

DOI: 10.7667/PSPC180431

考虑子模块均压约束的混合型模块化多电平 换流器功率极限分析

廖敏¹, 许韦华¹, 杨杰¹, 李鹏飞¹, 季明晶¹, 鲁晓军², 向往², 文劲宇²

(1. 全球能源互联网研究院有限公司, 北京 102209; 2. 强电磁工程与新技术国家重点实验室
(华中科技大学电气与电子工程学院), 湖北 武汉 430074)

摘要: 混合型模块化多电平换流器具备降压运行和不闭锁穿越直流故障的能力, 子模块均压约束是其降压运行时对稳态功率运行范围起主要限制的运行约束。从满足子模块均压约束的换流器桥臂电流和桥臂电压的特性出发, 分析了混合型模块化多电平换流器在降压运行时的功率极限运行范围。提出了快速确定混合型模块化多电平换流器可行功率运行域的计算方法。通过对比解析扫描计算的结果和电磁暂态仿真共同验证了计算方法的准确性和有效性。分析了全桥子模块比例对功率运行极限范围的影响。从功率运行能力的角度提出了全桥子模块最小比例的设计方法。

关键词: 混合型模块化多电平换流器; 模块化多电平换流器; 柔性直流输电; 功率运行域; 子模块均压

Analysis of maximum power operating region for hybrid MMC considering sub-module balancing constraint

LIAO Min¹, XU Weihua¹, YANG Jie¹, LI Pengfei¹, JI Mingjing¹, LU Xiaojun², XIANG Wang², WEN Jinyu²

(1. Global Energy Interconnection Research Institute, Beijing 102209, China; 2. 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: Hybrid Modular Multilevel Converter (MMC) has the ability to operate under reduced DC voltage and ride through DC faults without blocking IGBTs. Sub-module balancing constraint places the dominant limit on the feasible power transferring region compared to other constraints when it operates under reduced voltage. This paper analyzes the characteristics of the arm current and arm output voltage that meet sub-module balancing constraint, and calculates the corresponding maximum power operating region when hybrid modular multilevel converter operates under reduced voltage. A fast calculation method is proposed to determine the feasible operating region. The effectiveness and accuracy of the proposed method is validated by comparing calculation results with a scanning method and cross-verified by electromagnetic simulation. The impact of the full-bridge sub-module ration on the operating region is analyzed. A new design model regarding full-bridge sub-module minimum ratio is provided from the perspective of power transferring ability.

This work is supported by Smart Grid Joint Fund of National Natural Science Foundation of China (No. U1766211).

Key words: hybrid modular multilevel converter; modular multilevel converter; VSC-HVDC; power region; sub-module balancing

0 引言

混合型模块化多电平换流器(Modular Multilevel

Converter, MMC)由半桥子模块(Half Bridge Sub-Module, HBSM)和全桥子模块(Full Bridge Sub-Module, FBSM)混合构成桥臂。相比基于HBSM的半桥型MMC^[1]和基于FBSM的全桥型MMC, 混合型MMC在技术性能和经济性上更具有优势, 以更低的成本实现了换流器穿越直流故障和不间断运

基金项目: 国家自然科学基金智能电网联合基金项目(U1766211); 全球能源互联网集团有限公司科技项目

行,在架空线柔性直流输电^[2-5]领域具有很好的应用前景。近年来,学术界对混合型 MMC 的子模块比例设计、故障穿越控制、子模块均衡控制等方面展开了研究^[6-17]。

在直流故障或者其他原因引起的低直流电压运行工况下,混合型 MMC 一方面需要通过设计合理的控制策略避免暂态电压或电流损坏器件与设备,例如抑制直流过电流^[14]和阀侧直流电压偏置^[15,17]等。另一方面在暂态过程结束后,为了维持交流系统的稳定,也需要换流器继续向交流系统输送有功功率和无功功率^[14]。在这种情况下,换流器桥臂电流中的直流分量会增大,易导致单极性的桥臂电流。此时,若桥臂中有 HBSM 投入,单极性的桥臂电流会对 HBSM 持续充电或者使其放电,导致 HBSM 电容电压持续上升或者下降,引起子模块电压均衡失败。因此低直流电压运行工况下,混合型 MMC 的有功功率和无功功率传输范围会受到子模块均压约束的限制,有必要确定能够满足子模块均压约束的功率极限传输范围,以便在满足换流器正常运行的前提下尽可能多地传输功率。

目前关于半桥型 MMC 的稳态特性以及功率运行域已有较多的定量研究^[1,18-20],关于混合型 MMC 的功率运行域研究较少。文献[21]提出了一种基于混合型 MMC 非线性稳态相量模型扫描计算其功率运行域的方法,但是模型较为复杂,且逐点扫描计算校核的方式也较为耗时,在实际工程中应用时计算效率不高。从文献[21]的扫描计算结果可以看到,低直流电压下,混合型 MMC 的功率运行域在 P - Q 直角坐标系中呈现不规则的形状,其边界的不规则部分主要由子模块均压约束形成,其余边界则可以根据直流电流最大允许值和换流器容量约束直接确定,其形状分别是垂直于 P 轴的直线和单位圆。基于此,为了能够快速计算低直流电压运行水平下混合型 MMC 的功率运行域的边界,分析其功率极限运行能力,本文从满足子模块均压约束的桥臂电流和桥臂电压特性出发,分析了相应的桥臂电流和桥臂电压特性所确定的功率极限运行范围,提出了快速计算其运行边界的计算方法,并通过与解析模型扫描计算的结果对比以及电磁暂态仿真模型的验证,确认了本文所提算法的有效性和准确性。提出了在给定运行点情况下设计 FBSM 比例的方法,为 FBSM 的比例提供了新的设计角度。

1 混合型 MMC 拓扑及控制

1.1 拓扑结构

图 1 所示为混合型 MMC 一相电路的示意图。

其桥臂由 HBSM 和 FBSM 混合构成。假设 FBSM 和 HBSM 的子模块电容值相同,并用 C_{sub} 表示。上、下桥臂子模块的输出电压可以用受控电压源 v_p 和 v_n 表示。上、下桥臂电流分别用 i_p 和 i_n 表示,默认正方向如图 1 所示。 R_{arm} 和 L_{arm} 分别表示桥臂等效电阻和桥臂电感。桥臂环流用 i_{diff} 表示,与上、下桥臂电流的关系为

$$i_{\text{diff}} = 0.5(i_p - i_n) \quad (1)$$

在直流侧, i_{dc} 和 u_{dc} 分别为换流器的出口直流电流和直流电压。在交流侧, i 表示换流器阀侧交流电流。 K_T 、 R_T 和 L_T 分别表示联接变压器网侧对阀侧的变比、等效电阻和等效电感。 R_s 和 L_s 分别表示换流器所连交流系统的等效内电阻和等效内电感。 u_v 、 u_p 和 u_s 分别表示换流器阀侧电压、公共连接点(Point of Public Coupling, PCC)电压和交流系统等效电压。

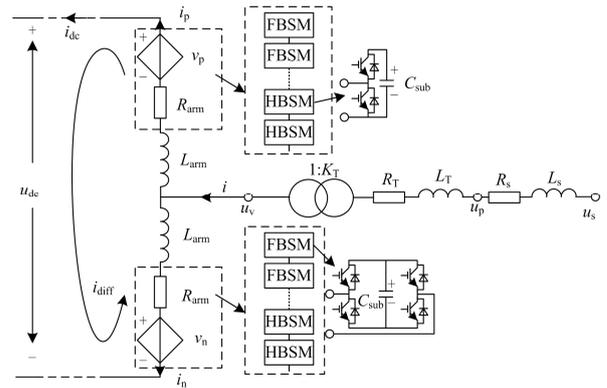


图 1 混合型 MMC 拓扑(单相)

Fig. 1 Topology of hybrid MMC (one phase)

1.2 电气量的相量表达式

假设交流系统三相对称,换流器采用二倍频环流抑制控制策略,利用文献[20]中相量建模思想,考虑换流器各电气量的主导频率成分,可以得到 u_s 、 u_v 、 i 和 i_{diff} 的时域表达式为

$$u_s(t) = U_{\text{sm}} \cos(\omega t) = u_{\text{sx}} \cos(\omega t)$$

$$u_v(t) = U_{\text{vm}} \cos(\omega t + \varphi_{\text{uv}}) = u_{\text{vx}} \cos(\omega t) - u_{\text{vy}} \sin(\omega t)$$

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \varphi_i) = i_x \cos(\omega t) - i_y \sin(\omega t)$$

$$i_{\text{diff}}(t) = i_{\text{diff}0}$$

(2)

式中: u_s 、 u_v 和 i 均只含有基频成分; U_{sm} 表示交流系统额定相电压幅值; U_{vm} 和 I_m 分别表示换流器阀侧交流电压和电流幅值。各变量的下标 x 和 y 表示以交流系统等效电压为基准的旋转坐标轴分量。由于环流二倍频分量被消除,因此 i_{diff} 含有直流量 $i_{\text{diff}0}$ 。稳态时 $i_{\text{diff}0}$ 与 i_{dc} 满足:

$$i_{\text{diff}0} = i_{\text{dc}}/3 \quad (3)$$

1.3 交直流解耦控制策略

混合型 MMC 的基本控制策略如图 2 所示。其采用了交直流解耦控制策略。内环控制分别控制换流器的交流电流和直流电流。外环控制目标为桥臂子模块平均电压、无功功率和有功功率等, 并产生交流电流和直流电流的参考值输出至内环控制。通过控制桥臂子模块平均电压 $U_{c,\text{avg}}$, 实现了交直流功率平衡。二倍频桥臂环流抑制主要用于消除桥臂环流中的二倍频分量。

混合型 MMC 的调制信号包含三种频率成分: 内环交流电流控制输出基频调制信号, 内环直流电流控制输出直流调制信号, 二倍频桥臂环流抑制控制输出二倍频调制信号, 三者汇合后形成所需要的调制信号。可以看到, 与半桥型 MMC 相比, 由于混合型 MMC 中引入了可输出负电平的 FBSM, 故调制信号中增加了直流成分控制自由度, 可以让混合型 MMC 迅速跟踪直流电压的变化。

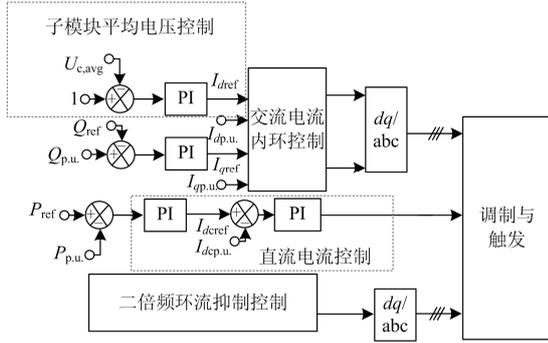


图 2 混合型 MMC 基本控制

Fig. 2 Elementary control of hybrid MMC

1.4 子模块均压约束

当桥臂中有 HBSM 投入时, 桥臂电流在一个周期内同时包含正负分量是能够实现子模块电压均衡控制的必要条件, 否则 HBSM 会被单向的桥臂电流持续充电或者放电。在混合型 MMC 降压运行时, 由于直流电压的下降, 传输相同水平的有功功率时, 直流电流会增大, 因此桥臂电流中的直流成分会增大, 引起桥臂电流直流偏置程度增大, 增加了发生子模块均压失败的风险。文献[21]中的计算结果也指出, 在低直流电压下(如 20%直流电压)运行时, 混合型 MMC 的功率运行区间主要受到子模块均压约束、直流电流约束和换流器容量约束的影响。文献[14]指出, 通过增加换流器的无功功率传输水平, 增大桥臂电流中的交流振荡分量, 可以降低单极性桥臂电流出现的风险。

从上述分析可以看到, 降压运行下, 混合型

MMC 能够传输的有功功率和无功功率是互相影响的。下文将定量分析在子模块均压约束下混合型 MMC 有功功率和无功功率的约束关系, 分析其功率极限传输范围。

2 考虑子模块均压约束的功率极限分析

从控制层面上, 子模块电压的均衡控制策略是实现子模块均压的必要条件。文献[12]等均已提出混合型 MMC 的子模块电压均衡控制策略。本文假设子模块均压控制的效果已较为理想, 主要研究子模块均压在物理层面上的必要条件, 即满足子模块均压约束的桥臂电压和桥臂电流物理特性。由于 FBSM 通过触发导通不同的开关即可实现在桥臂电流方向不变的情况下充电模式与放电模式的转换, 所以本文也假设混合型 MMC 在降压运行时优先投入 FBSM。

2.1 子模块均压约束的数学表达

从前面的分析可以看到, 当桥臂输出电压需要 HBSM 参与产生时, 桥臂电流必须满足双向条件。这就是子模块均压约束对桥臂电压和桥臂电流的联合限制。根据优先投入 FBSM 的假设, 当桥臂输出电压大于所有 FBSM 能够产生的电压时, HBSM 会投入。以上桥臂为例, 当上桥臂输出电压最大值 $v_{p\text{max}}$ 满足如下表达式时, HBSM 需要投入。

$$v_{p\text{max}} > n_{\text{FB}} u_{\text{dcN}} \quad (4)$$

式中: n_{FB} 为桥臂中全桥子模块比例(不考虑冗余); u_{dcN} 为额定直流电压。此时, 桥臂电流需要满足双向条件, 表达式为

$$\begin{aligned} \min \{ i_{p\text{max}}, i_{n\text{max}} \} &> 0 \\ \max \{ i_{p\text{min}}, i_{n\text{min}} \} &< 0 \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $i_{p\text{max}}$ 和 $i_{n\text{max}}$ 分别是上、下桥臂电流的最大值; $i_{p\text{min}}$ 和 $i_{n\text{min}}$ 分别是上、下桥臂电流的最小值。

当桥臂电压不满足式(4)时, 桥臂电压由 FBSM 产生即可, 故桥臂电流也无需满足式(5)。

2.2 桥臂电流确定的功率极限边界

以上桥臂为例, 桥臂电流可用换流器阀侧交流电流和直流侧电流表示为

$$i_p = \frac{1}{2} \sqrt{i_x^2 + i_y^2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \frac{1}{3} i_{\text{dc}} \quad (6)$$

如果忽略等效电阻 R_s 、 R_T 和 R_{arm} 上的有功功率损耗和等效电感 L_s 、 L_T 上的无功功率损耗, 则可以得到混合型模块化换流器近似有功功率 P_a 和无功功率 Q_a 的计算式为

$$\begin{aligned} P_a &= 3u_{\text{sx}} i_x / 2K_T \approx u_{\text{dc}} i_{\text{dc}} \\ Q_a &= -3u_{\text{sy}} i_y / 2K_T \end{aligned} \quad (7)$$

由此可以得到 i_x 与 i_{dc} 之间的近似关系为

$$i_x \approx \frac{2u_{dc}K_T}{3U_{sm}}i_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{U_{vN}} i_{dc} \quad (8)$$

式中: $K_T=U_{sN}/U_{vN}$; $U_{sm}=\sqrt{2}U_{sN}/\sqrt{3}$; U_{vN} 和 U_{sN} 分别是联接变压器阀侧和网侧的额定线电压。

根据式(8), 可以得到, 当直流电压满足

$$|u_{dc}| > \sqrt{2}U_{vN}/\sqrt{3} \quad (9)$$

时, 桥臂电流中的直流分量和交流分量满足

$$\frac{i_{dc}}{3} < \frac{i_x}{2} \leq \frac{1}{2} \sqrt{i_x^2 + i_y^2} \quad (10)$$

式(9)、式(10)表明, 当直流电压绝对值大于换流器阀侧额定相电压幅值时, 桥臂电流肯定满足双向条件。从另一方面考虑, 当桥臂电流恰好不满足双向条件时, 有下式成立:

$$\frac{1}{2} \sqrt{i_x^2 + i_y^2} = \frac{1}{3} |i_{dc}| \quad (11)$$

此时, 可以得到 P_a 和 Q_a 的关系式为

$$\left| \frac{P_a}{Q_a} \right| = \sqrt{\frac{K_T^2 u_{dc}^2}{U_{sm}^2 - K_T^2 u_{dc}^2}} \quad (12)$$

可以看到, P_a 和 Q_a 满足线性关系, 桥臂电流双向特性所确定的功率极限边界在 $P-Q$ 直角坐标系中为通过原点的两条对称直线, 且斜率与直流电压水平有关, 如图 3 所示。

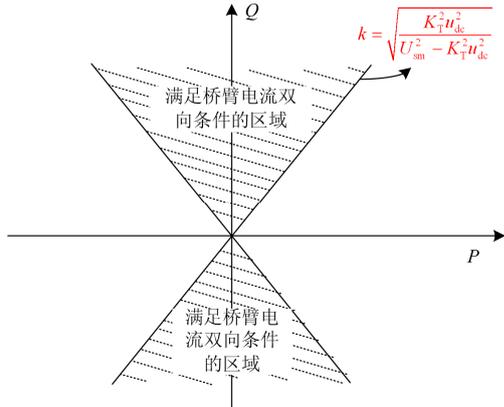


图 3 桥臂电流双向条件所确定的功率极限边界

Fig. 3 Maximum power determined by bipolar arm currents

2.3 桥臂电压所确定的功率极限边界

根据 KVL, 忽略等效电阻 R_T 和 R_s , 可以得到换流器交流侧电流的表达式为

$$\begin{aligned} i_x &= -\frac{K_T^2 u_{vy}}{\omega(L_s + L_T)} \\ i_y &= -\frac{K_T(u_{sx} - K_T u_{vx})}{\omega(L_s + L_T)} \end{aligned} \quad (13)$$

换流器阀侧有功功率 P 和无功功率 Q 的计算表达式为

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2}(u_{vx}i_x + u_{vy}i_y) \\ Q &= \frac{3}{2}(u_{vy}i_x - u_{vx}i_y) \end{aligned} \quad (14)$$

根据式(13)、式(14), 可以得到换流器阀侧电压 u_v 、有功功率 P 和无功功率 Q 之间的关系为

$$U_{vm}^2 = \left[\frac{2\omega(L_s + L_T)}{3K_T U_{sm}} \right]^2 \left[P^2 + \left(Q + \frac{3K_T^2 U_{vm}^2}{2\omega(L_s + L_T)} \right)^2 \right] \quad (15)$$

以上桥臂为例, 如果忽略桥臂等效电阻和桥臂等效电感上的压降, 换流器阀侧电压 u_v 可以近似用 v_p 和 u_{dc} 表示为

$$u_v \approx 0.5u_{dc} - v_p \quad (16)$$

根据式(16), 可以得到桥臂输出电压 v_p 的近似变化范围是 $[-U_{vm}+0.5u_{dc}, U_{vm}+0.5u_{dc}]$ 。当仅有 FBSM 投入时, v_p 的近似变化范围是 $[-n_{FB} \cdot u_{dcN}, n_{FB} \cdot u_{dcN}]$ 。如果 $[-U_{vm}+0.5u_{dc}, U_{vm}+0.5u_{dc}]$ 是 $[-n_{FB} \cdot u_{dcN}, n_{FB} \cdot u_{dcN}]$ 的子集, 那么可认为桥臂电压可以仅由 FBSM 产生。此时 U_{vm} 满足:

$$U_{vm} \leq U_{vm,max} = n_{FB} u_{dcN} - 0.5|u_{dc}| \quad (17)$$

根据式(15)和式(17), 可以得到桥臂输出电压仅由 FBSM 产生这一运行条件决定的功率运行域, 其在 $P-Q$ 直角坐标系中为圆, 且圆心位于 Q 轴上 $Q < 0$ 的部分, 圆心坐标和圆的半径主要由 U_{vm} 决定, 如图 4 中红色区域所示。图中, 以换流器阀侧交流电压最低允许值为 80% 额定值为例, 展示了当 U_{vm} 从最低允许值变化到最大值时, 满足桥臂电压仅由 FBSM 产生的功率运行点集合。图中还展示了换流

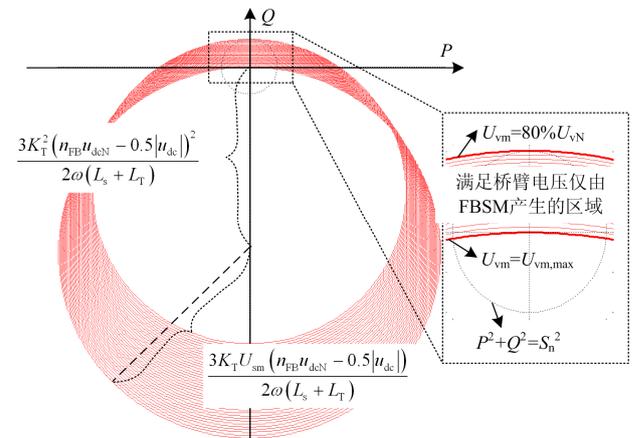


图 4 桥臂电压确定的功率运行域

Fig. 4 Maximum power region determined by arm voltage

器的容量约束所形成的功率运行边界, 其为圆心位于原点的圆。可以看到, 功率运行边界主要由 U_{vm} 取最大值时对应的工况决定。

2.4 子模块均压约束确定的功率极限边界

假设由双向桥臂电流所确定的功率运行点集合为 PQ_i , 由桥臂电压所确定的功率运行点的集合为 PQ_v , 换流器的容量约束形成的功率运行点集合为 PQ_s , 换流器的直流电流最大值约束形成的功率运行点集合为 PQ_{idc} 。功率运行点应首先满足换流器的容量约束和直流电流约束, 则满足子模块均压约束的可行功率运行点集合 PQ_{sm} 可以表示为

$$PQ_{sm} = (PQ_i \cup PQ_v) \cap PQ_s \cap PQ_{idc} \quad (18)$$

其物理含义为, 如果某功率运行点满足换流器的容量约束和直流电流最大值约束, 且该功率运行点下桥臂电流满足双向特性或者桥臂电压较小可仅由 FBSM 产生, 则该功率运行点肯定满足子模块均压所需要的物理条件, 在本文中即认为该功率运行点合理且满足子模块均压约束。

下面以参数如表 1 所示的混合型 MMC 测试系统为例, 展示了其在 10% 直流电压和 30% 直流电压下功率运行域及其边界(加粗表示)的计算结果, 如图 5 所示。可以看到, 在 10% 直流电压下, 功率运

表 1 测试系统参数

Table 1 Parameters of the test system

交流系统参数	额定线电压/kV	525
	等效内阻抗/ Ω	8.01 ($X/R=7.87$)
交流变压器参数	额定容量/MVA	900
	变比	525/220
	漏电抗	15%
混合型 MMC 参数	额定容量/MVA	750
	额定直流电压/kV	400
	每个桥臂子模块数	95/95
	量(FBSM/HBSM)	95/95
	子模块电容/mF	9
	桥臂电感/mH	31
	桥臂等效电阻/ Ω	1.5

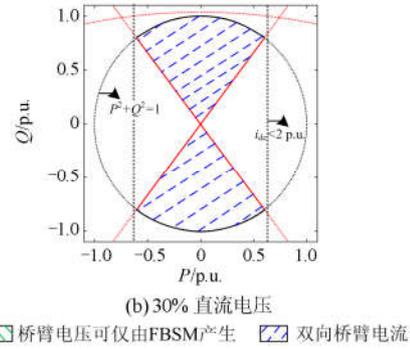
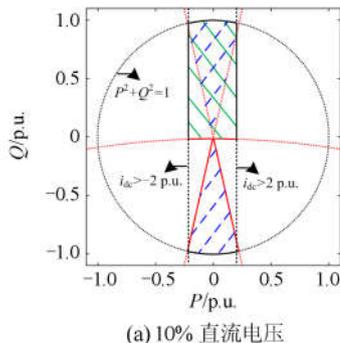


图 5 不同直流电压下功率运行域

Fig. 5 Power operating region of different DC voltages

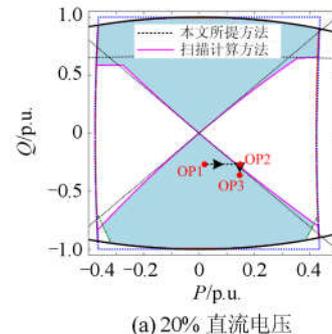
行域的边界主要由桥臂电压、桥臂电流、换流器容量和直流电流约束共同决定。随着直流电压上升到 30%, 功率运行域的边界主要由桥臂电流和换流器容量决定。

3 准确性验证

3.1 与解析扫描计算结果对比

注意到式(8)和式(15)的推导中采用了一些假设, 例如忽略了换流器损耗、忽略了桥臂电抗和桥臂电阻上的压降等。为了验证本文所提方法的有效性, 对比了本文所提方法计算得到的功率运行边界和文献[21]所提出的逐点扫描计算方法中子模块均压约束形成的功率运行域边界, 结果如图 6 所示。其中, 粉色实线为扫描计算方法中子模块均压约束确定的功率运行边界, 而黑色虚线为本文中仅考虑子模块均压约束的功率运行边界快速计算方法得到的结果。可以看到, 二者吻合度较好, 由此验证了本文所提计算方法的有效性和准确性。

与扫描计算方法相比, 本文所提计算方法只需根据两个方程绘制两条曲线, 计算的复杂度和时间成本大大减少, 且计算结果的精度较高, 因此可以作为实际工程中快速估算低直流电压运行时混合型 MMC 的可行功率运行范围的经验公式。



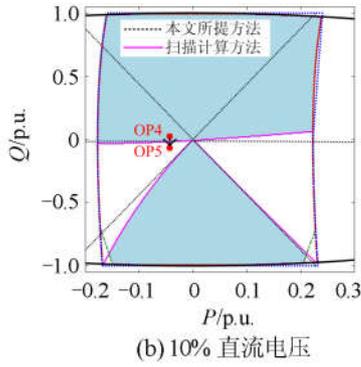


图 6 本文计算方法与扫描计算方法结果对比
Fig. 6 Comparison of the calculation results by the proposed method and scanning method

3.2 仿真验证

为了进一步验证本文所提计算方法的有效性，在图 6(a)中选取了三个功率运行点 OP1 ($P=0.02 \text{ p.u.}$, $Q=-0.25 \text{ p.u.}$), OP2 ($P=0.15 \text{ p.u.}$, $Q=-0.25 \text{ p.u.}$)和 OP3 ($P=0.15 \text{ p.u.}$, $Q=-0.4 \text{ p.u.}$); 在图 6(b)中选取了两个功率运行点 OP4 ($P=-0.05 \text{ p.u.}$, $Q=0.1 \text{ p.u.}$)和 OP5 ($P=-0.05 \text{ p.u.}$, $Q=-0.1 \text{ p.u.}$)。其中，OP1、OP3 和 OP4 均位于可行功率域内，OP2 和 OP5 稍位于可行功率域外。在 PSCAD/EMTDC 平台下搭建了测试系统的电磁暂态仿真模型，对上述功率运行点进行仿真测试，以验证其是否能够满足子模块均压要求。

3.2.1 仿真工况 1

在 $t=1.8 \text{ s}$ 以前，令换流器运行于 OP1。 $t=1.8 \text{ s}$ 以后，逐渐增大其传输的有功功率至 0.15 p.u. ，换流器的功率运行点移动至 OP2。 $t=2.5 \text{ s}$ 时，逐渐增大其发出的无功功率为 0.4 p.u. ，换流器的功率运行点移动至 OP3。这一过程的电磁暂态仿真结果如图 7 所示。其中，图 7(a)—图 7(e)所示分别为换流器有功/无功功率、A 相上桥臂电流、A 相上桥臂 HBSM 电容电压、A 相上桥臂 FBSM 电容电压和三相子模块平均电压的波形。

如图 7(b)所示，在 OP1 运行点下，桥臂电流同时包含正负分量，故子模块电压可以保持均衡。随着运行点从 OP1 移动到 OP2，有功功率的增加导致桥臂电流中的直流偏置增大，桥臂电流仅包含正分量，此时 HBSM 会持续放电，电压逐渐下降，如图 7(c)中 OP2 部分所示，HBSM 的平均电压也持续下降，如图 7(e)所示。与此同时，在桥臂子模块平均电压控制下，为了维持子模块平均电压为恒定值，FBSM 的电容电压和平均电压会持续上升，如图 7(d)和图 7(e)中所示。随着运行点从 OP2 移动到 OP3，

无功功率水平的升高增大了桥臂电流中交流部分的振荡幅值，桥臂电流恢复到双向状态，如图 7(b)中 OP3 部分所示，此时子模块电压均衡控制恢复正常。

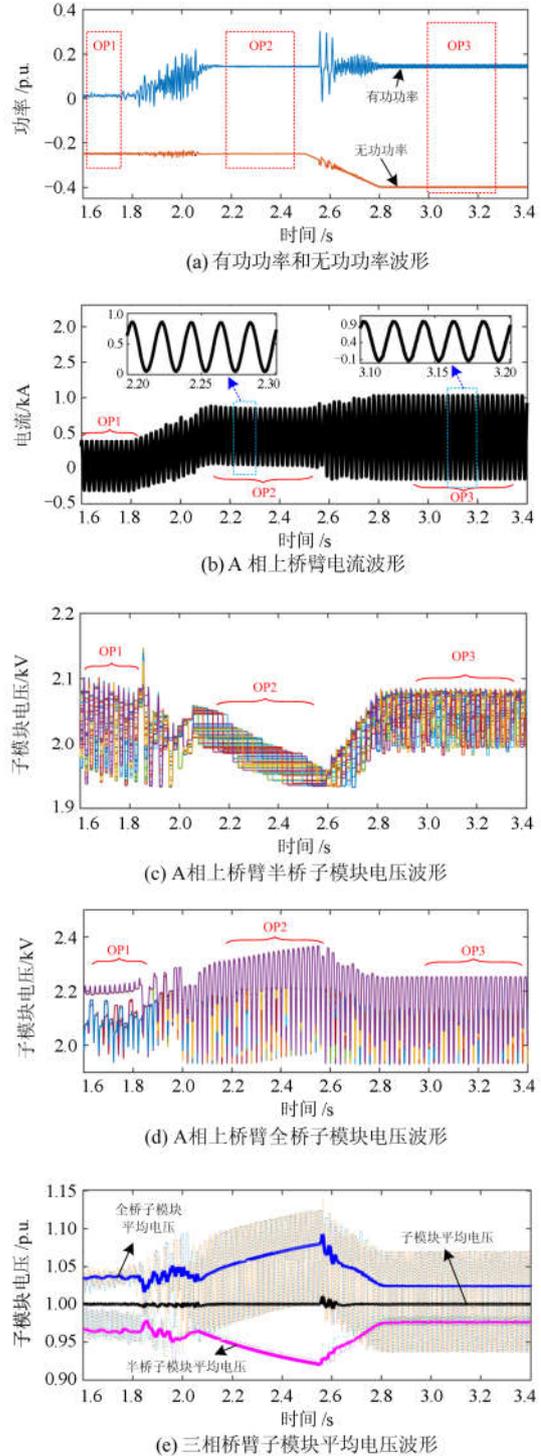
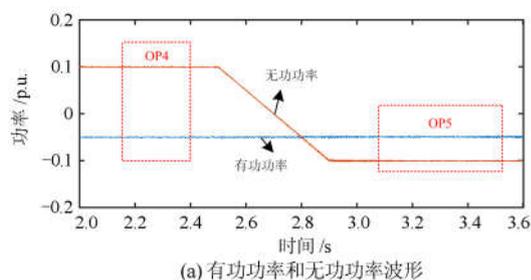


图 7 OP1—OP3 功率运行点移动过程中电磁暂态仿真结果
Fig. 7 Simulation results during operating points moving among OP1, OP2 and OP3

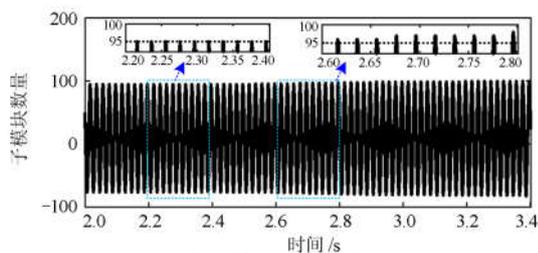
可以看到, 换流器的功率运行点在 OP1、OP2 和 OP3 之间移动时, 其有功功率和无功率运行工况会影响桥臂电流的单极性或双极性特点, 进而影响桥臂子模块的均压控制。

3.2.2 仿真工况 2

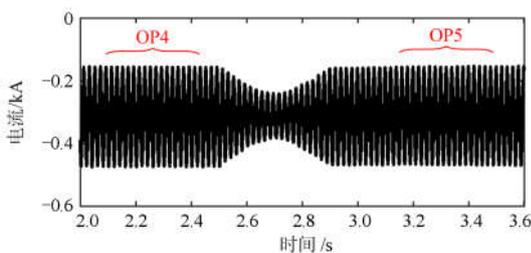
在 $t=2.5$ s 以前, 令换流器运行于 OP4。 $t=2.5$ s 以后, 逐渐改变无功功率指令值从 0.1 p.u. 至 -0.1 p.u., 换流器的功率运行点移动至 OP5, 换流器保持逆变运行状态, 但是从吸收交流系统无功功率转变为向交流系统输出无功功率。这一过程的电磁暂态仿真结果如图 8 所示。其中, 图 8(a)~图 8(e) 所示分别为换流器有功/无功功率、桥臂投入子模块数量、A 相上桥臂电流、A 相上桥臂 HBSM 电容电压和 A 相上桥臂 FBSM 电容电压的波形。



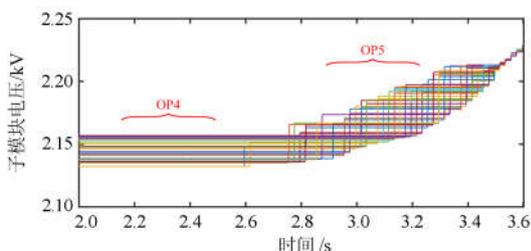
(a) 有功功率和无功功率波形



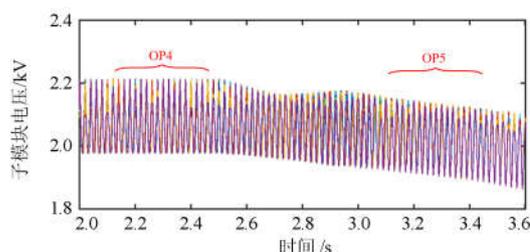
(b) 桥臂投入子模块数量波形



(c) A相上桥臂电流波形



(d) A相上桥臂半桥子模块电压波形



(e) A相上桥臂全桥子模块电压波形

图 8 OP4~OP5 功率运行点移动过程中电磁暂态仿真结果

Fig. 8 Simulation results during operating points moving among OP4 and OP5

从图 8(b)可以看到, 在 OP4 运行点下桥臂正投入的子模块数量低于 95; 在 OP5 运行点下桥臂正投入的子模块数量大于 95。而从图 8(c)看到, OP4 和 OP5 运行点下桥臂电流均为单极性。由于 OP4 运行点下需要的子模块数量小于 FBSM 总数(95 个), 故 OP4 运行点下 HBSM 均未投入, 其子模块电容电压保持不变, 如图 8(d)中 OP4 部分所示; 而 OP5 运行点下需要投入的子模块数量超过了 FBSM 总数, 故 HBSM 也会被投入, 此时 HBSM 会被恒为负的桥臂电流持续充电, 导致其电容电压持续上升, 在子模块平均电容电压控制作用下, FBSM 的电容电压持续下降, 如图 8(d)和图 8(e)中 OP5 部分所示, 桥臂子模块无法实现正常均压。

可以看到, 换流器的功率运行点在 OP4 和 OP5 之间移动时, 其有功功率保持不变且桥臂电流保持单极性, 但是无功功率传输方向会影响桥臂输出电压进而影响桥臂需要投入的子模块数量, 从而影响桥臂子模块的均压控制。

4 全桥子模块比例设计

文献[13]和文献[16]从混合型 MMC 的最小直流运行电压要求等角度提出了全桥子模块的设计方法。本节将从给定功率运行点的角度介绍全桥子模块的设计方法, 即根据系统运行要求给定的一个功率运行点, 计算出满足该要求的最小全桥子模块比例。

以测试系统中混合型 MMC 为例。假设要求换流器在 20%直流电压水平下能够继续向交流电网输出 0.4 p.u. 的有功功率和吸收 0.5 p.u. 的无功功率。首先在 P - Q 直角坐标系中标示出该运行点, 并根据式 (12) 绘制桥臂电流双向特性确定的功率运行边界, 如图 9 所示。可以看到, 给定的运行点不满足桥臂电流双向特性, 因此需要设计合适的全桥子模块比例, 使得该运行点下桥臂电压可以由 FBSM 产生。

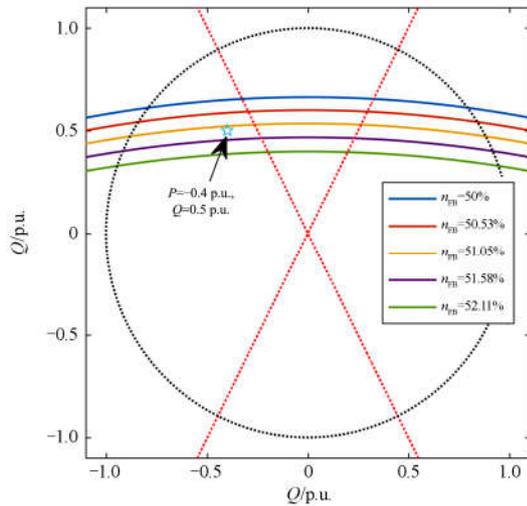


图9 给定运行点时全桥子模块比例设计方法

Fig. 9 FBSM ratio design of given certain operating point

令全桥子模块的比例 n_{FB} 从 50%(95/190) 逐渐增大到 52.11%(99/190), 并根据式(15)计算出相应的功率极限边界, 如图9中所示。可以看到, 当 n_{FB} 达到 51.58%(98/190) 时, 给定的运行点变成位于可行功率运行域内。因此, 对于该给定功率运行点, 该混合型 MMC 每相桥臂至少要包含 98 个 FBSM。

5 结论

本文提出了混合型 MMC 在低直流电压运行下考虑子模块均压约束等主要约束条件的功率运行极限分析方法和可行功率运行域边界的快速计算方法, 通过解析计算和电磁暂态仿真验证了其准确性和有效性, 得到以下结论:

(1) 所提的可行功率运行域计算公式可以作为工程上快速评估低直流电压运行工况下混合型 MMC 功率运行范围的经验公式。

(2) 从功率运行点是否满足子模块均压约束的角度提出了混合型 MMC 全桥子模块比例的设计方法, 为参数设计提供了新的思路。

参考文献

- [1] TAO Fen, XIE Zhujun, CHENG Jie, et al. Fast valve power loss evaluation method for modular multi-level converter operating at high-frequency[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 26-36. DOI: 10.1186/s41601-016-0015-z.
- [2] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051-5062.
- XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. VSC-HVDC

technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5051-5062.

- [3] 孙栩, 曹士冬, 卜广全, 等. 架空线柔性直流电网构建方案[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 678-682.
- SUN Xu, CAO Shidong, BU Guangquan, et al. Construction scheme of overhead line flexible HVDC grid[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 678-682.
- [4] 吴亚楠, 吕铮, 贺之渊, 等. 基于架空线的直流电网保护方案研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3726-3734.
- WU Yanan, LÜ Zheng, HE Zhiyuan, et al. Study on the protection strategies of HVDC grid for overhead line application[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3726-3734.
- [5] 严道, 焦彦军, 杜哲. 基于柔性直流技术的一种交直流混合配电网可行性研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(13): 110-116.
- YAN Xiao, JIAO Yanjun, DU Zhe. Feasibility study of AC/DC hybrid distribution network using VSC-based DC technology[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(13): 110-116.
- [6] 杨洋, 王瑶, 李浩涛, 等. 子模块混合型 LCC-MMC 混合直流输电系统的启动控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(8): 58-64.
- YANG Yang, WANG Yao, LI Haotao, et al. Start-up control strategies for the cell-hybrid LCC-MMC hybrid HVDC system[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(8): 58-64.
- [7] 张峻樾, 向往, 林卫星, 等. 基于混合型 MMC 和直流开关的柔性直流电网直流故障保护研究[J]. 电力建设, 2017, 38(8): 52-58.
- ZHANG Junjie, XIANG Wang, LIN Weixing, et al. DC fault protection of VSC-HVDC grid based on hybrid MMC and DC switch[J]. Electric Power Construction, 2017, 38(8): 52-58.
- [8] 曹帅, 向往, 姚良忠, 等. 风电经混合型 MMC-HVDC 并网的交直流故障穿越策略[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 37-43, 49.
- CAO Shuai, XIANG Wang, YAO Liangzhong, et al. AC and DC fault ride-through strategies for wind power integration via hybrid MMC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 37-43, 49.
- [9] 王振浩, 宋金泊, 韩子娇, 等. 基于混合子模块的 MMC 故障阻断及谐波特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 73-79.
- WANG Zhenhao, SONG Jinbo, HAN Zijiao, et al. Fault blocking and harmonic characteristics analysis based on

- hybrid sub-module of MMC[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 73-79.
- [10] 李红梅, 行登江, 高扬, 等. 子模块混联 MMC-HVDC 系统直流侧短路故障电流抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(20): 57-64.
LI Hongmei, XING Dengjiang, GAO Yang, et al. A DC pole-to-pole fault current suppression strategy of the half-and full-bridge based cell-hybrid modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(20): 57-64.
- [11] 孔明, 汤广福, 贺之渊. 子模块混合型 MMC-HVDC 直流故障穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5343-5351.
KONG Ming, TANG Guangfu, HE Zhiyuan. A DC fault ride-through strategy for cell-hybrid modular multilevel converter based HVDC transmission systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5343-5351.
- [12] ZENG Rong, XU Lie, YAO Liangzhong, et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1137-1146.
- [13] LIN Weixing, DRAGAN J, SANMUEL N, et al. Full bridge MMC converter optimal design to HVDC operational requirements[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1342-1350.
- [14] CUI Shenghui, SUL S K. A comprehensive DC short-circuit fault ride through strategy of hybrid modular multilevel converters (MMCs) for overhead line transmission[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7780-7796.
- [15] HU Jiabing, XU Kecheng, LIN Lei, et al. Analysis and enhanced control of hybrid-MMC-based HVDC systems during asymmetrical DC voltage faults[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(3): 1394-1403.
- [16] 李少华, 王秀丽, 李泰, 等. 混合式 MMC 及其直流故障穿越策略优化[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1849-1858.
LI Shaohua, WANG Xiuli, LI Tai, et al. Optimal design for hybrid MMC and its DC fault ride-through strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1849-1858.
- [17] XIANG Wang, LIN Weixing, XU Lie, et al. Enhanced independent pole control of hybrid MMC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(2): 861-872.
- [18] 宋强, 刘文华, 李笑倩, 等. 模块化多电平换流器稳态运行特性的解析分析[J]. 电网技术, 2012, 36(11): 198-204.
SONG Qiang, LIU Wenhua, LI Xiaoqian, et al. An analytical method for analysis on steady-state operating characteristic of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2012, 36(11): 198-204.
- [19] 刘普, 王跃, 雷万钧, 等. 模块化多电平变流器稳态运行特性分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(11): 90-99.
LIU Pu, WANG Yue, LEI Wanjun, et al. Analysis of steady-state operating characteristics for modular multilevel converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(11): 90-99.
- [20] 鲁晓军, 林卫星, 安婷, 等. MMC 电气系统动态相量模型统一建模方法及运行特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(20): 5489-5501.
LU Xiaojun, LIN Weixing, AN Ting, et al. A unified dynamic phasor modeling and operating characteristic analysis of electrical system of MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(20): 5489-5501.
- [21] 鲁晓军, 向往, 林卫星, 等. 混合型模块化多电平换流器解析建模与功率运行区间分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 76-84.
LU Xiaojun, XIANG Wang, LIN Weixing, et al. Analysis on analytical modeling and power operating zone of hybrid modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 76-84.

收稿日期: 2018-04-16; 修回日期: 2018-07-05

作者简介:

廖敏(1978—), 女, 硕士, 高级工程师, 主要从事高压直流输电方面的研究工作; E-mail: liaomin01@sina.cn

许韦华(1983—), 女, 通信作者, 博士, 高级工程师, 主要从事高压换流阀电气设计、直流输电系统参数设计工作; E-mail: abbviewer@126.com

杨杰(1983—), 男, 博士, 高级工程师, 主要从事柔性直流输电系统分析与成套设计工作。E-mail: yangjie_thu@163.com

(编辑 张爱琴)