

基于单向电流型混合 MMC 的海上风电柔性直流 紧凑化换流阀设计方法

蔡放^{1,2}, 李政轩¹, 宋强¹, 余占清^{1,2}, 赵彪^{1,2}, 曾嵘^{1,2}

(1. 新型电力系统运行与控制全国重点实验室(清华大学电机工程与应用电子技术系), 北京 100084;
2. 北京怀柔实验室, 北京 101400)

摘要: 针对海上换流平台体积和重量大的问题, 对基于单向电流型混合模块化多电平换流器(unidirectional-current hybrid modular multilevel converter, UC-HYB-MMC)的紧凑化换流阀设计方法进行了研究。以 ± 500 kV/2 000 MW 海上风电直流输电系统为研究案例, 对 UC-HYB-MMC 的参数进行设计, 并基于所设计的换流器参数, 分别对单向电流型箝位双子模块(unidirectional-current clamp double submodule, UC-CDSM)和单向电流型全桥子模块(unidirectional-current full-bridge submodule, UC-FBSM)的结构设计方法进行研究。热过程仿真结果表明子模块的散热设计可以使半导体器件结温在允许范围内, 且阀串温度分布较为均衡。在子模块结构设计基础上, 完成了 UC-CDSM 和 UC-FBSM 阀段的设计, 并对 UC-HYB-MMC 阀塔结构进行设计。实现了 UC-HYB-MMC 阀厅布置的设计, 并与常规半桥子模块 MMC 的阀厅尺寸进行对比, 结果表明 UC-HYB-MMC 在换流阀的占地和体积方面都具有明显优势。

关键词: 海上风电; 单向电流型混合模块化多电平换流器; 子模块结构; 阀塔设计; 换流阀紧凑化技术

Design Method of Compact Converter Valve for Offshore Wind Power HVDC Transmission Based on Unidirectional Current Hybrid MMC

CAI Fang^{1,2}, LI Zhengxuan¹, SONG Qiang¹, YU Zhanqing^{1,2}, ZHAO Biao^{1,2}, ZENG Rong^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Power System Operation and Control(Department of Electrical Engineering, Tsinghua University),
Beijing 100084, China; 2. Beijing Huairou Laboratory, Beijing 101400, China)

Abstract: To address the issue of the large volume and weight of offshore converter platforms, this paper conducts research on the compact design method for the valve of unidirectional-current hybrid modular multilevel converter (UC-HYB-MMC). Based on a ± 500 kV/2 000 MW high voltage direct current system for offshore wind power, the parameters of the UC-HYB-MMC are designed, and based on the parameters, the structures of unidirectional-current clamp-double submodule (UC-CDSM) and unidirectional-current full-bridge submodule (UC-FBSM) are respectively designed. Thermal simulation results indicate that the heat dissipation design can limit the junction temperature of the semiconductor devices within an allowable range, and the temperature distribution is relatively uniform. Based on the submodule structural designs, the valve section designs for the UC-CDSMs and UC-FBSMs, as well as the design for the valve tower of the UC-HYB-MMC are conducted. The layout for the valve towers of the UC-HYB-MMC in a valve hall is presented. A comparison of the hall size between the conventional half-bridge submodule-based MMC and the UC-HYB-MMC is conducted, and the result shows that the UC-HYB-MMC has significant advantages in terms of compactness and lightweight.

Key words: offshore wind power; unidirectional-current hybrid modular multilevel converter; submodule structure; valve tower design; compactness technique of converter valve

0 引言

随着新型电力系统建设推进,我国正在加快推动海上风电集群化开发,重点建设山东半岛、长三角、闽南、粤东和北部湾五大千万千瓦级海上风电基地^[1]。为了获得更大的海域和更稳定的风能,深远海风电的开发已经成为重点方向^[2]。受到交流海底电缆电容充电电流问题的限制,工频交流输电仅适用于近距离海上风电输送。对于深远海风电的送出,基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的柔性直流输电已成为主要方式^[3-5]。欧洲北海风电场已经有多条柔性直流线路投运^[6-7]。我国如东海上风电柔性直流工程也已经投运,青洲海上风电柔性直流等工程正在建设中。

基于半桥子模块的 MMC(half-bridge submodule-based MMC, HB-MMC)是目前柔性直流输电工程中最为常见的拓扑结构。然而,MMC 所需子模块数量多,子模块电容容值高,使得换流阀体积和重量较大,导致海上换流平台建设和运输成本高、难度大等问题,已经成为制约深远海风电开发的主要瓶颈之一^[2, 8-9]。虽然近年来在海上采用二极管整流器的方案受到关注,但是这种方案的海上换流平台还需安装谐波和无功补偿设备及黑启动电源设备,紧凑化和轻量化的效果还需要实际工程检验^[10-11]。此外,为了更好地解决二极管整流器无法为海上风电场提供电压支撑的问题,基于二极管整流器和辅助 MMC 混合的海上换流器方案也已得到广泛关注^[12-15],但是这类方案所能达到的紧凑化效果在很大程度上仍取决于 MMC 的紧凑化程度。因此,MMC 的紧凑化和轻量化是远海大容量风电直流送出的关键问题之一。

为了限制桥臂能量波动所引起的子模块电容电压波动幅度,目前 MMC 子模块需要选取较大的电容值,因此降低子模块电容用量是实现 MMC 紧凑化和轻量化的关键^[16]。一类技术路线是在不提高电容电压最大峰值的前提下允许更高的电容电压纹波,从而降低所需子模块电容值^[17-18]。高纹波方式可以将所需子模块电容值降低 30%左右,但本质上并不降低桥臂能量波动。另一类技术路线是通过各种方式降低桥臂能量波动,从而降低所需电容用量。例如,在三相桥臂间主动注入环流可以改变桥臂能量的波动,但所注入的环流会影响桥臂电流峰值和有效值,因此所能注入环流的大小和对子模块电容

值的优化程度也比较有限。很多研究结果表明,如果将 MMC 的调制比提高到合适的数值,则桥臂能量波动将出现一个极低值。例如,在单位功率因数条件下,将调制比提升到 $\sqrt{2}$,可以将基频能量波动抑制为 0。因此,为了更大程度降低电容用量,可以在桥臂上额外串联一定数量的全桥子模块。在直流电压不变的条件下,提升全桥子模块负电平衡输出能力可提高最大调制比(即阀侧交流电压值),实现电容用量的大幅下降^[19-21]。然而,串联额外的全桥子模块会导致所需全桥子模块数量较多以及半导体开关器件数量的增加,很大程度上抵消了电容用量降低的效果,难以真正减小换流阀的体积和重量。

针对海上风电功率输送以单向为主的特性,文献[22]提出了单向电流型 MMC 的概念。这种方式是通过提升阀侧交流电压来降低桥臂交流电流分量,桥臂电流在直流分量的偏置作用下保持单向,使得全桥子模块中有 2 只开关器件和 2 只二极管不会流过电流,可以省略。因此,全桥子模块简化为只需 2 只开关器件和 2 只二极管的单向电流型全桥子模块(unidirectional-current full-bridge submodule, UC-FBSM)。基于 UC-FBSM 的单向电流全桥 MMC(UC-FBSM-based MMC, UC-FB-MMC)可以通过提升调制比将电容用量降低 50%左右,同时半导体器件用量相对于全桥 MMC 也更少。然而,与常规 HB-MMC 相比,UC-FB-MMC 的子模块和开关器件数量仍需增加 40%左右,与换流阀高度紧凑化和轻量化目标仍有一定距离。

为了解决这一问题,文献[23]提出将 2 个 UC-FBSM 合并,通过共用同一个开关器件,形成新型的单向电流型箝位双子模块(unidirectional-current clamp-double submodule, UC-CDSM),将开关器件数量进一步降低 25%。在此基础上,文献[23]还提出了基于 UC-CDSM 和 UC-FBSM 的单向电流型混合 MMC(unidirectional-current hybrid MMC, UC-HYB-MMC),并利用小容量物理样机验证了运行特性。与常规 HB-MMC 相比,UC-HYB-MMC 输出电平数目更多,谐波特性更好;直流电压调节范围更大,更容易发挥 MMC 解耦控制快速性的优势^[24-25],而损耗也处于工程可接受的范围^[23]。文献[26-27]分别提出了一种用于增强单向电流型 MMC 无功输出能力的运行方式,文献[27]提出了面向海上风电应用的 UC-HYB-MMC 和风电场黑启动控制方法。文献[23]的理论分析结果表明,与常规

HB-MMC 相比, UC-HYB-MMC 不仅可以使电容用量大幅降低, 且子模块数量更少, 半导体开关器件的数量也只有小幅增加, 可以更为有效地降低 MMC 的体积、重量和成本。

然而, 一方面, 在高压大容量的应用场景中, 通常 MMC 子模块采用压接式半导体器件、各器件以阀串的形式压接在一起, 不如小容量物理样机中模块式器件的连接方式灵活。因此文献[23]中采用的小容量样机难以验证 UC-HYB-MMC 拓扑结构在高压大容量场景中的可实现性。另一方面, 虽然文献[23]中基于器件、电容和子模块数量的数学模型能够从理论上表明 UC-HYB-MMC 是一种紧凑化的拓扑结构, 但除以上 3 个因素之外, 模块设计、阀塔设计、阀段布置、阀塔布置等因素也会给换流阀的整体尺寸带来较大影响^[28-29]。已有研究中揭示的换流阀紧凑化结果缺乏实际结构方面的数据支撑, 其准确性和有效性也难以验证。

本文结合海上风电直流输电系统的最新发展趋势, 以 2 000 MW/±500 kV 的直流送出系统为例, 提出了 UC-HYB-MMC 换流阀的紧凑化结构设计方法, 设计了 UC-CDSM 和 UC-FBSM 的阀串和子模块结构, 并验证了其散热能力。在此基础上, 设计了 UC-HYB-MMC 的阀段和阀塔的结构, 并完成了阀厅布置设计。对比了 UC-HYB-MMC 和 HB-MMC 换流阀的体积和占地面积, 结果验证了 UC-HYB-MMC 在提升换流阀的紧凑化和轻量化等方面的明显优势。

1 UC-HYB-MMC 的参数设计

1.1 UC-HYB-MMC 的拓扑结构

UC-HYB-MMC 的拓扑结构如图 1 所示, 每个桥臂由 UC-CDSM 和 UC-FBSM 2 类子模块混合串联构成。如图 1(a)所示, 每个 UC-CDSM 子模块包含: 2 个电容 C_1 、 C_2 , 3 只开关器件 S_1 、 S_4 、 S_7 和 4 只主要二极管 D_2 、 D_3 、 D_5 、 D_6 。如图 1(b)所示, 每个 UC-FBSM 子模块包含: 1 个电容 C , 2 只开关器件 S_1 、 S_4 和 2 只主要二极管 D_2 、 D_3 。此外, 如果 MMC 的启动过程需要从交流侧为电容充电, 则 UC-FBSM 还必须有反并联二极管 ds_1 和 ds_4 , UC-CDSM 也必须有反并联二极管 ds_1 、 ds_4 和 ds_7 。然而, 这些反并联二极管只需要满足交流启动充电过程中较小的电流等级要求即可。UC-HYB-MMC

的拓扑如图 1(c)所示, 每个桥臂由 N_{CD} 个 UC-CDSM 和 N_{FB} 个 UC-FBSM 混合构成。每个 UC-CDSM 内包含 2 个电容, 每个 UC-FBSM 内包含 1 个电容。用 N_{cap} 表示桥臂中的电容总数量, N_{cap} 的数值可以表示为 $N_{FB}+2N_{CD}$ 。实际上, N_{cap} 也可以表示 UC-HYB-MMC 所能实现的最大正电平数目。

用混合率 k_F 来表征 UC-FBSM 在整个桥臂中的占比, 定义为:

$$k_F = \frac{N_{FB}}{N_{cap}} = \frac{N_{FB}}{N_{FB} + 2N_{CD}} \quad (1)$$

在 N_{cap} 给定的条件下, 混合率 k_F 越大, 表示 UC-FBSM 子模块的占比越高。由于 UC-CDSM 比 UC-FBSM 具有更高的经济性, 所以混合率 k_F 越小, UC-HYB-MMC 的总器件和子模块数量越少。但混合率 k_F 越小, UC-HYB-MMC 直流电压负向可调范围也越小。又因为 UC-HYB-MMC 需要通过直流输出负电压实现黑启动过程的功率返送, 因此应在满足黑启动所需直流电压负向可调范围的前提下, 将混合率 k_F 数值设计为所需的最小值, 以实现整个 UC-HYB-MMC 体积和成本的最优。

1.2 UC-HYB-MMC 参数设计实例

本文针对一个 ±500 kV/2 000 MW 的海上风电柔性直流输电应用场景, 对海上 UC-HYB-MMC 进行了参数设计。设计过程分为阀侧交流电压设计、桥臂子模块混合率设计、子模块数量和电容值设计 3 个主要步骤。

1.2.1 满足桥臂电流单向性的阀侧交流电压值设计

为了产生单向的桥臂电流, 必须提升 MMC 的交流电压, 从而降低桥臂电流的交流分量, 使直流分量的偏置作用能够保证桥臂电流一直为单向。图 1(c)中所示的连接变压器副边电压 U_{ACV} (即阀侧交流相电压有效值)是可以灵活设计的参数。MMC 的额定调制比可以定义为在额定阀侧交流电压条件下的调制比, 即:

$$M_0 = \frac{\sqrt{2}U_{ACV}}{U_{dcN}/2} \quad (2)$$

式中: U_{dcN} 表示额定直流电压。根据文献[22], 为了保证桥臂电流为单向, 额定调制比的设计值应满足:

$$M_0 \geq \frac{4}{3} \times \frac{1}{0.97} \times \frac{1}{F_{min}} \quad (3)$$

式中: F_{min} 表示在传输额定有功功率的工况下, 单向电流型 MMC 可以允许的最小功率因数, 其计算式为:

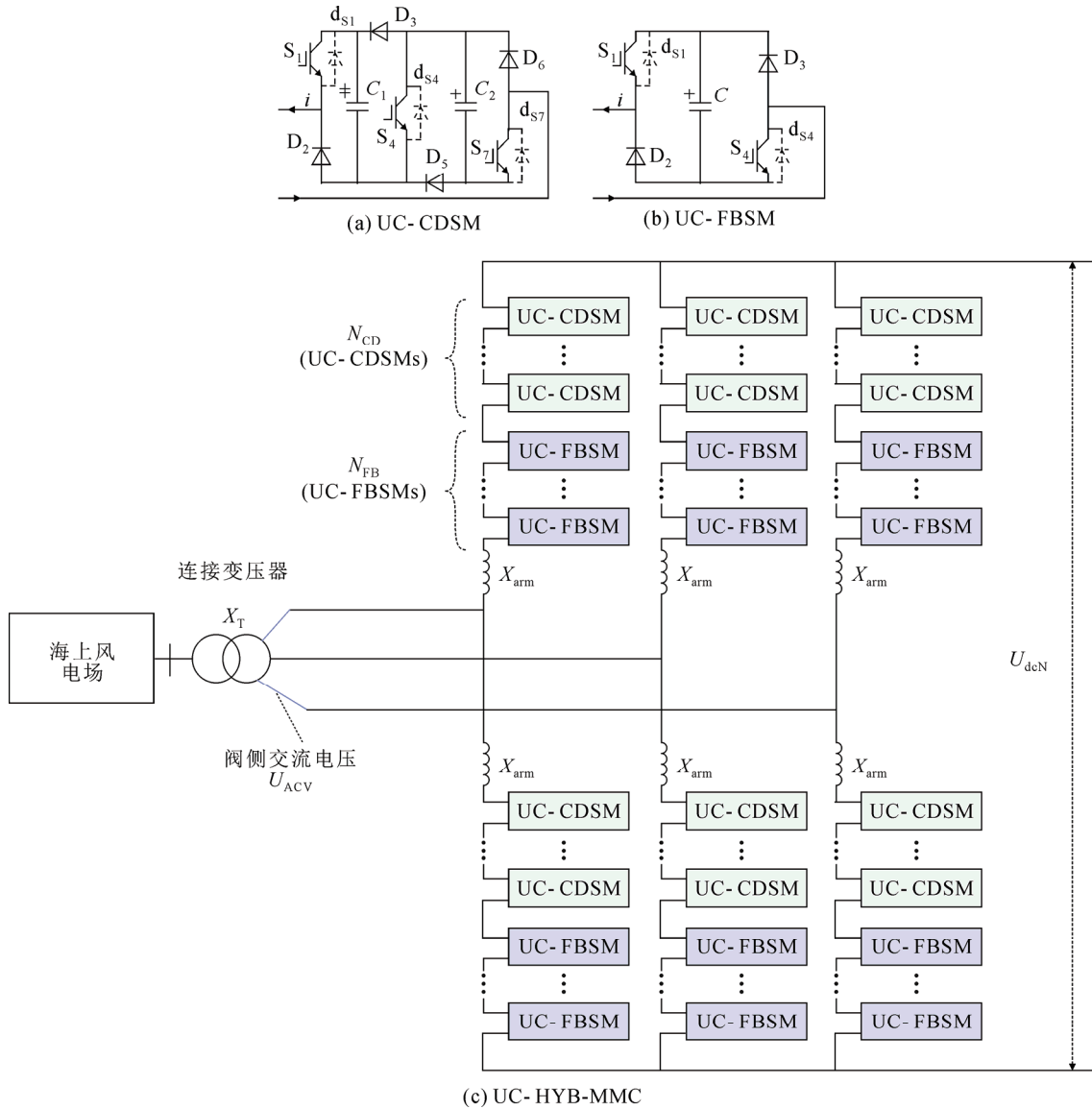


图1 UC-CDSM、UC-FBSM 和 UC-HYB-MMC 拓扑结构

Fig.1 Topologies of UC-CDSM, UC-FBSM and UC-HYB-MMC

$$F_{\min} = \cos\left(\arctan\left(\frac{Q_N}{P_N}\right)\right) \quad (4)$$

式中： P_N 为 MMC 的额定有功功率，本实例中设计与风电场容量相同的 2 000 MW； Q_N 为 MMC 的额定无功功率，只需要保证可以吸收海缆产生的无功功率即可，根据工程经验，本实例中将其设计为 400 Mvar。将上述有功和无功功率分别代入式(4)，可得 $F_{\min}=0.98$ ；再将 F_{\min} 代入式(3)，可得额定调制比的最小取值为 1.4；最后基于式(2)，得到 MMC 阀侧交流电压设计为 495 kV(相电压有效值)。

1.2.2 满足直流电压负向调节范围的混合率设计

UC-HYB-MMC 只能允许单向的直流电流，因此其自身和风电场黑启动所需的功率返送需要通过

输出直流负向电压实现。如前文所述，混合率 k_F 的数值决定了 UC-HYB-MMC 可以输出的最大负向直流电压。根据文献 [23]，如果用 $U_{dc\min}^*$ 表示 UC-HYB-MMC 直流电压可调范围下限的标幺值(以额定直流电压为基值)，则混合率 k_F 的设计原则为：

$$k_F \geq 2 \times \frac{m_{ac(\max)} - U_{dc\min}^*}{m_{ac(\max)} + 1} - 1 \quad (5)$$

式中： $m_{ac(\max)}$ 为 MMC 在所有工况下的最大调制比，其计算式为：

$$m_{ac(\max)} = M_0 \sqrt{1 + (p_N^{*2} + q_N^{*2}) X_{ac}^{*2} + 2 |q_N^*| X_{ac}^*} \quad (6)$$

式中： X_{ac}^* 为交流等效连接电抗器的标幺值； p_N^* 和 q_N^* 的计算式分别为：

$$p_N^* = \frac{P_N}{S_N} = \frac{P_N}{\sqrt{P_N^2 + Q_N^2}} \quad (7)$$

$$q_N^* = \frac{Q_N}{S_N} = \frac{Q_N}{\sqrt{P_N^2 + Q_N^2}} \quad (8)$$

式中: S_N 为额定视在功率。

本文实例中, 以换流器额定容量(2 040 MVA)和额定的阀侧交流电压(495 kV)为基值, 交流等效连接电抗器设计为 0.2 pu。将 $P_N=2\ 000$ MW、 $Q_N=400$ Mvar 代入式(7)、(8), 再将式(7)、(8)和 $X_{ac}^*=0.2$ 代入式(6)可得 $m_{ac(max)}=1.482$ pu。UC-HYB-MMC 直流电压最小值的标幺值 U_{dcmin}^* 取决于系统黑启动过程中所需的反向功率大小, 且其值与反向送电功率的标幺值相等。本文设计黑启动过程中反向送电最大功率为 MMC 额定容量的 10%, 因此, 取 $U_{dcmin}^* = -0.1$ pu。根据式(5), 可得 $k_F=0.27$ 。

1.2.3 子模块数量和电容值设计

根据文献[23]中给出的设计原则, 桥臂最大正电平数量(等于桥臂中电容总数)的设计方法为:

$$N_{cap} = \text{ceil}\left(\frac{m_{ac(max)} + 1}{2} \cdot \frac{U_{dcN}}{U_{CN}}\right) \quad (9)$$

式中: $\text{ceil}(\cdot)$ 为向上取整函数; U_{CN} 为子模块稳态运行电压直流分量额定值。设计实例中子模块的开关器件采用标称电压为 4 500 V 的压接式绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)和二极管。考虑电容电压最大纹波率为 10%, 设计子模块稳态运行电压直流分量 U_{CN} 为 2 000 V, 最高电压为 2 200 V。半导体器件的额定电压为稳态最高运行电压的 2.05 倍。将 $U_{dcN}=1\ 000$ kV、 $U_{CN}=2$ kV、 $m_{ac(max)}=1.482$ pu 代入式(9)可得, 桥臂最大正电平数量 N_{cap} 为 621。根据上文给出的混合率设计值, 可以得到 UC-FBSM 和 UC-CDSM 的数量 N_F 和 N_{CD} 分别为:

$$\begin{cases} N_F = \text{ceil}(N_{cap} k_F) = 171 \\ N_{CD} = \text{ceil}\left(\frac{N_{cap} - N_F}{2}\right) = 225 \end{cases} \quad (10)$$

在式(10)的基础上, 每个桥臂可再串联 11 个 UC-CDSM 与 9 个 UC-FBSM 作为冗余, 冗余比例约为 5%。

以子模块电容电压纹波率不超过 10% 为约束条件, 通过迭代扫描的方式计算子模块电容值, 如图 2 所示, 其中 P 和 Q 分别为有功和无功功率。首先,

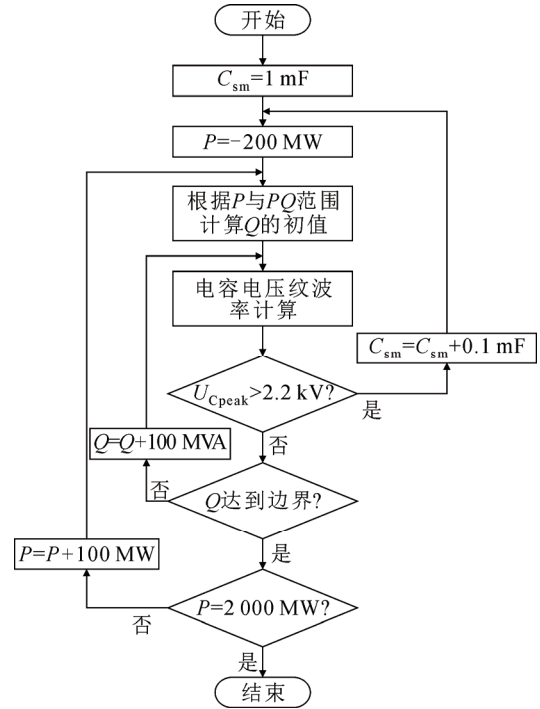


图 2 利用工况扫描确定子模块电容值的流程图

Fig.2 Flowchart for determining submodule capacitance using operating condition scanning

给定子模块电容值 C_{sm} 的初值, 然后逐点扫描每个工况, 并计算每个工况下的电容电压峰值 U_{Cpeak} 。若 U_{Cpeak} 大于其额定值的 1.1 倍, 即 2.2 kV, 则逐步增大电容值; 若在整个工况扫描过程中, 电容电压峰值均在 2.2 kV 以下, 则输出子模块电容值。最终扫描计算得出子模块电容值为 2.9 mF。

实例的电气参数设计总结如表 1 所示。本文基于所设计的参数, 对基于 UC-HYB-MMC 的海上风电系统的暂稳态运行进行仿真, 结果如附录 A 所示。仿真结果证明了所设计参数的可行性。

2 UC-HYB-MMC 换流阀设计

为了研究 UC-HYB-MMC 换流阀的可实现性, 以及验证其在实际减小换流阀体积、减小阀厅占地面积等方面所能达到的程度, 基于所设计的参数, 本文利用 Solidworks 软件, 对 ± 500 kV/2 000 MW 的 UC-HYB-MMC 的子模块、阀段和阀塔的结构进行了详细设计。

2.1 关键元器件选型

本文 1.2 节设计实例的计算结果表明, MMC 的桥臂稳态最大有效值电流为 1 002 A, 最大峰值电流为 1 962 A。考虑到市场情况, 子模块中 IGBT 选择

表 1 UC-HYB-MMC 的参数设计

Table 1 Parameter design of UC-HYB-MMC

参数	取值
额定有功/MW	2 000
最大无功范围/Mvar	-400~400
额定直流电压/kV	±500
额定交流电压/kV	495
桥臂最大有效值电流/A	1 002
桥臂最大峰值电流/A	1 962
子模块额定电压/V	2 000
桥臂 UC-CDSM 数量/个	236(含 11 个冗余模块)
桥臂 UC-FBSM 数量/个	180(含 9 个冗余模块)
子模块电容值/mF	2.9
电容纹波电流最大有效值/A	198
单位电容纹波电流最大有效值/(A·mF ⁻¹)	68

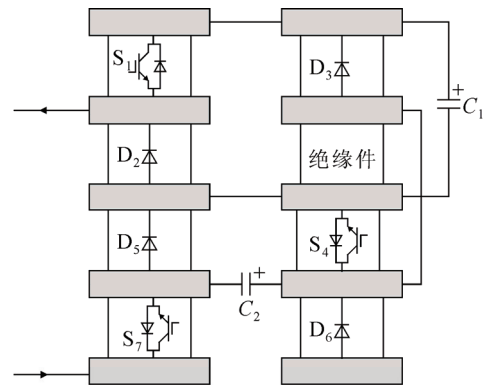
额定电流为 2 000 A 的器件, 是稳态最大有效值电流的 2 倍; 标称额定电流 2 000 A 的 IGBT 最大可开断电流为 4 000 A, 是稳态运行的最大峰值电流的 2.04 倍。

通常直流电容器手册所给出的额定电压已计及了电容在暂态下可能发生的电压升高。以 Vishay 公司生产的薄膜电容器为例, 其具备在 1.5 倍额定电压条件下运行 10 s 的能力^[30-31]。如果电容的额定电压选用与子模块额定电压相同的 2 000 V, 那么电容在暂态至少可以耐受 3 000 V 的电压; 如果选择电容的额定电压为 3 000 V, 那么其暂态最高耐受电压与半导体器件相同, 为 4 500 V, 是稳态最高运行电压 2 200 V 的 2.05 倍。本文设计中选择额定电压为 3 000 V 的电容。对于电容电流, 利用数值计算得到电容纹波电流最大有效值为 198 A, 即 68 A/mF。根据工程经验, 电容可耐受纹波电流有效值可达 100~150 A/mF, 是最大纹波电流有效值的 1.47~2.21 倍。

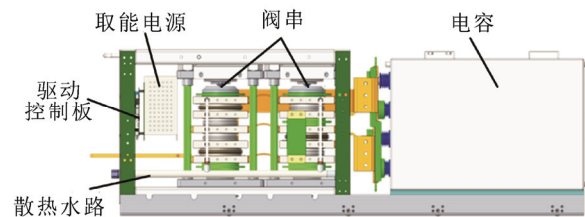
2.2 子模块的结构设计

基于型号为 P2000DL45X168 的 IGBT(4 500 V/2 000 A)和型号为 D1600U 的二极管(4 500 V/1 560 A), 设计了 UC-HYB-MMC 中 2 种子模块的结构。

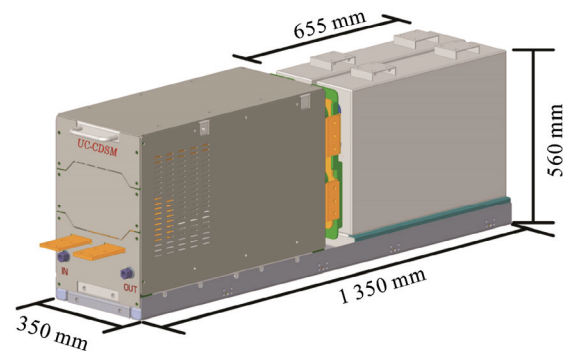
UC-CDSM 结构中的半导体器件排列关系如图 3(a)所示, 采用双阀串的设计, 将 S_1 、 D_2 、 D_5 和 S_7 按顺序压为一串, 将 D_3 、 S_4 和 D_6 按顺序压为一串, 并在 D_3 和 S_4 之间插入绝缘件以实现半导体器之间的绝缘。所设计的 UC-CDSM 结构的右剖面图如图 3(b)所示, 2 个电容并列放置, 用铜排将电容与半导体阀串相连接; 取能电源、驱动控制板、旁路开关



(a) 半导体器件的排列关系



(b) 右剖面图



(c) 外观尺寸图

图 3 UC-CDSM 的结构设计

Fig.3 Structure design of UC-CDSM

等元件放置于模块的前部, 器件散热水路从前部进入, 实现半导体器件的散热。图 3(c)为 UC-CDSM 的外观及尺寸图。

UC-FBSM 结构中的半导体器件排列关系如图 4(a)所示。由于 UC-FBSM 只包含 4 个半导体器件, 因此采用单阀串的设计, 将 S_1 、 D_3 、 S_4 和 D_2 按顺序压为一串。所设计的 UC-FBSM 结构的右剖面图如图 4(b)所示。图 4(c)为 UC-FBSM 的外观及尺寸图。

所设计的 UC-CDSM 的体积为 0.264 6 m³, 其中电容体积为 0.128 4 m³, 占比为 49%; UC-FBSM 体积为 0.205 8 m³, 其中电容体积为 0.084 3 m³, 占比为 41%。为了便于对比, 附录 B 给出了常规半桥子模块(half-bridge submodule, HBSM)的典型尺寸。与附录 B 中的 HBSM 相比, UC-CDSM 和 UC-FBSM 的体积分别减小了 43%和 56%。

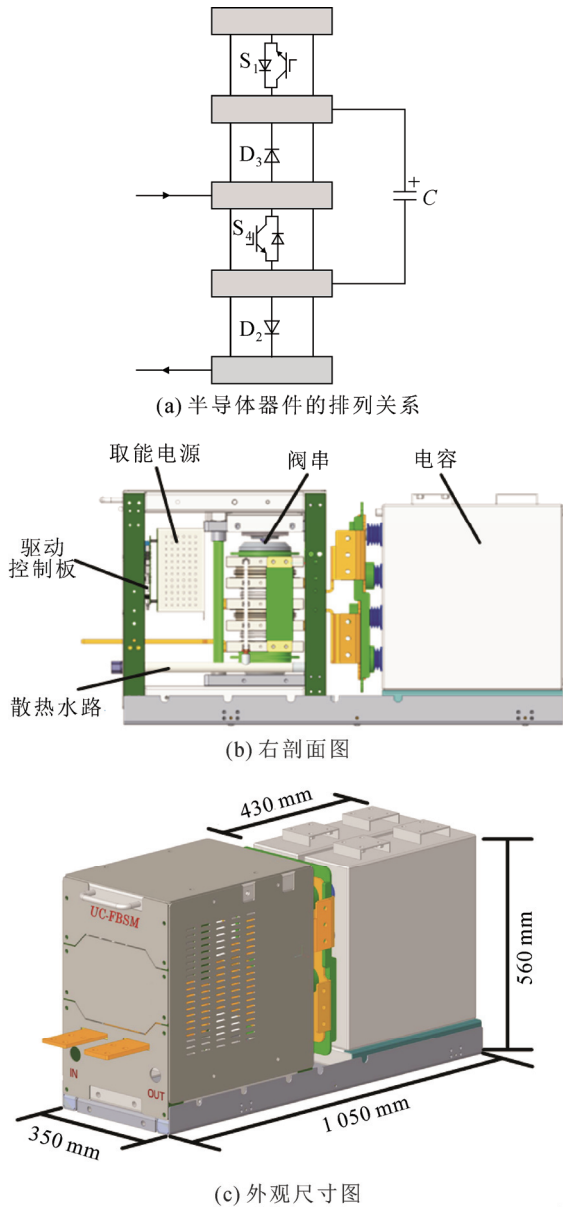


图 4 UC-FBSM 的结构设计

Fig.4 Structure design of UC-FBSM

2.2 子模块的损耗分析与热仿真

为了检验子模块的结构和散热设计的可行性, 本文对子模块的散热设计及散热性能进行了研究。首先, 通过全工况扫描计算了所设计的 UC-HYB-MMC 实例在各工况下各半导体器件的最大损耗情况, 结果如表 2 所示。然后, 基于各个器件的最大损耗, 对 UC-HYB-MMC 子模块的水冷系统进行了设计, 具体参数如表 3 所示。

本文建立了子模块热过程的数值仿真模型, 对阀串的散热情况进行了仿真。仿真开始时的水温给定为 50 °C。仿真开始后水温上升, 在水温稳定后仿真停止。仿真停止时, UC-CDSM 半导体器件的热

表 2 2 000 MW/±500 kV UC-HYB-MMC 器件最大损耗

Table 2 Maximum power losses of semiconductor devices in the 2 000 MW/±500 kV UC-HYB-MMC

拓扑结构	器件	损耗/kW
UC-CDSM	S ₁	0.34
	D ₂	1.97
	D ₃	0.29
	S ₄	1.48
	D ₅	0.29
	D ₆	1.94
	S ₇	0.34
UC-FBSM	S ₁	0.88
	D ₂	0.95
	D ₃	0.95
	S ₄	0.88

表 3 换流阀水冷系统设计参数表

Table 3 Parameters of water-cooling system of converter valve

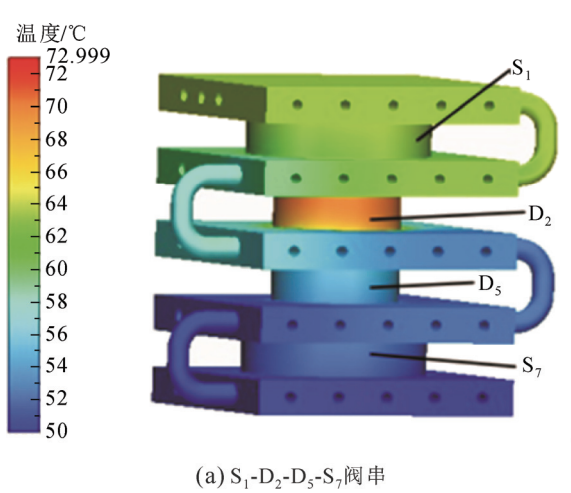
参数	数值
水冷板外形尺寸	185 mm×185 mm×25 mm
冷却介质	50%水+50%乙二醇
额定流量/(L·min ⁻¹)	5
进水温度/°C	50

仿真结果如图 5 所示。其中, 二极管 D₂ 的壳温最高, 为 73 °C; 开关器件 S₇ 壳温最低, 为 52 °C。阀串的温度分布较为均衡。基于器件数据手册中给出的结壳热阻和壳-散热器热阻, 计算各个半导体器件的结温, 具体数据如表 4 所示。其中, 二极管 D₂ 的结温最高, 为 92.7 °C, 能够满足工程对于器件结温应预留不低于 30 °C 裕度的要求。仿真结果表明, 所设计的水冷结构可以使器件良好散热, 满足实际运行要求。

UC-FBSM 半导体器件的热仿真结果如图 6 所示。其中, 开关器件 S₁ 和二极管 D₃ 的壳温最高, 为 69.7 °C; 开关器件 S₃ 和 D₂ 的壳温最低, 为 62 °C。阀串的温度分布较为均衡。根据半导体器件的数据手册, 计算器件的结温, 具体数据如表 4 所示。其中, 二极管 D₃ 的结温最高, 为 79.2 °C, 满足换流阀运行要求, 表明实例中的水冷系统设计可以使 UC-FBSM 子模块散热较好。

2.3 换流阀段和阀塔的设计

在子模块设计基础上, 本文研究了 UC-HYB-MMC 阀段的设计方法。每 6 个 UC-CDSM 子模块构成一个 UC-CDSM 阀段, 每 6 个 UC-FBSM 构成一个 UC-FBSM 阀段。在阀段内部, 子模块串联连接。2 种阀段的外观与尺寸如图 7 所示。UC-CDSM



(a) S₁-D₂-D₃-S₇ 阀串

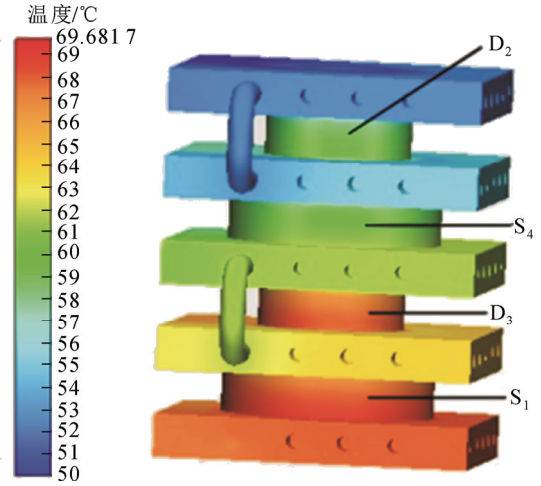
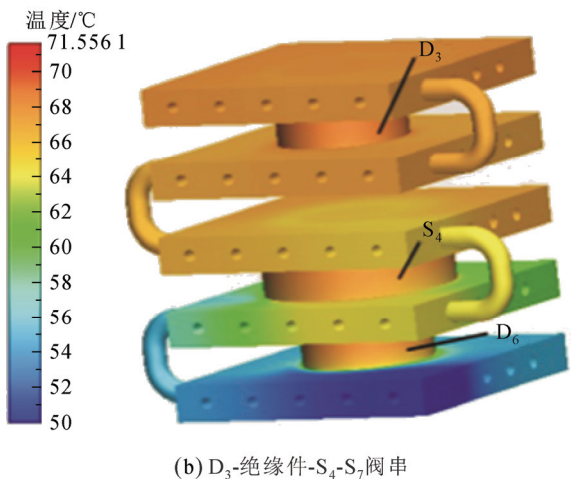


图 6 UC-FBSM 热仿真结果

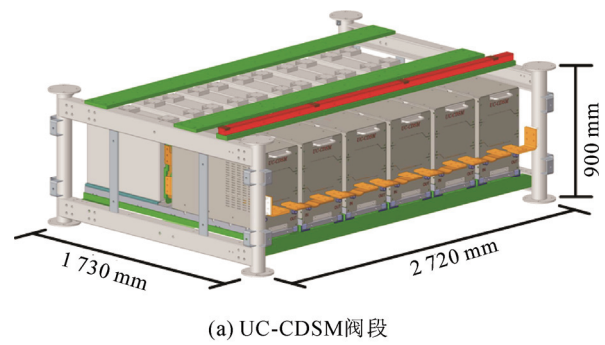
Fig.6 Thermal simulation result on UC-FBSM



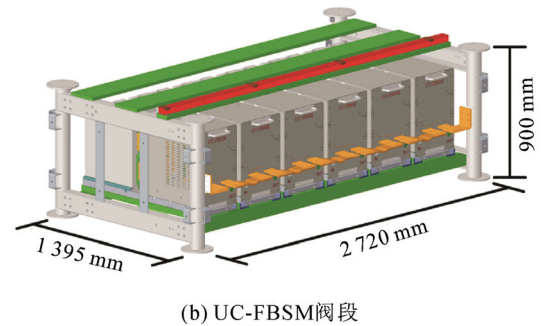
(b) D₃-绝缘件-S₄-S₇ 阀串

图 5 UC-CDSM 热仿真结果

Fig.5 Thermal simulation result on UC-CDSM



(a) UC-CDSM 阀段



(b) UC-FBSM 阀段

图 7 UC-HYB-MMC 阀段外观和尺寸图

Fig.7 Exterior and dimension of valve section of UC-HYB-MMC

表 4 UC-CDSM 和 UC-FBSM 器件壳温和结温

Table 4 Case and junction temperatures of semiconductor devices in UC-CDSM and UC-FBSM

拓扑结构	半导体器件	散热器温度/°C	结-壳热阻/(°C·kW ⁻¹)	壳-散热器热阻/(°C·kW ⁻¹)	结温/°C
UC-CDSM	S ₁	63.0	6.6	1.5	65.8
	D ₂	73.0	7.5	2.5	92.7
	D ₃	56.0	7.5	2.5	58.9
	S ₇	52.0	6.6	1.5	64.0
	D ₃	71.5	7.5	2.5	74.4
	S ₄	71.0	6.6	1.5	86.7
UC-FBSM	D ₆	71.0	7.5	2.5	74.4
	S ₁	69.7	6.6	1.5	76.8
	D ₃	69.7	7.5	2.5	79.2
	S ₄	62.0	6.6	1.5	69.7
	D ₂	62.0	7.5	2.5	70.8

阀段体积为 4.235 m³, UC-FBSM 阀段体积为 3.41 m³。与附录 B 中 HBSM 阀段的外观尺寸对比结果表明, UC-CDSM 阀段相比 HBSM 阀段减小了

35%, UC-FBSM 阀段相比 HBSM 阀段减小了 47%。

在 UC-HYB-MMC 的阀塔设计方面, 基于 UC-CDSM 和 UC-FBSM 2 类子模块分别设计了阀塔。所设计的 UC-CDSM 阀塔外观和尺寸如图 8(a) 所示, UC-FBSM 阀塔外观和尺寸如图 8(b) 所示。

每个阀塔为 4 层布置, 每一层包含 2 个阀段, 共 8 个阀段。此外, 还配有支柱绝缘子和均压环等元件。根据设计尺寸, UC-CDSM 和 UC-FBSM 阀塔体积分别为 132.76 m³ 和 82.79 m³。与附录 B 中

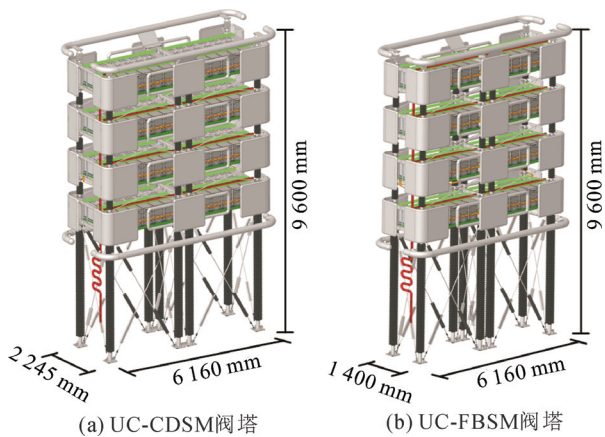


图8 实例 MMC 阀塔外观和尺寸图

Fig.8 Exteriors and dimensions of valve tower

的 HBSM 阀塔相比, UC-CDSM 和 UC-FBSM 阀塔的占地面积分别减小了 16%和 48%, 体积分别减小了 23%和 52%。

3 换流阀厅尺寸对比

基于所设计的 UC-CDSM 和 UC-FBSM 阀塔, 对 UC-HYB-MMC 的阀厅布置进行了设计, 阀厅布置的顶视图如图 9(a)所示。每个桥臂布置为一行, 阀塔之间的最大电压即为阀塔自身可能出现的最高电压。由于本文采用的半导体器件额定电压均为 4 500 V, 且每个 UC-CDSM 阀塔包含 48 个 UC-CDSM, 因此 UC-CDSM 阀塔间最高电压为 432 kV。本文根据国标 GB311.1—2012 中关于雷电冲击电压和绝缘距离的关系^[32], 选择 450 kV 冲击电压对应的距离 0.9 m。本文中预留约 80%的裕度, 设计阀塔间距离为 1.6 m。UC-FBSM 阀塔最高电压为 216 kV。根据国标 GB311.1—2012^[32], 250 kV 雷电冲击的最小绝缘距离为 0.48 m。考虑到安装、检修、维护等需求, 本文设计 2 个 UC-FBSM 阀塔间距为 1.2 m。为便于检修车辆行驶和转弯, 桥臂之间(行与行之间)设计间距为 5 m。UC-HYB-MMC 阀厅(阀塔和间距部分)总占地面积为 2 579 m², 总体积为 24 759 m³。

为了进行对比, 基于附录 B 中 HB-MMC 的阀塔设计, 图 9(b)给出了 HB-MMC 的阀厅布置设计。对于 HB-MMC, 每行内的相邻阀塔间距布置为 1.2 m, 行与行的间距也布置为 5 m, 阀厅(阀塔和间距部分)总占地面积为 3 293 m², 总体积为 34 244 m³。

对比分析图 9 可知, 相对于常规 HB-MMC, UC-HYB-MMC 的阀厅占地面积减小了 22%, 总体

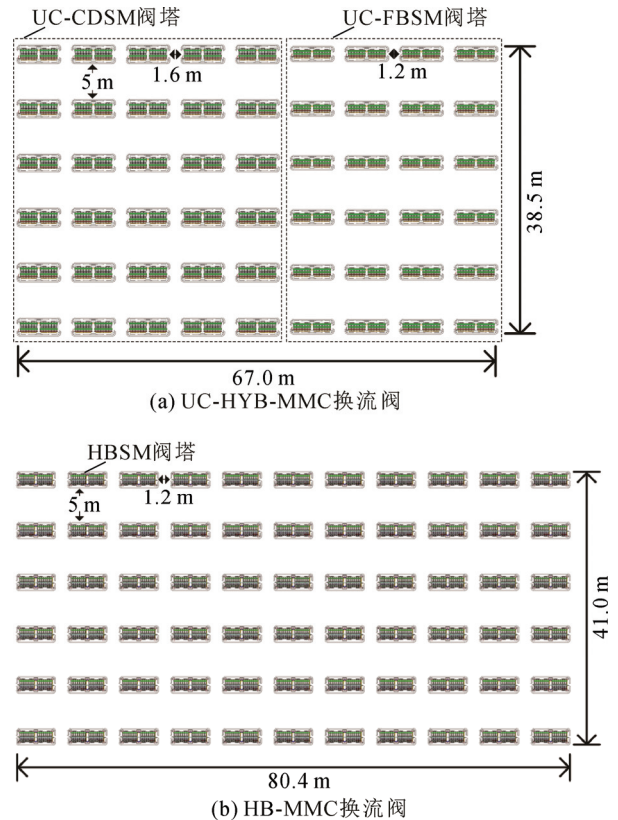


图9 阀厅布置顶视和尺寸图

Fig.9 Top view and dimensions of valve hall

积减少了 28%。这说明 UC-HYB-MMC 可以有效提升换流器的紧凑化程度, 是实现海上换流平台紧凑化和轻量化的有效手段。

4 结论

1) UC-HYB-MMC 可以利用子模块的负电平输出能力提高调制比, 从而有效减小子模块电容值, 且电容纹波电流大小仍能够满足当前技术要求。

2) 与常规 HB-MMC 相比, UC-HYB-MMC 换流阀的子模块、阀段、阀塔体积均显著减小, 在换流阀的紧凑化和轻量化等方面具有明显优势。基于本文案例, UC-HYB-MMC 可以使阀厅(阀塔和间距部分)的体积减小 28%, 占地面积减小 22%。

3) 热仿真结果表明所设计的水冷系统能够满足半导体器件的散热需求, 且阀串温度分布较为均衡。

附录见本刊网络版(<http://hve.epri.sgcc.com.cn>)。

参考文献 References

- [1] 国家发展改革委, 国家能源局. 国家发展改革委 国家能源局关于印发《“十四五”现代能源体系规划》的通知: 发改能源[2022]210号[EB/OL]. (2022-01-29)[2024-08-01]. <https://www.gov.cn/zhengce/zhengceku/2022-03/23/5680759/files/ccc7dfca8f24880a80af1275555>

- 8f4a.pdf.
- National Development and Reform Commission of China, National Energy Administration of the People's Republic of China. The 14th Five-Year Plan for a modern energy system[EB/OL]. (2022-01-29) [2024-08-01]. <https://www.gov.cn/zhengce/zhengceku/2022-03/23/5680759/files/ccc7dfca8f24880a80af12755558f4a.pdf>.
- [2] 李岩, 冯俊杰, 卢毓欣, 等. 大容量远海风电柔性直流送出关键技术及展望[J]. 高电压技术, 2022, 48(9): 3384-3393.
LI Yan, FENG Junjie, LU Yuxin, et al. Key technologies and prospects of VSC-HVDC for large-capacity and long-distance offshore wind power transmission[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3384-3393.
- [3] PAN E S, YUE B, LI X, et al. Integration technology and practice for long-distance offshore wind power in China[J]. Energy Conversion and Economics, 2020, 1(1): 4-19.
- [4] 王锡凡, 卫晓辉, 宁联辉, 等. 海上风电并网与输送方案比较[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(31): 5459-5466.
WANG Xifan, WEI Xiaohui, NING Lianhui, et al. Integration techniques and transmission schemes for off-shore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(31): 5459-5466
- [5] 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.
- [6] GWEC. Global wind report 2023[EB/OL].[2024-06-30]. <https://www.enertechos.com/wp-content/uploads/2023/12/GWEC-2023-Report.pdf>.
- [7] 李翔宇, ABEYNAYAKE G, 姚良忠, 等. 欧洲海上风电发展现状及前景[J]. 全球能源互联网, 2019, 2(2): 116-126.
LI Xiangyu, ABEYNAYAKE G, YAO Liangzhong, et al. Recent development and prospect of offshore wind power in Europe[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2019, 2(2): 116-126
- [8] LI Z X, SONG Q, AN F, et al. Review on DC transmission systems for integrating large-scale offshore wind farms[J]. Energy Conversion and Economics, 2021, 2(1): 1-14.
- [9] 李政轩, 宋强, 曾嵘, 等. 海上风电中频汇集和分布式串联直流输电系统[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7608-7620.
LI Zhengxuan, SONG Qiang, ZENG Rong, et al. A novel HVDC system integrating offshore wind farms using series-connected distributed MMCs and medium-frequency AC collection network[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(22): 7608-7620
- [10] 俞露杰, 付子玉, 朱介北, 等. 远海风电 DRU-HVDC 送出系统构网控制与启动方法综述[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(24): 63-79.
YU Lujie, FU Ziyu, ZHU Jiebei, et al. Review on grid-forming control and start-up method of diode-rectifier-unit based HVDC transmission system for remote offshore wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(24): 63-79.
- [11] 唐英杰, 张哲任, 徐政. 基于二极管不控整流单元的海上风电低频交流送出方案[J]. 中国电力, 2020, 53: 44-54, 168.
TANG Yingjie, ZHANG Zheren, XU Zheng. Diode rectifier unit based LFAC transmission for offshore wind farm integration[J]. Electric Power, 2020, 53: 44-54, 168.
- [12] 方梓熙, 艾斯卡尔, 蔡旭, 等. 基于混合直流换流器的海上风电送出系统的启动策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2698-2707.
FANG Zixi, AISIKAER, CAI Xu, et al. Startup strategy of transmission system of offshore wind farms based on hybrid DC converter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2698-2707.
- [13] 张哲任, 金砚秋, 徐政. 两种基于构网型风机和二极管整流单元的海上风电送出方案[J]. 高电压技术, 2022, 48(6): 2098-2107.
ZHANG Zheren, JIN Yanqiu, XU Zheng. Two offshore wind farm integration schemes based on grid forming wind turbines and diode rectifier unit[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2098-2107.
- [14] 王成东, 邵冰冰, 解宝, 等. 大规模海上风力发电直流输电新型混合整流阀拓扑及其控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(11): 4642-4653.
WANG Chengdong, SHAO Bingbing, XIE Bao, et al. A new topology and its control strategy of hybrid rectifier valve for large-scale offshore wind power DC transmission[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4642-4653.
- [15] 肖晃庆, 甘慧辰, 黄莹, 等. 远海风电轻型化直流送出技术综述[J/OL]. 高电压技术, 2025: 1-18[2025-02-20]. <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20241030>.
XIAO Huangqing, GAN Huichen, HUANG Ying, et al. Review of lightweight DC transmission technology for offshore wind power[J/OL]. High Voltage Engineering, 2025: 1-18[2025-02-20]. <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20241030>.
- [16] 许建中, 李钰, 陆锋, 等. 降低 MMC 子模块电容电压纹波幅度的方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 571-584.
XU Jianzhong, LI Yu, LU Feng, et al. A review of suppression methods for sub-module capacitor voltage ripple amplitudes in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 571-584.
- [17] SONG Q, YANG W B, ZHAO B, et al. Low-Capacitance modular multilevel converter operating with high capacitor voltage ripples[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7456-7467.
- [18] THAKUR S S, ODAVIC M, ZHU Z Q. Modeling and optimization of low-capacitance half-bridge modular multilevel converters operated with average submodule capacitor voltage control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(6): 6131-6144.
- [19] ZHAO C, HU Y J, LUAN K D, et al. Energy storage requirements optimization of full-bridge MMC with third-order harmonic voltage injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 11661-11678.
- [20] SONG Q, YANG W B, ZHAO B, et al. Energy storage requirement reduction using negative-voltage states of a full-bridge modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5243-5255.
- [21] 王云飞, 赵晓斌, 宋强, 等. 基于负电平利用的超大容量 MMC 分析与设计方法[J]. 高电压技术, 2024, 51(2): 558-569.
WANG Yunfei, ZHAO Xiaobin, SONG Qiang, et al. Analysis and design method of ultra-large-capacity MMC based on negative voltage state utilization[J]. High Voltage Engineering, 2024, 51(2): 558-569.
- [22] YANG W B, SONG Q, XU S K, et al. An MMC topology based on unidirectional current H-bridge submodule with active circulating current injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3870-3883.
- [23] LI Z X, TANG B J, SONG Q, et al. Low-cost and compact asymmetrical unidirectional-current modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3398-3411.
- [24] LIZANA R, PEREZ M A, ARANCIBIA D, et al. Decoupled current model and control of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5382-5392.
- [25] YANG W B, SONG Q, LIU W H. Decoupled control of modular multilevel converter based on intermediate controllable voltages[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4695-4706.
- [26] LI Z X, WU L L, SONG Q, et al. An operating mode based on variable DC voltage and current for enlarging P-Q capability range of unidirectional current H-bridge submodule-based MMC[J]. IEEE Access, 2022,

10: 79904-79912.

- [27] 李政轩. 面向远海风电的紧凑型模块化多电平换流器技术研究[D]. 北京: 清华大学, 2023.

LI Zhengxuan. Research on compact modular multilevel converters for far offshore wind power[D]. Beijing, China: Tsinghua University, 2023.

- [28] 乔丽, 谢剑, 李云鹏, 等. 高压柔性直流换流阀工业设计[J]. 中国电力, 2020, 53(12): 198-205.

QIAO Li, XIE Jian, LI Yunpeng, et al. Industrial design of high voltage flexible DC converter valve[J]. Electric Power, 2020, 53(12): 198-205.

- [29] 陈鹏, 周国梁, 马亮, 等. 海上柔性直流换流站阀厅布置及尺寸计算方法[J]. 南方电网技术, 2021, 15(11): 62-66.

CHEN Peng, ZHOU Guoliang, MA Liang, et al. Electrical equipment layout and size calculation method of valve hall for the offshore VSC-HVDC converter station[J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(11): 62-66.

- [30] VISHAY. Voltage proof test for metalized film capacitors[EB/OL]. (2024-12-15)[2024-12-15]. <https://www.vishay.com/docs/28169/vproof.pdf>.

- [31] VISHAY. Data sheet: power electronic capacitors (PEC)-rectangular[EB/OL]. (2024-12-15)[2024-12-15]. <https://www.vishay.com/docs/13020/dcmkprectangular.pdf>.

- [32] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局, 中国国家标准化管理委员会. 绝缘配合 第1部分 定义、原则和规则: GB 311.1—2012[S]. 北京: 中国标准出版社, 2013.

General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, National Standardization

Administration of China. Insulation coordination—part 1: definitions, principles and rules: GB 311.1—2012[S]. Beijing, China: Standards Press of China, 2013.



CAI Fang
Ph.D. candidate
Professor



LI Zhengxuan
Post-doctorate
Corresponding author

蔡放

1982—, 男, 博士生, 教授级高工
主要研究方向为交直流输电关键技术及其应用
E-mail: caif22@tsinghua.org.cn

李政轩(通信作者)

1995—, 男, 博士(后)
主要从事模块化多电平换流器、柔性直流输电、
新能源接入方面的研究工作
E-mail: lizhengxuan@tsinghua.edu.cn

收稿日期 2024-08-19 修回日期 2025-03-25 编辑 程子丰

附录 A UC-HYB-MMC 的运行仿真

为验证所设计的 UC-HYB-MMC 的可行性, 基于海上风电柔性直流输电场景, 本文建立了如图 A1 所示的仿真模型。仿真模型中海上 UC-HYB-MMC 参数与表 1 相同。由于典型的 UC-HYB-MMC 更适合于整流侧, 运行在逆变模式的 UC-HYB-MMC 最大有功功率只能达到整流功率的几分之一(取决于直流负压输出能力), 因此在陆上的逆变侧, 可以采用所有子模块均为 UC-FBSM 的单向电流型全桥 MMC(UC-FB-MMC)。本文中, 陆上 UC-FB-MMC 的交流额定电压设计为 544 kV(相电压有效值), 桥臂子模块数量设计为 676 个, 电容值为 2.9 mF。海上风电场功率通过控制三相交流电流的幅值和相位实现模拟; 陆上受端交流电网采用无穷大电源模拟。

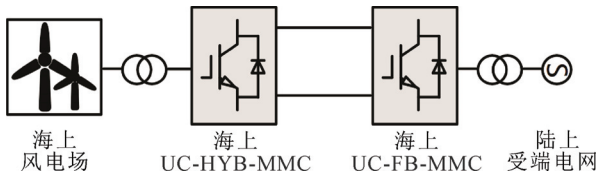


图 A1 基于单向电流型 MMC 的海上风电柔直仿真模型

Fig.A1 Simulation model of HVDC system based on unidirectional-current MMCs for offshore wind power

海上 UC-HYB-MMC 的额定有功功率设计与风电场相同的 2 000 MW。由于 UC-HYB-MMC 只能允许单向的直流电流, 因此, 在海上风电场黑启动的过程中, 需要通过输出负的直流电压, 实现功率返送。在系统正常运行的工况, UC-HYB-MMC 也要求桥臂电流保持与所定义的正方向相同, 本质上是利用直流电流在桥臂电流中产生的直流偏置实现的。为了在各种工况都能有充足的直流偏置, 本文采用文献 [27] 提出的基于模式切换的 UC-HYB-MMC 控制方法。其核心思路是, 在有功功率较小时(本文中设置阈值为 50%额定有功功率), 维持系统直流电流为 0.5 pu, 利用 UC-HYB-MMC 的直流电压调节能力, 通过调节直流电压来调节功率, UC-HYB-MMC 可以与海上交流系统交换的最大无功功率为 200 Mvar; 而在有功功率较大时, 则采用与常规方式相同的定直流电压控制, 无功功率边界值与有功功率成正比, 因此 PQ 范围如图 A2(a) 所示。如图 A2(b) 所示, 陆上 UC-FB-MMC 的额定有功功率也设计为 2 000 MW。为了更好地发挥 MMC 对电网的无功支撑作用, UC-FB-MMC 的最大无功功率设计为 1 000 Mvar。

与海上 MMC 类似, 在有功功率小于 50%的额定功率条件下, 无功功率的边界可以达到 $-500\sim 500$ Mvar; 而在有功功率大于 50%额定功率条件下, 无功功率的边界与有功功率成正比。

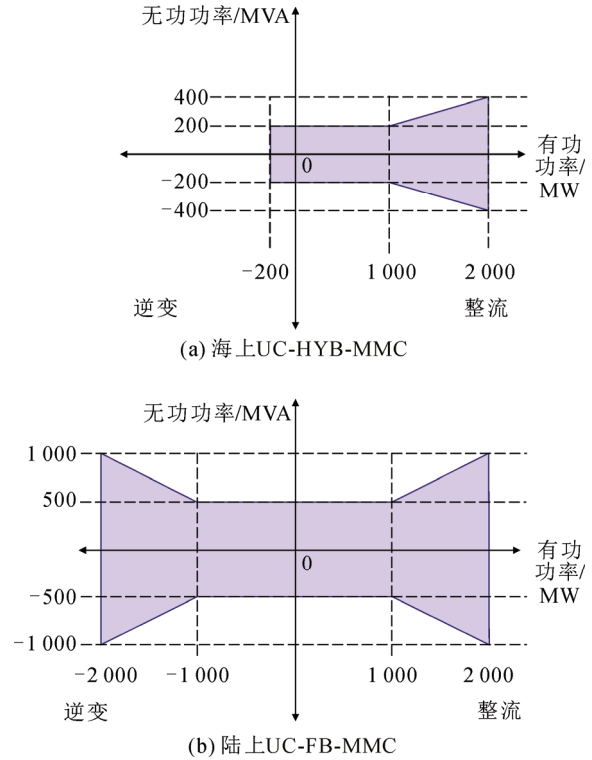


图 A2 仿真模型中海上、陆上 MMC 的 PQ 范围图

Fig.A2 PQ capabilities of offshore and onshore MMCs in simulation model

虽然在低有功功率的工况提升直流电流会在一定程增加系统损耗(例如在零有功的工况, 以额定功率为基值的海上与陆上 MMC 损耗分别约为 0.2%^[23]), 但该损耗仍在可接受的范围内。在交直流故障工况, UC-HYB-MMC 可以通过降低电压限制短路电流或清除故障。综上所述, 在黑启动、功率传输、系统故障等工况, UC-HYB-MMC 均可以满足海上风电送出需要。

常规海上风电工程中, 通常将海上 MMC 的 PQ 范围设计为一个矩形区域。虽然与常规的海上风电 MMC 设计相比, 运行于模式切换方式的 UC-HYB-MMC 在低有功工况下的无功范围较小, 但是也仍能够满足海上风电场的运行需要。对于需要更大无功范围的场景, UC-HYB-MMC 也可以通过提升直流电流、减小直流电压, 在有功功率不变的前提下, 获得更大的无功功率范围。

在传输额定 2 000 MW 功率的工况下, 稳态仿真结果如图 A3 所示。以 A 相上桥臂为例, 在稳态

运行过程中，利用文献[22]提出的提升电压和主动环流注入控制方法，UC-HYB-MMC 桥臂电流一直能够维持单向，如图 A3(a)所示。桥臂输出电压与电容电压如图 A3(b)所示。在稳态运行状态，UC-HYB-MMC 电容电压波动率维持在 10%以内，且未发生过调制。交流电流波形如图 A3(c)所示。

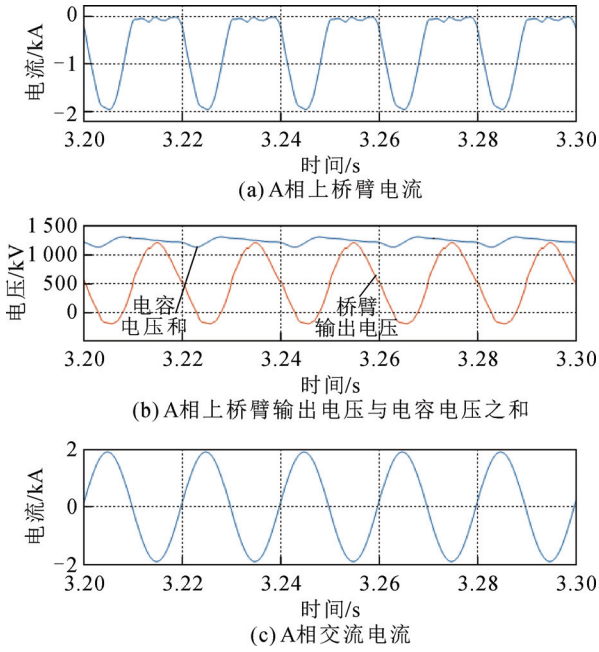


图 A3 UC-HYB-MMC 稳态运行仿真结果

Fig.A3 Simulation results on UC-HYB-MMC in steady state

UC-HYB-MMC 的有功和无功功率变化过程的仿真结果如图 A4 所示。在 3.5~3.9 s，有功功率从 2 000 MW(1.0 pu)下降到 1 200 MW(0.6 pu)，同时无功功率从 0 上升到 200 Mvar。在功率变化过程中，直流电流和交流电流(以 A 相为例)的幅值都呈现下降，桥臂电流负峰值下降，但是仍一直维持单向，保证 UC-HYB-MMC 的正常运行。

海上交流电网传输有功功率为 1 200 MW 时，单相短路接地故障和隔离的仿真结果如图 A5 所示。仿真中设置了在 4.2 s 发生 A 相短路接地故障，接地电阻为 20 Ω；在 4.3 s，交流故障被隔离。如图 A5(c)所示，在故障发生后，6 个桥臂的能量开始发生不平衡，出现的过调制导致 MMC 交直流电压受控效果变差。同时，由于交流电压波形的变化，风电场交流电流也受到较大影响。桥臂电容电压和最高峰值为 1 987 kV，达到稳态运行电压的 1.6 倍。在故障被隔离后，系统迅速恢复正常运行。在整个过程中，交流和直流电压最大峰值分别为 1 022 kV、1 180 kV，交流和直流电流最大峰值分别为 1 942 A 和 1 920 A。

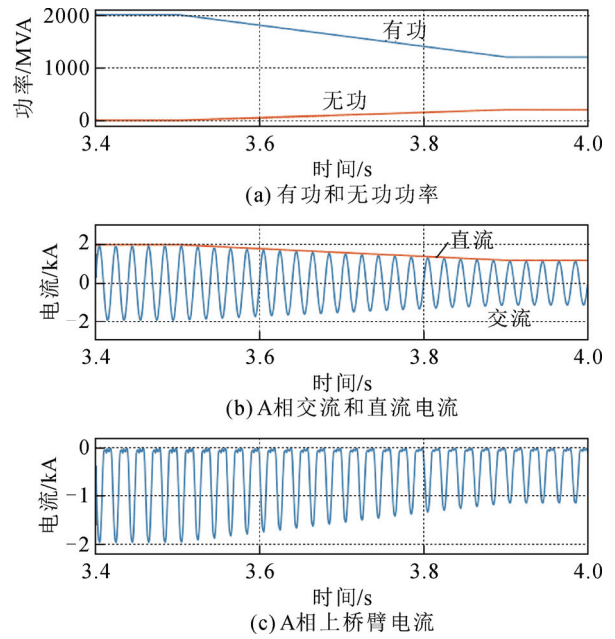


图 A4 UC-HYB-MMC 有功和无功功率变化仿真结果

Fig.A4 Simulation results on UC-HYB-MMC during active and reactive power variation

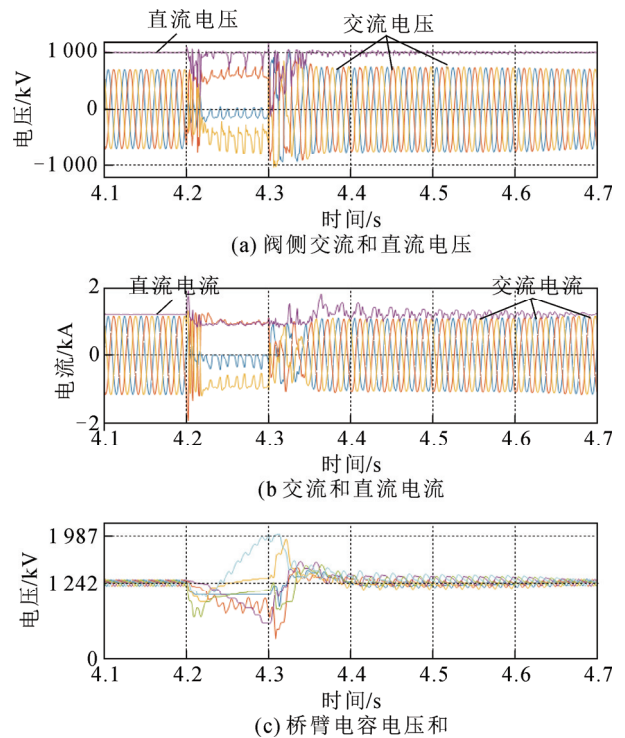


图 A5 UC-HYB-MMC 交流单相短路接地故障和隔离仿真结果

Fig.A5 Simulation results on UC-HYB-MMC during single-phase-to-ground fault and isolation

海上交流电网传输有功功率为 1 200 MW 时，三相短路故障和隔离的仿真结果如图 A6 所示。在 4.2 s，仿真中模拟了三相短路故障，相间短路电阻

为 $5\ \Omega$ 。三相交流电压在故障发生后立刻降低至 0 附近。由于交流功率的减小，直流电压也迅速降低。交流和直流电流在故障中受到影响，在故障后迅速恢复正常。在故障过程中，MMC 桥臂电容电压均衡受到影响，电容电压最高达到 $1\ 913\ \text{kV}(1.54\ \text{pu})$ ；在故障被隔离后，各电气量快速恢复正常。在整个过程中，交流和直流电压最大峰值分别为 $1\ 050\ \text{kV}$ 、 $1\ 045\ \text{kV}$ ；交流和直流电流最大峰值分别为 $1\ 224\ \text{A}$ 和 $1\ 860\ \text{A}$ 。

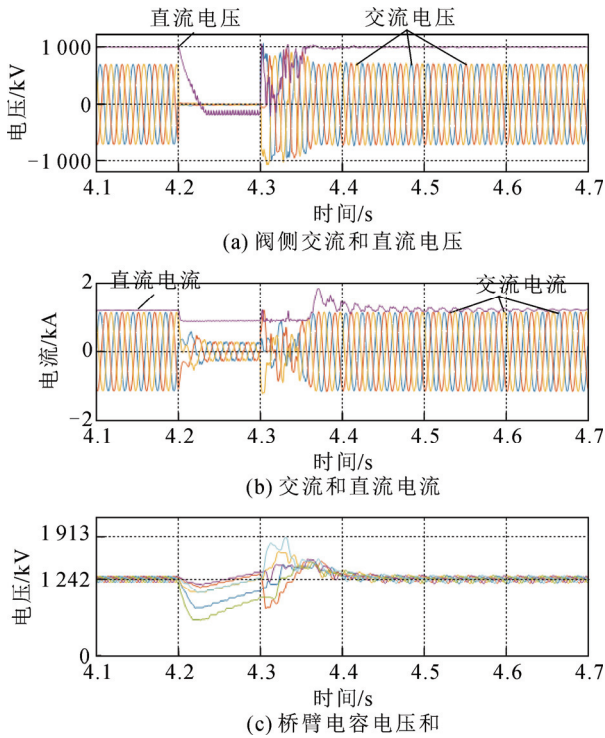


图 A6 UC-HYB-MMC 交流三相短路故障和隔离仿真结果
Fig.A6 Simulation results on UC-HYB-MMC during three-phase short-circuit fault and isolation

附录 B HB-MMC 换流阀设计

为了对比不同换流器方案在换流阀占地面积和体积等方面的差异，本文对常规 HB-MMC 的子模块、阀段、阀塔也进行了设计。HB-MMC 的额定有功和无功功率、额定直流电压、半导体器件电压等级以及子模块电容额定电压均与 UC-HYB-MMC 相同，其他参数如表 B1 所示。

所设计的 HBSM 外观和尺寸如图 B1 所示。HBSM 的体积为 $0.464\ \text{m}^3$ ，其中电容的体积为 $0.178\ \text{m}^3$ ，占比 38%。所设计的 HB-MMC 阀段外观和尺寸如图 B2 所示。每个阀段由 6 个 HBSM 组成，总体积为 $6.504\ \text{m}^3$ 。HBSM 阀塔由 8 个阀段、支柱绝缘子和均压环等部分构成。根据设计尺寸，HBSM

阀塔设计如图 B3 所示，体积为 $171.99\ \text{m}^3$ 。

表 B1 HB-MMC 的参数设计

Table B1 Parameter design of HB-MMC

参数	数值
额定交流电压/kV	300.1
桥臂电流有效值/A	1 313
桥臂 HBSM 数量/个	525 (含 25 个冗余)
子模块电容值/mF	10.48

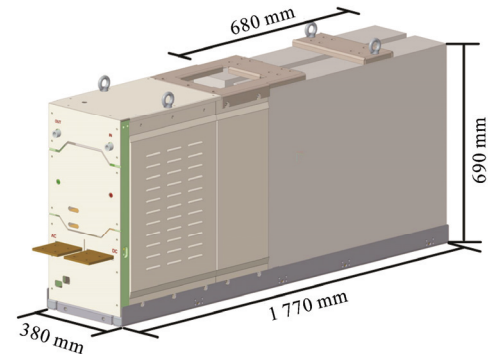


图 B1 HB-MMC 的 HBSM 外观和尺寸图

Fig.B1 Exterior and dimension of HBSM in HB-MMC

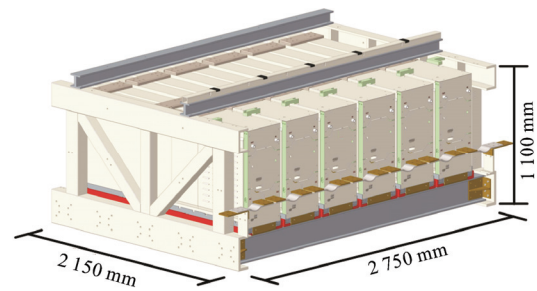


图 B2 HB-MMC 阀段外观和尺寸图

Fig.B2 Exterior and dimension of valve section in HB-MMC

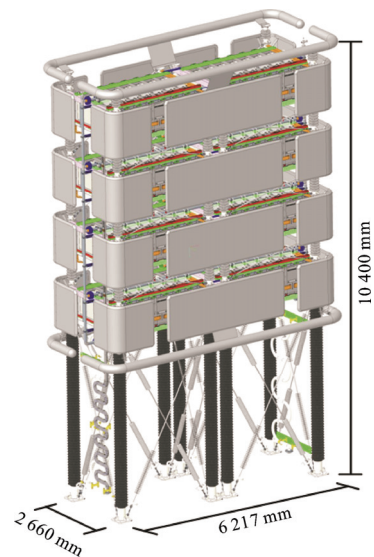


图 B3 HB-MMC 阀塔外观和尺寸图

Fig.B3 Exteriors and dimensions of valve tower of HB-MMC