

低频输电系统中 M3C 的共模电压注入故障穿越控制策略

程启明¹, 张磊², 张梁¹, 程尹曼², 王立成¹

(1. 上海市电站自动化技术重点实验室(上海电力大学自动化工程学院), 上海 200090; 2. 上海电力公司市北供电分公司, 上海 200041)

摘要: 低频输电系统是一种结合传统的高压交流输电与高压直流输电且采用小于工频的低频的新型交流输电技术, 该系统核心的功率变换器——模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)是一种适用于高电压、大功率的新型 AC/AC 变换器拓扑结构, M3C 的容错控制对于提高 M3C 系统可靠性具有重要意义, 但目前其容错控制策略还存在问题。为此提出了一种最佳共模电压(common mode voltage, CMV)注入方法的容错控制策略, 该方法能够在非冗余子模块失效后使 M3C 的输入和输出电压范围最大化。该方法通过实时计算基波参考电压与各桥臂分支最大可用电压之间的关系, 可以动态调整注入的最优 CMV, 从而适应不同的故障情况。最后, 在 MATLAB/Simulink 和 RT-LAB 两个平台进行实验, 验证了在单桥臂和多桥臂分支故障情况下所提方法的正确性和有效性。

关键词: 低频输电系统; 模块化多电平矩阵变换器; 容错控制; 最优共模电压注入; 非冗余子模块故障; 故障穿越控制

CMV Injection Fault Ride-Through Control Strategy for M3C in Low Frequency Transmission System

CHENG Qiming¹, ZHANG Lei², ZHANG Liang¹, CHENG Yinman², WANG Licheng¹

(1. Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology, College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. North Power Supply Branch, Shanghai Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

Abstract: Low frequency transmission system is a new type of AC transmission technology that combines traditional high voltage AC transmission and high voltage DC transmission, and adopts low frequency below power frequency. The core power converter of the system, the modular multilevel matrix converter (M3C), is a new AC/AC converter topology suitable for high voltage and high power. The fault-tolerant control of M3C is of great significance for improving the reliability of M3C system, but there are still problems with its fault-tolerant control strategy at present. The fault-tolerant control strategy with an optimal common mode voltage (CMV) injection method is proposed in this paper, which is able to maximize the input and output voltage ranges of the M3C after the failure of the non-redundant submodules. By calculating the relationship between the fundamental reference voltage and the maximum available voltage of each bridge arm branch in real time, the method can dynamically adjust the optimal CMV for injection to adapt to different fault situations. Finally, experiments are conducted in both MATLAB/Simulink and RT-LAB platforms to verify the correctness and effectiveness of the method proposed in this paper under single and multiple bridge arm branches fault conditions.

Key words: low frequency transmission system; modular multilevel matrix converter; fault-tolerant control; optimum common mode voltage injection; non-redundant sub-module fault; fault ride-through control

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62473247);上海市电站自动化技术重点实验室资助项目(13DZ2273800)。

Foundation item: Supported by the National Natural Science Foundation of China (62473247); the Project of Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology (13DZ2273800).

0 引言

我国负荷中心与能源中心一般相距甚远,且随着可再生能源的大量接入和负荷的迅速增大,传统的工频交流输送方式和直流输送方式已难以满足远距离电力输送的要求。低频输电系统(low frequency transmission system, LFTS)是一种采用小于工频(50/3 Hz)频率的交流输电技术,它降低了线路阻抗且保留交流输电的特性,LETS在城市低频供电互联、大容量电机调速、远距离海上风电送出、电力电子变压器等多个方面具有显著的应用优势^[1-3]。

LFTS的核心技术关键在于实现输入侧低频(一般为50/3 Hz)交流与输出侧工频(50 Hz)交流两种不同频率交流之间的功率变换器,而模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)能够实现直接AC/AC的功率变换,因而M3C在海上风力发电^[4-8]等应用中受到广泛关注。

M3C与传统的模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC或M2C)^[9]类似,冗余子模块的主要作用是当非冗余子模块(sub-module, SM)发生故障时代替故障模块,以确保系统正常运行,提高系统的可靠性和容错能力。桥臂子模块发生故障时,可运行的模块数量减少,输入和输出的电压范围(input and output voltage range, IOVR)可能会超出桥臂可投入SMs总的电压范围^[10],严重影响了M3C的稳定运行。因此,为了进一步提高M3C在实际应用中的可靠性,应采取特殊措施来实现非冗余SMs的故障穿越。故障穿越要求故障时不能脱网,维持有功功率传输并提供无功功率支撑,这有利于电网安全稳定。

对于MMC在非冗余SMs故障下的故障穿越问题已得到广泛的研究,其基本思想是通过在输出电压中注入共模电压(common mode voltage, CMV)来减小故障桥臂分支的调制系数^[11-13]。此类故障问题的关键在于求解出最优CMV,在避免桥臂过调制的同时使故障后的输出电压范围达到最大化。文献[14]通过中性点偏移(neutral point shift, NPS)方法改变输出三相电压之间的相位角,降低故障相位的调制系数,获得平衡的线电压,但该方法会使输出电压范围有所降低,输出侧相电压以不平衡的状态工作。文献[15-16]提出将注入直流中

性点电压和NPS相结合的新策略,可在某些故障情况下最大限度地提高输出相电压,进一步缓解线路电压下降的问题,但无法应对非冗余SMs故障发生在1个以上桥臂的情况。M3C与MMC中采用的NPS方法类似,文献[17]提出了一种同时调节输入、输出两侧中性点电压,以实现M3C非冗余SMs故障下容错控制的方法。然而,M3C的9个桥臂分支的电压波形随负载频率和初始负载相位角(initial load phase angle, ILPA)变化。因此,NPS方法下输入和输出电压范围(input and output voltage range, IOVR)不仅与每个分支中的失效SMs的数量有关,而且与负载频率和ILPA有关。文献[18]虽然采用数值计算方法可以获得合适的CMV,但由于涉及多维变量,计算过程相当复杂,无法得到CMV的控制方程。此外,NPS方法注入的CMV是输入和输出基波电压的组合,并没有考虑其他频率的桥臂电压分量。因此,传统的NPS方法下难以得到最大的IOVR。文献[19-21]通过配置现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)芯片生成高频PWM信号,这种方法消除了电容电压平衡控制中进行排序操作的需要,大大减少了操作过程中的计算量。

为了解决M3C非冗余SMs故障穿越的问题,本文提出了一种最优共模电压注入方法的容错控制策略,实现故障情况下的容错控制。当某一桥臂的参考电压超过其可用电压的调制范围时,超出的部分将作为CMV注入到其他正常桥臂分支,该方法下的CMV参考值具有良好的动态性,以此适应不同的负载和故障。相比于传统的中性点偏移(NPS)容错控制方法^[22],本文所提方法总是采用幅度最小的CMV来避免每个桥臂分支的过调制,即注入的CMV为最优解,因此使得输入输出的电压范围(IOVR)达到最大化。

确保M3C系统在非冗余故障期间各桥臂SMs之间能量平衡以及SMs直流侧电容电压的稳定,是实现非冗余SMs故障穿越控制的前提。本文通过桥臂环流控制桥臂间能量平衡控制^[23],配置FPGA生成PWM调制波形的同时,实时监控桥臂内各SMs电容的实时电压值并进行排序,运用最近电平逼近法(nearest level approximation method, NLM)^[24],实现桥臂内SMs均压通过FPGA独立控制,这一过程大大减少了分级控制系统的计算量,对原有桥臂

均压控制策略进行了优化。本文所提方法在多种桥臂非冗余SM故障下均能保证输出电压范围不变,且相比于传统NPS方法计算过程简单。最后,在MATLAB/Simulink仿真平台以及RT-LAB物理实验平台全面验证了所提方法的正确性和有效性。

1 M3C的基本工作原理

M3C的电路拓扑如图1所示,它通过9个桥臂分支直接连接两个不同频率的三相交流系统^[25]。每个桥臂分支由 N 个串联的全桥子模块(SM)和1个桥臂电感 L_b 组成。图中, O 、 Z 分别为输入、输出两侧中点。

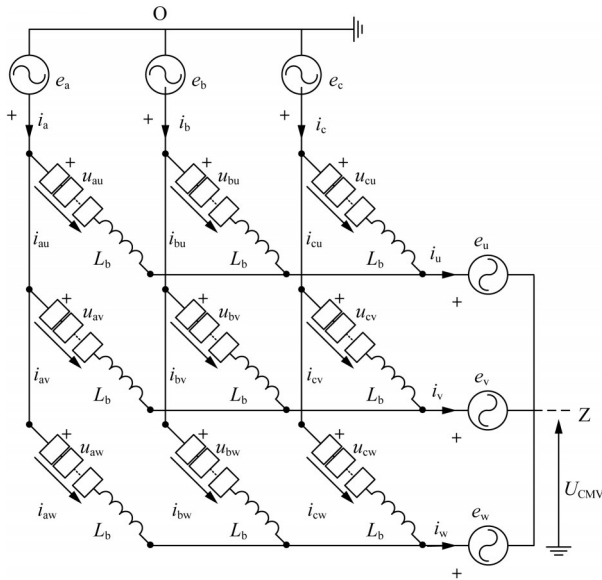


图1 模块化多电平矩阵变换器的主电路结构

Fig. 1 Main circuit structure of modular multilevel matrix converter

图1中, $i_x(x=a,b,c)$ 和 $i_y(y=u,v,w)$ 分别为输入和输出侧的相电流; u_{xy} 和 $i_{xy}(x=a,b,c;y=u,v,w)$ 分别为桥臂电容电压和桥臂电流;忽略电网连接电感器 L_b 上的电压降,输入和输出侧的相电压 $e_x(x=a,b,c)$ 和 $e_y(y=u,v,w)$ 可以定义为:

$$\begin{cases} e_x = U_m \cos(\omega_1 t + \alpha_x) \\ \alpha_a = 0, \alpha_b = -2\pi/3, \alpha_c = 2\pi/3 \\ e_y = U_g \cos(\omega_2 t + \beta_y + \theta) \\ \beta_u = 0, \beta_v = -2\pi/3, \beta_w = 2\pi/3 \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_m 、 U_g 分别为输入、输出侧的相电压幅值; θ 为输出侧的初始负载相位角(initial load phase angle, ILPA); $\omega_1=2\pi f_1$, $\omega_2=2\pi f_2$,其中 f_1 、 f_2 分别

为输入、输出频率。

根据基尔霍夫电压定律,M3C的基本数学模型可以推出为:

$$\begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \\ e_u & e_v & e_w \\ e_c & e_c & e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_u & e_v & e_w \\ e_u & e_v & e_w \\ e_u & e_v & e_w \end{bmatrix} - u_{CMV} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = L_b \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{au} & i_{av} & i_{aw} \\ i_{bu} & i_{bv} & i_{bw} \\ i_{cu} & i_{cv} & i_{cw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{au} & u_{av} & u_{aw} \\ u_{bu} & u_{bv} & u_{bw} \\ u_{cu} & u_{cv} & u_{cw} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_{CMV} 为输入、输出侧中性点 O 和 Z 之间的共模电压。忽略电感 L_b 上的电压,在没有CMV注入的情况下的桥臂分支电压,即 $u_{xy,0}(x=a,b,c;y=u,v,w)$ 约等于对应的输入、输出相电压的差。例如,无CMV注入情况下au桥臂分支电压 $u_{au,0}$ 可以表示为:

$$u_{au,0} = e_a - e_u \quad (3)$$

其中,桥臂分支电压 $u_{xy,0}$ 的最大值为输入、输出侧相电压幅值之和(U_m+U_g),则M3C的输入和输出的电压范围(IOVR)可用调制系数 d 表示为:

$$d = \frac{U_m + U_g}{NU_c} \quad (4)$$

式中 U_c 为子模块SM的额定电容电压。

在非冗余SM故障发生后,注入的最佳CMV应当使得 d 为最大可用值,即最大值 d_{max} 。当CMV注入后的桥臂分支电压 $u_{xy,Z}$ 为:

$$u_{xy,Z} = u_{xy,0} - u_{CMV} \quad (5)$$

2 CMV注入容错控制原理分析

当桥臂分支发生非冗余子模块故障时,会导致该桥臂的IOVR减小,假设桥臂 xy 有 F_{xy} 个故障子模块(faulty SMs),在保持桥臂电容电压为额定值的前提下,该桥臂IOVR的最大值为 $(N-F_{xy})U_c$ 。

2.1 传统中性点偏位方法及其存在问题

M3C现有传统的中性点偏移(NPS)方法的基本原理如图2所示。如果不同桥臂分支之间的故障SM数量不同,则可通过注入相同频率的中性点电压^[17],以此最大限度地提高输入和输出的电压范围(IOVR),在输入侧电压最大化的同时,输出侧的线电压保持不变。图中, $\Delta\varepsilon_1$ 为输入侧电压 $u_{O,ZS}$ 和a相的相位夹角;同理, $\Delta\varepsilon_2$ 为输出侧电压 $u_{Z,ZS}$ 与u相的相位夹角。

在这种情况下,中性点电压会产生额外的有功

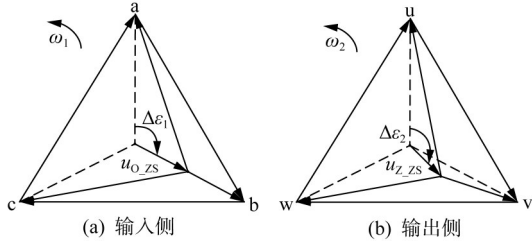


图2 NPS控制原理图

Fig. 2 Schematic diagram of NPS control

功率,从而导致特定桥臂分支的平均功率不同,使得各分支之间出现能量不平衡的问题。为了抑制这些不必要的能量偏移,必须对各支路的桥臂环流进行控制,从而使M3C的9个桥臂电容电压能量保持平衡^[23]。通过调整输入侧和输出侧的中性点电压(即图中 $u_{O,ZS}$ 和 $u_{Z,ZS}$),从而避免了每个桥臂分支的过调制,而不改变输入、输出两侧的线电压。改变输入侧 $u_{O,ZS}$ 和输出侧 $u_{Z,ZS}$ 的NPS方法可等效为CMV注入,等效CMV注入的值可以表示为:

$$\begin{cases} u_{OZ,ZS} = u_{O,ZS} - u_{Z,ZS} \\ u_{O,ZS} = m_1 U_m \cos \omega_1 t + m_2 U_m \sin \omega_1 t \\ u_{Z,ZS} = m_3 U_g \cos(\omega_2 t + \theta) + m_4 U_g \sin(\omega_2 t + \theta) \end{cases} \quad (6)$$

式中 $m_n (n=1, 2, 3, 4)$ 为确定 $u_{OZ,ZS}$ 和 $u_{Z,ZS}$ 的4个系数,使 $d_{\max}$ 最大的 m_n 的值可以定义为 $m_{n,ZS}$ 。由于每个桥臂调制系数之间的时域关系随着输出侧频率 f_2 和 θ 变化,故 $m_{n,ZS}$ 不仅与 F_{xy} 的值有关,而且与 f_2 和 θ 有关, $m_{n,ZS}$ 可以表示为 F_{xy} 、 f_2 和 θ 的函数。

$$m_{n,ZS} = f(F_{xy}, f_2, \theta) \quad (7)$$

因此可得图2中 $\Delta\epsilon_1$ 和 $\Delta\epsilon_2$ 为:

$$\begin{cases} \Delta\epsilon_1 = \arctan(m_2/m_1) \\ \Delta\epsilon_2 = \arctan(m_4/m_3) \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)可知, $m_{n,ZS}$ 与 F_{xy} 、 f_2 和 θ 三个因素有关,考虑到 f_2 和 θ 是连续变量,则三者理论上无限种组合数量,这会导致 $m_{n,ZS}$ 计算结果非常复杂,很难遍及所有情况。因此,难以找到传统NPS电压计算的数学表达式。而对于本文所提出的最优CMV注入方法,虽然没有 u_{CMV}^* 的广义解析表达式,但 u_{CMV}^* 是根据每个桥臂分支调制系数 d_{xy} 和 $D_{\max}$ 之间的关系实时计算的,因此注入的 u_{CMV}^* 适应于不同 F_{xy} 、 f_2 和 θ 因素的各种情况,所提方法具有实用性且更为方便。

2.2 最优CMV注入方法的理论分析

假设在某个桥臂上,一定数量的非冗余子模块发生故障,则需要在故障桥臂的旁路分支上提供与故障子模块相同数量电容电压,以此来弥补该故障桥臂所能承受的最大电压值。本文分析的前提,就是在非冗余子模块故障发生以后,剩余子模块的平均电容电压值仍然能维持在原来平均电容电压的水平。

当桥臂发生故障导致IOVR发生变化时,该桥臂的调制系数 d_{xy} 表达式变为:

$$d_{xy} = \frac{u_{xy,Z}}{(N - F_{xy})U_C} \quad (9)$$

无CMV注入情况下的桥臂调制系数记为 $d_{xy,0}$ 。

以桥臂分支au为例,将式(3)、(5)代入式(9)可得:

$$d_{au} = \frac{e_a - e_u - u_{CMV}}{(N - F_{au})U_C} \quad (10)$$

其余8个桥臂分支同理。为了避免过调制, d_{xy} 应当被限制在安全合理的范围内,也即:

$$d_{xy} \in [-D_{\max}, D_{\max}] \quad (11)$$

式中 $D_{\max}$ 为PWM调制过程中的最大占空比,通常设置为小于1,为避免桥臂SMs过调制,本文设为0.9。

当M3C桥臂分支发生非冗余子模块故障时,若发生故障的子模块数量 F_{xy} 大于指定值,对应的 $|d_{xy}|$ 将超过 $D_{\max}$,因此,需在桥臂分支电压上注入 u_{CMV} ,以确保所有 d_{xy} 仍在(11)的范围内。将式(5)、(11)代入式(9)中,注入CMV的最大值和最小值,分别记作 u_{CMV_max} 和 u_{CMV_min} ,它们可表示为:

$$\begin{cases} u_{CMV_max} = \min\{u_{xy,0} + D_{\max}(N - F_{xy})U_C | u_{xy,0} \leq 0\} \\ u_{CMV_min} = \max\{u_{xy,0} - D_{\max}(N - F_{xy})U_C | u_{xy,0} \geq 0\} \end{cases} \quad (12)$$

式中 $u_{xy,0}$ 为9个桥臂分支的桥臂电压。

如果 $u_{xy,0} > D_{\max}(N - F_{xy})U_C$,则将超出部分值记作 u_{CMV_min} ;同理,如果 $u_{xy,0} < -D_{\max}(N - F_{xy})U_C$ 时,将不足部分记为 u_{CMV_max} 。最后,综合上述两种情况,通过所提方法注入的CMV如下。

1)当 $d_{xy} > D_{\max}$ 时,注入共模电压(CMV)参考值 u_{CMV}^* 表示为:

$$\begin{cases} u_{\text{CMV}}^* = (d_{xy_max}^* - D_{\max})(N - F_{xy})U_c \\ d_{xy_max}^* = \max\{d_{xy}|x = a, b, c; y = u, v, w\} \end{cases} \quad (13)$$

2) 当 $d_{xy} < -D_{\max}$ 时, 注入共模电压(CMV)参考值 u_{CMV}^* 表示为:

$$\begin{cases} u_{\text{CMV}}^* = (d_{xy_min}^* + D_{\max})(N - F_{xy})U_c \\ d_{xy_min}^* = \min\{d_{xy}|x = a, b, c; y = u, v, w\} \end{cases} \quad (14)$$

由于每个桥臂分支的可用于模块的数量不同, 当共模电压(CMV)注入以后, CMV 对不同桥臂分支的影响存在差异, CMV 参考值 u_{CMV}^* 在不同分支的调制系数 $d_{z_xy}^*$ 为:

$$d_{z_xy}^* = \frac{u_{\text{CMV}}^*}{(N - F_{xy})U_c} \quad (15)$$

本文提出方法的创新之处在于实时监测 d_{xy} 值, 并根据任意时刻 d_{xy} 与 $D_{\max}$ 的关系实时计算注入最优 CMV。在非冗余故障下, 通过这种方法可以使故障桥臂分支的调制系数始终处于 $[-D_{\max}, D_{\max}]$ 范围内, 注入 CMV 保持在 $[u_{z_min}, u_{z_max}]$ 范围内, 其他桥臂分支均可正常工作。因此, 本文提出的最优 CMV 注入方法是一种可行的非冗余子模块 SM 故障的容错控制解决方案, 可以保证 M3C 的正常工作。

3 软件仿真分析

搭建 MATLAB/Simulink 仿真平台对所提容错控制策略进行仿真验证。利用文献[20]中提出的方法实现桥臂分支电容电压的能量平衡控制(环流控制)。系统实验参数如表1所示。

表1 M3C系统的主要参数

Tab. 1 Main parameters of M3C system

参数	数值	参数	数值
输入侧电压 U_m/kV	7.5	桥臂电感 L_b/mH	20
输出侧电压 U_g/kV	7.5	桥臂子模块个数 N	7
输入侧频率 f_1/Hz	50	子模块电容值 C/mF	10
输出侧频率 f_2/Hz	16.67	子模块电压值 u_c/V	2 240

3.1 两种方法故障可运行范围的比较

在系统能够稳定运行的前提下, 为比较本文所提方法与传统的 NPS 方法对桥臂分支中非冗余 SMs 可容许发生故障数量的范围大小(即可运行故障范围)的影响, 在最大占空比($D_{\max}=0.9$)相同时, 对两者非冗余 SMs 的故障数所占总数的百分比做了对比。

1) 本文的最优 CMV 注入法故障可运行范围

图3为在特定负载条件下, 当 F_{au}/N 和 F_{bu}/N 为 0.285, 其他 F_{xy}/N 均为 0 时, 桥臂调制系数 d_{xy} 、无 CMV 注入桥臂调制系数 $d_{xy,0}$ 和非冗余故障桥臂 CMV 注入的调制系数 $d_{N_au}^*$ 的波形(调制系数 $d_{N_au}^*$ 相同)。

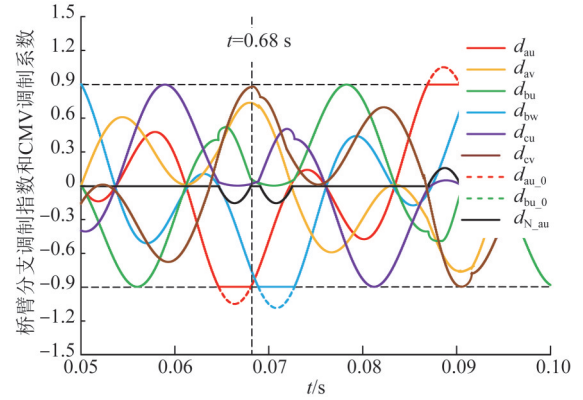


图3 最优 CMV 注入方法下桥臂分支调制系数曲线

Fig. 3 Curves of modulation coefficients of bridge arm branches under optimal CMV injection method

当 $d_{au,0} > D_{\max}$ 时, 注入 u_{CMV}^* (应大于 0) 以将 d_{au} 限制为 $D_{\max}$; 同理, 当 $d_{au,0} < -D_{\max}$ 时, 注入 u_{CMV}^* (应小于 0) 以将 d_{au} 限制为 $-D_{\max}$ 。

由图3可见, 当 $t=0.68$ s 时, 注入 CMV 使桥臂 cv(非故障桥臂分支)调制系数达到 $D_{\max}$, 这表示式(9)中可注入 CMV 已经达到最大值。如果 F_{au} 进一步增加, 代入式(12)之后, 将使 $d_{cv} > D_{\max}$, 导致该桥臂分支发生过调制。说明在这种情况下, F_{au}/N 与 F_{bu}/N 相同且已经达到其最大值。

2) 传统的 NPS 法故障可运行范围

图4给出了在相同的负载条件下采用传统的 NPS 方法时 d_{xy} 、 $d_{xy,0}$ 和 $d_{z_au}^*$ 的波形。在最大调制系数 $D_{\max}$ 相同的情况下, 图中采用 NPS 方法时 F_{au}/N 和 F_{bu}/N 最大值为 0.183。由图可见, 在 $F_{au}/N=F_{bu}/N=0.183$ 的情况下, d_{au} 和 d_{bu} 调制系数波形的峰值达到最大值 $D_{\max}$, 而其余桥臂 d_{xy} 的最小值接近 $-D_{\max}$ 。这表明, 在这种情况下使用 NPS 方法时, m_n 已经达到它们的最佳值 m_{n_NS} , 分别为 $m_{1_NS}=-0.265$ 、 $m_{2_NS}=-0.173$ 、 $m_{3_NS}=-0.196$ 和 $m_{4_NS}=-0.081$ 。当 F_{au} 或 F_{bu} 再次增大时, NPS 方法将没有合适的 m_{n_NS} 参数保证所有的 $|d_{xy}|$ 小于等于 $D_{\max}$ 。

为了说明所提方法在最大化 $d_{\max}$ 方面优于传统

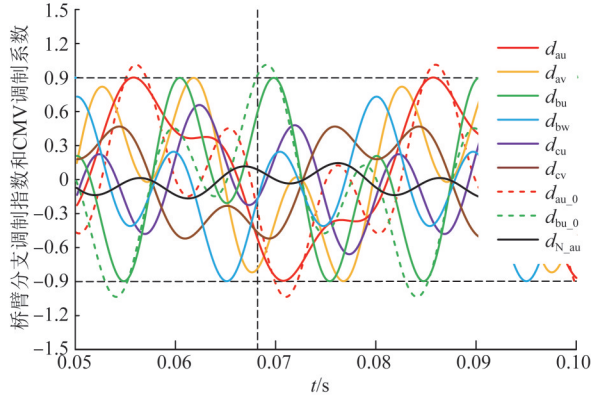


图4 NPS方法桥臂分支调制系数曲线

Fig. 4 Curves of modulation coefficients of bridge arm branches for NPS method

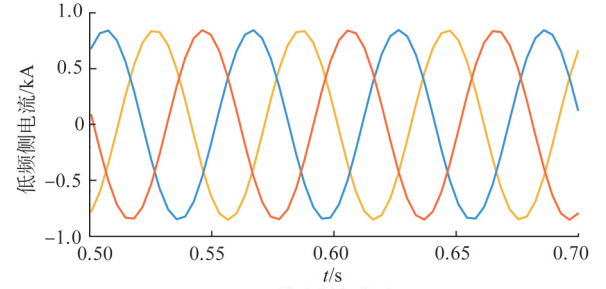
的NPS方法,在相同负载情况下将所提方法与NPS方法的理论结果进行了比较。以上分析说明当 F_{au} 和 F_{bu} 达到最大值时,采用NPS方法, F_{xy}/N 其平均值为0.183。然而,图3中的 F_{xy}/N 为0.285。因此, $D_{max}=0.9$ 时,通过在相同非冗余SM故障下本文所提方法相比传统NPS方法的 F_{xy}/N 提高了55.7%,这也可从图3和图4的 $d_{xy,0}$ 最大值之间差异观察到(当 F_{xy} 相同时,所提方法下的 d_{max} 值大于NPS方法)。因此,所提方法在确保M3C保持额定的最大IOVR稳定运行的前提下,提高了容错控制中非冗余SM故障的数量,以及M3C系统运行过程中故障可运行范围。

下面通过两种不同故障工况下本文所提方法的仿真来验证本文方法的容错控制情况。

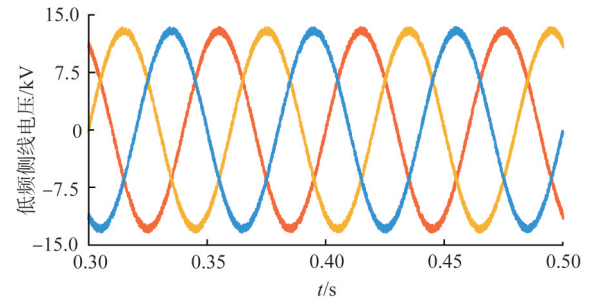
3.2 单桥臂分支SM容错控制

在0~0.4 s时系统正常工作,但在0.4 s时M3C桥臂au发生非冗余子模块故障,桥臂分支发生故障SM的数量 F_{au} 为2,在该故障情况下,仿真实验波形如图5所示。其中,图5(a)为输出侧低频相电流;图5(b)为输出侧低频线电压;图5(c)为发生故障桥臂中故障SM和正常SM的电容电压;图5(d)为本文所提方法下故障桥臂分支的参考电压与注入最优CMV的调制系数。

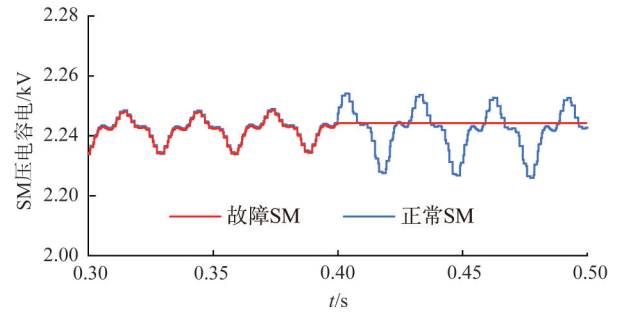
由图5(a)、(b)可见,本文提出最优CMV注入方法在0.4 s发生桥臂非冗余SM故障后,输出侧线电压和相电流仍能保持良好的正弦度;由图5(c)可见,SM发生故障以后,该SM将被短路,其电容电压保持不变,正常SM电容电压依然在额定电容电压范围上下波动,满足本文故障穿越过程中对



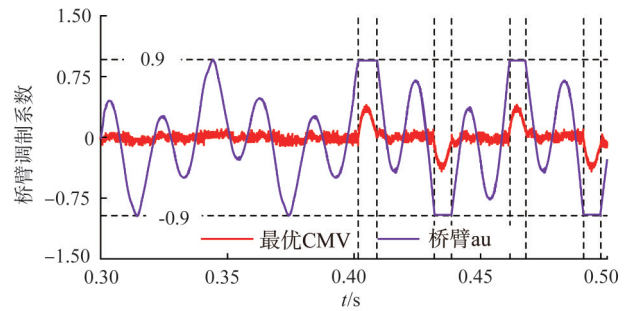
(a) 输出侧相电流



(b) 输出侧电压



(c) 故障前后桥臂电容电压



(d) 注入最优CMV故障桥臂调制系数

图5 单桥臂分支容错控制曲线

Fig. 5 Curves of single bridge arm branches fault tolerant control

SM电容电压的要求;由图5(d)可见,当 $|d_{xy}|$ 超出 D_{max} 最大调制系数时,将超出IOVR部分作为额外CMV注入其余桥臂,从而降低故障桥臂分支所承受的调制电压,使得M3C在单个桥臂非冗余故障下可以正常运行。

3.3 多桥臂分支SM容错控制

多桥臂SM分支故障一般是从单桥臂故障的情况下发展过来的,故假设在单桥臂分支SM故障发生以后,在0.6 s时,桥臂bu发生非冗余子模块故障,桥臂分支发生故障SM的数量 F_{bu} 值为2,在该故障情况下,仿真实验波形如图6所示。其中,图6(a)为输出侧低频相电流;图6(b)为输出侧低频线电压;图6(c)为2个发生故障桥臂的故障SMs和各自正常桥臂SMs的电容电压;图6(d)为本文所提方法下2个故障桥臂注入的最优CMV和桥臂分支的调制系数。

由图6(a)、(b)可见,当故障类型转变为多桥臂分支SM故障以后,输出侧线电压和相电流的正弦度仍可得到保障;由图6(c)可见,SM发生故障以后,与单桥臂分支故障情况相同,电容电压保持不变,正常SMs电容电压依然在额定电容电压范围上下波动,同样满足SMs电容电压的要求;由图6(d)可见,当2条桥臂 l_{xy} 超出 $D_{\max}$ 最大调制系数时,额外注入的CMV将抵消故障桥臂超出的IOVR部分,从而降低2条故障桥臂分支所承受的调制电压,能够实现M3C在多个桥臂非冗余故障下的容错控制。

综合以上两种故障情况,所提控制方法在保证系统稳定的前提下,能够容许故障桥臂数量更多,容错控制的范围更广。

4 基于FPGA的实时半物理实验分析

为进一步验证本文所提方法在桥臂分支非冗余故障下的有效性,在RT-LAB实验平台搭建了半物理实验平台,平台结构如图7所示。

M3C系统参数与表1中仿真实验参数相同;使用新型R系列设备USB-7846R配置FPGA芯片,将各桥臂分支SMs的电容电压作为输入量,进行实时排序,并通过最近电平逼近法(NLM)生成PWM调制波形。FPGA的可重配置I/O口实验参数如表2所示。

综合上面2种桥臂SM故障的情况,设计了以下半物理实验: $t=0\sim 1.2$ s时系统正常工作; $t=1.2$ s时,桥臂au发生单桥臂非冗余SM故障,故障桥臂 F_{au} 为1; $t=1.6$ s时,桥臂bu发生 F_{bu} 为1的非冗余SM故障。上面3种工况下的示波器波形如图8所示。

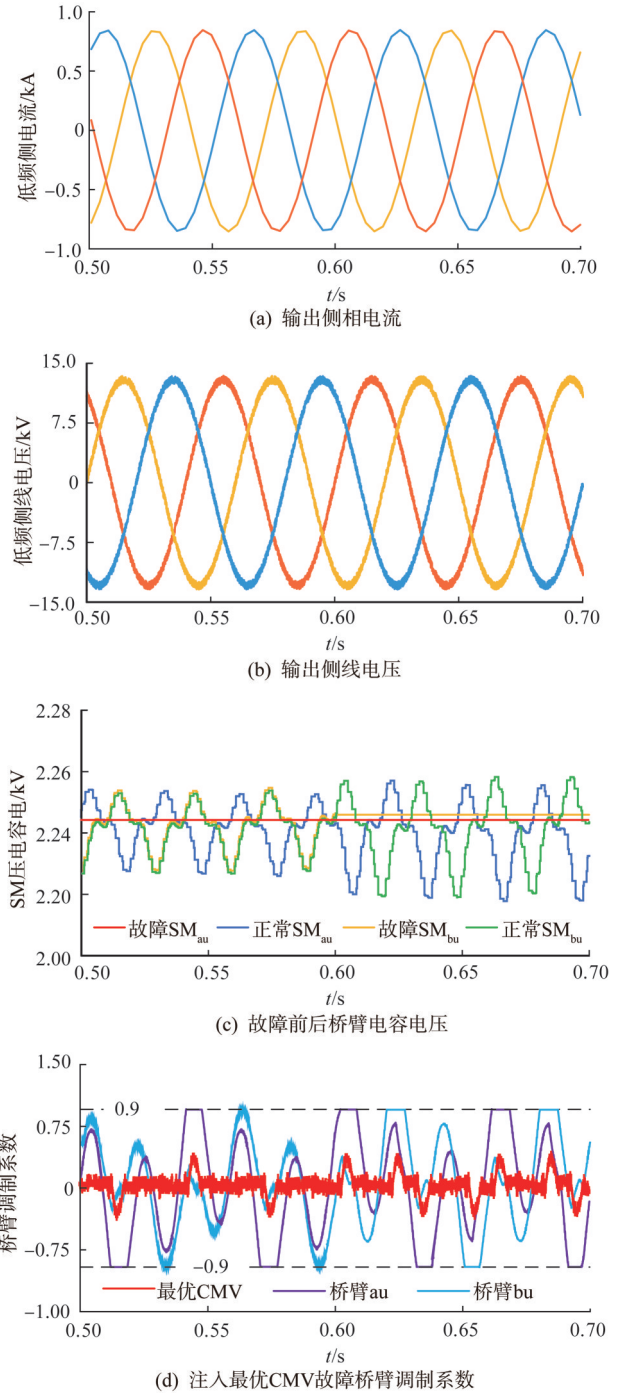


图6 多桥臂分支容错控制曲线

Fig. 6 Curves of multi-bridge arm branches fault tolerant control

表3为输入、输出两侧电流的总谐波畸变率(total harmonic distortions, THD),其中THD(输入侧 i_x)、THD(输出侧 i_y)分别表示输入、输出三相电流的THD平均值。

图8可见,3种工况下输出线电压始终可以保持良好正弦度;发生非冗余SM故障后,其余SMs电

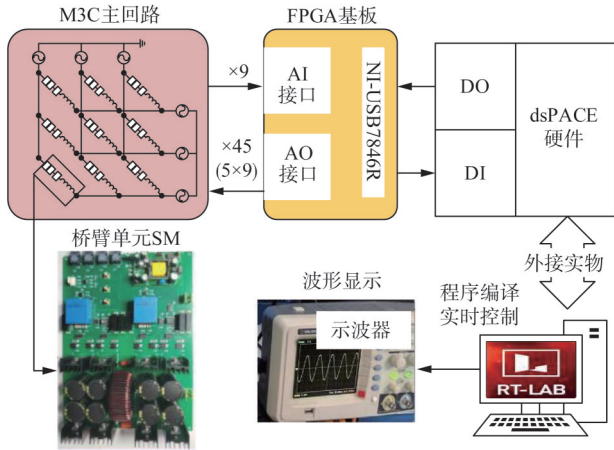


图7 半物理实验结构图

Fig. 7 Semi-physical experiment structure

表2 FPGA配置主要参数

Tab. 2 FPGA configuration main parameters

参数	数值
输入通道数	9
输出通道数	45(9×5)
晶振频率/MHz	40
载波频率/Hz	250
采样周期/ms	0.01
采样率/Hz	400

电容电压的平均值仍可维持在初始的额定电容电压, 正常运行时, 电容电压的波动范围为1.3%, $t=1.2$ s发生单桥臂非冗余故障以后, 波动范围增加了1.7%, $t=1.6$ s发生多桥臂非冗余故障后, 波动范围增加了1.9%, 始终在可接受的波动范围5%以内; 注入最优CMV的参考值和实际值的波形基本吻合, 说明了本文对于CMV控制方法的响应性强; 结合两种故障情况下的桥臂分支调制指数和最优CMV调制指数的波形, 可以观察到桥臂在发生故障以后, 调制系数始终被限定在0.9以内, 未超出 $D_{\max}$ 最大调制系数, 超出部分将以CMV的形式注入其他桥臂分支当中, 验证了第2节理论分析的正确性。

由表3中可知, 在发生单桥臂故障后, 输入、输出电流THD值分别增加了0.13%和0.18%; 发生多桥臂故障后, 输入、输出电流THD值分别增加了0.12%和0.23%, 与正常运行情况下相比THD值变化不超过0.5%, 没有显著影响。

因此, 综合图8和表3内容, 验证了所提注入CMV方法在故障后能保证M3C系统稳定运行。因此, 半物理实验结果与软件仿真结果一致。

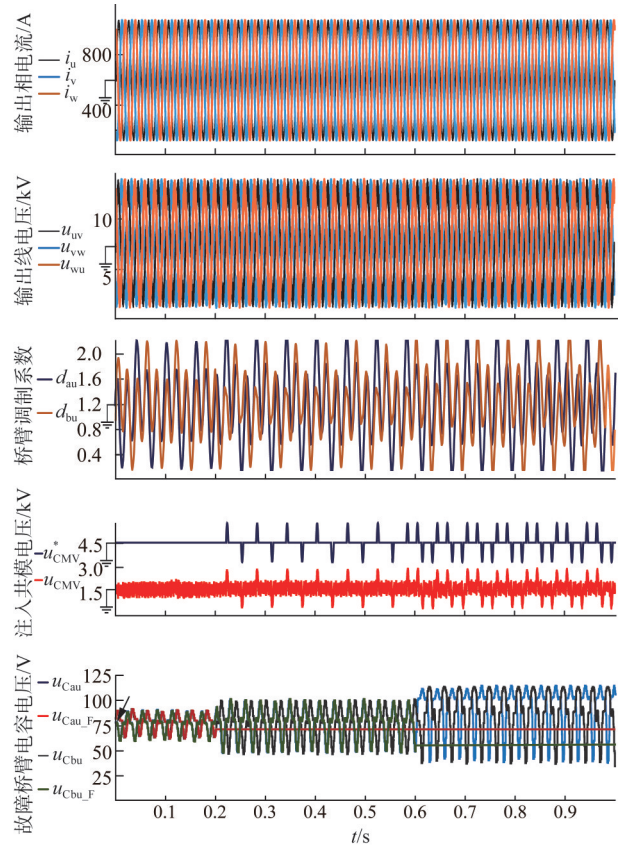


图8 半物理实验曲线

Fig. 8 Real-time semi-physical experiment curves

表3 M3C系统两侧电流谐波含量

Tab. 3 Current harmonic content on both sides of M3C system

工况	THD值(输入侧 i_x)	THD值(输出侧 i_y)
正常运行	2.53	1.96
单桥臂故障	2.66	2.14
多桥臂故障	2.78	2.37

5 结论

本文通过分析不同故障条件下的电压调制情况, 指出传统调制方法无法有效应对基波参考电压超出可用电压限制的故障情况, 是导致输出电流、电压谐波含量增加的主要原因。本文提出了一种最优共模电压注入方法, 以及实时自动调整CMV的改进措施。

该方法利用了与故障桥臂分支承受电压互补的CMV, 采用动态调整模式进行实时计算, 并使用控制方程推导出CMV控制率以获取最终结果。仿真实验验证了该方法在故障情况下能够稳定电容电

压,并提升了系统的故障容错性。

最后针对不同故障条件下的模块化多电平电力变换器进行了仿真和实践,证明了本文方法具备提升电压范围的功能,承受故障非冗余子模块的数量在桥臂子模块总量的占比中提高了55.7%,在发生非冗余子模块故障时具有更好的安全性。

参考文献

- [1] WANG X F, WANG X L. Feasibility study of fractional frequency transmission system [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1996, 11(2): 962 – 967.
- [2] 王锡凡, 刘沈全, 王秀丽, 等. 低频输电系统研究现状、趋势与展望[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(17): 6775 – 6787. WANG Xifan, LIU Shenquan, WANG Xiuli, et al. Status, trends and prospects of the fractional frequency transmission system [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44 (17): 6775 – 6787.
- [3] 徐政. 海上风电送出主要方案及其关键技术问题[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(21): 1 – 10. XU Zheng. Main schemes and key technical problems for grid integration of offshore wind farm [J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(21): 1 – 10.
- [4] 卢宇, 吴小丹, 雷家兴, 等. 电网不平衡工况下模块化多电平矩阵变换器控制策略[J]. 电力工程技术, 2023, 42(4): 195 – 205. LU Yu, WU Xiaodan, LEI Jiaxing, et al. Control strategy of modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions [J]. Power Engineering Technology, 2023, 42(4): 195 – 205.
- [5] 程启明, 杜婷伟, 赖宇生. 不平衡电网下双dq坐标变换的M3C微分平坦控制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 49 – 60. CHENG Qiming, DU Tingwei, LAI Yusheng. Control strategy of differentially flat control for M3C under unbalanced grid with dual dq coordinate transformation [J]. Journal of Electric Machines and Control, 2024, 28(1): 49 – 60.
- [6] AL-TAMEEMI M, MIURA Y, LIU J, et al. A novel control scheme for multi-terminal low-frequency AC electrical energy transmission systems using modular multilevel matrix converters and virtual synchronous generator concept [J]. Energies, 2020, 13(3): 747 – 758.
- [7] 朱晋, 程启明, 程尹曼. 基于CNN-GRU深度学习的模块化多电平矩阵变换器故障诊断[J]. 南方电网技术, 2024, 18(11): 13 – 22. ZHU Jin, CHENG Qiming, CHENG Yinman. Fault diagnosis of modular multilevel matrix converter based on CNN-GRU deep learning [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(11): 13 – 22.
- [8] 余冰, 程尹曼, 程启明, 等. MMMC两侧电流基于Lyapunov函数的控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 45 – 55. YU Bing, CHENG Yinman, CHENG Qiming, et al. Lyapunov function based control strategy for bilateral currents of modular multilevel matrix converter [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(3): 45 – 55.
- [9] 程启明, 陈颖, 孙英豪, 等. 电网电压不平衡下MMC-SST反馈线性化滑模控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 129 – 137. CHENG Qiming, CHEN Ying, SUN Yinghao, et al. Feedback linearization sliding-mode control strategy for MMC-SST under unbalanced power grid voltage [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(3): 129 – 137.
- [10] 吴小丹, 李建春, 董云龙, 等. 面向低频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器综合解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(8): 3177 – 3191. WU Xiaodan, LI Jianchun, DONG Yunlong, et al. Integrated decoupling control strategy of modular multilevel matrix converter for low-frequency offshore wind power delivery [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(8): 3177 – 3191.
- [11] 江丽丽. 模块化多电平变换器(MMC)容错控制技术研究[D]. 青岛: 中国石油大学(华东), 2015.
- [12] 周凌博. 模块化多电平变换器(MMC)子模块电容均压问题研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.
- [13] YANG Q, SAEEDIFARD M. Analysis of the modular multilevel converter under single open-circuit fault in the upper active switch of a submodule [C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), March 17 – 21, 2019, Anaheim, CA. New York: IEEE, 2019: 1817 – 1824.
- [14] ABDELSALAM M, DIAB H, TENNAKON S, et al. Reliability enhancement of modular multilevel converter by applying fault tolerant control [C]//2016 51st International Universities Power Engineering Conference, September 6 – 9, 2016, Rua Pedro Nunes, Coimbra. New York: IEEE, 2016: 1 – 5.
- [15] YANG Q, QIN J, SAEEDIFARD M. A post fault strategy to control the modular multilevel converter under submodule failure [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(6): 2453 – 2463.
- [16] FARZAMKIA S, IMAN-EINI H, NOUSHAK M, et al. Improved fault-tolerant method for modular multilevel converters by combined DC and neutral-shift strategy [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2454 – 2462.
- [17] KUCKA J, KARWATZKI D, MERTENS A. Enhancing the reliability of modular multilevel converters using neutral shift [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 8953 – 8957.
- [18] LIU H, CHEN J, JIANG D, et al. Common-mode voltage reduction scheme for MMC with consideration of dead zone [C]//2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), October 9 – 13, 2022, Detroit, MI, USA. New York: IEEE, 2022: 1 – 5.
- [19] ATANALIAN S, SEBAALY F, ZGHEIB R, et al. Real-time implementation of three-phase Z-packed U-cell modular multilevel grid-connected converter using CPU and FPGA [J]. Electronics, 2024, 13(11): 2186.
- [20] KIEHNLE P, KATZENBURG N, STEFANSKI L, et al. Hybrid implementation of cascade control for GaN-based Modular multilevel converter for low-voltage grid [C]//2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), September 4 – 8, 2023, Aalborg, Denmark. New York: IEEE, 2023: 1 – 10.
- [21] WU L, SUN Y, TEIXEIRA C, et al. Design and FPGA implementation of a real-time simulation platform for an MMC-H DC transformer [C]//2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), October 9 – 13, 2022, Detroit, MI, USA. New York: IEEE, 2022: 1 – 8.

(下转第70页 Continued on Page 70)