

DOI:10.12158/j.2096-3203.2021.04.004

# 模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制方法

殷冠贤, 朱铭炼, 谢晔源, 姚宏洋, 田杰

(南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102)

**摘要:**为了考核模块化多电平换流阀应力及其运行可靠性,针对高压大容量柔性直流换流阀子模块电压逐步提高的情况,提出了一种模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制方法。首先对柔性直流换流阀的典型运行工况进行了应力分析;其次,结合应力分析,提出一种模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑,并建立了该试验拓扑的数学模型,阐述了其运行机理;同时,通过控制量的对称性,实时消去了交直流控制量中的直流分量;最后,搭建了仿真模型并进行了验证。结果表明,提出的模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制方法具有正确性和有效性,所提试验拓扑降低了直流试验电源的电压需求,其控制方法简化了试验电路的控制。

**关键词:**柔性直流;换流阀;应力分析;交直流;直流补能

**中图分类号:**TM76

**文献标志码:**A

**文章编号:**2096-3203(2021)04-0026-08

## 0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有有功和无功解耦控制、模块化设计、控制灵活、谐波小等特点<sup>[1-5]</sup>,能较好地改善电能的传输质量,在高压柔性直流输电领域得到广泛应用<sup>[6-7]</sup>。

目前,国内建设的柔性直流输电工程的MMC换流阀普遍具有高电压、大电流等特点<sup>[8-11]</sup>。MMC换流阀稳态运行时,通过桥臂的电压和电流都是直流量和交流量相互叠加<sup>[12-15]</sup>。因此,亟需开展检测换流阀应力及其运行可靠性的试验方法及装置研究。

IEC 62501<sup>[16]</sup>给出了试验对象和试验参数的要求,但是并未规定具体的试验拓扑。文献[17]提出小型化背靠背换流站等效试验方法,需要的子模块数量较多,增大了试验风险,且受到试验场地电源容量的限制。文献[18]和文献[19]分别提出2种子模块测试系统,但每次仅能测试1个子模块,试验效率不高。文献[20]提出一种MMC阀段对推试验拓扑或试验方法,采用了交流电压直接给定的控制方法,但是存在回路中电流的交流分量和直流分量难以解耦等问题,同时难以满足分别精确控制试验电流中直流分量和交流分量的需求。文献[21]提出一种H桥型MMC阀运行试验拓扑,需要4个桥臂电抗和1个负载电抗,还要提供高压直流补能电源,对于每桥臂包含12个模块、子模块电压2.4 kV的试验系统,直流补能电源输出的直流电压甚至高

达28.8 kV。面对现今高压大容量柔性直流换流阀子模块电压可以达到3 kV以上的情况,需要直流补能电源输出的直流电压更高。

文中提出一种模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制方法,直流补能电源只要输出1个子模块的电压即可,相比文献[21]的试验电路,电源输出电压无需随着电平数的增加而增加,并且电路只需要2个负载电抗。通过分析试验电路的运行机理,可以将控制对象的电压和电流参量由原来的交直流参量实时转化为纯交流参量,相比文献[20]的试验电路,无需提取直流量,简化了试验电路的控制。最后搭建了仿真模型进行验证,结果表明,提出的模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制策略具有正确性和有效性。

## 1 MMC换流阀典型工况特性分析

MMC换流阀采用三相对称结构,共包含6个由若干个子模块组成的桥臂,上下桥臂通过电抗器连接,如图1所示。

国内柔性直流工程MMC换流阀基本采用最近电平调制(nearest level modulation, NLM),为了维持直流电压的稳定,MMC换流阀的3个相单元各自投入的模块数相等且为相单元模块总数 $2n$ 的一半。上下桥臂端间电压的直流偏置电压为直流母线 $U_{dc}$ 的一半,且交流分量相位相反,三相具有对称性,以a相为例,上、下桥臂端间电压为:

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{1}{2}U_{dc} - u_{va} \\ u_{na} = \frac{1}{2}U_{dc} + u_{va} \end{cases} \quad (1)$$

收稿日期:2021-02-19;修回日期:2021-05-07

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2017YFB0903100);

国家电网有限公司科技项目(521104170043)

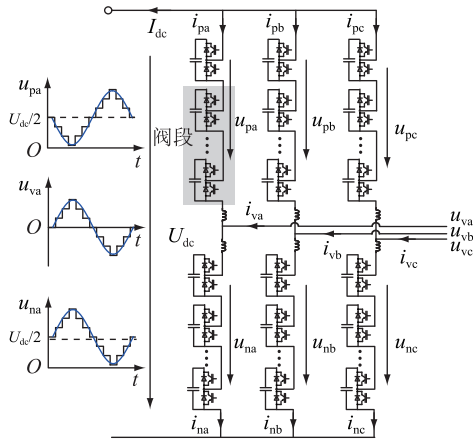


图1 MMC拓扑

Fig.1 Topology of MMC

式中:  $U_{dc}$  为直流电压;  $u_{va}$  为阀侧 a 相交流电压;  $u_{pa}$  为 a 相上桥臂电压;  $u_{na}$  为 a 相下桥臂电压。

在实际工程中, MMC 运行时投入内部环流抑制控制, 理想情况下, 直流侧电流平均分布至 3 个相单元, 交流侧的每相电流均分至上、下桥臂, a 相上、下桥臂的电流分别为:

$$\begin{cases} i_{pa} = -\frac{1}{3}I_{dc} - \frac{1}{2}i_{va} \\ i_{na} = -\frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}i_{va} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $I_{dc}$  为直流电流;  $i_{va}$  为阀侧 a 相交流电流;  $i_{pa}$  为 a 相上桥臂电流;  $i_{na}$  为 a 相下桥臂电流。

理想情况下所有子模块的电压都是稳定的, 但是电流通过桥臂时, 会对相单元中各个子模块进行充放电, 使得子模块电容电压存在一定程度的波动, 而周期内相单元的能量保持不变。根据文献 [22] 的分析, 令 MMC 换流阀的电流调制比为:

$$k = (\sqrt{2}I_a/2)/(I_{dc}/3) \quad (3)$$

式中:  $I_a$  为交流侧电流有效值。

得到 MMC 换流阀稳态运行时上、下桥臂的子模块电容电压为:

$$\begin{cases} u_{cpi}(t) = U_c - \frac{3E_a I_a}{12k\omega n C U_c} [k \sin(2\omega t + \beta) - k^2 \cos(\omega t + 2\beta) - (k^2 - 4) \cos \omega t] \\ u_{cni}(t) = U_c - \frac{3E_a I_a}{12k\omega n C U_c} [k \sin(2\omega t + \beta) + k^2 \cos(\omega t + 2\beta) + (k^2 - 4) \cos \omega t] \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $u_{cpi}$  为上桥臂的子模块电容电压;  $u_{cni}$  为下桥臂的子模块电容电压;  $U_c$  为子模块电容电压额定值;  $C$  为子模块电容的容值;  $E_a$  为相单元内部电动势有效值, 由其大小由调制比决定;  $I_a$  为交流侧电流有效

值;  $\omega$  为角频率;  $\beta$  为  $u_{pa}$  和  $i_{pa}$  的相位差。

可以看出, 电容电压不仅含有直流量, 还含有基频分量和二倍频分量, 对换流阀的试验应考虑电容电压的波动特性。

## 2 换流阀新型运行试验拓扑

设计的 MMC 换流阀新型运行试验拓扑如图 2 所示, 主要包含 4 个 MMC 阀段  $V_1$ — $V_4$ , 2 个负载电抗器, 1 个直流补能电源和 1 个预充电回路。4 个 MMC 阀段分别组成 4 个桥臂, 每个阀段由  $m$  个子模块串联组成, 左侧 2 个阀段组成左侧相单元, 右侧 2 个阀段组成右侧相单元, 4 个桥臂的负端直接相连, 连接线作为中性母线, 2 个上桥臂的正端通过电抗  $L_1$  相连, 2 个下桥臂的正端通过电抗  $L_2$  相连。

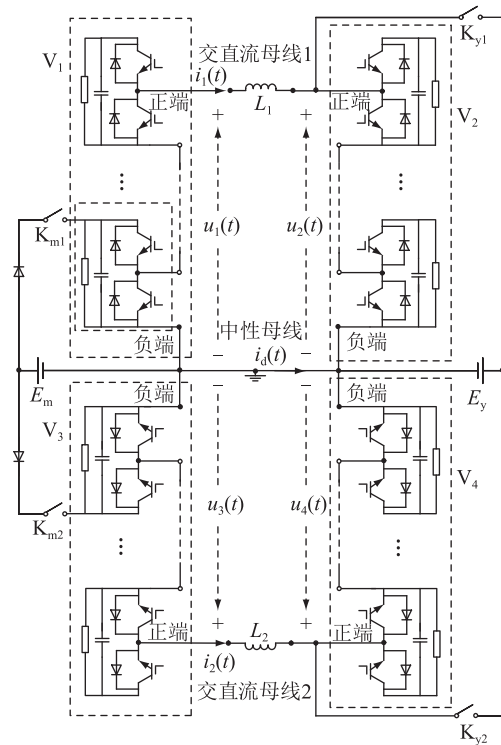


图2 换流阀新型运行试验拓扑

Fig.2 New operation test topology of converter valve

预充电回路的开关  $K_{y1}$ 、 $K_{y2}$  在试验系统解锁前合上, 用于给 4 个阀段进行预充电, 充电完成后开关  $K_{y1}$ 、 $K_{y2}$  断开, 即预充电回路退出。预充电电流要求低, 只需要大于预充电时 4 个阀段中子模块的电子板卡维持低压空载工作所需的电流。根据试验经验值, 4 个阀段的预充电电流选择大于 200 mA 即可, 为了节省预充电时间, 一般选择 1 A。

预充电回路退出后, 开关  $K_{m1}$  和  $K_{m2}$  合上, 直流补能电源的输出端与左侧相单元 2 个阀段最低电位的 2 个子模块的电容正负端分别并联, 然后试验回路解锁运行, 试验结束后, 开关  $K_{m1}$  和  $K_{m2}$  断开。直

流补能电源只要输出 1 个子模块的电压即可,与试验回路的阀段子模块个数无关,降低了试验回路对直流补能电源的电压需求。解锁后,与直流补能电源连接的子模块通过试验回路能量传递机理将能量补充至 4 个阀段剩下的  $4m-2$  个模块,采用工程上实际应用的均压策略,将阀段中所有子模块的电容电压排序。当阀段电流为充电方向时,投入电容电压较低的模块;当阀段电流为放电方向时,投入电容电压较高的模块。这使 4 个阀段所有子模块的电压保持基本一致,补充了试验系统的能量损耗,保证了试验系统的稳定性。

### 3 试验电路模型及运行机理

为了尽可能复现 MMC 换流阀实际运行工况的应力,遵循 IEC 62501 的考核标准,图 2 中试验拓扑的 4 个桥臂各自等效为 1 个交流电压源叠加 1 个直流电压源,左侧相单元等效为 1 个可控交流电压源,右侧相单元等效为 1 个可控交流电压源。为了保证电路的对称性,4 个桥臂的 MMC 阀段完全相同,2 个上桥臂回路和 2 个下桥臂回路中的等效电阻均为  $r_0$ ,2 个负载电抗的电抗值均为  $L$ ,等效电路如图 3 所示。

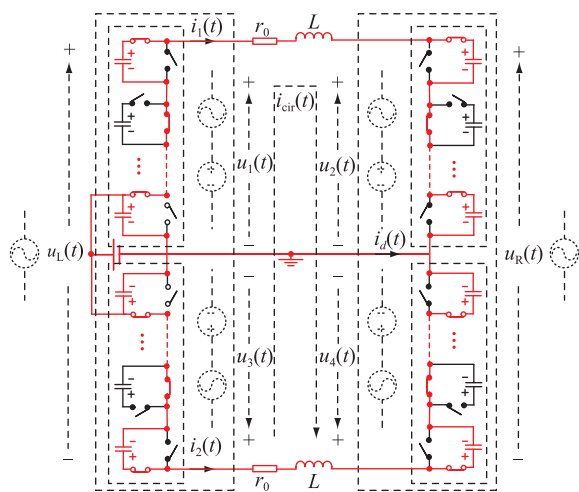


图 3 运行试验拓扑等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of operation test topology

根据图 3,理想情况下,左侧阀段  $V_1$  电压  $u_1$  和左侧阀段  $V_3$  电压  $u_3$  分别为:

$$\begin{cases} u_1 = \frac{1}{2}mU_c(1 + M\sin \omega t) \\ u_3 = \frac{1}{2}mU_c(1 - M\sin \omega t) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $M$  为电压调制比。

根据图 3 和式(5)可得右侧阀段  $V_2$  电压  $u_2$  和右侧阀段  $V_4$  电压  $u_4$  分别为:

$$\begin{cases} u_2 = \frac{1}{2}mU_c(1 + M\sin \omega t) - r_0i_1 - L \frac{di_1}{dt} \\ u_4 = \frac{1}{2}mU_c(1 - M\sin \omega t) - r_0i_2 - L \frac{di_2}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $i_1$  为负载电抗  $L_1$  电流; $i_2$  为负载电抗  $L_2$  电流。

根据图 3 可知,中性母线电流  $i_d$ 、左侧相单元电压  $u_L$  和右侧相单元电压  $u_R$  分别为:

$$\begin{cases} u_L = u_1 - u_3 \\ u_R = u_2 - u_4 \\ i_d = -(i_1 + i_2) \end{cases} \quad (7)$$

定义 2 个相单元相间电流为:

$$i_{cir} = (i_1 - i_2)/2 \quad (8)$$

同时定义左侧相单元的虚拟直流电压  $U_{dcL}$  和右侧相单元的虚拟直流电压  $U_{dcR}$  分别为:

$$\begin{cases} U_{dcL} = u_1 + u_3 \\ U_{dcR} = u_2 + u_4 \end{cases} \quad (9)$$

结合式(5)一式(9),可得:

$$\begin{cases} u_L = mMU_c \sin \omega t \\ u_R = mMU_c \sin \omega t - 2r_0i_{cir} - 2L \frac{di_{cir}}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} U_{dcL} = mU_c \\ U_{dcR} = mU_c + (r_0i_d + L \frac{di_d}{dt}) \end{cases} \quad (11)$$

由式(10)可知,左侧相单元和右侧相单元均可以等效为 1 个纯交流电压源,2 个交流源之间通过相间电流  $i_{cir}$  进行交流功率传输;由式(11)可知,中性母线电流  $i_d$  通过两侧相单元虚拟等效直流电源之间进行直流功率传输,理想情况下, $i_d$  为纯直流,则式(11)可以修正为:

$$\begin{cases} U_{dcL} = mU_c \\ U_{dcR} = mU_c + r_0I_d \end{cases} \quad (12)$$

式中: $I_d$  为  $i_d$  的有效值。

结合试验电路的对称性,可以得到交流功率等效电路模型和直流功率等效电路模型,如图 4 所示。由图 4 可得:

$$\begin{cases} \int_{hT}^{(h+1)T} (P_{dcR} - P_{dcL}) dt = \int_{hT}^{(h+1)T} \frac{1}{2}r_0I_d^2 dt \\ \int_{hT}^{(h+1)T} (p_{acL} - p_{acR}) dt = \int_{hT}^{(h+1)T} r_0I_{cir}^2 dt \end{cases} \quad (13)$$

式中: $P_{dcL}$  为左侧相单元吸收的直流功率; $P_{dcR}$  为右侧相单元发出的直流功率; $p_{acL}$  为左侧相单元发出的交流瞬时功率; $p_{acR}$  为右侧相单元吸收的交流瞬时功率; $I_{cir}$  为  $i_{cir}$  的幅值; $h$  为整数, $h=1,2,\dots$ ;  $T$  为周期时间。

可以看出,右侧相单元提供了回路等效电阻消

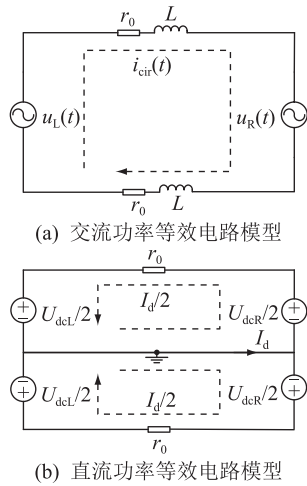


图4 运行试验拓扑功率等效电路模型  
Fig.4 Power equivalent circuit model of operation test topology

耗的直流有功功率,左侧相单元提供了回路等效电阻消耗的交流有功功率。由于实际运行时,回路的等效电阻  $r_0$  非常小,当  $r_0$  可以忽略不计时,在周期内左侧相单元吸收的直流功率等于右侧相单元发出的直流功率,左侧相单元发出的交流有功功率等于右侧相单元吸收的交流有功功率。

设2个相单元相间电流表达式为:

$$i_{\text{cir}} = I_{\text{cir}} \sin(\omega t + \beta) \quad (14)$$

由式(7)和式(8),结合式(14)可知:

$$\begin{cases} i_1 = -\frac{1}{2}I_d + I_{\text{cir}} \sin(\omega t + \beta) \\ i_2 = -\frac{1}{2}I_d - I_{\text{cir}} \sin(\omega t + \beta) \end{cases} \quad (15)$$

4个阀段  $V_1$ — $V_4$  发出的瞬时功率  $p_1$ — $p_4$  分别为:

$$\begin{cases} p_1 = u_1 i_1 \\ p_2 = -u_2 i_1 \\ p_3 = u_3 i_2 \\ p_4 = -u_4 i_2 \end{cases} \quad (16)$$

将式(5)、式(15)代入式(16)可得:

$$\begin{cases} p_1 = P_{\text{vac}} - P_{\text{vdc}} - \frac{1}{4}mMU_c I_{\text{cir}} \cos(2\omega t + \beta) + \\ \left[ \frac{1}{2}mU_c I_{\text{cir}} \sin(\omega t + \beta) - \frac{1}{4}mMU_c I_d \sin \omega t \right] \\ p_3 = P_{\text{vac}} - P_{\text{vdc}} - \frac{1}{4}mMU_c I_{\text{cir}} \cos(2\omega t + \beta) - \\ \left[ \frac{1}{2}mU_c I_{\text{cir}} \sin(\omega t + \beta) - \frac{1}{4}mMU_c I_d \sin \omega t \right] \end{cases} \quad (17)$$

其中:

$$\begin{cases} P_{\text{vdc}} = \frac{1}{4}mU_c I_d \\ P_{\text{vac}} = \frac{1}{4}mMU_c I_{\text{cir}} \cos \beta \end{cases} \quad (18)$$

同理,可得:

$$\begin{cases} p_2 = \left( P_{\text{vdc}} + \frac{1}{4}r_0 I_d^2 \right) - \left( P_{\text{vac}} - \frac{1}{2}r_0 I_{\text{cir}}^2 \right) + \\ \frac{1}{4}mMU_c I_{\text{cir}} \cos(2\omega t + \beta) - \\ A(\omega t + \beta) + B(2\omega t + 2\beta) - \\ \left[ \frac{1}{2}mU_c I_{\text{cir}} \sin(\omega t + \beta) - \frac{1}{4}mMU_c I_d \sin \omega t \right] \\ p_4 = \left( P_{\text{vdc}} + \frac{1}{4}r_0 I_d^2 \right) - \left( P_{\text{vac}} - \frac{1}{2}r_0 I_{\text{cir}}^2 \right) + \\ \frac{1}{4}mMU_c I_{\text{cir}} \cos(2\omega t + \beta) + \\ A(\omega t + \beta) + B(2\omega t + 2\beta) + \\ \left[ \frac{1}{2}mU_c I_{\text{cir}} \sin(\omega t + \beta) - \frac{1}{4}mMU_c I_d \sin \omega t \right] \end{cases} \quad (19)$$

其中:

$$\begin{cases} A(\omega t + \beta) = \\ I_d I_{\text{cir}} \left[ r_0 \sin(\omega t + \beta) + \frac{1}{2}\omega L \cos(\omega t + \beta) \right] \\ B(2\omega t + 2\beta) = \\ \frac{1}{2}I_{\text{cir}}^2 \left[ \omega L \sin(2\omega t + 2\beta) - r_0 \cos(2\omega t + 2\beta) \right] \end{cases} \quad (20)$$

可以看出,除去回路的等效电阻损耗,每个阀段与外界交换传递的交流有功功率均为  $P_{\text{vac}}$ ,每个阀段与外界交换传递的直流功率均为  $P_{\text{vdc}}$ ,理想情况下,阀段内部的能量在周期内保持平衡,即  $P_{\text{vac}} = P_{\text{vdc}}$ 。需要注意的是,瞬时功率  $p_1$ — $p_4$  中含有的基波分量和二倍频分量在周期内积分为零,不参与阀段之间的有功功率交换,只参与子模块电容的充放电过程,子模块电容电压的波动与此相关,这和MMC换流阀在实际运行工况时的电容电压波动特性一致。阀段的充电功率在周期内积分为零,从而保持阀段能量的平衡,各子模块的电容电压的平均值不变。

由式(13)可以得到回路等效电阻的损耗为:

$$W_r = \int_{hT}^{(h+1)T} \left( \frac{1}{2}r_0 I_d^2 + r_0 I_{\text{cir}}^2 \right) dt \quad (21)$$

系统处于稳态平衡状态时,  $W_r$  由补能电源充电补充,补能电源的充电电路模型如图5所示。基于电路的对称性,某个时刻阀段  $V_1$ — $V_4$  所投入的子模

块个数均为  $j=1, 2, \dots, m$ 。

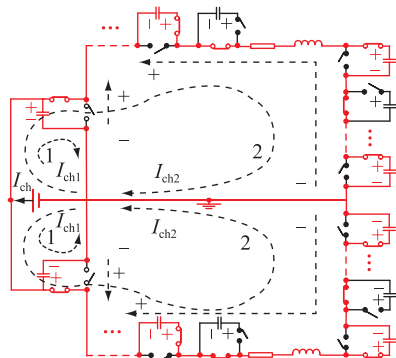


图5 补能电源的充电电路模型

Fig.5 Charging circuit model of voltage source

试验采用工程上实际应用的均压策略,使4个阀段所有子模块的电压保持基本一致。由图5可知,当系统平衡,与补能电源并联的子模块投入时,其电压  $u_{c1}$  与2个上桥臂或2个下桥臂正投入的其他子模块串联部分的电压相等:

$$u_{c1} = - \sum_{j=2}^m u_{c1j} + \sum_{j=1}^m u_{c2j} = - \sum_{j=2}^m u_{c3j} + \sum_{j=1}^m u_{c4j} \quad (22)$$

式中:  $u_{c1j}, u_{c2j}, u_{c3j}, u_{c4j}$  分别为阀段  $V_1, V_2, V_3, V_4$  的各个子模块电容电压。

当  $u_{c1}$  小于补能电源电压时,补能电源向与之并联的子模块和损失有功功率的右侧相单元补充能量,右侧相单元发出的直流有功再将能量补充至左侧相单元。

假设充电电流有效值为  $I_{ch}$ ,补能电源的电压等于  $U_c$ ,其充电功率为:

$$P_r = U_c I_{ch} = \frac{1}{2} r_0 I_d^2 + r_0 I_{cir}^2 \quad (23)$$

由于回路的等效电阻  $r_0$  非常小,所以需要的补能电源的容量较小。

#### 4 试验电路控制

当左侧相单元向右侧相单元输送交流有功功率时,左侧相单元的子模块电容能量减少,右侧相单元各个子模块的电容能量升高,右侧相单元的虚拟直流电压比左侧相单元的高,从而在回路中产生直流电流分量,引起右侧相单元向左侧相单元输送直流功率。此时左侧相单元的子模块电容能量增加,右侧相单元的子模块电容能量减少,同时,补能电源对电路的杂散损耗进行补充,稳态运行时两侧相单元交换的能量达到平衡状态。

若忽略回路的等效电阻  $r_0$ ,当两侧相单元的能量交换达到平衡状态,两侧相单元交换的交流有功

功率等于交换的直流功率,  $2P_{vac} = 2P_{vdc}$ , 即:

$$\frac{1}{2} m U_c I_d = \frac{1}{2} m M U_c I_{cir} \cos \beta \quad (24)$$

左侧相单元电压  $u_L$  和右侧相单元电压  $u_R$  均为纯交流电压,结合之前分析的有功功率流动和交流功率与直流功率的关系,可通过调节  $u_L$  和  $u_R$  的幅值和相位差来精确控制试验回路中为纯交流的相间电流  $i_{cir}$ 。

$$I_{cir} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{U_L^2 + U_R^2 - 2U_L U_R \cos \varepsilon}{r_0^2 + \omega^2 L^2}} \quad (25)$$

式中:  $U_L$  为  $u_L$  的幅值;  $U_R$  为  $u_R$  的幅值;  $\varepsilon$  为  $u_L$  和  $u_R$  的相位差。

文献[23]给出了 MMC 换流阀的电流调制比  $k$  与 MMC 换流阀的电压调制比  $M$  的关系:

$$M = \frac{2}{k \cos \beta} \quad (26)$$

根据实际工程中 MMC 运行时交流侧的每相电流均分至每相上下桥臂,试验取相间电流  $i_{cir}$  为实际 MMC 换流阀的交流侧电流的一半,即:

$$I_{cir} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_a \quad (27)$$

将式(26)和式(27)代入式(24),得:

$$I_d = \frac{2}{3} I_{dc} \quad (28)$$

将式(27)和式(28)代入式(15),得:

$$\begin{cases} i_1 = -\frac{1}{3} I_{dc} + \frac{\sqrt{2}}{2} I_a \sin(\omega t + \beta) \\ i_2 = -\frac{1}{3} I_{dc} - \frac{\sqrt{2}}{2} I_a \sin(\omega t + \beta) \end{cases} \quad (29)$$

比较式(29)和式(2)可以看出,通过调节纯交流电压  $u_L$  和  $u_R$  的幅值和相位差,控制试验回路中为纯交流的相间电流  $i_{cir}$  即可得到与实际工程中通过 MMC 换流阀一致的交直流电流。

试验回路的特性可以将控制对象的电压和电流参量由原来的交直流参量(阀段  $V_1$ — $V_4$  的电压  $u_1$ — $u_4$  和阀段电流  $i_1, i_2$ ) 实时转化为纯交流参量 ( $u_L, u_R$  和  $i_{cir}$ ),无需提取分离直流分量,简化了试验电路的控制。

比较式(29)和式(2)、式(5)和式(1)可以看出,试验回路的 MMC 阀段与实际工程的 MMC 阀段的电压、电流应力特性和等效性是一致的。

#### 5 仿真实验

为了验证提出的模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑的正确性和有效性,搭建了 EMTDC 模

型进行仿真与分析。

根据 IEC 62501 规定,每次试验子模块个数 $m \geq 5$ ,仿真模型取每个 MMC 阀段的子模块个数 $m = 8$ 。结合实际工程应用,阀段的电压、电流控制参数取自国内正在建设的 $\pm 500$  kV/3 000 MW 柔性直流输电工程 MMC 换流阀,4 个 MMC 阀段的参数设定一致,每个子模块电容的容值 $C = 18$  mF,同时根据 IEC 62501 规定试验电压和电流安全系数为 1.05,则子模块电容电压额定值 $U_c = 2.31$  kV,相单元的虚拟直流电压 $mU_c = 18.48$  kV,电流直流分量 $I_d/2 = I_{dc}/3 = 1.05$  kA,基频电流交流分量峰值 $I_{cir} = \sqrt{2}I_a/2 = 2.59$  kA,调制比 $M = 0.85$ 。2 个负载电抗的电抗值取值一致,电抗值 $L = 2.1$  mH,直流电源输出电压设定为 2.31 kV。以图 2 为模型的仿真结果如图 6 所示。

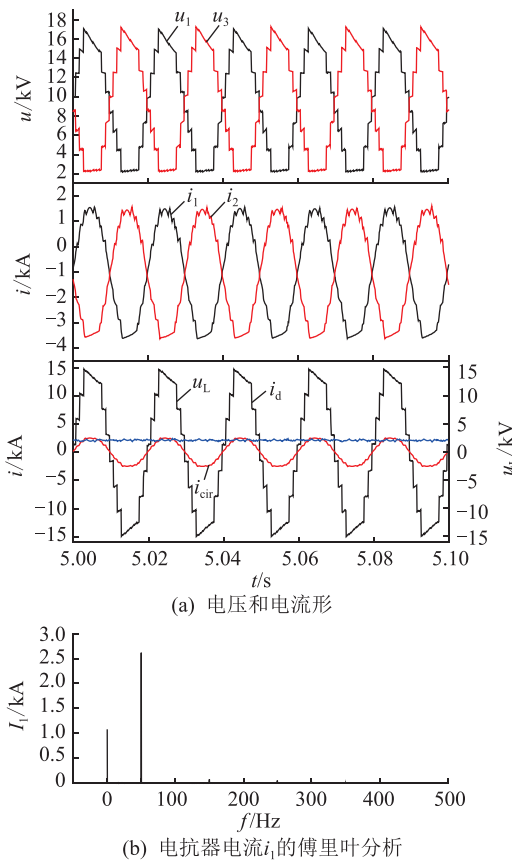


图 6 MMC 阀的仿真波形

Fig.6 The simulation waveforms of MMC valve

图 6(a) 给出了阀段电压 $u_1$ 和 $u_3$ 、电抗器电流 $i_1$ 和 $i_2$ 、相单元电压 $u_L$ 、相间电流 $i_{cir}$ 和中性线母线电流 $i_d$ 的仿真波形。由图 6(a)可以看出,阀段电压为交直流复合量,阀段电压为 1 个 7 电平的交直流复合阶梯波(调制比为 0.85),直流电压偏置约为 $mU_c/2 = 9.24$  kV;相单元电压为对称的纯交流量,相单元电压为 1 个 7 电平的纯交流阶梯波(调制比为 0.85),阀段电压和相单元电压的单个阶梯电平电压

均为单个模块的电压(约为 2.31 kV);左侧相单元电压和相间电流同相位,为整流状态,则右侧相单元为逆变状态;阀段电流(即电抗器电流)为交直流复合量,从图 6(a)和图 6(b)电抗器电流 $i_1$ 的傅里叶分析可以看出,阀段电流直流分量 $I_d/2 = 1.066$  kA(即中性线母线电流的一半),阀段电流基频分量峰值 $I_{cir} = 2.61$  kA(即相间电流峰值),仿真得到的阀段电流与实际工程 MMC 换流阀电流偏差 $< 1\%$ ,将仿真参数和仿真结果代入式(2),对比图 6(b)阀段电流的傅里叶分析,可以看出,阀段电流的仿真结果与式(2)表示的实际工程 MMC 换流阀的桥臂电流较为一致。

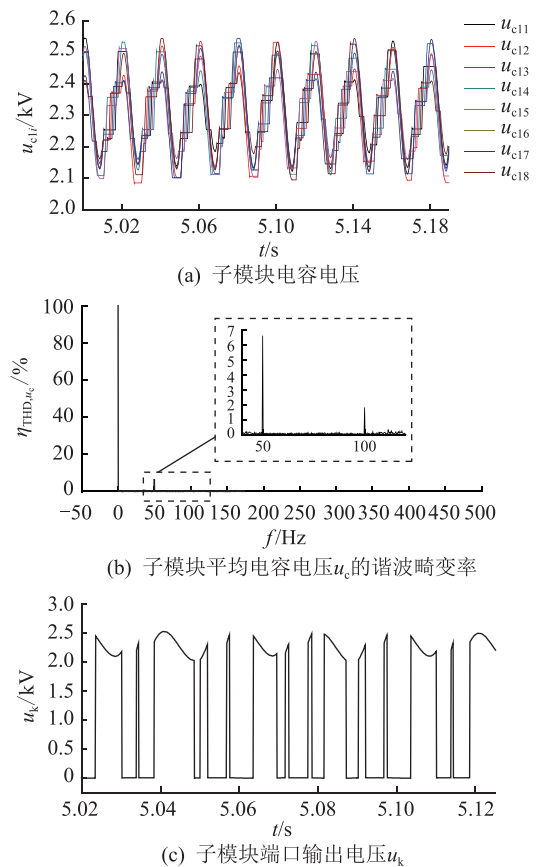


图 7 阀段 $V_1$ 子模块电容电压仿真结果

Fig.7 Simulation results of sub module capacitor voltage of valve section  $V_1$

由于 4 个阀段具有对称性,以阀段 $V_1$ 为例,子模块电容电压如图 7(a)所示,波动的范围为 2.09~2.54 kV,相应的波动率为 $-9.52\% \sim 9.96\%$ ,和工程设计的经验值 $\pm 10\%$ 基本一致;子模块电容电压经过傅里叶分析,得到子模块平均电容电压的谐波畸变率 $\eta_{THD,u_c}$ ,如图 7(b)所示,其中基频电压幅度为 6.63%,二倍频电压幅度为 1.82%,可以看出,子模块电容电压不仅含有直流量,还含有基频分量和二倍频分量,与式(4)表示的实际工程 MMC 换流阀的

子模块电容电压分析结果较为一致。子模块中的绝缘栅双极晶体管 (insulate-gate bipolar transistor, IGBT) 的开关应力不仅和电压、电流相关, 还和开关频率有关, 仿真模型采用与实际工程一致的阶梯波调制方式和子模块电容电压平衡策略, 通过改变子模块电容电压平衡策略的环宽, 来调节 IGBT 的投切频率, 图 7(c) 为子模块端口输出电压, 可以看到, 周期内子模块投入基本为 3 次, 对应的 IGBT 开关频率为 150 Hz 左右, 接近实际工程中柔性直流换流阀中子模块的 IGBT 开关频率。

## 6 结语

面对现今高压大容量柔性直流换流阀的发展和单个子模块电压逐步提高的应用情况, 在结合换流阀应力及其运行机理的分析基础上, 提出一种模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制方法, 降低了补能电源的电压和容量需求, 直流补能电源只要输出 1 个子模块的电压即可, 无需随着电平数的增加而增加, 扩展了试验的灵活性。建立了该试验拓扑的电路模型, 阐述了其运行机理和补能机制, 同时试验回路的特性实现了可以实时将控制对象的电压和电流参量由原来的交直流参量实时转化为纯交流参量, 无需提取分离直流分量, 简化了试验电路的控制。从仿真结果上来看, 试验回路的 MMC 阀段和实际工程的 MMC 阀段的电压、电流应力和开关特性等具有较好的等效性。结果表明提出的模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制方法具有正确性和有效性。

高压大容量柔性直流换流阀普遍具有高电压、大电流等特点, 随着其工程应用的普及, 更高电压等级和更大容量的换流阀检验方法将成为今后的研究方向, 特别是高压大容量换流阀在故障工况下的暂态应力考核等。

### 参考文献:

- [1] RASHIDI N, BURGOS R, ROY C, et al. On the modeling and design of modular multilevel converters with parametric and model-form uncertainty quantification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10168-10179.
- [2] TAO Y, LI B H, LIU T Q. Pole-to-ground fault current estimation in symmetrical monopole high-voltage direct current grid considering modular multilevel converter control[J]. Electronics Letters, 2020, 56(8): 392-395.
- [3] GUO G P, SONG Q, ZHAO B, et al. Series-connected-based offshore wind farms with full-bridge modular multilevel converter as grid-and generator-side converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2798-2809.
- [4] LI H, XIE X J, MCDONALD A, et al. Cost and reliability optimization of modular multilevel converter with hybrid submodule for offshore DC wind turbine[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2020, 120: 105994.
- [5] 陈东, 乐波, 梅念, 等.  $\pm 320$  kV 厦门双极柔性直流输电工程系统设计[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(14): 180-185. CHEN Dong, YUE Bo, MEI Nian, et al. System design of  $\pm 320$  kV Xiamen bipolar VSC-HVDC transmission project[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(14): 180-185.
- [6] WANG K, JIN L, LI G D, et al. Online capacitance estimation of submodule capacitors for modular multilevel converter with nearest level modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6678-6681.
- [7] 张好, 乐健, 周谦, 等. 柔性直流输电混合仿真平台参数优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1052-1060. ZHANG Hao, LE Jian, ZHOU Qian, et al. Parameter optimization method of the hybrid simulation platform of MMC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1052-1060.
- [8] 殷冠贤, 朱铭炼, 谢晔源, 等. MMC 阀子模块 IGBT 损耗与结温计算[J]. 电力工程技术, 2018, 37(3): 129-133, 150. YIN Guanxian, ZHU Minglian, XIE Yeyuan, et al. A calculating method for loss and junction temperature of IGBT based on MMC[J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(3): 129-133, 150.
- [9] HAO Q R, LI B W, SUN Y F, et al. Operating region and boundary control of modular multilevel converter station under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1146-1157.
- [10] 吕思卓, 舒展, 宋新甫, 等. 柔性直流接入对弱受端电网恢复特性的影响及优化措施[J]. 电力工程技术, 2020, 39(1): 31-37. LYU Sizhuo, SHU Zhan, SONG Xinfu, et al. Influence of VSC-HVDC interconnection on recovery characteristics of weak receiving-end grid fault and optimization measure[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(1): 31-37.
- [11] 黄勇, 姚志, 王容, 等. 基于结温预估的模块化多电平换流器损耗计算方法[J]. 电网技术, 2019, 43(11): 4115-4124. HUANG Yong, YAO Zhi, WANG Rong, et al. Calculation-method of modular multilevel converter power loss based on junction temperature estimation[J]. Power System Technology, 2019, 43(11): 4115-4124.
- [12] 殷冠贤, 谢晔源, 朱铭炼, 等. 高结温无延迟的 VSC-HVDC 阀合成试验方法[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 94-101. YIN Guanxian, XIE Yeyuan, ZHU Minglian, et al. Undelayed-synthetic test method with high junction temperature for VSC-HVDC valves[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 94-101.
- [13] 罗德荣, 贺锐智, 黄守道, 等. 模块化多电平变流器子模块电压分组检测中过电压防护策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2957-2969. LUO Derong, HE Ruizhi, HUANG Shoudao, et al. Over-voltage protection strategy for sub-module of modular multilevel con-

- verter with reduced sensors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2957-2969.
- [14] 张雪垠, 徐永海, 李卫国, 等. 中压模块化多电平换流器降低开关频率的锯齿载波最近电平-脉宽调制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(8): 1716-1727.
- ZHANG Xueyin, XU Yonghai, LI Weiguo, et al. A reduced-switching frequency NL-PWM method based on sawtooth carrier for medium voltage modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1716-1727.
- [15] 郝全睿, 李东. D-Q 坐标系下模块化多电平换流器的交流阻抗模型研究[J]. 全球能源互联网, 2020, 3(2): 151-165.
- HAO Quanrui, LI Dong. AC impedance model of modular multilevel converter in synchronous D-Q frame [J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2020, 3(2): 151-165.
- [16] Voltage sourced converter (VSC) valves for high-voltage direct current (HVDC) power transmission-electrical testing: IEC 62501[S]. 2017.
- [17] 刘栋, 汤广福, 贺之渊, 等. 模块化多电平柔性直流输电数字-模拟混合实时仿真技术[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(2): 68-73, 80.
- LIU Dong, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. Hybrid real-time simulation technology for MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(2): 68-73, 80.
- [18] OH C Y, KIM K R, SUNG K H, et al. Development of submodule test equipment for MMC-based VSC-HVDC system[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA. IEEE, 2019: 1088-1092.
- [19] PARK K S, SEO B J, KANG K S, et al. Submodule test circuit for MMC-based voltage sourced HVDC system [C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Portland, OR, USA. IEEE, 2018: 2619-2622.
- [20] 李建春, 胡兆庆, 殷冠贤, 等.  $\pm 500$  kV 柔性直流阀段等效试验设计和控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(3): 84-89.
- LI Jianchun, HU Zhaoqing, YIN Guanxian, et al. Design and control of  $\pm 500$  kV flexible HVDC valve section equivalent test [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(3): 84-89.
- [21] 高冲, 汤广福, 郑健超, 等. 一种新型模块化多电平换流阀运行试验拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3896-3903, 4031.
- GAO Chong, TANG Guangfu, ZHENG Jianchao, et al. A new operational test topology for modular multilevel converter valves [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3896-3903, 4031.
- [22] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 1-8.
- WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Modeling of modular multi-level voltage source converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 1-8.
- [23] 屠卿端, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.
- TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC [J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.

#### 作者简介:



殷冠贤

殷冠贤(1986),男,硕士,高级工程师,从事柔性直流输电技术相关工作(E-mail: yingxian@nrec.com);

朱铭炼(1985),男,硕士,高级工程师,从事柔性直流输电技术相关工作;

谢晔源(1978),男,硕士,研究员级高级工程师,从事柔性直流输电、柔性交流输电和无功补偿技术相关工作。

## New operation test topology and control method of modular multilevel converter valve

YIN Guanxian, ZHU Minglian, XIE Yeyuan, YAO Hongyang, TIAN Jie  
(NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China)

**Abstract:** In order to check the stress and operation reliability of modular multilevel converter valve, a new operation test topology and control method of modular multilevel converter valve is proposed under the condition of gradually increasing submodule voltage of high voltage and large capacity flexible DC converter valve. Firstly, the stress analysis of typical operation condition of the flexible DC converter valve is carried out. Secondly, combined with stress analysis, a new operation test topology of modular multilevel converter valve is proposed, and the mathematical model of the test topology is established, and its operation mechanism is expounded. At the same time, combined with the symmetry of the control parameters, the DC component in the control variables is eliminated in real time. Finally, the simulation model is built and verified. The results show that the new operation test topology and control method of modular multilevel converter valve are correct and effective. The proposed test topology reduces the voltage demand of DC test power supply, and its control method simplifies the control of test circuit.

**Keywords:** flexible DC; converter valve; stress analysis; AC-DC; DC energy supplement

(编辑 钱悦)