驱动比较进行诊断,避免使用了额外的传感器,但通用性有限,无法适用于多种拓扑结构,并且动态特性有待检验。

电力电子变换器的容错可以从开关级、桥臂级、模块级和系统级几个方向进行^[12]。多模块组合式系统中某个模块出现故障时,主要应从模块级层面进行故障模块隔离和冗余模块投入^[13]。不同的组合式系统的故障模块隔离有不同的方案,基本原则为对故障模块的串联侧进行旁路,并联侧进行开路,一般利用开关管。为减小旁路过程中流过旁路开关管的放电电流,文献[14]提出在开关旁串联限流电阻的方法,但限流电阻会产生稳态损耗。文献[15]则提出利用多个开关管串联进行旁路,串联开关管可以降低单个开关管承受电压,通过控制开关管始终工作在有源区最大电流点来限制流过开关管的电流大小。但这种控制方法较为复杂需要精确控制门极-发射极电压 U_{ge} 。

针对以上问题,本文提出了一种针对多模块 DC-DC 变换器开关管故障的诊断及容错策略。以磁性元件电压作为诊断依据,设计了诊断电路,可在一个开关周期内对故障进行判断,体积小,成本低,易于集成。得到故障信息后,立刻隔离故障模块,并投入冗余模块,通过采用合理的时序配合方案,使得投切过程平滑,无明显电压过冲。实验结果验证了所提出的诊断及容错方案的有效性。

2 故障诊断依据的选择

以 ISOP 型系统为例进行说明,选择正激变换器

作为基础模块^[16],一个三模块 ISOP 型正激变换器系统如图 2 所示,对其输入及输出侧电压进行控制,保证其输入均压输出稳压^[2,17]。

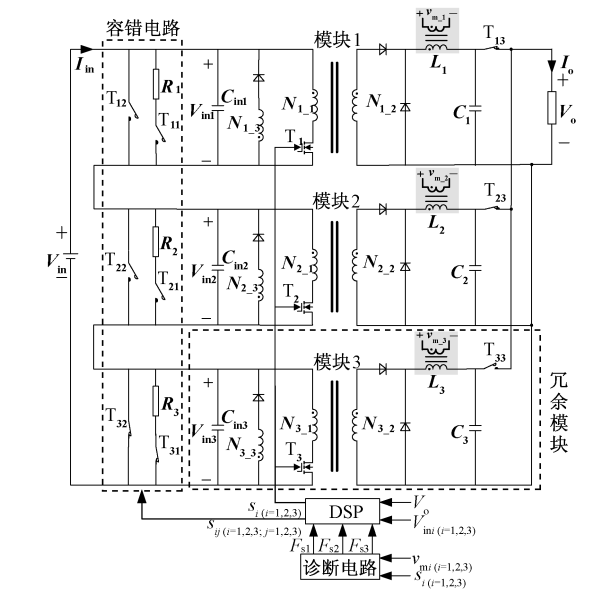


图2 ISOP 型正激变换器系统
Fig. 2 Structure of ISOP forward converter system

磁性元件是 DC-DC 变换器中常见的元器件之一,其电压可以通过在磁心上增加辅助绕组获得,成本较低。根据伏秒平衡定理,该电压形状会在每个开关周期内变化,可实时反映变换器运行状态,因此选择磁性元件电压作为诊断依据,以输出电感电压为例进行分析。故障时磁性元件电压与二进制表示的驱动信号波形如图 3 所示。

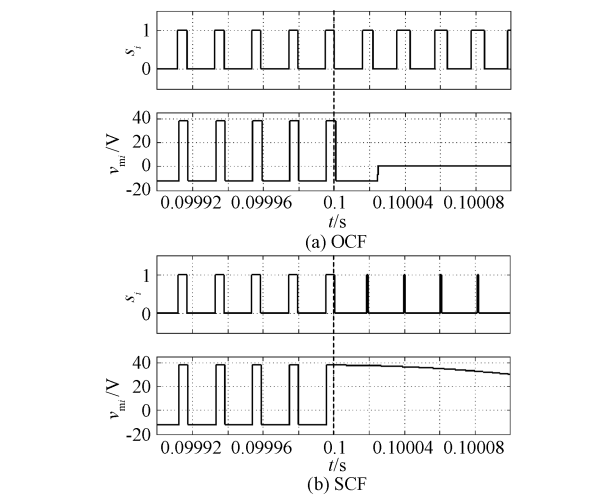


图3 故障时磁性元件电压与驱动信号波形
Fig. 3 Waveforms of auxiliary winding voltage and gate-driver signal under faulty modes

将电感电压 v_{mi} 与驱动信号 s_i 进行比较可知,当模块正常工作时, v_{mi} 与驱动信号 s_i 极性一致,两者关系如式(1)所示;当开路故障发生时, v_{mi} 将变为恒为低,两者关系如式(2)所示;而发生短路故障时, v_{mi} 变为恒为高,两者关系如式(3)所示。正常工作状态下,当驱动信号为高时,开关管开通,电感电压 $v_{mi} = V_{mi}/N - V_o$ 大于0,其中 V_{mi} 为模块输入电压, V_o 为模块输出电压, N 为变压器匝比。驱动信号为低时,开关管关断,电压 $v_{mi} = -V_o$ 小于0。而在发生开路故障时,无论驱动信号如何,开关管始终处于关断状态,能量无法从原边传送到副边,电感电流通过二极管续流,电压 $v_{mi} = -V_o$ 小于0,当能量逐渐释放完毕后电感电压变为零。而发生短路故障时,开关管始终开通,变压器原边恒为输入电压,持续传递能量到副边,电压 $v_{mi} = V_{mi}/N - V_o$,一直大于0。需要说明的是,仅在 SCF 后几个开关周期内有这样的特性,因为变压器很快会磁饱和。通过驱动信号与磁性元件电压时序一致性的判断可以对故障进行诊断和定位,根据故障发生后驱动信号与磁性元件电压时序的组合,可以区分故障类型。

$$\begin{cases} s_i = 1 & v_{mi} > 0 \\ s_i = 0 & v_{mi} \leq 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} s_i = 1 & v_{mi} \leq 0 \\ s_i = 0 & v_{mi} \leq 0 \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} s_i = 1 & v_{mi} > 0 \\ s_i = 0 & v_{mi} > 0 \end{cases} \quad (3)$$

3 故障诊断依据的选择

基于以上分析设计了故障诊断电路 I 和电路 II,均能在一个开关周期内检测到故障。其中诊断电路 I 可以区分故障类型,为后续维护提供更多信息;诊断电路 II 则从模块整体工作状态考量,无需分辨具体故障类型细节,简化了设计电路,节约成本。

3.1 故障诊断电路 I

故障诊断电路 I 如图 4 所示,主要由比较器、延时电路、逻辑门电路和 RS 锁存器 4 部分构成。

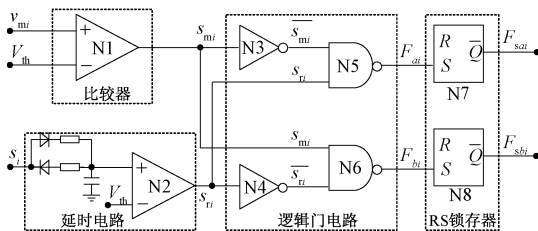


图4 故障诊断电路 I

Fig.4 Fault diagnostic circuit I

由式(1)~式(3)可知, s_i 与 v_{mi} 的时序特征代表着变换器的工作状态,获取 v_{mi} 时序状态就可以提取故障信息,不需要分析 v_{mi} 的幅值信息。因此通过比较器 N1 将 v_{mi} 转换为逻辑信号 s_{mi} ,同时对带有毛刺和谐波的电压进行滤波, v_{mi} 与 s_{mi} 关系如式(4)所示,阈值大小可根据实际波形进行调节,一般比0略大。

$$\begin{cases} s_{mi} = 1 & v_{mi} > V_{th} \\ s_{mi} = 0 & v_{mi} \leq V_{th} \end{cases} \quad (4)$$

式中, V_{th} 为设置的阈值电压。

当 s_{mi} 和 s_i 时序一直保持一致时,变换器正常工作;当 s_{mi} 和 s_i 仅在 $s_i = 0$ 时一致,开关管发生开路故障;当 s_{mi} 和 s_i 仅在 $s_i = 1$ 时一致,开关管发生短路故障。因此利用与非门 N5、N6 对故障进行判断和区分,其输出 F_{ai} 、 F_{bi} 在变换器正常工作时均为高电平,而只有在 $s_i = 1$ 、 $s_{mi} = 0$ 时 F_{ai} 出现低电平, $s_i = 0$ 、 $s_{mi} = 1$ 时 F_{bi} 出现低电平,即 F_{ai} 、 F_{bi} 分别包含开路和短路的故障信息,其表达式如下:

$$\begin{cases} F_{ai} = \overline{s_i \& s_{mi}} \\ F_{bi} = \overline{s_i \& s_{mi}} \end{cases} \quad (5)$$

式中, F_{ai} 、 F_{bi} 分别为开路信号和短路信号。

F_{ai} 、 F_{bi} 在故障发生时为脉冲形式,为了更好地指示故障发生,利用 N7、N8 两个 RS 锁存器锁存 F_{ai} 、 F_{bi} 的低电平信号。通过检测 F_{sai} 、 F_{sbi} 判断故障发生,其分别指示了开关管的开路和短路故障。在实际电路中开关管是非理想器件,受到延时影响, s_i 与 s_{mi} 信号之间是不同步的^[18]。若直接将 s_{mi} 和 s_i 用于诊断会导致误诊断的发生,通过图 4 所示的延时电路对 s_i 进行适当延时得到 s_{ri} ,使得正常工作状态下 s_{mi} 和 s_{ri} 保持同步,避免误诊断的发生。故障诊断电路的仿真波形如图 5 所示,由图 5 可知,开路和短路故障均能在一个开关周期内被识别。

3.2 故障诊断电路 II

将诊断电路 I 简化,仅由同或门对 s_{mi} 和 s_i 的时序一致性进行判断,得到诊断电路 II 如图 6 所示。 F_i 在变换器正常工作时为高电平,故障发生时出现低电平,表达式如式(6)所示,式中 F_i 为故障信号,最后仍由锁存器输出 F_{si} 指示故障的发生。故障诊断电路 II 的仿真波形如图 7 所示,这种故障诊断电路也能在一个开关周期内检测到故障,只需用到一个逻辑门芯片可以降低成本。

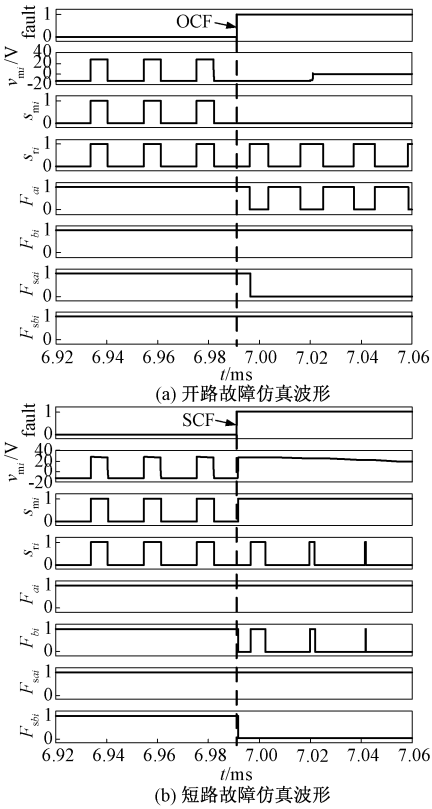


图5 故障诊断电路 I 仿真波形

Fig.5 Simulation waveforms of fault diagnostic circuit I

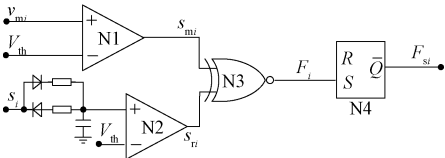


图6 故障诊断电路 II

Fig.6 Fault diagnostic circuit II

$$F_i = s_{mi}s_i + \overline{s_{mi}}\overline{s_i}$$

(6)

大部分 DC-DC 变换器中均带有磁性元件,因此基于磁性元件电压的故障诊断策略可以推广到不同的 DC-DC 变换器拓扑中。以上硬件电路是针对单个 DC-DC 模块的,对于多模块 DC-DC 变换器系统,通过对各个模块的工作状态分别进行监测,由相应的故障信号 F_{si} 可以对整个系统进行故障的检测和定位。由于硬件电路简单、体积小、易于集成和扩展且成本较低,所以这种故障诊断策略适用于各类多模块组合式 DC-DC 变换器系统。

4 容错方案

对于变换器而言,拓扑级的容错可提高单个模块的可靠性,但并不一定适用于多模块系统。本文

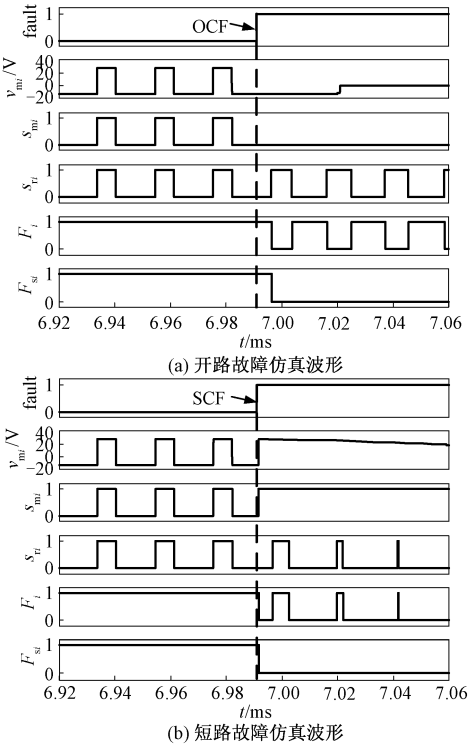


图7 故障诊断电路 II 仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of fault diagnostic circuit II

从模块级层面设计了组合式 DC-DC 变换器系统的容错方案,故障发生时切除故障模块投入冗余模块,维持系统继续稳定运行。

如图 2 所示的三模块 ISOP 系统中模块 1、模块 2 为正常模块,模块 3 作为冗余模块备用。故障模块的切除采用的是开关管隔离的方式,为避免旁路过程中电容放电对开关管 T_{i1} 造成电流冲击,给 T_{i1} 串联电阻进行限流,但限流电阻会产生额外的稳态损耗,因此在电容放电结束后用另一并联支路开关 T_{i2} 将整个模块隔离,此时限流电阻被旁路可以降低损耗。对于输出侧,则通过 T_{i3} 断开故障模块同其他正常模块的连接。由此设计了如图 2 所示的容错电路,而冗余模块也可以通过控制容错电路中的开关管进行投入。

从故障诊断到容错控制的工作流程图如图 8 所示。系统启动完毕进入稳态过程后,诊断电路开始工作,实时监测各模块工作状态。当检测到故障发生时,控制如图 2 所示的容错电路中开关管的通断,立刻对故障模块进行隔离并投入备用的冗余模块,重构后的系统进入新的稳态。

假设模块 1 发生故障,在隔离故障模块时,首先闭合开关 T_{i1} ,通过放电电阻 R_1 进行放电,根据允许

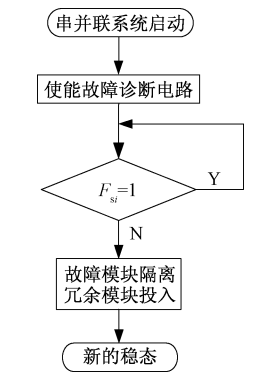


图 8 系统工作流程图
Fig. 8 Flow chart of system

流过 T_{11} 的最大电流及放电时间, 选择合适阻值和功率的电阻, 放电时间 ΔT_2 如式(7)所示, 放电过程结束后, 用开关 T_{12} 将故障模块 1 旁路。经过 4τ 的放电时间后, 电容上 99% 的能量已被释放, 此时闭合开关 T_{12} 将不会产生过大的冲击电流。放电过程的长短可通过限流电阻的阻值进行调节, 从而保证不同应用场合的快速平滑的投切要求。

$$\Delta T_2 = 4\tau = 4R_i C_{in-i} = \frac{4V_{in-i} C_{in-i}}{I_{peak}} \quad i = 1, 2, 3 \quad (7)$$

式中, τ 为时间常数; R_i 为输入侧放电电阻; C_{in-i} 为输入侧电容; V_{in-i} 为模块输入电压; I_{peak} 为允许流过开关管的最大电流。

容错时序图如图 9 所示。结合图 9 所示的具体开关动作时序图, 对容错过程进行详细阐述。 t_0 至 t_4 为关键的时间点, 为便于清楚展示图 9 中用方框表示。在 t_0 时刻模块 1 发生故障, 诊断电路在 t_1 时刻完成故障检测, DSP 在接收到故障指示信号后, 将在 t_2 时刻封锁故障模块开关管驱动信号 d_1 , 并同时开通故障模块旁路开关 T_{11} , 关断输出侧开关 T_{13} , 断开冗余模块旁路开关 T_{31} 、 T_{32} 。经过 ΔT_2 的放电过程后, 在 t_3 时刻开通故障模块旁路开关 T_{12} , 并提供冗余模块开关管驱动信号 d_3 , 开通 T_{33} , 故障隔离与冗余模块投入完成。经过短时的动态调整, 系统在 t_4 时刻进入新的稳态。

考虑到不同串并联结构的相似性, 上述方法可以推广到 ISOS、IPOS 及 IPOP 系统中。采用同样的容错电路, 串联侧短路, 并联侧开路, 配合容错开关控制时序也可以实现对故障模块的隔离及冗余模块的投入。

由于需要切除或投入模块, 因此容错电路采用全

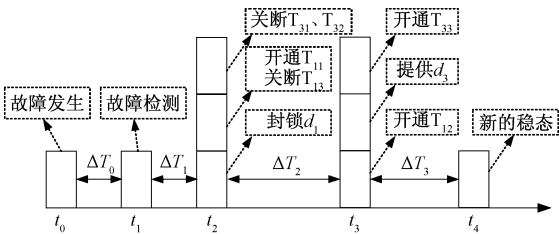


图 9 容错时序图
Fig. 9 Time sequence illustration of fault tolerance

控型开关器件。出于简化容错电路的目的, 对于输入侧串联结构, 可以将开关 T_{11} 、 T_{12} 与变换器主开关 T_i 共地, 降低对 T_{11} 、 T_{12} 驱动隔离的要求, 便于简化驱动电路。而对于输出侧串联结构, 输出电容可以通过负载电阻放电, 因此可以去掉串流电阻支路。对于输出侧并联结构, 当输入侧被旁路后, 将不再传递能量至输出侧, 可以去掉输出侧断路开关 T_{13} , 从而简化电路。而对于输入侧并联结构, 为避免发生短路故障后对变压器造成危险, 输入侧断路开关不能省略, 简化后的 4 种组合式结构容错系统图如图 10 所示。容错电路增加了若干个开关, 但开关仅在故障时开通或关断, 不需要频繁动作, 开关损耗较小。

5 实验结果

5.1 基本诊断波形

为验证设计的故障诊断电路及容错控制电路, 本文基于 TMS320F28335 搭建了以正激变换器为基础的三模块 ISOP 型系统如图 11 所示, 参数见表 1。其中模块 3 作为冗余模块备用, 实验模拟了模块 1 发生开关管开路及短路故障。

表 1 ISOP 系统的基本参数	
Tab. 1 Parameters of ISOP system	
参数	数值
输入 V_{in}/V	150
输出电压 V_o/V	12
输出电感值 $L/\mu H$	30
变压器变比 K	30:15
开关频率 f/kHz	50
开关管型号	IXFK80N50P

实验中选择输出侧电感电压和驱动信号作为诊断依据, 模块 1 发生故障时故障诊断电路 I 的诊断结果如图 12 和图 13 所示, 其中包括故障发生信号 Fault Flag、模块 1 的电感电压 v_{m1} 、电感电压逻辑信号 s_{m1} 、延时后的驱动信号 s_{r1} 、开路诊断信号 F_{a1} 和 F_{sa1} 及短路诊断信号 F_{b1} 和 F_{sb1} 。可以看到, 从故障发生到故障被诊断可以在一个开关周期时间内完

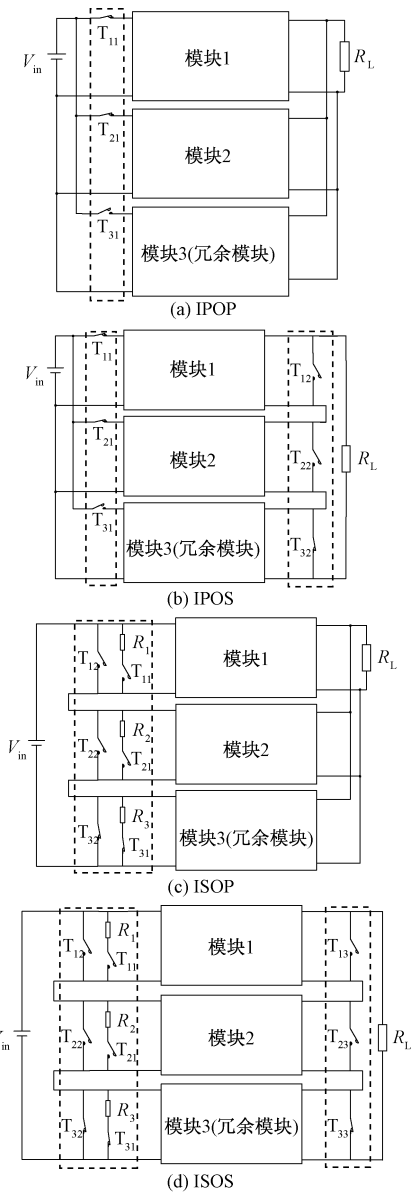


图 10 带容错电路的系统结构图

Fig. 10 Structure of system with tolerance circuit

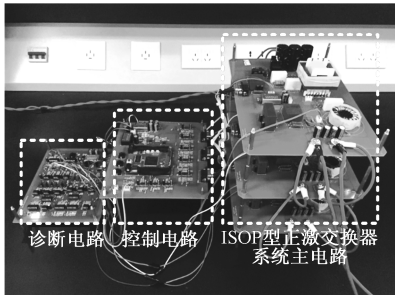


图 11 三模块 ISOP 正激变换器系统架架

Fig. 11 Photograph of tree-module ISOP system

成,而开路和短路故障类型可以通过 F_{sa1} 和 F_{sb1} 的电平状态进行区分。

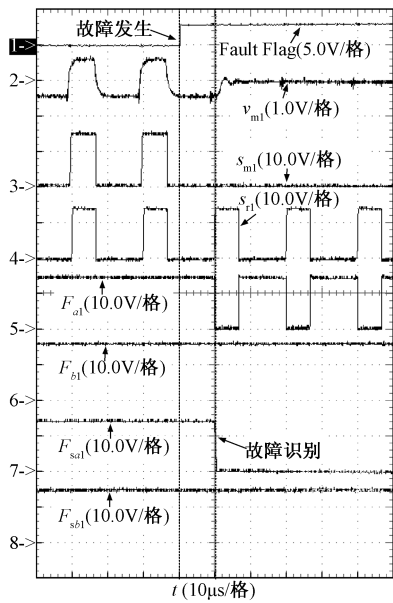


图 12 开路故障时诊断电路 I 波形

Fig. 12 Waveforms of diagnosis circuit I when OCF occurs

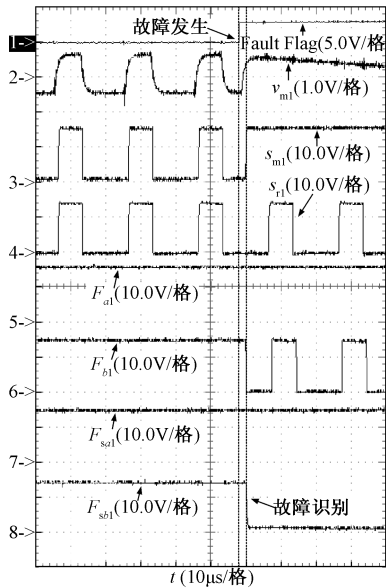


图 13 短路故障时诊断电路 I 波形

Fig. 13 Waveforms of diagnosis circuit I when SCF occurs

故障诊断电路 II 的诊断结果如图 14 和图 15 所示,其中包括故障发生信号 Fault Flag、模块 1 的电感电压 v_{m1} 、电感电压逻辑信号 s_{m1} 、延时后驱动信号 s_{r1} 、故障诊断信号 F_1 和 F_{s1} 及正常模块的磁性元件电压 v_{m2} 及故障诊断信号 F_{s2} 。这种诊断策略不区分故障类型,只要发生故障,诊断信号变为低,而正常模块的磁性元件电压在发生故障时仍能短暂维持之前状态,所以故障诊断信号保持为高,不会受故障模块影响,根据诊断信号状态可以对故障模块进行定位。

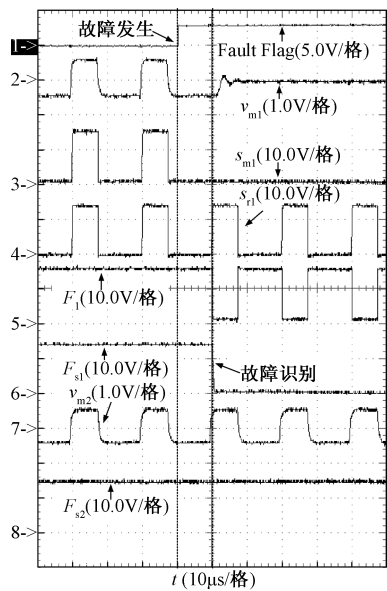


图 14 开路故障时诊断电路 II 波形

Fig. 14 Waveforms of diagnosis circuit II when OCF occurs

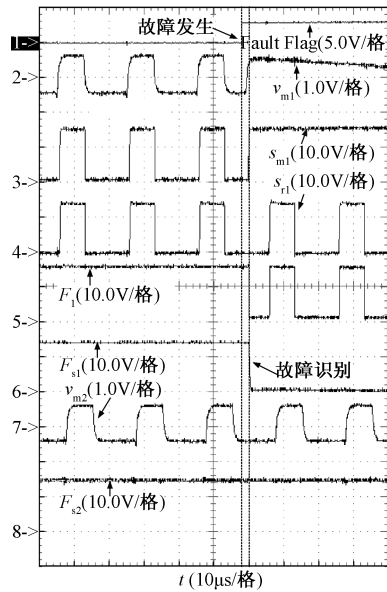


图 15 短路故障时诊断电路 II 波形

Fig. 15 Waveforms of diagnosis circuit II when SCF occurs

5.2 诊断电路动态性能

为验证诊断电路的动态性能,给出了系统电压阶跃和负载阶跃的诊断电路 II 实验波形如图 16、图 17 所示,当系统正常工作时输入电压从 130V 阶跃到 170V,两个模块均不会出现误诊断现象;负载在 5.6A 和 8A 之间加减载时,诊断电路也能正常工作不会出现误诊断,故障诊断电路有较好的动态性能。

诊断电路的诊断结果与变换器模块一一对应,不受连接方式的影响,因此该诊断策略同样适用于

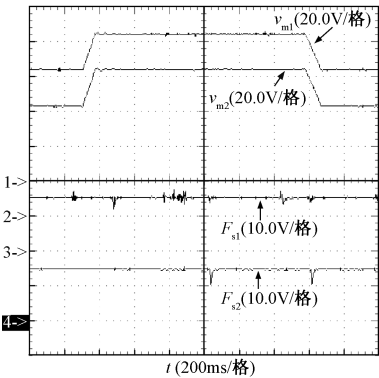


图 16 输入电压阶跃时诊断电路波形

Fig. 16 Waveforms of diagnosis circuit when applying voltage step under normal mode

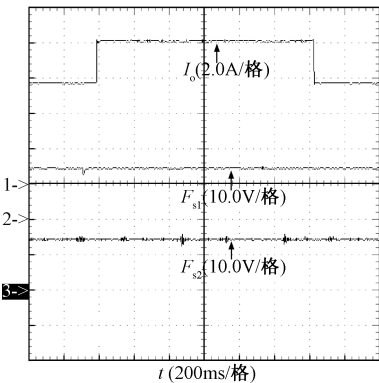


图 17 加减载时诊断电路波形

Fig. 17 Waveforms of diagnosis circuit under loading and unloading

其他三种模块化组合式系统,只需利用诊断电路分别对单个模块进行监控,即可实现整个系统的故障监测。

5.3 容错实验结果

系统故障后的容错过程如图 18 所示。故障发生后,诊断电路可在一个开关周期内完成故障识别,并立刻对故障模块进行隔离。该过程所需时间为 1~2 个开关周期,在毫秒级基下观察可由故障信号 F_{s1} 变为低电平近似表示容错过程的开始。当检测到 F_{s1} 跳低后,容错电路动作切除故障模块 1 同时投入冗余模块 3,模块 1 输入电容上的能量通过 R_1 进行释放。在 v_{m1} 下降的同时, v_{m3} 逐渐建立。之后模块 3 与正常模块 2 重新均压,输出电压稳定在额定值 12V,维持系统继续可靠运行。在容错过程中直流侧电压保持不变,由于冗余模块的输入电压建立时间与故障模块输入电压放电时间不一致,在系统重新均压前,正常模块将承受冗余及故障模块电压

变化速率不一致造成的电压差。可以通过改变故障模块的放电电阻大小改变放电速度,当故障模块输入电压放电速率与冗余模块输入电压建立速率基本一致时,可以避免正常模块承受过大的电压应力。

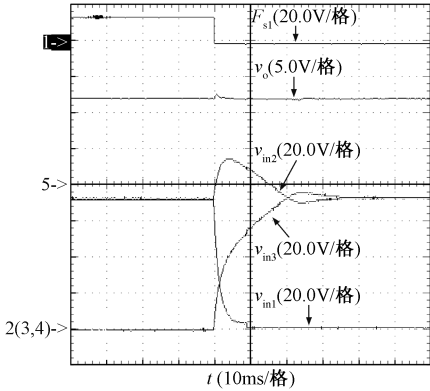


图 18 故障发生时 ISOP 系统带容错控制下波形

Fig. 18 Waveforms of ISOP system with fault tolerance control when fault occurs

改变系统的输入输出连接方式,采用相同的故障诊断及容错电路进行了实验,观察了动态过程中 ISOS、IPOS 的输入输出电压,IPOP 的输出电压电流。ISOS 系统的容错过程示意图如图 19(a)所示,当故障被识别后,故障模块 1 被迅速隔离,冗余模块 3 输入电压建立,最终与正常模块 2 重新均压,一起维持额定输出电压,系统总输出电压在暂态过程中基本保持稳定。IPOS 系统的容错过程如图 19(b)所示,由于系统输入侧串联,3 个子模块输入电压一直保持相等,无法反应动态变化,因此通过观察三个模块的输出电压变化来分析系统的容错动态过程。同样当故障被识别后,隔离故障模块 1,投入冗余模块 3,模块 1 输出电容通过负载电阻放电,电压逐渐降为零,模块 3 投入后输出电压逐渐建立,最终与模块 2 一起维持总输出电压并保持均压,系统总输出电压基本保持稳定。对于 IPOP 系统的容错过程如图 19(c)所示,由于输入输出侧均并联,在动态过程中三模块输入输出电压均保持相等,因此观察了系统输出电流来分析其容错过程。在故障被识别后,故障模块 1 被隔离,输出电流降为 0,投入冗余模块 3 后,其输出电流逐渐上升,最终与模块 2 均流共同为维持输出功率出力,这一过程中输出电压基本保持稳定。从实验结果可以看到,无论采用何种组合式结构,系统都能正确识别故障的发生,隔离相应模块并投入新模块,新的模块与正常模块重新达到均压或均流,维持系统继续稳定运行。

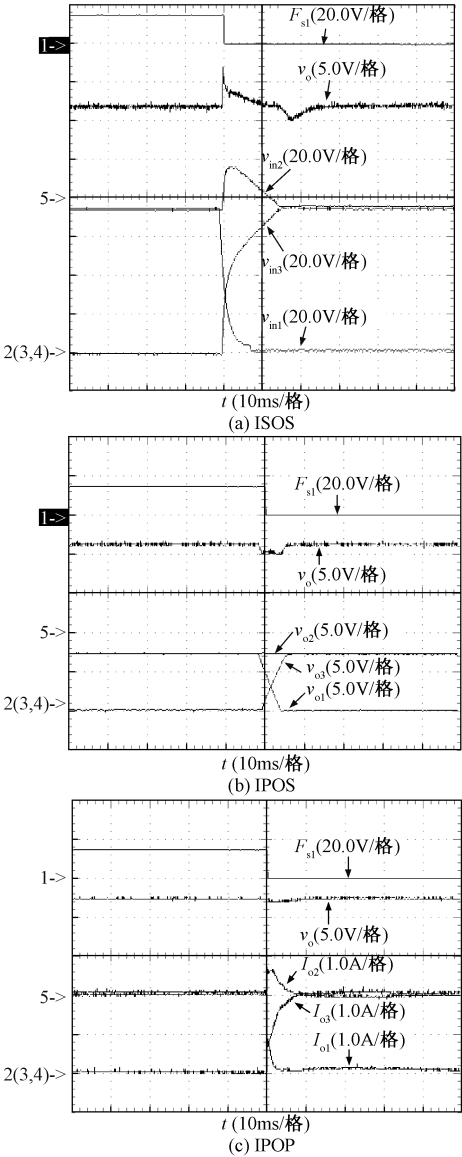


图 19 故障发生时其他组合式系统带容错控制下波形

Fig. 19 Waveforms of other systems with fault tolerance control when fault occurs

6 结论

本文针对多模块组合式 DC-DC 变换器系统提出了一种故障诊断及容错策略。以磁性元件电压和开关管驱动信号作为诊断依据,设计了故障诊断电路,诊断速度快、成本低。识别故障后,容错电路可立即隔离故障模块,同时投入冗余模块。合理的容错设计方案可使得投切过程平滑迅速,系统能很快进入新的稳态。实验结果验证了这一故障诊断和容错策略在各类组合式模块化 DC-DC 变换器系统中的可行性。该方法硬件实现简单,便于集成和推广。

参考文献 (References):

- [1] 陈武 (Chen Wu). 多变换器模块串并联组合系统研究 (Research on series-parallel conversion systems consisting of multiple converter modules) [D]. 南京: 南京航空航天大学 (Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), 2009.
- [2] 涂春鸣, 兰征, 肖凡, 等 (Tu Chunming, Lan Zheng, Xiao Fan, et al.). 模块化电力电子变压器的设计与实现 (Design and implementation of modular power electronic transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (5): 42-50.
- [3] Chen Wu, Wang Guangjiang, Ruan Xinbo, et al. Wireless input-voltage-sharing control strategy for input-series output-parallel (ISOP) system based on positive output-voltage gradient method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (11): 6022-6030.
- [4] Song Y, Wang B. Survey on reliability of power electronic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (1): 591-604.
- [5] 吴娟, 沈艳霞 (Wu Juan, Shen Yanxia). 电力电子功率变换器故障诊断方法综述 (Review of fault diagnosis technology for power electronic converters) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (11): 48-54.
- [6] Park T, Kim T. Novel fault tolerant power conversion system for hybrid electric vehicles [A]. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC) [C]. Chicago, USA, 2011. 1-6.
- [7] Shahbazi M, Jamshidpour E, Poure P, et al. Open and short-circuit switch fault diagnosis for nonisolated DC-DC converters using field programmable gate array [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (9): 4136-4146.
- [8] Jamshidpour E, Poure P, Gholipour E, et al. Single-switch DC-DC converter with fault-tolerant capability under open- and short-circuit switch failures [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (5): 2703-2712.
- [9] Ribeiro E, Cardoso A J M, Boccaletti C. Fault-tolerant strategy for a photovoltaic DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (6): 3008-3018.
- [10] Ribeiro E, Cardoso A J M, Boccaletti C. Open-circuit fault diagnosis in interleaved DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (6): 3091-3102.
- [11] Bi Kaitao, An Quntao, Duan Jiandong, et al. Fast diagnostic method of open circuit fault for modular multilevel DC/DC converter applied in energy storage system [J]. IEEE Transactions on Power Electronic, 2017, 32 (5): 3292-3296.
- [12] Choudhary V, Ledezma E, Ayyanar R, et al. Fault tolerant circuit topology and control method for input-series and output-parallel modular DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (1): 402-411.
- [13] 胡益, 王晓茹, 胡柏玮 (Hu Yi, Wang Xiaoru, Hu Baiwei). 基于 CPS-SPWM 调制方法的 MMC-HVDC 输电系统冗余保护策略研究 (Redundancy protection strategy research of MMC-HVDC transmission system based on CPS-SPWM modulation method) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (10): 9-16.
- [14] Fang Tianzhi, Shen Le, He Wei, et al. Distributed control and redundant technique to achieve superior reliability for fully modular input series output parallel inverter system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (1): 723-735.
- [15] Ting Y, Huang Kewei, Jan A F. Digital control of IG-BTs for module shutdown in input-series and output-parallel connected modular DC-DC converter [A]. 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications [C]. Lappeenranta, Finland, 2014. 1-9.
- [16] 张加胜, 张磊 (Zhang Jiasheng, Zhang Lei). 双正激 DC/DC 变换器的一种新型拓扑研究 (A novel topology for the double switching forward DC DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2004, 23 (3): 68-71, 80.
- [17] Nie Songsong, Pei Xuejun, Chen Yu, et al. Fault diagnosis of PWM DC-DC converters based on magnetic component voltages equation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (9): 4978-4988.
- [18] 陈为, 卢增艺 (Chen Wei, Lu Zengyi). 磁集成有源箝位正激变换器小信号建模分析 (Small signal modeling of active clamp forward converter with magnetic integration) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2011, 30 (2): 13-17, 39.

Fault diagnosis and tolerance strategy for modular DC-DC converter system

PEI Xue-jun, WU Yu-huan, WANG Han-yu

(State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: Recently, modular DC-DC converter system has been widely applied in various power conversion situations, and its reliability also attracts more attention. Aiming for coping with the power switch failure which is proved to be the most common fault, a fault diagnosis and tolerance strategy is proposed in this paper to ensure the continuous and reliable operation of the system. Magnetic components voltages are chosen as diagnostic criteria. Based on the time-sequence feature of magnetic components voltages and gate-driver signals, fault detection could be completed within one switching period. Besides, since magnetic component voltage can be easily measured by adding an auxiliary winding into each magnetic core, additional sensors are needless. After fault detection, fault tolerant control will guarantee the normal operation by immediately isolating faulty module and inserting redundant module. The proper time-sequence arrangement in fault tolerant process makes the transition fast and seamless. Experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: magnetic components voltage; fault diagnosis; fault tolerance; DC-DC converter