DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.210420 文章编号: 0258-8013 (2021) 22-7608-13 中图分类号: TM 71 文献标识码: A

# 海上风电中频汇集和分布式串联直流输电系统

李政轩, 宋强\*, 曾嵘, 余占清, 赵彪

(电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室(清华大学电机系), 北京市 海淀区 100084)

## A Novel HVDC System Integrating Offshore Wind Farms Using Series-connected Distributed MMCs and Medium-frequency AC Collection Network

LI Zhengxuan, SONG Qiang\*, ZENG Rong, YU Zhanqing, ZHAO Biao

(State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipment (Department of Electrical

Engineering, Tsinghua University), Haidian District, Beijing 100084, China)

ABSTRACT: With the development of long-distance and large-capacity offshore wind power, voltage source converter based high voltage direct current transmission (VSC-HVDC) has become an inevitable choice. However, the huge conversion platform in the prevailing centralized conversion solution results in great difficulties in transportation and construction. In this study, a novel VSC-HVDC solution for integrating offshore wind farms using series-connected distributed converters and medium-frequency AC accumulation was proposed. Within this architecture, each distributed modular multilevel converter (MMC) was installed on the existing distributed AC substation, thereby avoiding the construction of a centralized converter platform. The distributed MMCs could be designed with relatively low rated voltage because a series DC network was adopted. The cost, size, and loss of different MMCs were analyzed and compared in detail. Analysis results show that the size and cost of distributed MMC can be greatly reduced on the basis of the novel medium-frequency unidirectional-current H-bridge MMC, which makes the installation of the proposed MMC on the offshore AC substation feasible. The control schemes for the HVDC system based on series-connected distributed MMCs were also proposed. Simulation results verify the feasibility of the proposed scheme and control strategy.

**KEY WORDS:** offshore wind power; voltage source converter based high voltage direct current (VSC-HVDC); modular multilevel converter (MMC); medium-frequency AC collection; series DC transmission 摘要:随着海上风电向远海和大容量发展,采用新型的柔性 直流输电技术实现远海风电输送已成为必然选择。但是,现 有集中换流方式存在换流器体积大、平台建设难度高等问 题。该文提出一种新型的海上风电中频汇集和分布式串联直 流输电系统,将集中式模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)拆分为多个分布的小型 MMC, 并将各 MMC 分布安装于既有的分布交流升压平台,可以避 免集中换流平台建设。在直流侧采用串联直流组网的方式, 各分布 MMC 可以设计为相对较低的电压等级。基于所提的 系统方案,对不同拓扑 MMC 的成本、体积和损耗进行详细 分析和对比。对比分析结果表明,基于新型中频单向电流型 全桥 MMC,可以大幅降低分布 MMC 的体积和成本,使海 上交流升压平台集成分布 MMC 具有可行性。提出了分布串 联直流输电系统的关键控制策略,仿真结果验证了所提出的 新型海上风电直流组网方案和控制策略的可行性。

关键词:海上风电;柔性直流输电;模块化多电平换流器; 中频汇集;串联直流输电

#### 0 引言

为了获取更多的风能,海上风电场正向远海和 更大容量发展<sup>[14]</sup>。以欧洲海上风电工程为例,近年 新建的海上风电工程电缆长度普遍超过100km,最 大容量接近1000MW<sup>[5]</sup>。由于单位长度的高压交流 海底电缆比起直流电缆造价更高,当传输超过一定 距离(一般为100km左右),交流方式的造价将会高 于直流<sup>[3,6-7]</sup>。同时,交流电缆存在的电容效应也使 得高压交流方式的输送距离和容量都受到很大的 限制<sup>[8]</sup>,难以应用在远距离、大容量的输电场合。 直流电缆造价更低,且不存在电容效应带来的无功 功率问题。另一方面,模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)<sup>[9-13]</sup>的技术进步也推动

**基金项目**:国家自然科学基金项目(51977119);电力系统及大型发电设备安全控制和仿真国家重点实验室自主课题(SKLD20M04)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51977119); State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipment (SKLD20M04).

了柔性直流输电(voltage source converter based high voltage direct current, VSC-HVDC)技术的快速发展和应用。因此, VSC-HVDC 也成为了远海大容量风电输送的必然选择。

MMC 在运行时桥臂上存在较大的功率波动, 需要通过较大的子模块电容抑制电容电压波动,这 导致 MMC 电容用量巨大。直流电容在子模块中的 体积占比通常超过 60%,成本与所用 IGBT 器件接 近<sup>[14]</sup>。目前应用于大型海上风电的直流输电主要采 用基于 MMC 的端对端集中换流方式<sup>[5]</sup>,海上换流 平台需要放置千兆瓦级的换流器、大容量变压器及 其附属设备,体积极为庞大,造价也极高,建设和 运输的难度极大。随着远海风电场容量的不断提 高,大型海上集中式换流平台所面临的问题将更加 突出,已成为限制海上风电柔性直流输电技术发展 最为关键的因素。通过拓扑或控制方式的改变实现 低电容用量的紧凑化 MMC 是当前的研究热 点[15-17],但目前仍不足以达到高度紧凑化的要求。 因此,为了降低海上换流平台的体积、重量和成本, 以减小或取消集中海上换流平台的新型的海上风 电直流组网方式已经成为研究热点。

己有研究提出在海上采用二极管整流器、在岸 上采用 MMC 逆变器的方式<sup>[18]</sup>。但是,二极管整流 器没有自换相能力,只能由所有的风机换流器以协 调控制的方式控制海上风电场电压和频率<sup>[18]</sup>。这对 于由上百台风机构成的大型风电场具有巨大的挑 战性。二极管整流方式也给风电场内部带来较大的 谐波电流<sup>[19]</sup>。因此,目前这种方案转为实际工程还 将面临巨大挑战。

另一类技术路线是取消集中的海上换流器,每 个海上风机先分别通过小容量换流器转为直流,然 后再串联起来达到直流输电线路的电压水平,再通 过直流海底电缆与岸上逆变站连接<sup>[20-22]</sup>。但是,这 种方案中位于直流线路顶端的风机变压器需要承 受整个系统的直流偏置电压。对于容量相对较小的 单台风机变压器,如此高的绝缘设计要求显得很不 现实<sup>[20]</sup>。对于含有上百台甚至数百台风机的大容量 海上风电场,以单台风机为单元的串联方式也过于 复杂而难以实现<sup>[20]</sup>。

大型海上风电场通常采用分片结构<sup>[5]</sup>,分为多 个场区,每个场区分别设有海上交流升压平台。如 果能够采用分布式的整流方式,并将 MMC 分布安 装于每个场区的交流升压平台上,就可以避免集中

式海上换流平台的建设。但是这对 MMC 的紧凑化 具有很高的要求,单独依靠现有的低电容用量技术 仍难以达到这一要求。海上风电交流汇集系统与岸 上交流电网相独立,运行频率可以并不限于工 频[23-24]。如果将海上风电交流汇集系统的频率提 高,将为 MMC 的高度紧凑化创造更有利的外部条 件。与海上风电交流汇集相关的其他设备,例如直 驱风机网侧换流器、风机升压变压器、升压站变压 器等设备的体积也都可以随频率的提高而降低。同 时,由于 MMC 在运行频率升高后功率密度大幅提 高,风机网侧换流器也可以采用大功率、低损耗、 低谐波的 MMC 结构,取代现有的两电平、三电平 换流器。基于上述分析,本文提出一种海上风电的 中频汇集和分布式串联直流输电系统,为大容量远 海风电提供紧凑化、低成本和高灵活性的新型直流 输电方案。

#### 1 中频汇集和分布式海上换流平台方案

#### 1.1 中频汇集和分布式换流方案

现有的海上风电场柔性直流输电的主要方式 如图1所示。典型的千兆瓦级海上风电场通常分为 多个场区,每个场区就近配置一个海上交流升压平 台,各场区内的风机通过中压交流汇集到该场区升 压平台,再经升压变压器升到高压后,通过高压交 流电缆与海上集中换流平台连接,在海上集中换流 平台上完成汇集,然后再进行升压和交直流变换, 经海底直流电缆与陆上换流站连接。MMC 极高的 电容用量使得这种方式存在海上集中换流平台体 积和重量巨大的问题。例如,欧洲北海风电场的 Borwin2 工程的 800MW 海上换流平台的长、宽、 高尺寸达到 72.5×51×25m<sup>[25]</sup>。如此庞大的海上平台, 建设和运输难度都十分巨大,难以实现。

为了解决海上集中换流平台体积和重量大导



offshore wind power

致的运输和建设难度大的问题,本文提出如图2所 示的基于中频汇集的分布式串联海上风电柔性直 流组网方案。首先,既然各场区已经就近配置有海 上交流升压平台,如果将集中式 MMC 拆分为多个 分布的小型 MMC,并将各 MMC 分布安装于既有 的升压平台,则无需再新建海上集中换流平台,这 将是一个非常具有吸引力的方向。但是分布 MMC 的紧凑化程度将是其能否集成于海上交流升压平 台的关键。虽然低电容用量 MMC 技术已经成为研 究热点,但是 MMC 各方面运行特性的约束使现有 技术理论所能实现的电容用量降低程度仍然有 限[26-27]。根据现有文献[16-17,26-27],目前的紧凑化技 术最高仅可以获得30%左右的体积优化。因此本文 所提出的方案还改变常规的工频交流方式,将海上 风电交流汇集系统中频化(150~500Hz),为 MMC 的 高度紧凑化创造条件,其他与海上交流汇集系统相 连的变压器和换流设备的体积也可以得到大幅降 低。在直流线路层面,所提方案将各分布式 MMC 以多端直流组网的方式将能量输送到岸上换流器。





1.2 分布式平台直流组网方式分析

柔性直流输电换流器的分布化是所提组网方 案的一个关键。多个分布 MMC 在直流侧需要进行 汇集,这可以采用并联多端组网或串联多端组网的 方式。虽然并联多端组网是一种更为常见的方 式<sup>[28-31]</sup>,但是由于每个分布 MMC 的容量只有岸上 MMC 的几分之一,却需要采用与岸上 MMC 相同 的直流电压,容量和电压匹配极不合理,在体积、 成本和可靠性等方面都不能达到最优。

以分为3个场区的1000MW大型风电场为例, 整个系统额定有功功率为1000MW,岸上MMC的 极间额定直流电压为 640kV(极对地电压±320kV)。 假设每个场区额定有功功率为 333MW,如表 1 所 示,采用并联多端组网方式时,每个额定有功容量 为 333MW 的分布 MMC 的直流电压都需要按 640kV 设计,是一种典型的"高电压、小电流"工 作方式。在电压方面,当采用 3300V 开关器件时, 桥臂级联子模块数目需要 400 个,与 1000MW 的 MMC 相同。由于子模块数目对 MMC 的成本和体 积影响很大,显然这并不是一种较优的设计方式。 在电流方面,桥臂额定电流只有 350A,而当前 3300V 电压等级的模块式封装 IGBT 额定电流可以 达到 1500A,显然也无法充分利用现有 IGBT 器件 电流能力。

因此,本文提出在直流侧通过串联直流组网的 方式将各分布 MMC 的能量进行汇集,使每个分布 MMC 可以设计为相对较低的电压等级,通过各分 布 MMC 直流侧的串联将直流电压升至线路额定电 压,再与岸上 MMC 连接。如表1所示,在串联多 端组网方式下,每个分布 MMC 的额定直流电压仅 需设计为 213.3kV(直流线路额定电压的 1/3),相应 的桥臂子模块级联数量也仅需 133 个,仅为 1000MW 的 MMC 的 1/3,在体积和成本方面更具 优势。

表 1 串联和并联组网时分布式 MMC 主要参数对比

 Table 1
 Comparisons of the main parameters of distributed MMCs in series-connected and

parallel-connected solutions

参数	分布式并联	分布式串联		
额定有功功率/MW	333	333		
换流器无功范围/Mvar	-111~111	-111~111		
额定直流电压/kV	640	213		
额定交流电压/kV	192	64		
额定直流电流/A	520	1560		
额定交流电流/A	610	1830		
额定桥臂电流/A	350	1050		
特点	高电压、小电流	电压电流匹配合理		

1.3 海上交流系统频率提升的影响分析

提出的海上风电柔性直流组网方案中,将海上 交流系统的频率提升到中频,以利于相关设备的体 积降低。通常提升频率会也使电缆充电电流增大, 影响电缆有功容量。但是在所提的方案中,中频交 流系统仅限于风机到交流升压平台之间。海底交流 电缆处于场区内部,汇集距离一般只有几公里,充 电功率的带来的影响很弱。另一方面,由于单位长 度电缆的充电功率和电压的平方成正比,相比高压 的 220kV,海上风场内部的交流系统通常为 35kV, 单位长度电缆的充电效应要弱得多。风机换流器也 可以通过调整输出电流相位,在一定程度上实现对 于无功功率的控制。因此,在风场内部采用中频交 流汇集对交流电缆充电电流和功率输送能力的影 响非常小。

### 2 中频分布 MMC 的分析与设计对比

#### 2.1 MMC 拓扑结构选择

所提方案的主要目标是将分布式 MMC 集成于海上升压平台,因此 MMC 的紧凑化程度将是关键。 如图 3 所示, MMC 由 6 个桥臂构成,每个桥臂中串 联 N 个子模块。通过控制子模块的投入和切除状态来 产生所需的电压。MMC 又存在多种子模块形式,并 在运行特性、体积和成本等方面存在不同,需要根 据系统运行特点和要求选择合适的子模块形式。

图 4 所示为几种主要的子模块拓扑结构形式。 图 4(a)所示的半桥子模块(half-bridge submodule, HBSM)是最基本的子模块拓扑。但是基于半桥子模 块的 MMC(HB-MMC)的直流电压只能运行在额定 值附近。在串联系统中,流过每一台分布式 MMC 的直流电流相同,换流器输出的直流电压和功率成 正比,这就要求 MMC 必须具备直流电压大范围的 调节能力。但是,HB-MMC 无法实现直流电压大 范围的调节,很难应用于串联直流组网中。常规 HB-MMC 也存在桥臂功率波动大而导致的子模块 电容用量大的问题。图 4(b)所示的全桥子模块(full-





图 4 MMC 子模块结构

Fig. 4 Main submodule topologies of MMC

bridge submodule, FBSM)可以输出-1、0、1 三种 电平,使基于全桥模块的 MMC(FB-MMC)的直流电 压可以在负的额定值到正的额定值之间连续可调, 从而适应串联组网的要求。但是 FB-MMC 开关器 件用量是 HB-MMC 的 2 倍,导致体积和成本的较 大增加<sup>[26]</sup>。相对于 FB-MMC,图 4(c)所示的全桥子 模块和半桥子模块混合的 MMC(hybrid MMC, HYB-MMC)可以减小器件用量的增加,具体直流电 压可调范围和开关器件用量取决于全桥子模块的 比例。例如,当全桥子模块和半桥子模块的比例各 为 50%时, HYB-MMC 开关器件用量为半桥 MMC 的 1.5 倍,直流电压则从 0 到额定值之间连续可调。

针对海上风电功率输送等大规模新能源发电 并网的应用场合,文献[32]提出一种如图 4(d)所示 的单向电流型全桥子模块(unidirectional current H-bridge SM, UCH-SM)。UCH-SM实质上是一种 在桥臂电流单向条件下简化的全桥子模块。在直流 线路电流为单向的前提下,如果通过适当的参数设 计和控制方法使 MMC 的桥臂电流也一直被保持为 单向,全桥子模块中的4只开关器件中有2只器件 在所有工况下都不会有电流流过,可以实现拓扑结 构的简化,从而大幅减小开关器件用量。基于 UCH-SM 的 MMC(UCH-MMC)仍可以保持 FB-MMC 直 流电压大范围连续可调和直流故障阻断能力,而开 关器件用量则可以保持与 HB-MMC 相近。文献[32] 给出了 UCH-MMC 具体的运行原理。

以额定有功功率为333MW的分布MMC为例, 在交流端口为工频的条件下,对上述4种不同MMC 的设计进行了比较,主要参数如表 2 所示。HB-MMC 是目前最为基本、应用最为广泛的拓扑,因

表 2 不同拓扑结构的 MMC 主要参数对比(交流输出为 50Hz 时) Table 2 Comparison between different MMC topologies with ac frequency of 50 Hz

	额定有	最大	额定	额定交流	桥臂额	IGBT 器	IGBT 器	子模块	桥臂子	子模块	IGBT	开关器件	总电容	直流
内容	功功率	无功输	直流电压	相电压	定电流	件电压等	件电流等	额定电压	模块	平均 IGBT	器件总	总用量	储能	电压
	P <sub>N</sub> /MVA	出/Mvar	$U_{\rm dcN}/{\rm kV}$	$U_{\rm acN}/{\rm kV}$	I <sub>armN</sub> /A	级 UCES/V	级 I <sub>CES</sub> /A	$U_{\rm cap}/{ m V}$	数 N	器件数量	数量 <i>K</i>	SIGBT/MVA	$E_{\rm cap}/{\rm MJ}$	调节范围
HB-MMC	333	±111	213	64	1052	3300	1500	1600	133	2	1596	7900	11.25	$U_{\rm dcN}$
FB-MMC	333	±111	213	64	1052	3300	1500	1600	133	4	3192	15800	11.25	$-U_{\rm dcN} \sim U_{\rm dcN}$
HYB-MMC	333	±111	213	64	1052	3300	1500	1600	133	3	2394	11850	11.25	$0 \sim U_{\rm dcN}$
UCH-MMC	333	±111	213	109	748	3300	1000	1600	180	2	2160	7128	5.38	$-U_{dcN} \sim U_{dcN}$

此将其作为比较基准。在成本和体积比较的过程 中,主要考虑子模块开关器件和电容用量的影响。 由于不同拓扑中所采用开关器件的数量和电压/电 流等级可能不同,因此定义如下的开关器件总容量 指标用于比较<sup>[32]</sup>:

$$S_{\rm IGBT} = K \times U_{\rm CES} \times I_{\rm CES} \tag{1}$$

式中: *K* 为 MMC 中 IGBT 开关器件(包含了续流二 极管)总数量; *U*<sub>CES</sub> 和 *I*<sub>CES</sub> 分别为 IGBT 器件标称的 额定电压和电流。

在电容用量方面,则通过如下定义的总电容储 能值衡量<sup>[26-27]</sup>:

$$E_{\rm cap} = 6 \times N \times C_{\rm sm} \times U_{\rm cap-p}^2 \tag{2}$$

式中: *N* 为每桥臂子模块数; *C*<sub>sm</sub> 为子模块电容值; *U*<sub>cap-p</sub> 为额定运行情况下子模块电容的峰值电压。

采用常规设计方法时,FB-MMC 和 HYB-MMC 开 关器件的电压/电流等级与 HB-MMC 相同,但是数 量分别为 HB-MMC 的 2 倍和 1.5 倍,因此开关器 件用量 S<sub>IGBT</sub> 也分别为 HB-MMC 的 2 倍和 1.5 倍。 FB-MMC 和 HYB-MMC 的子模块电容值与 HB-MMC 相同,因此电容用量 E<sub>cap</sub> 也相同。

对于 UCH-MMC,为了保持桥臂电流单向,通 常需要在一定程度上提高 MMC 交流额定电压,以 降低桥臂电流中的交流分量,使其与直流电流分量 叠加后偏于单向。交流电压的提高将使桥臂所需输 出电压提高,所需的子模块数量也更多。但是 UCH-MMC 的桥臂电流也将相应下降,这使其可以 选择额定电流相对较低的开关器件。如表 2 所示, UCH-MMC 的开关器件总用量 *S*<sub>IGBT</sub> 与 HB-MMC 接 近。另一方面,提高 UCH-MMC 交流电压虽然导致 子模块数量增加,但是可以提高 MMC 所运行的调 制比。已有研究表明,将调制比提高到一定程度可 以大幅降低桥臂功率波动,从而降低电容用量<sup>[26]</sup>。 因此,如表 2 所示,相比其他几种拓扑,UCH-MMC 具有较低的电容用量,有利于其成本和体积的降低。 采用串联直流组网方式时,分布 MMC 应具有 直流电压大范围调节能力。HB-MMC 的直流电压 只能运行在额定点附近,难以适应串联直流组网的 应用要求。FB-MMC、HYB-MMC 和 UCH-MMC 的直流电压都可在较大范围内调节,能够较好地适 应串联直流组网的要求。但是 FB-MMC 和 HYB-MMC 都将带来开关器件用量的大幅增加,导致在 体积和成本方面存在较大的问题。UCH-MMC 具有 直流电压大范围调节能力,开关器件用量与 HB-MMC 接近,电容用量则远小于 HB-MMC,因此更 适于海上风电分布式串联直流组网中的应用。

#### 2.2 中频分布式 MMC 换流阀体积和成本分析

基于 2.1 节对几种 MMC 拓扑在工频交流输出 时的分析和比较,本节将考虑交流端口频率提高对 开关器件用量和电容用量的影响,进一步对 MMC 的成本和体积随频率提升的变化进行分析。为了便 于比较,开关器件用量和电容用量都以工频交流时 的 HB-MMC 为基准,采用标幺值表示。

当 MMC 交流端口频率升高时, MMC 额定电 压和额定电流并没有变化,可以认为开关器件总用 量不随频率变化而变化,在频率为*f*时,某种 MMC 拓扑的开关器件用量标幺值可表示如下:

$$S_{\text{IGBT}(\text{MMC}_{\text{Type}})}^{*}(f) = \frac{S_{\text{IGBT}_{50}(\text{MMC}_{\text{Type}})}}{S_{\text{IGBT}_{50}(\text{HB-MMC})}}$$
(3)

式中: 下标 "MMC\_Type" 指 MMC 拓扑类型,为 "HB-MMC"、"FB-MMC"、"HYB-MMC"和 "UCH-MMC"中的一种; *S*<sub>IGBT\_50 (MMC\_Type)</sub>指交流 端口为 50Hz 条件下此种 MMC 的开关器件用量。

由于电容电压波动与流入电容的电流的积分 相关,在子模块电容电压波动限值相同的情况下, 所需子模块电容值和 MMC 交流端口频率成反 比<sup>[33]</sup>,相应的 MMC 电容储能值也与频率成反比。 在频率为*f*时,某种 MMC 拓扑的总电容用量标幺 值可以表示为

$$E_{\text{cap}(\text{MMC}_{\text{Type}})}^{*}(f) = \frac{\frac{J}{50}E_{\text{cap}_{50}(\text{MMC}_{\text{Type}})}}{E_{\text{cap}_{50}(\text{HB-MMC})}}$$
(4)

MMC 换流阀的体积和成本主要由开关器件和 电容用量决定。对于不同的工程,由于采用的器件 和设计方式的不同,开关器件和电容在子模块体积 和成本中所占比例会在一定程度内变化。用变量α 和β分别表示工频时 HB-MMC 子模块中电容所占 成本和体积的比例。当频率升高时,MMC 的成本 和体积随频率的变化如下:

$$C^{*}_{(MMC_Type)}(f) = (1 - \alpha)S^{*}_{IGBT(MMC_Type)}(f) + \alpha E^{*}_{cap(MMC_Type)}(f)$$
(5)

$$V_{(\text{MMC}_{Type})}^{*}(f) = (1 - \beta)S_{\text{IGBT}(\text{MMC}_{Type})}^{*}(f) + \beta E_{\text{cap}(\text{MMC}_{Type})}^{*}(f)$$
(6)

以表 2 系统为例,根据当前典型的柔性直流输 电工程设计,采用成本占比α=0.3、体积占比β=0.6 为例进行计算<sup>[26]</sup>,利用式(3)一(6)对不同结构的 MMC 在不同运行频率下成本和体积进行计算,所 得到的曲线如图 5(a)、(b)所示。

由图 5 可知,相对于 HB-MMC,FB-MMC 和 HYB-MMC 开关器件用量更大,因此成本和体积都 要更高。UCH-MMC 具有与 HB-MMC 接近的开关 器件用量,因此成本和体积更小。由于电容在子模 块的体积占比更大,因此 UCH-MMC 在体积方面的 降低效果非常明显,在工频输出时就可以降至 0.65pu(相对于工频 HB-MMC)。随着交流输出频率 的提高,几种 MMC 的成本和体积都随之进一步降 低,而 UCH-MMC 仍是成本和体积最低的。尤其是 在体积方面,当交流频率提高至 175Hz 时,UCH-MMC 的体积可以降低至约 0.44pu;当交流频率提





Fig. 5 Curves of volume and cost of various MMC topologies varying with ac frequency.

高至 250Hz 时,UCH-MMC 的体积可以降低至约 0.42pu。同时,以工频 HB-MMC 的成本为基准, 当交流频率提高至 175Hz 时,UCH-MMC 的成本可 以降低至约 0.67pu;在 250Hz 时,UCH-MMC 的成 本可以降低至 0.66pu。这表明,中频 UCH-MMC 具有非常高的紧凑化程度以及较低的成本,为将其 集成于海上交流升压平台创造了条件。

#### 2.3 中频分布式 MMC 的损耗分析

MMC 交流输出频率的提高也必然对其损耗带 来影响。高压大容量 MMC 的每个桥臂通常包含上 百个子模块,采用最近电平逼近调制即可以得到非 常好的谐波特性,器件开关频率接近于基频。对于 常规工频 MMC,通态损耗占换流器整体损耗的绝 大部分,开关损耗占比相对较小。当 MMC 交流输 出频率升高时,通态损耗基本不会变化。由于器件 开关频率随交流输出频率升高而升高,开关损耗有 所增加。针对 HB-MMC、FB-MMC、HYB-MMC 和 UCH-MMC,对 MMC 总损耗随频率的变化的关 系进行了计算,结果如图 6 所示。

相对于 HB-MMC, FB-MMC、HYB-MMC 和 UCH-MMC 在电流通路中的开关器件数目都有增 加,因此导致额外的通态和开关损耗,导致总损耗 要大于 HB-MMC。在 FB-MMC、HYB-MMC 和 UCH-MMC 几种拓扑结构中,由于 HYB-MMC 中 只有部分全桥子模块(所研究中全桥子模块比例为 50%),因此在损耗方面的增加较小,而 FB-MMC 和 UCH-MMC 的损耗增加则相对较大。

随着交流频率的提高,各种 MMC 的开关损耗 都将增加,总损耗也将增加。但是 MMC 损耗原本



就已经处于非常低的水平,几种 MMC 拓扑的绝对 损耗率还仍保持在较低低的水平。以 UCH-MMC 为例,在交流频率为175Hz 时的损耗率约为1.06%, 在交流频率为250Hz 时的损耗率约为1.12%,均处 于可以接受的水平。

#### 2.4 中频分布 MMC 及海上升压平台

常规的海上交流升压平台主要包括工频升压 变压器、开关和其他附属设备。在所提出的分布串 联直流组网中,海上交流升压平台还需要集成安装 分布 MMC,集成分布 MMC 后的海上升压平台的 体积是所提方案的关键。

由 2.2 节分析可知, 在几种 MMC 拓扑选择中, 中频 UCH-MMC 具有最低的成本和体积, 相比同容 量的工频输出的 HB-MMC, 在 175Hz 的运行频率 下, UCH-MMC 的体积可以降低到 0.44pu, 成本降 低到 0.67pu。同时, 虽然中频 UCH-MMC 相比工频 HB-MMC 的损耗有所增加, 但是损耗率仍保持在 较低、可以接受的水平。因此, 中频 UCH-MMC 是最适合的拓扑选择。

海上交流电网频率提高后,海上升压平台中的 原有交流升压变压器的体积也可以大幅降低,这又 有利于降低海上升压平台的体积。根据文献[34], 变压器的体积和运行频率的近似关系为

$$V_{\rm tr}^* \propto f^{-0.75} \tag{7}$$

以 50Hz 的升压变压器的体积作为基准,运行 频率和变压器体积的关系如图 7 所示。当频率从 50Hz 提升到 175Hz 时,变压器体积下降 61%;提 升到 250Hz 时,变压器体积下降 70%。

根据上述对 MMC 和升压变压器体积的评估,可以对所提方案中海上平台的体积进行评估。以常



Fig. 7 Relationship between transformer volume and the operation frequency

规方案中工频海上升压平台的体积为基础(即设其 为1.0pu),并设其中工频升压变压器体积占比为<sub>γ</sub>, 其他体积不随开关频率变化的设备(如开关和其他 附属设备等)的体积占比(1-γ)。根据现有工程经验 <sup>[25]</sup>,设一台工频 HB-MMC 的体积与工频升压变压 器体积之比约为 5:1,则集成了分布 MMC 的海上 升压平台的体积标幺值估算如下:

$$V_{\text{sub}}^{*}(f) = 5 \times \gamma \times V_{\text{UCH-MMC}}^{*}(f) + \gamma \times V_{\text{tr}}^{*}(f) + (1 - \gamma) \times V_{\text{others}}^{*}$$
(8)

以γ=0.2 为例,根据式(8)绘制出海上升压站设 备总体积随运行频率变化的曲线如图 8 所示。在交 流频率为 50Hz 时,将分布 UCH-MMC 集成在海上 升压平台后,将使海上升压平台体积增加 60%以 上。当交流提高到中频运行后,海上升压平台的体 积将随频率上升而显著下降。例如,在交流频率提 升至 175Hz 时,与传统方案的海上交流升压平台相 比,集成分布式 MMC 后,海上升压平台体积仅提





升 32%; 当交流频率提升至 250Hz 时,海上升压站 体积仅有 28%的提升。

#### 2.5 中频对海上直驱风机换流器的影响

海上交流系统频率的提升也会对海上直驱风 机换流器带来影响。首先,频率的提升会使风机升 压变压器体积也得到降低,这是有利的影响。但是, 直驱风机网侧换流器的开关频率也需要随交流系 统频率有所提高。在采用常规两电平或三电平换流 器时,风机换流器损耗可能会偏大。随着单台风机 容量已经向 10MW 级以上发展,本文提出的中频紧 凑化 MMC 方案同样可适用于直驱风机换流器,在 体积、成本和效率等方面得到综合优化,后续将展 开更为深入的研究,在此暂不展开讨论。

## 3 分布式串联直流系统的运行控制方法与 仿真验证

#### 3.1 分布式串联直流系统的控制策略

在所提方案中,多个分布 UCH-MMC 在直流 侧通过串联方式进行组网,分布串联直流系统模型 的直流回路模型如图 9 所示,其中 L<sub>0</sub>~L<sub>3</sub>为换流器 直流端口等效电抗,电抗值为桥臂电抗值的 2/3<sup>[35]</sup>。 在稳态运行过程中,岸上 UCH-MMC 处于定直流电 流控制模式,控制整个直流系统的直流电流。在恒 定的直流线路电流下,各分布 UCH-MMC 则通过控 制直流端口的电压控制所需传输的有功功率。岸上 UCH-MMC 通过调节自身直流电压控制直流线路 电流恒定。图 9 中的开关为旁路开关。当某一个海 上换流站内部发生故障,或需要进行维护时,先闭 合旁路开关,该换流器即可被旁路,然后再断开换



流器直流端口与系统的电气连接。

图 10(a)为岸上 UCH-MMC 的控制框图。岸上 UCH-MMC 是通过其直流输出电压的变化调节串联 直流电网的直流电流,因此其直流侧控制器外环是 直流线路电流反馈控制,根据直流电流目标值 it 和 测量值 ide, 通过 PI 控制环节产生 MMC 直流电压 参考值  $u_{dc}^*$ 。岸上 UCH-MMC 交流侧控制目标是将 直流侧输入的有功功率全部传送到交流电网。子模 块电容电压反映了 MMC 交直流侧功率的平衡,因 此岸上UCH-MMC 交流侧控制器的目标是将子模块 电容电压 ucap 控制为目标值 u<sup>\*</sup><sub>cap</sub>,通过 PI 控制器产 生交流电流有功分量参考值,也就是同步旋转 dq 坐 标系的 d 轴参考电流分量  $i_d^*$ 。另一方面,通过对 q轴电流的控制,可以实现岸上 UCH-MMC 与交流电 网之间的无功功率控制。最后,采用文献[36-37]提 出的解耦控制方法,将交直流电压参考值转换为桥 臂电压参考值,经阀控制器输出到 IGBT 控制脉冲。

图 10(b)是海上风电场侧分布 UCH-MMC 的控制框图。各分布 UCH-MMC 的交流侧采用 V/f 控制器,使交流端口输出幅值和频率恒定的三相交流电压,为所连接场区的风机提供并网交流电源,接纳



风机所发出的有功功率。其中交流频率目标值为所 设计的中频频率。分布 UCH-MMC 的直流侧控制器 的目标是将交流侧所接纳的风电场有功功率都传 送到直流线路中。由于各分布 UCH-MMC 直流侧流 过恒定的直流电流 *i*<sub>dc</sub>,因此需要通过调节分布 UCH-MMC 直流端口电压来调节直流侧有功功率。 子模块电容电压反映了分布 UCH-MMC 交直流侧 功率的平衡。因此分布 UCH-MMC 直流控制器的目 标是将子模块电容电压 *u*<sub>cap</sub> 控制为目标值 *u*<sup>\*</sup><sub>cap</sub>,通 过 PI 控制器产生直流电压目标值 *u*<sup>\*</sup><sub>dc</sub>。采用文献[35] 提出的解耦方式生成桥臂参考电压。

针对如图2所示的中频汇集和分布式串联直流 输电系统,在MATLAB/Simulink中搭建仿真模型, 进行仿真验证。岸上为一个大型集中式UCH-MMC,容量为1000MW。海上为3个串联分布UCH-MMC,容量各为333MW,额定参数如表3所示。 其中,岸上UCH-MMC运行频率为50Hz,综合考 虑海上UCH-MMC的体积和损耗,将海上交流系统 设计为175Hz。由于海上和岸上换流器容量不同, 因此表中给出了单位容量下的换流器峰值储能 (kJ/MVA)。其中,运行在工频50Hz的岸上UCH-MMC的电容峰值储能为15.33kJ/MVA,而运行在 中频175Hz的海上UCH-MMC的电容峰值储能仅 4.38kJ/MVA。

Table 3Parameters of the simulation model							
参数	海上 UCH-MMC	岸上 UCH-MMC					
额定有功功率/MW	333	1000					
无功功率范围/Mvar	-111~111	-333~333					
额定直流电压/kV	213	640					
额定交流电压/kV	189	567					
桥臂串联模块数	180	540					
运行频率/Hz	175	50					
模块电容/mF	0.919	3.216					
换流器单位功率电容峰值	4.20	15.00					
储能/(kJ/MVA)	4.38	15.33					

## 表 3 仿真模型参数表

3.2 启动过程仿真

在启动时,首先是通过岸上交流电网对岸上 UCH-MMC 子模块以不控充电的方式进行预充电。 此时,岸上 UCH-MMC 处于脉冲闭锁状态,通过限 流电阻进行充电。在不控充电结束后,岸上 UCH-MMC 的控制器即可具有一定的控制能力,可 进入可控充电。具体的 UCH-MMC 可控充电原理可 以参考文献[37],主要实现方式为不断降低岸上 UCH-MMC 桥臂中投入的子模块数,模块电容可以 被持续充电,最高可以充电至模块电压的 90%左 右,此时岸上 UCH-MMC 已经具备了正常运行的能 力。然后,岸上 UCH-MMC 通过控制端口直流电压 控制系统直流电流为额定值。海上 UCH-MMC 的充 电能量来自于直流侧。虽然 UCH-MMC 不能流过负 向的直流电流,但是可以通过负向的直流电压为换 流器充电。在岸上 UCH-MMC 受控充电的过程中, 直流侧会输出负向电压,海上 UCH-MMC 通过该电 压完成不控充电。在岸上 UCH-MMC 控制额定的直 流电流后,海上 UCH-MMC 通过主动输出直流负电 压完成从直流侧可控充电过程。本文中,岸上 UCH-MMC 可控充电、同时海上 UCH-MMC 不控充电这 一过程定义为系统的"协同启动控制"阶段。各分 布 UCH-MMC 的子模块电容完成预充电后,分布 UCH-MMC 可以启动,并输出中频交流电压,为所 连接的风电场提供并网电压。

图 11 为系统启动过程的仿真结果。首先,岸 上 UCH-MMC 与岸上交流电网连接,但是处于脉冲 闭锁状态,通过限流电阻进行不控充电。以 A 相下 桥臂为例,图 11(a)给出 UCH-MMC 的桥臂电容电 压的变化曲线。在岸上不控充电过程中,UCH-MMC 的桥臂电容电压可以被充至约 0.46pu。在岸上不控 充电结束后,系统在 *t*=0.6s 时进入协同启动控制阶 段。在这一阶段中,岸上 UCH-MMC 解锁,并不断



降低投入的子模块数,以升高每一个子模块的电 压,如图 11(a)中岸上 MMC 充电波形。同时,如 图 11(c)所示,岸上 UCH-MMC 直流端口输出负向 直流电压,为海上 UCH-MMC 提供充电电源。由于 在此时,岸上的充电电阻仍然被投入中,因此不会 发生很大的电流尖峰。以海上 UCH-MMC1 为例, 桥臂电容电压的充电过程如图 11(a)海上 MMC 充电 波形。在协同启动控制阶段结束后,海上 UCH-MMC 已经具有直流电压控制能力,岸上 UCH-MMC 控制系统直流电流为额定值。海上 UCH-MMC 通过输出负向直流电压,实现受控充电。在 启动过程结束后,岸上 UCH-MMC、海上 UCH-MMC 的电容电压均达到额定值。

#### 3.3 稳态运行仿真

在稳态运行过程中,岸上 UCH-MMC 采用如 图 10(a)所示的控制策略将直流线路电流控制为恒 定,如图 12(a)所示。虽然实际的风电场有功功率很 难发生阶跃,但是,为了展示本文提出的系统的直 流电流受控能力,在此仿真研究中,使海上分布 UCH-MMC1,UCH-MMC2 和 UCH-MMC3 所连接 的风电场所输出的有功功率分别在 *t*=3.5s, 3.55s 和 3.6s 时从 0MW 阶跃到 333MW,如图 12(b)所示。 海上分布 UCH-MMC 则采用图 10(b)所示的控制策 略。当所连接风电场有功功率发生变化时,在直流 线路电流恒定的情况下,分布 UCH-MMC 通过调整 直流电压来调整所传输的有功功率。如图 12(c)所



图 12 直加示玩電話运行 新切平所成的 加具如来 Fig. 12 Simulation results of steady state operation and power step-ups of dc system

示,分布 UCH-MMC1、UCH-MMC2 和 UCH-MMC3 的直流电压也分别阶跃变化,以适应风电场功率的 变化,将所连接风场功率传送到直流线路中。岸上 MMC 的功率和电压则分别是 3 个分布 UCH-MMC 的功率和电压之和。在整个过程中,直流线路电流 维持额定值,仅在功率阶跃的几个时刻受到微小扰 动,体现了串联系统中直流电流不变而直流电压随 功率调节的特点。

在海上风电场侧,各分布 UCH-MMC 将输出 的交流电压和频率控制为恒定,为海上风机提供并 网电源。在此仿真中,分布 MMC 交流电压频率被 控制为 175Hz。以分布 UCH-MMC1 为例,图 13(a) 为交流侧有功功率阶跃的过程,图 13(b)为交流侧 输出电压波形,交流电压幅值和频率始终控制为恒 定,即使在所连接风电场功率发生大幅阶跃变化时, 交流电压幅值和频率的扰动也非常小。如图 13(c) 所示,海上 UCH-MMC 的子模块电容电压均值也始 终被控制为恒定,并且在设计参数下,电容波动峰 值始终在 10%以内。







3.4 运行频率影响的仿真

图 14 为 MMC 交流端口频率分别为 175Hz 和 250Hz 时的仿真结果对比。为了直观对比不同的 MMC 运行频率对电容电压波动的影响,仿真中两 种频率下的子模块都采用 919µF 的电容值。从图 14 可以看出,在相同的子模块电容值的条件下,运行



图 14 MMC 运行频率对电容电压波动影响真结果 Fig. 14 Simulation results of

comparison between different operation frequencies

频率从 175Hz 提升到 250Hz 后,子模块电容电压具 有更小的纹波。实际应用中,如果电容电压波动率 限值相同,则意味着在 250Hz 运行频率下可以采用 比 175Hz 更小的子模块电容值,进一步降低分布式 MMC 体积和成本。当然,如 2.3 节所分析,提高 频率后也将使 MMC 损耗增加,在实际应用中需要 根据综合各方面性能要求选择适当的开关频率。

#### 3.5 系统故障特性和保护方法讨论

系统故障特性及相关的控制保护策略是另一 方面的关键问题。与现有柔性直流输电系统相比, 分布式串联直流输电系统的故障特性与保护方法 的特殊性主要体现在直流线路故障和分布式换流 器故障等方面。本文暂只对系统故障特性进行简单 讨论,详细的故障特性和保护方法将在后续进行更 为深入的研究和报道。

在串联直流输电系统中,由于各端均采用了具 有直流电压大范围调节能力 MMC 拓扑,因此均具 有直流故障自清除能力。另一方面,由于海上风电 接入电网一般均是采用直流海底电缆加陆地电缆 的传输方式,因此直流线路发生故障的概率很小。 即使发生了直流的短路故障,也通常是永久性故 障,需要通过停运系统并完成检修才可完全清除。

在串联直流输电系统中,当某一台串联的分布 式 MMC 发生严重故障时,或海上的交流电缆发生 故障而导致该场区的功率无法送出时,可以,通过 直流侧旁路开关旁路该故障 MMC,再断开该 MMC 的直流隔离开关。整个串联直流输电系统仍可以维 持运行,正常 MMC 的运行控制方式保持不变。 当故障的 MMC 恢复正常后,再重新投入恢复正常 运行。

#### 4 结论

在目前大型海上风电场柔性直流输电系统中, 大型海上集中换流平台所面临的运输和建设等难 题突出,甚至使工程难以实现。本文提出了海上风 电的中频汇集和分布式串联直流输电系统,将集中 式 MMC 拆分为多个分布的小型 MMC,并将各 MMC 分布安装于既有的升压平台,无需再新建海 上集中换流平台。文中分析表明,通过采用中频汇 集和串联直流输电的方式,并采用新型 UCH-MMC 拓扑,可以最大限度地优化换流器体积和成本,最 多可以降低到同等容量 HB-MMC 体积的 42%,成 本的 66%, 而换流器损耗仍然在可以接受的范围 内。同时,在采用分布 MMC 集成在海上升压平台 方案后,避免了新建庞大的海上集中换流平台,原 交流升压平台的体积也仅有 20%~30%的提升,对 于升压平台的建设难度影响较小。同时,本文提出 了针对分布式串联直流输电系统的控制方法。通过 仿真结果验证所提出的海上风电直流组网方案和 控制策略的可行性。

#### 参考文献

- POTHAN R. Renewables 2020-global status report[R]. Paris: REN21, 2020.
- [2] 文锋. 我国海上风电现状及分析[J]. 新能源进展, 2016, 4(2): 152-158.
  WEN Feng. Developments and characteristics of offshore wind farms in China[J]. Advances in New and Renewable Energy, 2016, 4(2): 152-158(in Chinese)
- [3] Offshore wind power projects in Germany[EB/OL]. https://www.tennet.eu/indexphp?id=2130&L=0.
- [4] LAURIA S, SCHEMBARI M, PALONE F, et al. Very long distance connection of gigawatt-size offshore wind farms: extra high-voltage AC versus high-voltage DC cost comparison[J]. IET Renewable Power Generation, 2016, 10(5): 713-720.
- [5] MAU C N, RUDION K, ORTHS A, et al. Grid connection of offshore wind farm based DFIG with low frequency AC transmission system[C]//2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting. San Diego: IEEE, 2012: 1-7.
- [6] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. Bologna: IEEE, 2003.
- [7] ZHAO C, WANG Z, LI Z, et al. Characteristics analysis of capacitor voltage ripples and dimensioning of full-bridge MMC with zero sequence voltage injection[J].

IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 2106-2115.

- [8] 班明飞,申科,王建赜,等.基于准比例谐振控制的 MMC 新型环流抑制器[J].电力系统自动化,2014, 38(11): 85-89,129.
  BAN Mingfei, SHEN Ke, WANG Jianze, et al. A novel circulating current supressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11):
- 85-89, 129(in Chinese).
  [9] 杨晓峰,郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制 策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 59-65.
  YANG Xiaofeng, ZHENG Qionglin. A novel universal circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Proceedings of the

CSEE, 2012, 32(18): 59-65(in Chinese).

[10] 苑宾,许建中,赵成勇,等. 模块化多电平换流器 PR
环流抑制器优化设计[J]. 中国电机工程学报,2015,35(10):2567-2575.
YUAN Bin, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, et al.

Optimal design of PR circulating current suppressing controllers for modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2567-2575(in Chinese).

- [11] YU Lujie, LI Rui, XU Lie. Distributed PLL-Based control of offshore wind turbines connected with diode-rectifierbased HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(3): 1328-1336.
- [12] BLASCO-GIMENEZ R , APARICIO N , ANO-VILLALBA S, et al. LCC-HVDC connection of offshore wind farms with reduced filter banks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2372-2380.
- [13] VEILLEUX E, LEHN P W. Interconnection of direct-drive wind turbines using a series-connected DC Grid[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2014, 5(1): 139-147.
- [14] 郭高朋,姚良忠,温家良,等.基于半控整流器的直流 侧串联海上风电并网系统[J].中国电机工程学报,2015, 35(15): 3843-3850.
  GUO Gaopeng, YAO Liangzhong, WEN Jialiang, et al. Offshore wind farm grid connected system based on DC side series of semi-controlled rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3843-3850(in Chinese).
- [15] 李响,韩民晓.海上风电串联多端 VSC-HVDC 协调控制策略[J].电工技术学报,2013,28(5):42-48,57.
   LI Xiang, HAN Minxiao. A coordinated control strategy

of series multi-terminal VSC-HVDC for offshore wind farm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 42-48, 57(in Chinese).

- [16] GIERSCHNER S, ECHEL H G, BAKRAN M M. A competitive medium frequency AC distribution grid for offshore wind farms using HVDC[C]//2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications(EPE). Lille: IEEE, 2013: 1-10.
- [17] 黄明煌, 王秀丽, 刘沈全, 等. 分频输电应用于深远海风电并网的技术经济性分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(5): 167-174.
  HUANG Minghuang, WANG Xiuli, LIU Shenquan, et al. Technical and economic analysis on fractional frequency transmission system for integration of long-distance offshore wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(5): 167-174(in Chinese).
- [18] HUSSENNETHER V, RITTIGER J, BARTH A, et al. Projects BorWin2 and HelWin1-Large scale multilevel voltage-sourced converter technology for bundling of offshore windpower[J]. CIGRE B4-306, 2012.
- [19] SONG Qiang, YANG Wenbo, ZHAO Biao, et al. Low-capacitance modular multilevel converter operating with high capacitor voltage ripples[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7456-7467.
- [20] SONG Qiang, YANG Wenbo, ZHAO Biao, 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] 陈树勇, 徐林岩, 孙栩, 等. 基于多端柔性直流输电的风电并网控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(S1): 32-38.
  CHEN Shuyong, XU Linyan, SUN Xu, et al. The control of wind power integration based on multi-terminal high voltage DC transmission with voltage source converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(S1): 32-38(in

[22] 饶宏,宋强,刘文华,等. 多端 MMC 直流输电系统的 优化设计方案及比较[J]. 电力系统自动化,2013, 37(15): 103-108.
RAO Hong, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Optimized design solutions for multi-terminal VSC-HVDC system

Chinese).

design solutions for multi-terminal VSC-HVDC system using modular multilevel converters and their comparison[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 103-108(in Chinese).

[24] 阎发友,汤广福,贺之渊,等. 基于 MMC 的多端柔性 直流输电系统改进下垂控制策略[J]. 中国电机工程学 报, 2014, 34(3): 397-404.

YAN Fayou, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. An improved droop control strategy for MMC-based VSC-MTDC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 397-404(in Chinese).

- [25] YANG Wenbo, SONG Qiang, XU Shukai, 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.
- [26] HAGIWARA M, NISHIMURA K, AKAGI H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1786-1799.
- [27] 卡罗尼尔 麦克莱曼. 变压器与电感器设计手册[M]. 北京:中国电力出版社, 2014.
  MCLYMAN C W T. Transformer and inductor design handbook[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2014(in Chinese).
- [28] YANG Wenbo, SONG Qiang, LIU Wenhua. Decoupled control of modular multilevel converter based on intermediate controllable voltages[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4695-4706.
- [29] 杨文博, 宋强, 朱喆, 等. 模块化多电平换流器的直流

内电势解耦控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(3): 648-655.

YANG Wenbo, SONG Qiang, ZHU Zhe, et al. Decoupled control of inner DC electric potential of modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(3): 648-655(in Chinese).

[30] DENG Zexi, CHEN Dong, MEI Nian, et al. The Control strategy of unidirectional current H-bridge MMC based hybrid HVDC system[C]//2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics(ISIE)Vancouver: IEEE, 2019: 2070-2075.



在线出版日期: 2021-04-25。 收稿日期: 2021-02-25。 作者简介:

李政轩(1995),男,博士研究生,研究 方向为新能源柔直接入、大功率电力电子 技术、大容量换流器紧凑化技术,zx-li18@ mails.tsinghua.edu.cn

\*通信作者: 宋强(1975), 男, 博士,

副教授,研究方向为电压源型直流输电技 术、大功率电力电子技术、新型功率变换 技术,songqiang@mail.tsinghua.edu.cn。

(责任编辑 邱丽萍)

## A Novel HVDC System Integrating Offshore Wind Farms Using Series-connected Distributed MMCs and Medium-frequency AC Collection Network

LI Zhengxuan, SONG Qiang\*, ZENG Rong, YU Zhanqing, ZHAO Biao

(State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipment (Department of Electrical Engineering, Tsinghua University)

**KEY WORDS:** offshore wind power; voltage source converter based high voltage direct current; modular multilevel converter; medium-frequency ac collection; series DC transmission

With the development of long-distance and large-capacity offshore wind power, the voltage source converter based high voltage direct current transmission (VSC-HVDC) has become an inevitable choice. In the prevailing centralized conversion solution, the ac power is collected and converted on a centralized conversion platform. However, the huge conversion platform in the prevailing centralized conversion solution results in great difficulties in transportation and construction.

This paper proposed a medium-frequency distributed architecture for offshore wind power, as shown in Fig. 1.



Fig. 1 Proposed medium-frequency distributed conversion architecture for offshore wind power

The centralized modular multilevel converter (MMC) is divided into several low-capacity MMCs which are distributed in the substations. As the substations inherently exist in the real projects, this alleviates the construction of the large centralized platform but does not increase the construction cost. The offshore ac frequency is also increased to further reduce the volume of MMC. The distributed MMCs are connected on series in their DC sides, hence, they can be designed with reduced voltages, compared with the parallel architecture, where each distributed MMC has same rated dc voltage as the HVDC system.

MMC based on half-bridge submodule (HBSM),

full-bridge submodule (FBSM), unidirectional current H-bridge submodule (UCH-SM) and the hybrid topology of the combination of FB and HBSM (HYB) are four common SM topologies. Define the volume and cost of an HB-MMC operating in 50Hz as 1.0pu, different MMCs based on these four SM topologies are normalized and compared to evaluate the cost and the volume in Fig. 2. With the frequency increasing, all of the four MMCs have decreased cost and volume. The UCH-MMC has the lowest cost and volume. The cost and volume of medium frequency can be reduced to 0.66 pu and 0.42 pu.



Fig. 2 Curves of volume and cost of various MMC topologies varying with AC frequency