海1,2,葛红娟1,许宇翔1,权 悦2 国

(1. 南京航空航天大学 自动化学院,江苏 南京 210016;2. 安徽科技学院 电气与电子工程学院,安徽 蚌埠 233030)

摘要:为提高三相-单相矩阵变换器(3-1MC)的供电可靠性,针对开关元件的开路故障与短路故障,研究了 3-1MC 的容错控制调制策略并设计了带解耦电感的容错控制拓扑。利用快速熔断器将短路故障转换为开路故障, 将2种故障归结为开路故障,并对不同桥臂的开路故障控制策略进行了分析与计算。为实现输入电流的优 化,提出对补偿电感进行功率解耦、中线电流补偿及退出运行等策略。通过仿真与实验对所设计的容错控制 策略进行了验证,结果表明,在硬件改动较小的前提下,在不同桥臂故障下 3-1MC 均能维持输出电压稳定,同 时输入电流的畸变较小。

关键词:三相-单相矩阵变换器:容错控制:故障重构:开路故障 中图分类号:TM 46 文献标志码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.07.011

0 引言

三相-单相矩阵变换器(3-1MC)在航空电源^[1]、 电加热系统^[2]及单相负载变频控制领域有着广泛的 应用前景,由于矩阵变换器(MC)开关元件多^[3],工 作中易发生短路或开路故障^[4],为提高 MC 的供电 可靠性,其容错控制研究颇具现实意义和实用价值。

目前关于 MC 容错控制的文献主要针对短路故 障和开路故障两大类进行研究[57],其中以开路故障 为主要研究目标。发生开路故障时,将故障相隔离 后进行系统重构,进行相应控制策略研究;对于短路 故障,文献[8]采用快速熔断器将短路故障转换为开 路故障进行隔离控制,但分析文中提出的电路拓扑结 构发现,其快速熔断器安装的位置在发生开关短路 时,并不能通过短路电流使其熔断。文献[9-10]利 用通过接通中性线在发生短路故障和开路故障时构 成两相输出的结构,并通过两相输出电压调制,实现 输出磁动势不变。文献[8,11]针对电机负载的 MC 开路故障设计了三相四桥臂的主电路,冗余的一组 桥臂在故障后投入运行,连通电机中线,使健康两相 能够继续运行,但输入电流波形畸变明显,增加的冗 余桥臂硬件投入较多。

关于 3-1MC 的容错控制鲜见相关文献,考虑到 3-1MC 在航空电源、机场电源系统^[12]中的应用前 景,这类负载对电源供电可靠性要求较高,通过容错 控制提高其可靠性具有良好的现实意义。

目前 3-1MC 输出侧多采用正弦脉宽调制(SPWM) 控制[1,13],其输出电压稳定,并具有良好的动态特

收稿日期:2018-10-15;修回日期:2019-05-24

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (U1233127) and the Natural Science Foundation of Anhui Provincial Education Department(KJ2016A170)

性。但在发生开路故障时,为确保供电的可靠性,在 容错控制时需要重构为 3×2 结构或零式结构,为简 化不同结构下的调制策略,推导了载波调制策略。

针对 Buck 型具有解耦单元的 3-1MC,本文设计了 容错控制主电路及控制策略,正常运行时,补偿电感对 输出脉动功率进行实时解耦,优化输入电流,针对3个 不同桥臂发生开路故障的3种情况,当开路相开关被 系统隔离时,对中线是否引入进行了讨论和分析,推 导了相应的参考信号函数,并进行了仿真和实验验证。

系统正常运行与故障重构后的调制策略 1

为便于讨论所提出的容错控制.图1为简化前 的 3-1MC 容错控制拓扑结构,其中省略了开关矩阵 两侧的箝位电路。根据容错控制需要,针对短路故 障,利用电力电子开关串联快速熔断器,从而将短路 故障转换为开路故障。图 1 中, F_A , F_B 和 F_C 为串于 3组桥臂上的快速熔断器。



图 1 含功率解耦单元的 3-1MC 拓扑结构

Fig.1 Topology of 3-1MC with power decoupling circuit

在某个开关短路,如 SaA 的任意一个方向的 IGBT 短路时, S_a将保持导通状态, 当 S_a 或者 S_a 开 通时,输入电源的 a 相与 b 相或者 c 相会发生相间 短路,快速熔断器迅速熔断使得 A 相桥臂的某个开 关所在支路发生开路。发生在不同支路的开路,只 要是同一输出侧桥臂,其故障特征将表现一致,处理

第39卷第7期

2019年7月

10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(U1233127):安徽省 教育厅自然科学基金重点资助项目(KJ2016A170)

方法都是封锁该桥臂的驱动信号从而实现故障桥臂 的隔离,因此不必具体识别桥臂的哪个开关元件开 路,简化了故障识别和容错控制的难度,同时提高了 系统的实用性。

在发生开路故障时,为实现系统容错运行,需要 维持输出相或者补偿相通路,可借助于中线的投入 实现相应拓扑的故障后重构,因此加设了 $D_A \ D_B$ 和 $D_c 3$ 个双向晶闸管,在需要中线投入工作时,通过驱 动电路使对应的双向晶闸管导通。

1.1 正常工况下的调制策略

正常工况下,熔断器 F_A 、 F_B 和 F_c 导通, D_A 、 D_B 和 D_c 3个双向晶闸管处于阻断状态, 3-1MC 输出相通过输出滤波器 L_oC_o 接于 A、C 相 2 组桥臂间,为单相负载提供电能,电感 L_c 作为功率解耦单元接于 B、C 相 2 组桥臂间。

设输出电压为 $u_o = \sqrt{2} U_o \sin(\omega_o t)$,输出电流为 $i_o = \sqrt{2} I_o \sin(\omega_o t - \varphi_o)$,其中 ω_o 为输出角频率, φ_o 为 负载阻抗角。输出功率为^[14]:

$$p_{o} = u_{o}i_{o} = U_{o}I_{o}\left[\cos\varphi_{o} - \cos(2\omega_{o}t - \varphi_{o})\right] \quad (1)$$

式(1)中包括稳态的 $U_{o}I_{o}\cos\varphi_{o}$ 以及脉动的 $U_{o}I_{o}\cos(2\omega_{o}t-\varphi_{o})$ 两部分,该脉动无功功率将使三相 输入电流发生畸变。

设补偿电感的调制函数为:

$$u_{Lc} = \sqrt{2} U_{c} \sin(\omega_{o} t + \varphi_{c})$$
(2)

其中, U_c 为解耦相电压有效值; φ_c 为解耦相初相角。

为实现 3-1MC 输入功率恒定,通过对解耦相电 感 L_e进行解耦控制,据文献[14]可知,解耦相与输 出相之间的解耦关系为:

$$\begin{cases} U_{c} = U_{o} \sqrt{\frac{\omega_{o} L_{c}}{|Z_{o}|}} \\ \varphi_{c} = \frac{3\pi}{4} - \frac{\varphi_{o}}{2} \end{cases}$$
(3)

通过式(3)的解耦控制,可实现输入功率恒定, 从而抑制了输入电流的畸变。该调制策略从本质上 解决了 3-1MC 的功率脉动问题,是较为理想的一种 3-1MC 拓扑结构^[15-16]。

1.2 故障工况下的调制策略

图1 所示的拓扑结构在发生不同相开路故障 后,对于输出相而言,重构的拓扑可能是带中线的三 相-单相的零式结构,也可能是三相-两相的 3×2 结 构,为保证电压稳定输出,不仅调制比需要分别重新 计算,甚至调制方式也需要在双极性与单极性调制 之间重新选择,控制关系复杂。

为实现故障后系统重构的容错控制,在不同的 重构拓扑下均能简便确定调制函数关系,可借鉴输 入线电压合成的思路,三相输入单相输出的零式 3-1MC拓扑图如图 2 所示,借鉴文献[17]的思想,根据图 2 对容错控制下的调制策略进行阐述。



图 2 零式 3-1MC 拓扑图

Fig.2 Topology of zero 3-1MC

针对图 2 所示的零式 3-1MC,为分析其占空比 调制策略,在一个开关周期 T_s 内,将载波分为 T_1 和 T_2 2 个阶段, T_1 、 T_2 分别为三角波上升阶段和下降阶 段,如图 3 所示。在一个开关周期内,定义三相输入 电压中最大值、中间值和最小值分别为 V_{max} 、 V_{mid} 和 V_{min} ,该调制过程根据 V_{max} - $V_{\text{mid}} \ge V_{\text{mid}}$ - V_{min} 的大小关 系划分为 2 种模式, V_{max} - $V_{\text{mid}} \ge V_{\text{mid}}$ - V_{min} 为模式 1,反 之为模式 2。



图 3 载波调制策略原理图

Fig.3 Principle diagram of carrier modulation strategy

由图 3(a) 可知, 模式 1 时, 为合成输出电压 u_{oA} , 设此时占空比为 d_{A1} , 载波信号与 d_{A1} 交截处将 T_s 分为 T_{A1} 、 T_{A2} 、 T_{A3} 和 T_{A4} 4 个时间段,则根据面积 等效原理计算有:

$$\int_{0}^{T_{s}} u_{oA} dt \cong T_{A1} V_{min} + (T_{A2} + T_{A3}) V_{max} + T_{A4} V_{mid} \qquad (4)$$

则在一个开关周期内,输出电压平均值为:

$$\bar{u}_{oA} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_{oA} dt \cong d_{A1} (nV_{\min} - nV_{\min} + V_{\min} - V_{\max}) + V_{\max}$$
(5)

其中, $n=T_1/T_{so}$

设 A 相(单相)输出电压的指令为 u_{oA}^* ,则应有 $u_{oA}^* = \bar{u}_{oA}$,可解得:

$$d_{\rm A1} = \frac{V_{\rm max} - u_{\rm oA}^*}{(V_{\rm max} - V_{\rm mid}) + n(V_{\rm mid} - V_{\rm min})}$$
(6)

可见,只需根据期望的输出电压即可解得占 空比。

图 3(b)所示模式 2 下,同理可分析出:

$$\bar{u}_{oA} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_{oA} dt \cong d_{A2} (V_{min} - nV_{max} - V_{mid} + nV_{mid}) + nV_{max} - nV_{mid} + V_{mid}$$
(7)

占空比计算公式为:

$$d_{A2} = \frac{n(V_{\text{max}} - V_{\text{mid}}) + (V_{\text{mid}} - u_{oA}^{*})}{n(V_{\text{max}} - V_{\text{mid}}) + (V_{\text{mid}} - V_{\text{min}})}$$
(8)

因此,单相输出的零式 3-1MC 控制可通过式 (6)和式(8)进行占空比计算实现,而对于两相输出 的拓扑,可等效为2个单相零式结构的组合。因此, 三相-两相结构的 MC 依然采用该载波调制策略。

2 开路故障的诊断与识别

在 MC 系统中,常见的故障主要为开路故障和 短路故障。其中,在短路故障中,发生短路故障的开 关元件会与同一桥臂正常开通的开关接通输入电源 的 2 个输入相,即造成输入电源相间短路,从而产生 较大的短路电流。该短路故障可以通过在开关元件 上串联快速熔断器进行该桥臂的切除,从而实现故 障桥臂的隔离。

可见短路故障可以通过快速熔断器转换为开路 故障,因此仅对开路故障的诊断展开讨论。

2.1 开路故障识别

开路故障根据构成双向开关的 2 个 IGBT 是否同时开路,可分为单向开路和双向开路。

单向开路故障时,在故障开关所在的输出侧,会 出现单向电流,而在波形过零点处则出现电流维持 为0的现象,即另一个方向的电流因为对应正向的 开关开路,而使电流维持为0。

由于存在输出滤波器和补偿电感,输出侧阻抗 均为感性,在发生开路故障时,感性负载电流会流入 箝位电路,因此对开关电流的检测需要设置在箝位 电路之前。

因此,无论是单向开路还是双向开路故障,都会 在开路故障的 IGBT 导通期间检测出该相桥臂电流 出现零电流的情况,即可判别出开路故障出现在该 桥臂。

根据虚拟逆变侧的 3 个桥臂上分别发生单向开路和双向开路故障的 6 种情况,进行开关电流的仿 真分析,仿真参数如下:输入相电压 $e_i = 220 \text{ V},$ 输入 频率 $f_i = 50 \text{ Hz},$ 输入滤波电感 $L_i = 2 \text{ mH},$ 输入滤波电容 $C_{\rm fi}$ = 8.8 µF,补偿电感 $L_{\rm c}$ = 5 mH,输出频率 $f_{\rm o}$ = 400 Hz, 输出滤波电感 $L_{\rm fo}$ = 2 mH,输出滤波电容 $C_{\rm fo}$ = 2.2 µF。

以 B 相发生单向开路和双向开路时输出侧 3 组 桥臂电流仿真波形为例,进行故障电流特征分析,如 图 4 所示。



Fig.4 Current of three bridge arms at output side under open fault

由图 4(a) 可见,在 B 相发生单向开路故障时, 由于补偿电感 2 个方向导通不平衡,电流发生偏移, 在经过若干周期后,形成了单方向的正弦波,该特征 可以作为 B 相单向开路故障的识别依据。在 B 相 单向开路时,虽然 B 相电流和 C 相电流均表现为单 方向的正弦波,但是 B 相电流会出现短时零电流状态,而 C 相没有持续的零电流状态。

由图4(b)可见,在B相发生双向开路故障时,B 相电流会出现长时间零电流的状态,容易判断开路 故障所在桥臂并被检测电路所识别,可以迅速做出 判断并对故障相进行隔离,并启动容错控制策略,从 而提高系统的供电可靠性。

2.2 判断时间的确定

双向开路故障时,输出侧电流长时间为0,判断 开路故障较为容易;而在单向开路故障时,输出侧电 流零值时间较短。同时,考虑到与开路开关反相并 联的快恢复二极管的反向漏电流等因素的影响,加 之电流检测精度等问题^[18],因此根据本文所研究系 统,将开关是否导通的电流判断阈值设置为0.4 A, 以避免对零电流的判断发生误判。

基于以上考虑,零电流的判断时间基准需要考

虑到采样时间、正常电流过零时间及 0.4 A 电流的时间。本系统正常工作情况下,设 3 组开关桥臂所对应的最小相电流有效值为 I_j,则正常电流过零时刻为:

$$\sqrt{2}I_j\sin(\omega_0 t) = \pm 0.4 \tag{9}$$

$$t = \pm \frac{1}{\omega_{o}} \arcsin \frac{0.4}{\sqrt{2}I_{j}} \tag{10}$$

则最小判断时间为:

$$\Delta t = \frac{2}{\omega_0} \arcsin \frac{0.4}{\sqrt{2}I_0} \tag{11}$$

本系统输出频率为 400 Hz,输出侧 3 组桥臂的 最小相电流有效值为 8 A,则时间判断间隔设置约 为 0.25 ms,考虑增加一定余量,则将开路故障的时 间判断值设置为 0.5 ms,因本系统电流采样频率为 10 kHz,则采样周期为 0.1 ms,即如果电流数值持续 小于 0.4 A 超过 5 个采样周期,则可判定该桥臂发生 了开路故障。

同时考虑到系统空载或轻载工作状态下,可能 会造成开路检测的判断错误,因此需要在该故障诊 断机制上增加限定,以使系统能够正常工作在空载 或轻载情况下。

3 开路故障下容错控制策略

3.1 模态1:A 相故障

当系统 A 相发生故障时,为保证负载继续供电, 控制器封锁 A 相 3 个双向开关驱动信号,并触发 D_A ,进而重构为如图 5 所示的拓扑结构。 D_A 将接通 负载与中线的连接,此时构成了 3×2 的零式结构拓 扑。在图 5 的零式系统中,中线电流为输出电流,此 时补偿相接于 B、C 相之间进行功率解耦,以实现输 入电流优化。



图 5 A 相故障后重构拓扑

Fig.5 Reconstructed topology after phase-A fault

根据 1.2 节所述故障时的载波调制策略可知, 每组输出桥臂中开关管的占空比计算仅由该相输出 电压指令函数决定,因此,在图 5 所示的重构结构 中,应先根据输出负载需求确定 C 相的指令函数,然 后根据解耦关系计算解耦相调制函数,最后根据电 压关系 $u_{Le}^{*}=u_{BC}^{*}=u_{oB}^{*}-u_{oC}^{*}$ 确定 B 相指令函数。

根据输出负载需求,直接定义输出电压指令为:

$$u_{\rm oC}^* = -u_{\rm o}^* = \sqrt{2} U_{\rm o} \sin(\omega_{\rm o} t + \pi)$$
 (12)

根据式(3)的解耦关系,可得解耦相的电压指 令为:

$$u_{Lc}^* = \sqrt{\frac{\omega_o L_c}{|Z_o|}} \sin\left(\omega_o t + \frac{3\pi}{4} - \frac{\varphi_o}{2}\right)$$
(13)

则 B 相的参考电压指令为:

$$u_{oB}^{*} = u_{Lc}^{*} + u_{oC}^{*} = \sqrt{\frac{\omega_{o}L_{c}}{|Z_{o}|}} \sin\left(\omega_{o}t + \frac{3\pi}{4} - \frac{\varphi_{o}}{2}\right) - \sqrt{2}U_{o}\sin(\omega_{o}t + \pi)$$
(14)

即可实现脉动功率的解耦控制。

为证明补偿电感在容错控制中的解耦作用,对 重构后的容错结构是否采用补偿电感这 2 种情况进 行对比仿真,设 0.3 s 为故障时刻,结果如图 6 所示。 因输出相指令电压不变,2 种情况下输出电压波形 均如图 6(a)所示,均保持了稳定输出。图 6(b)为 容错控制后,仅利用 C 相与中线 N 对负载供电,切 除补偿电感 L。情况下的输入电流变化情况,输入电 流的 THD 为 178.63%。由图 6(c)可见,采用补偿电 感之后,输入电流波形畸变明显减小,此时 THD 为 51.3%,可见补偿电感优化输入电流的效果明显。





3.2 模态 2:B 相故障

当 B 相发生故障时,由于关系到补偿电感的通路问题,如保持其功率解耦控制关系,则需接通 D_B 与中线进行连接,从而重构拓扑如图 7 所示。

输出相接于2个健康桥臂间,解耦相为零式结构,根据1.2节分析结果,令:



图 7 B 相故障后重构拓扑

Fig.7 Reconstructed topology after phase-B fault

$$\begin{cases} u_{o}^{*} = u_{oA}^{*} - u_{oC}^{*} = \sqrt{2} U_{o} \sin(\omega_{o} t) \\ u_{Lc}^{*} = -u_{oC}^{*} = -\sqrt{2} U_{Lc} \sin(\omega_{o} t + \varphi_{c}) \end{cases}$$
(15)

则:

$$u_{oA}^* = u_o^* - u_{oC}^* = \sqrt{2} U_o \sin(\omega_o t) + \sqrt{2} U_{Lc} \sin(\omega_o t + \varphi_c)$$
(16)

为使虚拟逆变侧输出功率守恒,可计算出输出 功率脉动情况,然后根据功率解耦关系推算出补偿 相的指令函数。则有:

$$\begin{cases} U_{Le} = \sqrt{\frac{\boldsymbol{\omega}_{o} L_{e}}{|\boldsymbol{Z}_{o}|}} U_{o} \\ \boldsymbol{\varphi}_{e} = \frac{\pi}{4} - \frac{\boldsymbol{\varphi}_{o}}{2} \end{cases}$$
(17)

此时输出相接于 A、C 两相之间,在故障后由于 B 相被隔离,构成 3×2 系统,分别对 3 种情况进行了 仿真分析,结果如图 8 所示。图 8(a)为故障前后均 采用 SVPWM 与 SPWM 相结合的调制策略,0.3 s 因 补偿电感的退出,输入电流畸变明显,此时 THD 为



90.21%,也验证了补偿电感功率解耦的作用;图 8(b)为采用1.2节所提调制策略下,接通D_B采用补 偿电感时进行功率解耦情况下的输入电流波形,此 时 THD 为 85.04%,畸变依然较为严重。其主要原 因是中线的引入,使电感电流含有较为丰富的零序 电流成分,无法准确补偿输出脉动功率,从而造成输 入电流畸变明显。图 8(c)为仅采用容错调制策略 而不引入补偿电感的控制方式,此时输入电流的 THD 为 39.28%,明显优于前 2 种情况,也证明了该 调制策略在 3×2 结构中的补偿效果优于零式结构。

3.3 模态 3:C 相故障

C相故障情况下,输出相接于A相与中线之间, 补偿电感接于B相与中线之间,相当于2个3×1的 组合,如图9所示。其中,A相指令电压即为输出电 压,B相指令电压根据补偿电感的解耦关系进行确 定,此时的功率解耦关系与式(3)一致。



图 9 C 相故障下系统重构拓扑

Fig.9 Reconstructed topology after phase-C fault

功率解耦时的仿真波形如图 10 所示。此时虽 然输出电压可保持稳定输出,但输入电流有很大畸 变,THD 为 140.82%,可见在零式结构的 3-1MC 中, 中线的接入对输入电流的谐波抑制不利。



Fig.10 Simulative waveforms with power decoupling $% \left({{{\rm{D}}_{{\rm{B}}}}} \right)$

在中线接入的零式结构中,不仅系统接线变得 复杂,而且也造成了输入电流谐波难以抑制,因此应 考虑通过补偿电感对输出相电流进行补偿,从而减 小中线电流,当补偿电感电流与输出相电流完全抵 消时,输出电流即可不通过中线流通,从而构成 3×2 结构,使输入电流得以优化。

为实现输出相电流被解耦相电流完全补偿,根据输出电压指令可知输出电流为:

$$i_{o} = \frac{\sqrt{2} U_{o}}{|Z_{o}|} \sin(2\omega_{o}t - \varphi_{o})$$
(18)

为抵消输出电流,电感电流应与其反相,即:

$$i_{Lc} = \frac{\sqrt{2} U_o}{|Z_o|} \sin(2\omega_o t - \varphi_o + \pi)$$
(19)

进而可得补偿电感指令电压为:

$$u_{Lc}^{*} = u_{oB}^{*} = \frac{\sqrt{2} U_{o}}{|Z_{o}|} \sin\left(2\omega_{o}t - \varphi_{o} + \frac{3\pi}{2}\right) \qquad (20)$$

此时仿真结果如图 11 所示。输入电流 THD 降 低到 54.58%;重构后输出电流与补偿电感电流实现 了反相抵消;中线电流较小,但仍无法达到理想的零 电流情况,该中线电流较为复杂,既有因补偿误差造 成的影响,又有因系统存在零序电流造成的影响。



Fig.11 Simulative waveforms with current compensation

为杜绝中线的零序电流对输入电流的影响,同时为使系统容错系统的硬件变动最小化,在采用补偿电感电流与输出电流补偿的情况下,若不接通中线,结果如图 12 所示。此时输出电压仍可保持稳定,同时输入电流 THD 降为 39.24%。

通过以上分析可见,除模态1必须接通中线为 输出相提供通路外,模态2和模态3均可在不接通 中线的条件下实现容错输出,同时可使输入电流畸 变得到较大程度的抑制。因此,图1所示拓扑结构 可简化为图13。



图 12 无中线条件下仿真波形





图 13 简化后的 3-1MC 容错控制拓扑 Fig.13 Simplified 3-1MC fault-tolerant control topology

4 实验验证

为验证容错控制效果同时便于波形观察,在输入 50 Hz、输出 200 Hz 系统中对控制策略进行了样 机实验验证,输出电压为 115 V,功率为 500W,样机 如附录中图 A1 所示。实验波形如图 14 所示。图 14(a)为正常工作模态切换到模态 1 容错控制策略 下的输出电压与输入电流波形;图 14(b)为模态 2 下,采用容错控制策略时补偿电感接通到中性线与 切掉补偿电感的切换过程,验证了模态 2 下中性线 的切除有利于输入电流波形优化;图 14(c)为模态 1 下,带有补偿电感与切除补偿电感 2 种状态切换的





波形,可见补偿电感对输入电流波形的优化效果明显;图14(d)为模态3下,采用功率解耦补偿切换到 电流补偿的波形,可见中线电流补偿优于功率补偿。

5 结论

本文针对 3-1MC 的容错控制策略进行了研究, 主电路采用补偿电感作为解耦单元,针对不同桥臂 发生故障情况下,分别分析推导了输出相与解耦相 的控制策略,进而得出以下结论:

(1)针对短路、开路故障设计了容错控制拓扑 结构及相应的调制策略,对调制策略进行仿真研究, 提出了针对不同工作模态下的控制方式,实现输出 电压稳定,同时降低了输入电流谐波含量;

(2)零式结构这种非对称结构对输入电流不利,系统容错控制时,拓扑重构尽量避免中线的接入,可以简化系统的接线,使硬件系统改变最小化;

(3) 仿真分析与实验验证了理论设计的准确 性,为 3-1MC 容错控制提供了理论支撑,并为提高 其可靠性做了具有借鉴意义的研究。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1]许宇翔,葛红娟,国海,等.基于输出侧电流加权合成反馈的三相-两相矩阵变换器控制策略[J].电力自动化设备,2018,38
 (1):59-65.

XU Yuxiang, GE Hongjuan, GUO Hai, et al. Control strategy of 3-2 MC based on weighted synthesis feedback of output current [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(1):59-65.

[2] 蔡家利. 三相-单相矩阵变换器应用于串联谐振感应加热的研

CAI Jiali. Study on the application of three-phase to single-phase matrix converter in series resonant induction heating[D]. Hangzhou; Zhejiang University,2007.

 [3]张晓锋,夏益辉,乔鸣忠,等.矩阵变换器间接空间矢量逆变级 过调制策略优化设计[J].电力自动化设备,2016,36(2): 40-44.

ZHANG Xiaofeng, XIA Yihui, QIAO Mingzhong, et al. Optimal design of indirect space-vector over-modulation strategy for inverter stage of matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36 (2):40-44.

- [4] 王莉娜,朱鸿悦. 矩阵变换器开路故障分析及诊断方法[J]. 中 南大学学报(自然科学版),2015,46(6):2118-2127.
 WANG Lina, ZHU Hongyue. Analysis and diagnosis method of open-circuit faults in matrix converter[J]. Journal of Central South University(Natural Science),2015,46(6):2118-2127.
- [5]邓文浪,唐亚辉,李彬艳,等. TSMC 功率开关故障诊断优化[J].
 电力自动化设备,2017,37(5):7-13.
 DENG Wenlang, TANG Yahui, LI Binyan, et al. Optimization of TSMC power-switch fault diagnosis[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(5):7-13.
- [6] KWAK S. Fault-tolerant structure and modulation strategies with fault detection method for matrix converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(5):1201-1210.
- [7] KHWAN-ON S, DE LILLO L, EMPRINGHAM L, et al. Fault-tolerant, matrix converter, permanent magnet synchronous motor drive for open-circuit failures [J]. Electric Power Applications, 2011, 5 (8):654-667.
- [8] KWAK S, TOLIYAT H A. Fault-tolerant topologies and switching function algorithms for three-phase matrix converter based AC motor drives against open and short phase failures [C] // IEEE Electric Machines & Drives Conference. Antalya, Turkey: IEEE, 2007:886-891.
- [9] KWAK S,KIM T. Design of matrix converter topology and modulation algorithms with shorted and opened failure tolerance [C] // IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece: IEEE, 2008:1734-1740.
- [10] LORZADEH I, FARJAH E, LORZADEH O. Fault-tolerant matrix converter topologies and switching function algorithms for AC motor drives with delta connection windings [C] // International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion. Pisa, Italy: IEEE, 2010:1651-1657.
- [11] KHWAN-ON S, LILLO L D, EMPRINGHAM L, et al. A fault tolerant matrix converter motor drive under open phase faults[C] // 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. Brighton, UK: IET, 2010: 1-6.
- [12] 张文彬. 三相-单相矩阵变换器的功率解耦与控制策略研究
 [D]. 南京:南京航空航天大学,2014.
 ZHANG Wenbin. The research on power decoupling and control strategy of three-phase to single-phase matrix converter[D]. Nan-jing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014.
- [13] 张文彬,葛红娟. 三相-单相矩阵变换器的功率解耦控制[J]. 电工技术学报,2013,28(增刊1):417-422.
 ZHANG Wenbin, GE Hongjuan. The power decouping control of three phase to single phase matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(Supplement 1):417-422.
- [14] 国海,葛红娟,许宇翔. 不平衡输入 3-1 矩阵变换器输入电流谐 波抑制研究与实现[J]. 中国电机工程学报,2016,36(23): 6511-6517.

究[D]. 杭州:浙江大学,2007.

GUO Hai, GE Hongjuan, XU Yuxiang. Research and implementation of the input current harmonic suppression of the input current for the 3-1 matrix converter under unbalanced input [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(23):6511-6517.

- [15] 张绍,周波. 非对称输入下矩阵变换器新型电流控制策略[J]. 电工技术学报,2009,24(3):47-54. ZHANG Shao,ZHOU Bo. Improved current control strategy of matrix converter under unbalanced inputs[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(3):47-54.
- [16] 蔡巍,张晓锋,乔鸣忠,等. 矩阵变换器两种调制策略的比较与 分析[J]. 电力系统保护与控制,2013,41(10):111-117.
 CAI Wei, ZHANG Xiaofeng, QIAO Mingzhong, et al. Comparison between two modulation methods of matrix converter [J]. Power System Protection and Control,2013,41(10):111-117.
- [17] YOON Y D, SUL S K. Carrier-based modulation technique for matrix converter
 [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (6):1691-1703.
- [18] CRUZ S M A, MENDES A M S, CARDOSO A J M. A new fault diagnosis method and a fault-tolerant switching strategy for matrix

converters operating with optimum Alesina-Venturini modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 269-280.

作者简介:



国 海(1974—),男,黑龙江依安人,教授,主要研究方向为矩阵变换器控制技术、航空电源技术(E-mail:guohai168@163.com); 葛红娟(1966—),女,江苏张家港人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为航空电源技术(E-mail:allenge@nuaa.edu.cn); 许宇翔(1981—),男,浙江湖州人,讲

师,博士研究生,主要研究方向为矩阵变换器控制技术(E-mail:keyan_xyx@163.com);

权 悦(1981—),男,山东嘉祥人,讲师,博士,主要研究 方向为控制技术与控制工程(E-mail:quany@ahstu.edu.cn)。

Fault-tolerant control and input current optimization of three-phase to single-phase matrix converter

GUO Hai^{1,2}, GE Hongjuan¹, XU Yuxiang¹, QUAN Yue²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. School of Electrical and Electronics Engineering, Anhui Science and Technology University, Bengbu 233030, China)

Abstract: In order to improve the power supply reliability of 3-1MC(three-phase to single-phase Matrix Converter), aiming at the open circuit fault and short circuit fault of switch elements, the fault-tolerant control strategy of 3-1MC is studied and the fault-tolerant control topology with decoupling inductance is designed. The short circuit fault is converted into an open circuit fault by using fast fuse, and then the two kinds of faults are classified as open circuit faults. The open circuit fault control strategies of different bridge arms are analyzed and solved. In order to realize the optimization of input current, the strategies for compensation inductance of power decoupling, middle line current compensation and exit operation are put forward. The proposed fault-tolerant control strategy is verified by simulation and experiment. Results show that, based on the small change of hardware, the output voltage stability of 3-1MC can be maintained under different bridge arm faults with small input current distortion.

Key words: three-phase to single-phase matrix converter; fault-tolerant control; fault reconstruction; open circuit fault

附录



