

海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统启动策略

杨明睿^{1,2}, 向往^{1,2}, 文劲宇^{1,2}

- (1. 强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学), 武汉 430074;
2. 华中科技大学电气与电子工程学院, 武汉 430074)

摘要: 海上风电经二极管整流器-模块化多电平换流器(diode rectifier-modular multilevel converter, DR-MMC)串联直流送出系统在大规模远海风电并网场景下具有显著应用潜力。但 DR 具有单向导电性且海上/陆上 MMC 的额定直流电压存在差异, 导致系统难以直接从陆上启动。为此, 提出了一种基于不控充电-半控充电-全控启动 3 阶段的启动策略。首先, 介绍了并网拓扑与控制策略; 然后, 针对不控充电阶段, 基于等效电路分析了子模块的充电特性, 并给出了限流电阻的计算方法。对于部分子模块在不控充电中因能量不足而无法解锁的问题, 提出了一种考虑子模块能量均衡的半控充电策略。针对全控启动阶段, 基于 MMC 的功率双向传输特性和交流风电场的低电压穿越能力, 提出了一种交流风电场、海上 MMC 和陆上 MMC 3 者协同的启动控制策略; 最后, 通过 PSCAD/EMTDC 仿真验证了所提启动策略的有效性。

关键词: 海上风电; DR-MMC 串联; 直流送出; 启动策略; 低电压穿越; 能量均衡

Startup Strategy of Series DR-MMC Based DC Transmission System for Offshore Wind Power

YANG Mingrui^{1,2}, XIANG Wang^{1,2}, WEN Jinyu^{1,2}

- (1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 2. School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: The series diode rectifier-modular multilevel converter (DR-MMC) based DC transmission system has significant potentials for application in large-scale offshore wind power integration. However, the integration system encounters challenges in starting directly from land due to the unidirectional conductivity of DR and the difference in DC voltage between offshore and onshore MMCs. Therefore, a startup strategy comprising three stages, such as uncontrolled charging, semi-controlled charging, and fully controlled startup, is proposed. Firstly, the topology and control strategy of the integration system are introduced. Then, for the uncontrolled charging stage, the charging characteristics of each sub-module (SM) are analyzed based on the equivalent circuit, and the calculation method for the current limiting resistor is proposed. Aiming at the issue of some SM being unable to deblock due to insufficient energy during the uncontrolled charging stage, a semi-controlled charging strategy for SM energy balancing is proposed. For the fully controlled startup stage, a coordinated startup control strategy of AC wind farms, offshore MMC and onshore MMC is proposed on the basis of the bidirectional power transmission characteristics of MMC and low voltage ride-through capability of AC wind farms. Finally, the effectiveness of the proposed startup strategy is validated through PSCAD/EMTDC simulations.

Key words: offshore wind power; series DR-MMC; DC transmission; startup strategy; low voltage ride through; energy balancing

0 引言

海上风电发电效率高、不占用土地资源、靠近沿海负荷中心, 是推动我国能源结构转型的重要技术手段^[1]。模块化多电平换流器(modular multilevel

converter, MMC)具有模块化、效率高、谐波含量低的特点^[2], 是大规模远海风电直流送出的主流换流器拓扑。然而, MMC 含有大量的子模块(sub module, SM)。基于 MMC 的海上风电经柔性直流送出(MMC-HVDC)系统需要安装大型海上换流平台, 存在工程建设难度大、成本高昂的缺陷^[3]。

为提升海上换流平台的经济性, 基于二极管整流器(diode rectifier, DR)的海上风电直流送出技术受到了国内外学者的广泛关注。相比于 MMC, DR

基金资助项目: 国家重点研发计划(2022YFB2405400); 国家自然科学基金(52237004)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2022YFB2405400), National Natural Science Foundation of China (52237004).

具有体积小、成本低的优势^[4-5]。目前,基于 DR 的海上风电直流送出方案主要有纯 DR 送出^[6-7]、DR-MMC 并联送出^[8]和 DR-MMC 串联送出^[9]等。其中,DR-MMC 串联送出方案将 DR 与 MMC 在直流侧串联、交流侧并联,利用 MMC 的构网能力为 DR 和风电机组提供交流电压。相比于纯 DR 送出方案,无需使用构网型风电机组;相比于 DR-MMC 并联送出方案,MMC 运行在更低的直流电压等级,所需的 SM 数量减少。因此,该方案在技术性和经济性上均有一定的优势。但是目前关于海上风电经 DR-MMC 串联直流送出方案的研究主要聚焦于稳态控制^[10]、参数设计^[11]、故障穿越^[12]等方面,鲜有文献针对其启动过程进行研究。

平稳的启动是直流输电系统后续转为稳态运行的关键。目前,针对 MMC-HVDC 系统的启动研究较为丰富。文献[13]指出 MMC 的启动可分为不控充电阶段和可控充电阶段。文献[14]建立了 MMC 不控充电的数学模型并提出了限流电阻的选取方法。文献[15]提出了海上风电经 MMC-HVDC 送出系统的启动控制策略,指出陆上电网首先需要经 MMC-HVDC 返送功率至海上风电场用于其启动。除常见的仅含半桥子模块(half bridge SM, HBSM)的 MMC 的启动外,文献[16-18]还对含 HBSM 和全桥子模块(full bridge SM, FBSM)的混合 MMC 启动过程进行了研究。

然而,海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统的结构特点不同于上述拓扑,其启动存在 2 大问题:(1)由于 DR 的单向导电性,海上风电场难以直接从陆上电网吸收功率进行启动;(2)海上、陆上 MMC 额定直流电压不相等,陆上 MMC 需具备降压运行能力。为解决上述问题,国内外学者分别提出了配置柴油发电机^[19]、储能装置^[20]或并联交流电缆^[21]等方案,但这些方案均增加了额外投资成本。文献[22]提出了一种无需辅助设备的启动策略,但并未详细分析换流站与风电场的充电过程,其可靠性有待商榷。目前,对海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统的启动全过程尚缺乏详细的分析研究。

基于上述问题,本文提出了海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统的启动策略。首先,介绍了所研究并网系统的拓扑结构与控制策略。其次,按照开关器件的控制状态将并网系统的启动划分为不控充电、半控充电和全控启动阶段:对于不控充电阶段,基于等效电路给出了限流电阻计算方法;

对于半控充电阶段,提出了子模块能量均衡半控充电策略以确保所有的子模块均能成功解锁;对于全控启动阶段,提出了一种风电场、海上 MMC 和陆上 MMC 3 者协同的启动策略。利用海上、陆上 MMC 的功率双向传输能力先启动风电场,再接入 DR 完成启动。最后,基于 PSCAD/EMTDC 仿真验证了所提启动策略的有效性。

1 海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统

1.1 系统拓扑

本文所提出的海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统拓扑结构如图 1 所示。其中,海上交流风电场总容量为 2 GW,由 66 kV 交流海缆汇集电能至海上换流站,再通过 ± 500 kV 直流海缆输送至陆上换流站并网。海上交流风电机组均采用永磁直驱同步风力发电机,包含风力机、永磁同步发电机(permanent magnet synchronous generator, PMSG)、机侧换流器(machine side converter, MSC)、网侧换流器(grid side converter, GSC)、直流电容、撬棒电阻和升压变压器。单机额定容量为 10 MW,交流出口处均设有断路器 B_w (图中未画出)。

MMC1、DR1 和 DR2 在交流侧并联,在直流侧串联构成 DR-MMC 海上换流站,实现风电功率的送出。MMC1 的额定容量和直流电压分别取 400 MW 与 200 kV,DR1 和 DR2 的额定容量和直流电压均分别取 800 MW 与 400 kV。为提升系统经济性,MMC1 采用常规半桥结构;DR1 和 DR2 则均采用十二脉波结构,并在公共连接点(point of common coupling, PCC)处配置了交流滤波器以滤除系统谐波并提供无功补偿。此外,为实现系统故障保护和启动,MMC1 和 DR1、DR2 分别配置了交流断路器(B_2 — B_4)和直流旁路开关(K_2 、 K_3)。

为解决海上、陆上 MMC 额定直流电压不相等而难以从陆上直接启动的问题,陆上换流站需具备降压运行能力。由文献[23-26]的数据对附录 A 所示的 3 种降压方案进行经济性比较可知,陆上换流站可选用含 60%FBSM 的混合型 MMC,并配置了交流断路器 B_1 、限流电阻 R_{ac} 和旁路开关 K_1 。

1.2 数学模型及控制策略

如图 1 所示,设 PCC 点的线电压有效值为 U_{PCC} ;MMC1 的直流电压为 U_{MMC1} ;MMC2 的直流电压为 U_{MMC2} ;DR1、DR2 的直流电压为 U_{DR} ;并网系统直流电流为 I_{dc} ;风电送出功率为 P_{wf} ;MMC1

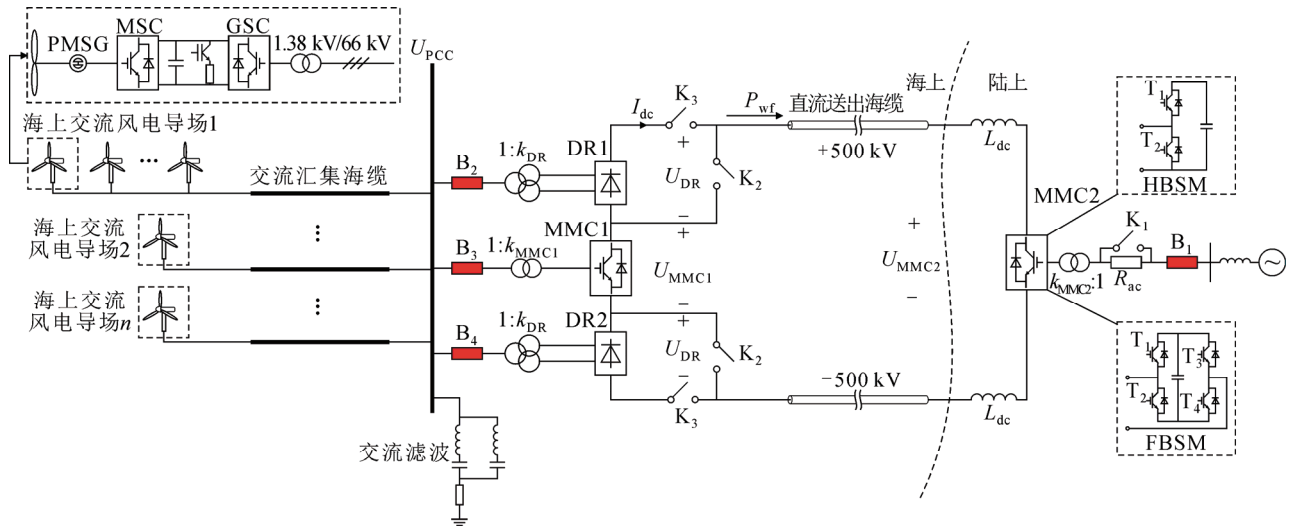


图1 海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统拓扑

Fig.1 Topology of series DR-MMC based DC transmission system for offshore wind power

和 DR1、DR2 联结变压器的变比分别为 k_{MMC1} 和 k_{DR} 。并忽略直流海缆的压降, 则并网系统的数学模型为:

$$U_{MMC1} + 2U_{DR} = U_{MMC2} \quad (1)$$

$$U_{DR} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} k_{DR} U_{PCC} - \frac{6}{\pi} X_{DR} I_{dc} \quad (2)$$

$$P_{wf} = U_{MMC2} I_{dc} \quad (3)$$

式中: X_{DR} 为 DR 的换相电抗。由式(1)一式(3)可得:

$$U_{MMC1} + \frac{12\sqrt{2}}{\pi} k_{DR} U_{PCC} - \frac{12}{\pi} X_{DR} \frac{P_{wf}}{U_{MMC2}} = U_{MMC2} \quad (4)$$

由式(4)可知, 假定陆上直流电压 U_{MMC2} 和海上 PCC 点线电压 U_{PCC} 均被控制为定值, 当风电送出功率 P_{wf} 变化时, MMC1 直流电压 U_{MMC1} 也将随之变化, 严重时或可导致 MMC1 出现过压。

结合式(1)一式(4), 可设计如附录 B 图 B1 所示的系统控制策略。海上 MMC1 在常规电压/频率(U/f)构网控制的基础上增设了直流电压外环, 可在功率变化时根据 U_{MMC1} 动态调节 PCC 点线电压的参考值, 进而维持 U_{MMC1} 的稳定。海上交流风机采用常规跟网型控制, 由 MSC 控制功率, GSC 控制直流电压。并配置了 MMC-HVDC 运行模式下的功率限制环节和启动过程中的功率支撑环节, 将在后文详细阐述。陆上混合 MMC2 则采用 3 维度控制^[27]以维持直流电压和子模块电容电压的稳定。

1.3 经济性分析

为评估本文所提并网拓扑在 2 GW 并网场景下的经济性优势, 本节对其与常规 MMC-HVDC 系统拓扑的投资成本进行对比。图 2 为海上风电经

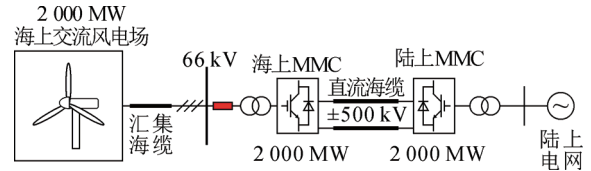


图2 2 GW 海上风电经 MMC-HVDC 送出系统拓扑

Fig.2 Topology of MMC-HVDC transmission system for offshore wind power under the scale of 2 GW

MMC-HVDC 送出系统拓扑图, 海上风电场发出的电能通过 66 kV 交流海缆汇集至海上 MMC 整流后, 再经 ± 500 kV 直流海缆送出至陆上 MMC 并网。

由图 1 和图 2 可知, 2 类并网拓扑在海上、陆上换流站的结构上有所不同, 而其余部分如海上交流风电场、汇集海缆和直流海缆则完全相同。由于混合型 MMC 成本相比半桥 MMC 增加不显著^[24], 因此仅对比 2 类并网拓扑海上换流站的投资成本。

对于 MMC-HVDC 拓扑, 其海上换流站包含 1 个 MMC、1 台联结变压器和 1 台交流断路器。相比于上述拓扑, 本文所提并网拓扑还增加了 2 个 DR 及 2 台三相绕组变压器、2 台交流断路器(B_2 、 B_4)、4 个旁路开关(2 个 K_2 、2 个 K_3)和一定容量的交流滤波器。因此, 2 种并网拓扑海上换流站成本的计算式分别为:

$$C_1 = K_{MMC} S_{MMC} + K_{DR} S_{DR} + K_T S_T + K_B N_B + K_S N_S + K_F S_F \quad (5)$$

$$C_2 = K_{MMC} S_{MMC} + K_T S_T + K_B S_B \quad (6)$$

式中: C_1 和 C_2 分别为本文所提并网拓扑和 MMC-HVDC 拓扑海上换流站的成本; K_{MMC} 、 K_{DR} 、 K_T 、

K_B 、 K_S 和 K_F 分别为 MMC、DR、变压器、交流断路器、旁路开关和交流滤波器的单位成本； S_{MMC} 、 S_{DR} 、 S_T 和 S_F 分别为 MMC、DR、变压器和交流滤波器的容量； N_B 和 N_S 分别为交流断路器和旁路开关的个数。

由文献[28]可知，DR 所使用交流滤波器的容量通常根据 DR 的运行需求取为 DR 额定容量的 40%。因此，本文所提并网拓扑所用交流滤波器的容量根据 DR 总容量(1 600 MW)配置为 640 Mvar。根据式 (5)、(6)和相关设备的造价数据^[23,28-31]，可计算得到 2 种并网拓扑海上换流站的成本：常规 MMC-HVDC 拓扑海上换流站的总成本约为 25 亿元，而本文所提并网拓扑海上换流站的总成本约为 20 亿元。

综上所述，本文所提并网拓扑海上换流站的成本约为常规方案的 80%(可节约 5 亿元左右的投资成本)，具备一定的经济性优势。

2 不控充电过程

2.1 不控充电等效电路

在并网系统启动初期，MMC 子模块电容电压为 0，尚处于闭锁状态，无法解锁控制。因此，并网系统首先需进行不控充电，在该阶段下，直流旁路开关 K_2 闭合、 K_3 断开，DR1、DR2 被旁路。交流断路器 B_1 合闸，陆上网通过绝缘栅双极晶体管 (insulate-gate bipolar transistor, IGBT)反并联的二极管同时对陆上混合 MMC2 和海上 MMC1 的 SM 充电，其等效电路如图 3 所示。其中， C_{sm1} 和 C_{sm2} 分别为陆上混合 MMC2 和海上 MMC1 的 SM 电容值； N_{FB} 和 N_{HB} 分别为陆上混合 MMC2 单个桥臂中 FBSM 和 HBSM 的个数； N_2 为海上 MMC1 单个桥臂的 SM 个数； L_{ac} 为交流电网侧等效电感； L_{arm1} 和 L_{arm2} 分别为陆上混合 MMC2 和海上 MMC1 的桥臂电感； L_{dc} 和 L_{cable} 分别为陆上平波电感和直流海缆电感。

由图 3 可知，对于陆上混合 MMC2，各桥臂的 FBSM、HBSM 均为串联关系，因此可分别等效为单个电容。不控充电阶段下，半桥子模块仅存在正向充电回路，而全桥子模块存在正负 2 个充电回路。对于海上 MMC1，其各桥臂的 SM 也可等效为单个电容。当陆上网从交流侧对混合 MMC2 进行充电时，也将同时从直流侧对海上 MMC1 充电。

2.2 限流电阻计算方法

在充电初始时刻，子模块电压为 0，交流断路

器 B_1 合闸后 MMC 各桥臂近似于短路，将导致极大的充电电流。因此，需要在陆上交流侧串接限流电阻。为便于分析，仅取线电压绝对值最大的两相间充电回路作为简化等效电路。以 A、B 相为例，假设此时 A、B 相间电压 $U_{AB}>0$ ，则并网系统的不控充电简化等效电路如图 4 所示。

由图 4 可知，由于 $U_{AB}>0$ ，故充电电流必从 A 相阀侧流入，从 B 相阀侧流出。其中，黑色实线表示有电流流过的路径，而灰色实线则表示没有电流流过的路径。此时，A、B 相间一共存在如下 3 条充电路径。

充电路径 1：A 相阀侧→A 相上桥臂所有 FBSM→B 相上桥臂所有 HBSM/FBSM→B 相阀侧。

充电路径 2：A 相阀侧→A 相下桥臂所有 HBSM/FBSM→B 相下桥臂 FBSM→B 相阀侧。

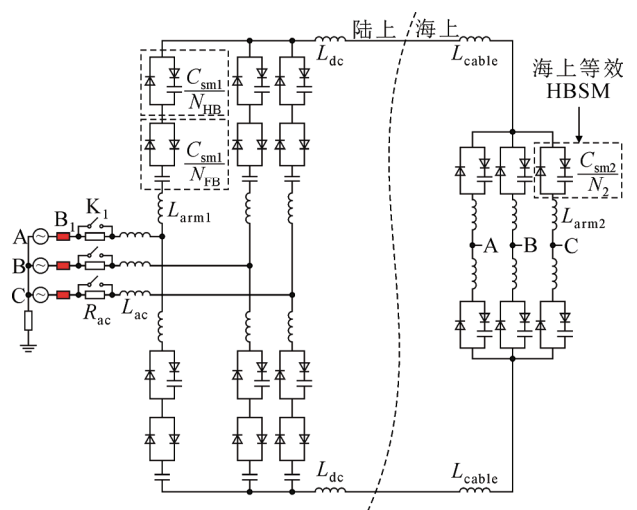


图 3 不控充电过程等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of the uncontrolled charging process

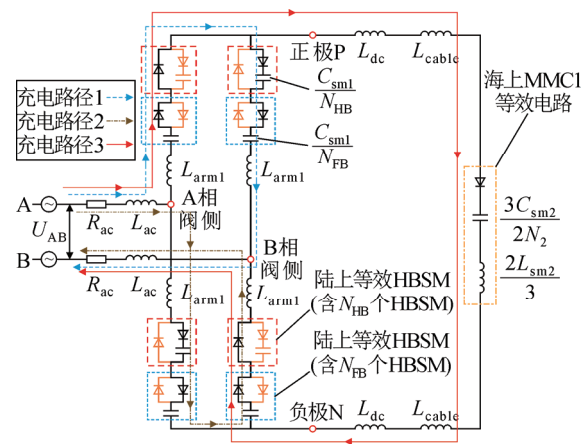


图 4 不控充电简化等效电路(AB 相间)

Fig.4 Simplified equivalent circuit for uncontrolled charging (between phase A and B)

充电路径 3: A 相阀侧 → A 相上桥臂所有 FBSM → 海上 MMC1 所有 HBSM → B 相下桥臂所有 FBSM → B 相阀侧。

对于陆上 MMC2, 此时其 A 相上桥臂、B 相下桥臂的所有 FBSM 被充电, A 相下桥臂、B 相上桥臂的所有 HBSM 和 FBSM 被充电。设陆上 MMC2 单个桥臂的子模块总数为 N_1 , 单个桥臂所有 FBSM 的等效电容为 C_{eq1} , 单个桥臂所有 HBSM 和 FBSM 的等效电容为 C_{eq2} , 则其满足如下关系式:

$$\begin{cases} C_{eq1} = \frac{C_{sm1}}{N_{FB}} \\ C_{eq2} = \frac{C_{sm1}}{N_1} \end{cases} \quad (7)$$

由充电路径 3 可知, 此时海上 MMC1 三相六桥臂上的所有 HBSM 同时被充电, 因此可将海上 MMC1 等效为单个电容和单个电感。再计及陆上平波电感和直流海缆电感, 得到该部分的等效电容 C_{eq3} 和等效电感 L_{eq3} 分别为:

$$C_{eq3} = \frac{3C_{sm2}}{2N_2} \quad (8)$$

$$L_{eq3} = 2L_{dc} + 2L_{cable} + \frac{2L_{arm2}}{3} \quad (9)$$

为确定限流电阻阻值, 结合式(7)一式(9)将图 4 所示的等效电路转化到频域, 得到如附录 C 图 C1 所示的等效电路。针对该电路可利用回路电流法求解(具体过程与结果见附录 C), 再通过 Laplace 反变换, 可得到电流的时域表达式。代入系统参数即可计算出任意时刻的启动电流。

考虑到系统启动的冲击电流峰值一般出现在合闸后的半个工频周期(0.01 s)内, 本文选取了多组典型限流电阻值, 并以合闸后半个工频周期内计算得到的线电流 I_{AB} 最大值作为不控充电阶段的最大启动电流。得到限流电阻与最大启动电流的关系如附录 C 图 C2 所示。根据附录 D 所示的系统参数, 规定最大启动电流不得超过额定运行交流电流幅值 I_{acN} 的 0.2 倍^[32]($I_{acN}=3$ kA)。考虑一定的裕度, 可将限流电阻的阻值取为 750 Ω 。

选取限流电阻后, 按照附录 D 所示的参数搭建模型进行仿真, 并与启动电流的计算结果进行对比, 对比结果如附录 C 图 C3 所示。可以看出, 启动电流的计算值与仿真值基本一致。但理论计算过程中并未考虑各开关器件的导通电阻, 导致二者波形有细微差异。

2.3 子模块解锁条件判断

在 MMC 中, IGBT 的控制电路通常直接从 SM 电容侧取电。在不控充电阶段结束时, SM 电容电压需大于其额定电压的 25%^[33], 否则控制电路将无法解锁。

当混合 MMC 直流侧开路不控充电时, 考虑到 HBSM 和 FBSM 的充电特性和三相六桥臂对称性, 不控充电结束时 FBSM 的电压为 HBSM 电压的 2 倍。以文中 FBSM 占 60% 的混合 MMC 为例, 其 FBSM 和 HBSM 在不控充电结束时的电容电压可以分别达到额定值的 55.6% 和 27.8%^[34], 均满足解锁条件。然而, 在上述不控充电阶段中, 陆上混合 MMC2 的直流侧通过直流海缆与海上 MMC1 相连, 陆上电网将同时对二者充电, 其不控充电回路与交流侧开路情况存在显著差异。因此, 需讨论不控充电结束时各个 SM 是否仍然满足解锁条件。

对图 4 所示的 3 条充电路径进行分析, 可知当不控充电结束时, 各 SM 电容电压满足如下关系:

$$\sqrt{2}U_{AB} = 2N_{FB}U_{CFB1} + N_{HB}U_{CHB1} \quad (10)$$

$$\sqrt{2}U_{AB} = 2N_{FB}U_{CFB1} + 2N_2U_{C2} \quad (11)$$

式中: U_{AB} 为线电压有效值; U_{CFB1} 和 U_{CHB1} 分别为陆上混合 MMC2 中 FBSM 和 HBSM 的平均电容电压; U_{C2} 为海上 MMC1 中 HBSM 的平均电容电压。

根据式(10)、(11)并代入具体参数(见附录 D)可知, 不控充电阶段结束时, U_{CHB1} 和 U_{C2} 的关系满足式(12)。此外, 充电路径 3 的存在打破了 MMC2 各桥臂充电的对称性。在不控充电阶段中有部分充电电流持续流过海上 MMC1, 导致流经 MMC2 中 FBSM 的充电电流大于 HBSM 的充电电流。因此, 当不控充电结束时, U_{CFB1} 和 U_{CHB1} 的比值将 >2, 如式(13)所示。

$$\frac{U_{CHB1}}{U_{C2}} = \frac{2N_2}{N_{HB}} = 1 \quad (12)$$

$$\frac{U_{CFB1}}{U_{CHB1}} > 2 \quad (13)$$

由式(12)、(13)可知, 不控充电阶段结束时, 陆上 MMC2 的 HBSM 电压与海上 MMC1 的 HBSM 电压相等。若海上 MMC1 的等效电阻较小, U_{CFB1} 和 U_{CHB1} 的比值可能远大于 2。因此, 可认为系统中的 HBSM 均存在无法取能解锁的风险。

3 控制解锁过程

3.1 子模块能量均衡半控充电策略

正常情况下,在不控充电阶段结束后 MMC 应将所有 SM 解锁并转入可控充电阶段。海上 MMC1 和陆上 MMC2 将分别建立稳定的海上交流电压和直流送出电压,确保交流风电场顺利并网和 DR 接入。然而,由 2.3 节可知,海上 MMC1 和陆上 MMC2 中的 HBSM 均存在无法解锁的风险。其原因在于含 HBSM 的充电支路互为并联关系,各 HBSM 的充电电流均小于 FBSM,进而导致在不控充电阶段结束时 FBSM 电压偏高、HBSM 电压偏低。因此,需要设计相应的充电控制策略予以解决。

针对上述问题,本文提出了一种如图 5 所示的子模块能量均衡半控充电策略,包含如下 3 个步骤。

1) 步骤 1: 交流系统合闸。陆上 FBSM/HBSM 和海上 HBSM 开始不控充电,其电压快速上升。

2) 步骤 2: 优先导通 FBSM。由前文分析可知,陆上 FBSM 在不控充电结束时必定满足解锁条件。因此,当陆上 FBSM 电压 >0.3 pu 时,可导通其 IGBT 管 T4。此时, FBSM 在充电回路中相当于 HBSM。在此后的充电过程中,陆上 FBSM 和 HBSM 的电压将以相同的速率上升,消除了 HBSM 因电压过低而无法取能解锁的风险。此时由于仅有 FBSM 导通,可认为系统处于半控充电阶段。

3) 步骤 3: 主动关断 FBSM。当 FBSM 导通后,各 SM 将继续充电。根据图 4 的等效电路分析可知,此时直流电压 U_{dc} 和海上 HBSM 电压 U_{C2} 分别满足:

$$U_{dc} = N_{FB}U_{CFB1} + N_{HB}U_{CHB1} \quad (14)$$

$$U_{C2} = \frac{U_{dc}}{2N_2} = \frac{N_{FB}U_{CFB1} + N_{HB}U_{CHB1}}{2N_2} \quad (15)$$

相比于陆上 MMC2,海上 MMC1 单个桥臂 SM 数(N_2)偏小,结合式(15)可知,海上 HBSM 存在过压风险。因此,当陆上 HBSM 满足解锁条件(电压 >0.3 pu)后,需控制 FBSM 的 T4 管关断。随后,陆上 FBSM、HBSM 和海上 HBSM 将继续充电。最终,在该策略的作用下各 SM 均能可靠解锁。

3.2 MMC-HVDC 运行

当上述不控-半控充电阶段结束后,MMC 中各 SM 均可解锁。此时,并网系统进入全控启动阶段。首先解锁海上 MMC1,由于此时陆上交流侧的限流电阻尚未切除,MMC1 的解锁对并网系统冲击很小。随后,切除限流电阻并解锁陆上 MMC2。在控制系统的作用下,MMC1 和 MMC2 的 SM 电容电

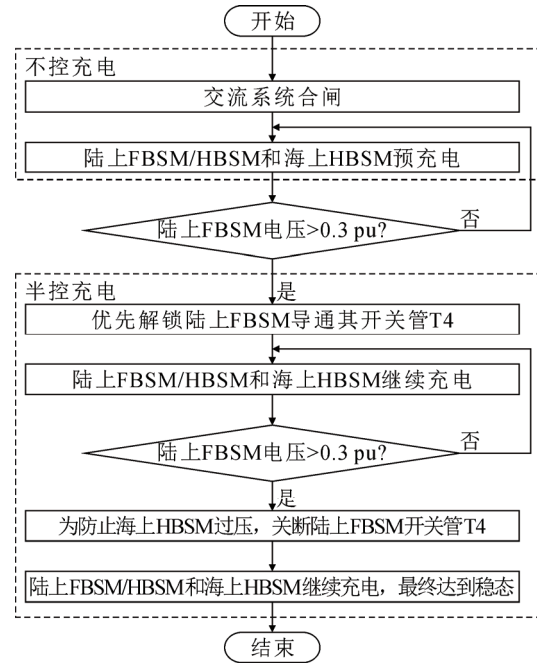


图 5 子模块能量均衡半控充电策略

Fig.5 Semi-controlled charging strategy for SM energy balancing

压均能上升至额定值且不会出现过流。

DR 的单向导电性将阻断受端到送端的功率传递路径,导致交流风电场无法直接从陆上获取能量用于启动。因此,需要在 DR 接入前启动全部交流风电场。相比于 DR,MMC 允许功率双向传输。故在 DR 接入前,系统可先运行于 MMC-HVDC 模式。期间交流风电场可从陆上电网获取能量完成启动,并开始输出功率,具体过程如下所述。

1) 接入风电机组。当海上 MMC1、陆上 MMC2 充电解锁完毕后,交流断路器 B_3 闭合,海上 MMC1 首先控制海上 PCC 电压为 0,陆上 MMC2 则控制其直流电压为 200 kV。待并网系统稳定后,逐一闭合所有交流风电机组出口处的断路器。由于此时 PCC 电压为 0,闭合断路器几乎不会引起冲击。

2) 启动风电机组。当所有交流风电机组的断路器闭合后,海上 MMC1 控制 PCC 电压斜坡上升至 1 pu(66 kV),各风电机组开始充电启动。以单台机组为例,其启动过程如图 6 所示。首先解锁 GSC,机组将从外部吸收功率,使直流电容电压 U_c 上升至额定值。随后,依次解锁风力机、PMSG 和 MSC,此时风电机组启动完毕,可正常输出功率。

3) 风电机组输出部分功率。各风电机组完成启动后即可输出功率,考虑到海上 MMC1 容量有限,各风电机组的 MSC 控制回路中均设有功率限

制环节。其示意图如图 7 所示。

图 7 所示控制框图中的 P^* 和 P 分别为 MSC 输出功率的参考值和实际值, 2 者通过 PI 环节输出 q 轴电流的参考值 i_q^* , 在 d 轴电流被控制为 0 的基础上, MSC 可通过直接控制 q 轴电流 i_q 来实现对输出功率的控制。在 MMC-HVDC 运行模式下, 若 P^* 超过设定的最大值, 限幅环节将对其进行限制, 从而防止海上 MMC1 出现过流。

3.3 DR 接入与并网系统升压

当并网系统处于 MMC-HVDC 运行模式时, 所有风电机组已完成启动。在后续的启动过程中还需要完成 2 大步骤: 对于海上系统, 需要选取合适的时机将 DR1、DR2 接入; 对于陆上系统, 陆上混合 MMC2 需要控制直流电压上升至额定值。

合理安排上述事件的时序对于并网系统平稳启动至关重要。在此前的启动过程中, 旁路开关 K_2 始终闭合, DR1、DR2 保持旁路状态。为将 DR 接入系统, 首先需要开断 K_2 。然而, 并网系统进入 MMC-HVDC 运行阶段后, 风电机组已开始输出功率, 旁路开关 K_2 中会有持续的电流流过, 这给开断旁路开关 K_2 带来了困难。

针对上述问题, 本文利用交流风电机组的低电压穿越(low voltage ride through, LVRT)能力提出了一种协同启动策略。LVRT 是指风电机组能够在并网点电压短暂跌落时保证不脱网运行。我国风电机组并网导则中对风机 LVRT 能力的要求如附录 B 图 B2 所示。其中, I_q 为风机无功电流, K 为无功比例系数, I_N 为风机额定电流。并网点电压跌落至 0.2 pu 时, 风电机组应维持不脱网持续运行 625 ms; 若并网点电压能在 2 s 内恢复至 0.9 pu 及以上, 风电机组应保证不脱网运行。此外, LVRT 期间风机还应根据并网点电压的跌落程度输出部分无功功率。该启动策略涉及到风电机组、海上 MMC1、陆上 MMC2 3 者的协同动作, 其具体步骤如下所述。

1) 步骤 1: 风电机组进入 LVRT 模式。首先, 海上 MMC1 主动控制 PCC 电压下降至 0.8 pu, 各风电机组进入 LVRT 模式。机组内部的撬棒电阻将投入, GSC 由定直流电压控制切换为零电流控制。此时, 各风电机组的功率均被撬棒电阻全部耗散, 端口处无功率输出。

2) 步骤 2: 开断旁路开关 K_2 。风电机组进入 LVRT 模式后, 流过 K_2 的电流将快速衰减。当电流

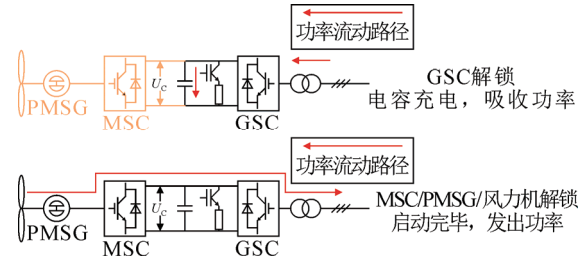


图 6 交流风电机组启动过程

Fig.6 Startup process of AC wind turbine

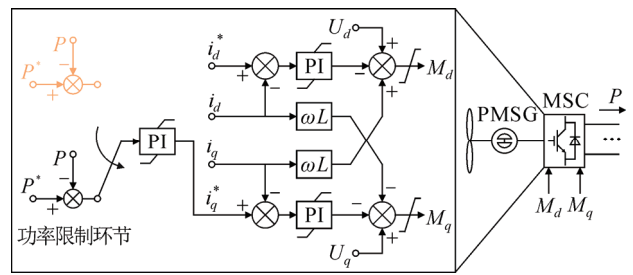


图 7 含功率限制环节的 MSC 控制框图

Fig.7 Control diagram of MSC containing power limiting element

降低至旁路开关 K_2 的最大开断电流(本文设为 40 A^[35])以下, 即可将其开断。此时, 陆上系统和海上系统已断开连接。

3) 步骤 3: 接入 DR。当陆上系统和海上系统断开连接后, 可将交流断路器 B_2 、 B_4 闭合以接入 DR1、DR2。此时 DR 直流侧仍处于空载状态, 闭合 B_2 、 B_4 几乎不会对并网系统造成冲击。

需要注意的是, 当 K_2 开断后, 海上 MMC1 处于无源模式。为防止其直流电压跌落, 各台风电机组的 GSC 均配置有功率支撑环节(仅在无源模式下使能), 其控制框图如图 8 所示。正常情况下, GSC 作零电流控制, d 轴电流参考值 I_{dref} 被设置为 0, 风电机组不会输出功率。当直流电压 U_{MMC1} 下降时, 该环节将根据式(16)生成附加的参考值 ΔI_{dref} 并叠加到 I_{dref} 上, 从而使风机输出少量功率以维持 U_{MMC1} 稳定。此外, 该环节需要在风电机组和海上 MMC1 之间建立通信, 使风机能够实时感知海上 MMC1 的直流电压, 风电机组和海上换流站的通信可通过配置全球定位系统^[36]或通信光纤^[37]实现。

$$\begin{cases} I_{dref} = 0 + \Delta I_{dref} \\ \Delta I_{dref} = 0 + (U_{MMC1ref} - U_{MMC1})(K_p + \frac{K_i}{s}) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $U_{MMC1ref}$ 和 U_{MMC1} 分别为 MMC1 直流电压的

参考值和实际值; ΔI_{dref} 为根据 MMC1 直流电压偏差生成的附加参考值; K_p 和 K_i 分别为 PI 环节的比例系数和积分系数。

此外, 步骤 1 中提及的撬棒电阻投切逻辑也在图 8 中有所体现。风机内部直流电压 U_c 实际值与参考值的偏差经 PI 环节后, 与一高频三角波进行比较, 进而生成撬棒电阻的投切信号。通过这种投切方式, 可确保 LVRT 期间所有的盈余功率被有效耗散, 进而维持直流电压 U_c 的稳定。

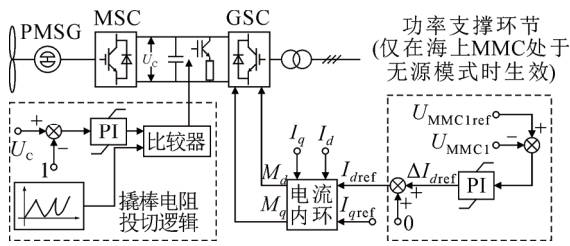


图 8 GSC 控制框图

Fig.8 Control diagram of GSC

4) 步骤 4: 陆上混合 MMC2 升压, 风电机组退出 LVRT 模式并重新并网。当 DR1、DR2 接入后, 陆上 MMC2 迅速控制其直流电压 U_{MMC2} 上升至额定值。随后, 海上 MMC1 可控制 PCC 电压恢复至额定值, 交流风电机组退出 LVRT 模式。此时 DR-MMC 换流器的直流电压与陆上 MMC2 的直流电压基本相等, 可将旁路开关 K_3 合闸。最后, 交流风电机组可恢复功率输出, 并网系统完成启动。

3.4 系统整体启动流程

基于前文所分析的不控充电过程与控制解锁过程, 可设计海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统整体启动流程如图 9 所示。在启动开始时, 所有的交流断路器和旁路开关均处于断开状态。具体的启动流程共包含如下的 3 个阶段。

1) 不控充电阶段: 首先, 闭合交流断路器 B_1 和旁路开关 K_2 。陆上交流电网将同时对陆上 MMC2 和海上 MMC1 进行不控充电。

2) 半控充电阶段: 按照图 5 所示的充电策略,

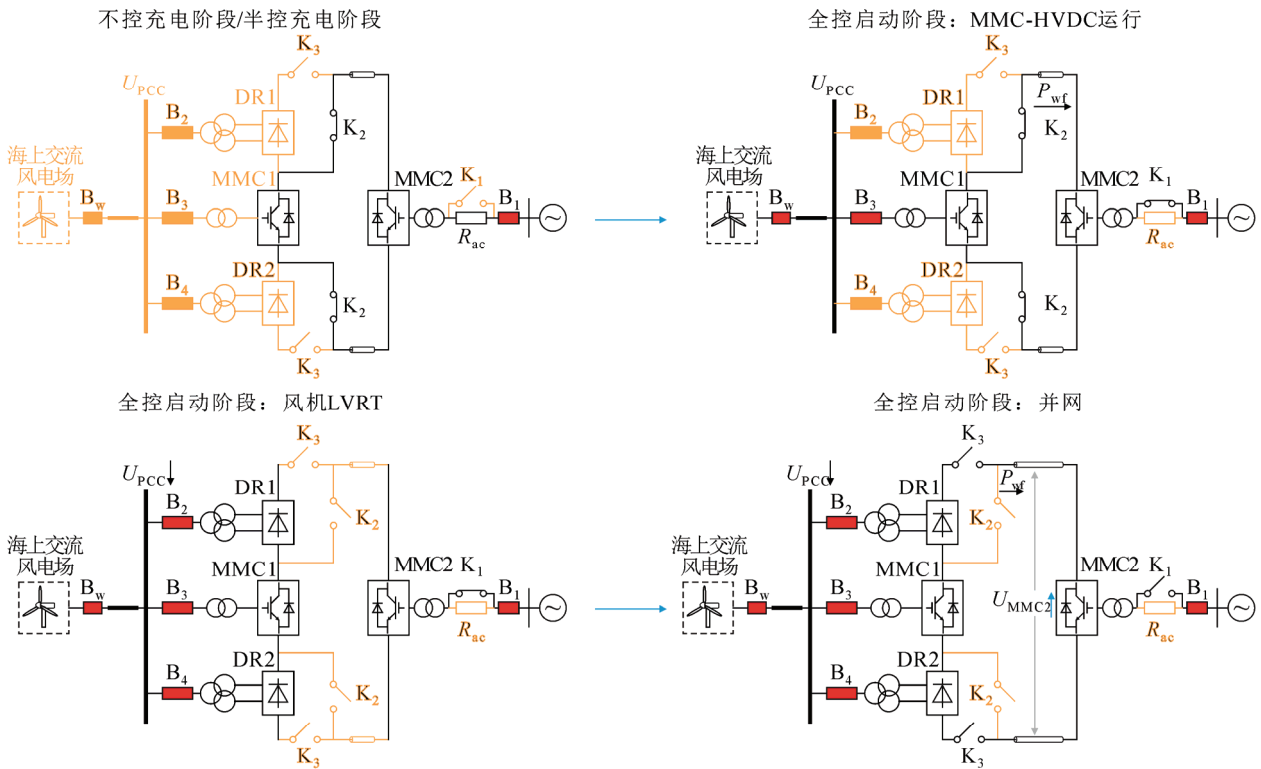


图 9 海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统启动流程

Fig.9 Startup process of series DR-MMC based DC transmission system for offshore wind power

不控充电阶段	半控充电阶段	全控启动阶段		
		MMC-HVDC 运行	风机 LVRT	并网
断路器 B_1 闭合, 旁路开关 K_2 断开, K_2 闭合, 限流电阻 R_{ac} 接入	按图 5 所示策略, 优先控制 FBSM, 进行半控充电	MMC1、MMC2 依次解锁, K_1 闭合, 限流电阻 R_{ac} 切除	断路器 B_3 、 B_w 闭合, 海上交流风电场接入启动	MMC1 降低 PCC 电压, 风机进入 LVRT 模式 旁路开关 K_2 断开 断路器 B_3 、 B_1 闭合, DR 接入
				MMC2 控制其直流电压上升至额定值 MMC1 恢复 PCC 电压, 风机退出 LVRT 模式, 旁路开关 K_3 闭合
				系统启动完毕, 进入稳态运行

优先解锁并控制陆上 MMC2 的所有 FBSM, 以确保所有 SM 在此阶段结束时满足解锁条件。

3) 全控启动阶段: 当不控充电阶段和半控充电阶段结束后, 系统可进入全控启动阶段。

首先, 系统运行于 MMC-HVDC 模式。海上 MMC1 和陆上 MMC2 先后解锁, 其 SM 电压将快速上升至额定值。然后将交流断路器 B₃ 和 B_w 闭合以接入海上风电场, 海上 MMC1 逐步控制 PCC 电压上升至额定值。在海上风电场吸收能量完成启动后, 可在功率限制环节的作用下输出部分功率。

随后, 海上 MMC1 主动控制 PCC 电压下降至 0.8 pu, 迫使各风电机组进入 LVRT 模式。然后, 可将旁路开关 K₂ 断开, 并闭合断路器 B₂、B₄ 以接入 DR1、DR2。在此过程中, 各风机内部的撬棒电阻将不断投切以维持机组内部直流电压的稳定。若检测到海上 MMC1 的直流电压跌落, 各风机还将在功率支撑环节的作用下输出少量功率以维持 MMC1 直流电压的稳定。

最后, 系统开始恢复并网。当 DR1、DR2 完成接入后, 陆上 MMC2 控制其直流电压 U_{MMC2} 上升至额定值。然后, 海上 MMC1 恢复 PCC 电压至额定值, 各风电机组退出 LVRT 模式。此时, 可闭合旁路开关 K₃ 以恢复海上系统和陆上系统的连接, 风电机组可以正常输出功率。

在上述 3 个阶段完成后, 并网系统启动完毕并进入稳态运行。

4 仿真验证

为验证所提海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统启动策略的有效性, 在 PSCAD/EMTDC 仿真平台中搭建了如图 1 所示的仿真模型。海上交流风电场采用电流倍乘聚合模型等效为 1 台风电机组, 交流海缆和直流海缆分别使用 π 模型和同轴电缆模型等效。仿真模型参数如附录 D 所示。

仿真模型基于本文所提出的启动流程完成启动, 具体启动时序如表 1 所示。需要注意的是, 交流系统于 0.063 s 合闸, 此时陆上交流电网 A、B 相间电压 U_{AB} 绝对值达到最大, 与本文 2.2 节中的理论分析条件一致。

4.1 不控-半控充电阶段

图 10 展示了并网系统启动全过程的仿真结果: 0~1 s 期间, 并网系统先后处于不控充电阶段和半控充电阶段, 在交流系统合闸后, 陆上电网同时对陆

上 MMC2 和海上 MMC1 充电, 图 10(a)、(b) 分别展示了陆上 MMC2 子模块平均电压 U_{cavg2} 和海上 MMC1 子模块平均电压 U_{cavg1} 的仿真波形。其中, 陆上 MMC2 的 FBSM 电压上升速度最快, 根据本文所提半控充电策略可将其在 0.15 s 优先解锁。此后, 陆上 FBSM 在充电回路中等效于 HBSM, 因此陆上 FBSM 和 HBSM 将以相同的速率继续充电。同时, 海上 HBSM 也会继续充电。为避免海上 HBSM 过压, 需在 0.5 s 将陆上 FBSM 关断。最终在半控充电阶段结束时, 陆上 FBSM 和 HBSM 电压分别达到 60% 和 42%, 海上 HBSM 电压达到 75%, 均满足解锁条件。

陆上 MMC2 的交流电流 I_s 如图 10(c) 所示, 在限流电阻的作用下, 交流系统合闸时的冲击电流不会超过规定的最大启动电流(0.6 kA)。图 10(d) 则展示了海上 MMC1 的直流电压 U_{MMC1} 随着 SM 充电的上升情况。

4.2 全控启动阶段

不控-半控充电阶段结束后, 并网系统转入全控启动阶段。首先, 系统运行于 MMC-HVDC 模式: 1 s 时海上 MMC1 首先解锁, 再先后于 1.2、1.3 s

表 1 并网系统启动仿真时序

阶段	时间点/s	事件
不控充电 (0~0.15 s)	0	启动开始
	0.063	交流系统合闸
半控充电 (0.15~1 s)	0.15	优先解锁陆上 FBSM, 导通其开关管 T4
	0.5	陆上 FBSM 关断开关管 T4
	1	海上 MMC1 解锁
	1.2	限流电阻切除
	1.3	陆上 MMC2 解锁
MMC-HVDC 运行(1~5 s)	2~3	海上 MMC1 建立 PCC 电压, 风机解锁并完成启动
	3~5	风场开始输出部分功率(400 MW)
	5	海上 MMC1 控制 PCC 电压为 0.8 pu, 风机进入 LVRT 模式
	5.1	旁路开关 K ₂ 断开
全控启动 (1~6 s)	5.5	断路器 B ₂ 、B ₄ 闭合, DR 接入
	5.5~5.9	陆上 MMC2 控制, 直流电压上升至额定值
	6	海上 MMC1 控制 PCC 电压上升至额定值, 风机退出 LVRT, 旁路开关 K ₃ 闭合
稳态运行 (6~10 s)	7~9	风场输出功率上升至额定值(2 000 MW), 期间交流滤波器进行分组投切

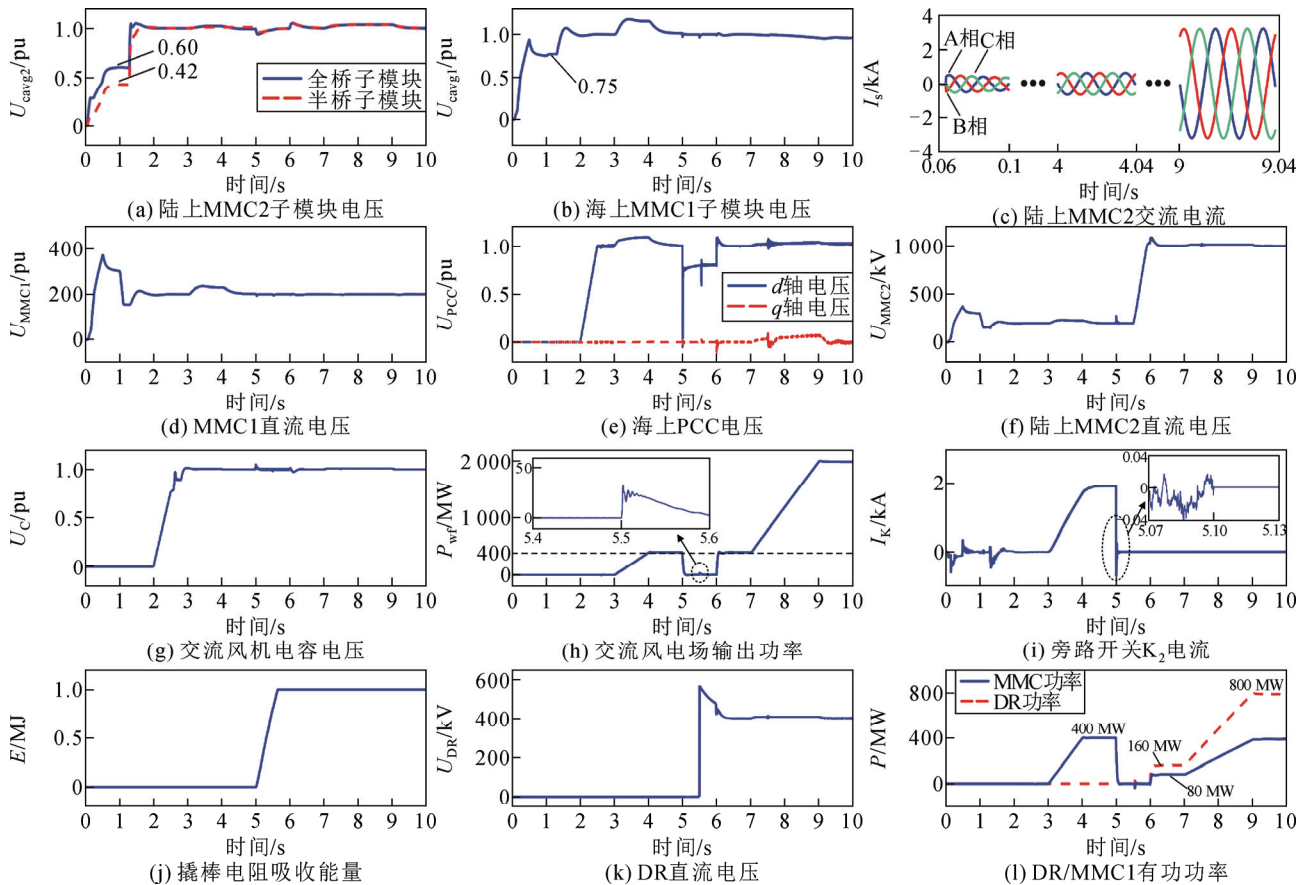


图 10 并网系统启动仿真结果

Fig.10 Simulation results of integration system startup

切除限流电阻并解锁陆上 MMC2。由图 10(a)、(b) 可知, 陆上 MMC2 和海上 MMC1 的 SM 电压均可快速上升并稳定于额定值。图 10(d)–(f) 分别为海上 MMC1 直流电压、海上 PCC 电压和陆上 MMC2 直流电压。可以看出, PCC 电压 d 轴分量于 2 s 开始上升, 并于 2.5 s 达到额定值(66 kV)。陆上 MMC2 在 MMC-HVDC 运行阶段先降压运行于 200 kV, 在其控制作用下, 海上 MMC1 的直流电压也同时稳定于额定值(200 kV)。当海上 MMC1 建立 PCC 电压后, 交流风机可解锁启动。由图 10(g) 可知, 在 GSC 的控制作用下, 风机电容电压 U_c 将快速上升至额定值, 随后, 风机开始输出功率。如图 10(h) 所示, 交流风电场的功率 P_{wf} 于 4 s 上升至功率限制环节允许的最大值(400 MW)。

5~5.5 s 期间, 并网系统的所有风电机组处于 LVRT 模式。如图 10(e) 所示, 海上 MMC1 于 5 s 将 PCC 电压控制为 0.8 pu, 使各风电机组进入 LVRT 模式。由图 10(h)、(i) 可以看出, 交流风电场输出功率迅速下降, 导致流经旁路开关 K_2 的电流 I_k 快速降低至最大开断电流(40 A)以下。5.1 s 时, 可断开

旁路开关 K_2 。 K_2 断开后, 海上 MMC1 处于无源模式。因此, 5.5 s 时 DR1、DR2 在交流侧的接入将导致其 SM 放电, 直流电压将略有跌落。此时处于 LVRT 模式的风电机组可输出少量功率以支撑海上 MMC1 的 SM 电压稳定, 如图 10(h) 所示。此外, 由图 10(g)、(j) 可知, 在风机 LVRT 期间, 撬棒电阻将不断投切以吸收盈余能量 E , 进而维持风机电容电压的稳定。

在 DR 完成接入后, 系统可以进入并网过程。如图 10(e)、(f) 所示, 陆上 MMC2 于 5.5 s 后快速将其直流电压 U_{MMC2} 抬升至额定值(1 000 kV)。随后, 海上 MMC1 于 6 s 时控制 PCC 电压恢复至额定值, 交流风电场退出 LVRT 模式。此时, 旁路开关 K_3 可以闭合, 并网系统完成启动。

4.3 稳态运行

并网系统完成启动后即可进入稳态运行, 由图 10(h) 可知, 交流风电场于 6 s 时退出 LVRT 模式后, 其输出功率快速恢复至 400 MW。如图 10(l) 所示, 海上 MMC1 和 DR1、DR2 的有功功率分别随之上升至 80 MW 和 160 MW。随后, 交流风电场输出功

率在 7~9 s 内快速上升至额定值(2 000 MW), 海上 MMC1 和 DR1、DR2 的有功功率进一步随之上升至 400 MW 和 800 MW。由图 10(d)、(f)、(k)可知, 稳态运行期间海上 MMC1、陆上 MMC2 和 DR 的直流电压(U_{MMC1} 、 U_{MMC2} 、 U_{DR})均能维持稳定, 仅在交流滤波器投切时有小幅波动。综合上述仿真结果可知, 并网系统启动全过程较为平稳且稳态运行特性良好。

5 结论

1) 本文针对海上风电经 DR-MMC 串联直流送出系统难以直接从陆上启动的问题, 首先建立了并网系统不控充电等效电路, 分析了并网系统的不控充电特性, 提出了启动限流电阻的选取方法。仿真结果表明, 按照该方法设计限流电阻不会出现过流问题。

2) 基于不控充电等效电路, 指出了在不控充电结束时 HBSM 可能存在因能量过低而无法解锁的风险。为此, 提出了一种考虑子模块能量均衡的半控充电策略。在本文给定的系统参数下, 该策略可使陆上 FBSM、HBSM 和海上 HBSM 电压在不控-半控充电结束时分别达到 60%、42%和 75%, 消除了无法解锁的风险。

3) 基于 MMC-HVDC 的功率双向传输能力、陆上混合 MMC 的宽直流电压运行能力和风电机组的 LVRT 能力, 提出了一种交流风电场、海上换流站和陆上换流站协同配合的启动控制策略, 实现了并网系统平稳的启动。

需要指出的是, 本文所提出启动策略的验证是基于离线仿真软件所完成。后续可考虑研制动模实验样机并开展实物测试, 进一步完善所提策略。

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

参考文献 References

[1] 严新荣, 张宁宁, 马奎超, 等. 我国海上风电发展现状与趋势综述[J]. 发电技术, 2024, 45(1): 1-12.
YAN Xinrong, ZHANG Ningning, MA Kuichao, et al. Overview of current situation and trend of offshore wind power development in China[J]. Power Generation Technology, 2024, 45(1): 1-12.

[2] 蔡旭, 杨仁忻, 周剑桥, 等. 海上风电直流送出与并网技术综述[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 2-22.
CAI Xu, YANG Renxin, ZHOU Jianqiao, et al. Review on offshore wind power integration via DC Transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 2-22.

[3] 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.

[4] ZHANG Z R, JIN Y Q, XU Z. Grid-forming control of wind turbines for diode rectifier unit based offshore wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(2): 1341-1352.

[5] 孟沛戎, 向往, 邸世民, 等. 大规模海上风电多电压等级混合级联直流送出系统[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 120-128.
MENG Peiyu, XIANG Wang, DI Shimin, et al. Hybrid cascaded HVDC transmission system with multiple voltage levels for large-scale offshore wind power[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 120-128.

[6] YU L J, LI R, XU L, et al. Analysis and control of offshore wind farms connected with diode rectifier-based HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(4): 2049-2059.

[7] 肖晃庆, 黄小威, 李岩, 等. 适用于二极管不控整流送出的海上风电机组无功功率同步控制策略[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3820-3828.
XIAO Huangqing, HUANG Xiaowei, LI Yan, et al. Reactive power-synchronization control for offshore wind turbines connected to diode rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3820-3828.

[8] 程帆, 姚良忠, 谢立军, 等. 海上风电经 DR-MMC 并联混合直流送出系统启动及协调控制策略[J]. 全球能源互联网, 2020, 3(2): 117-124.
CHENG Fan, YAO Liangzhong, XIE Lijun, et al. Start-up and coordinated control strategies for offshore wind power transmitted by DR-MMC parallel hybrid HVDC system[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2020, 3(2): 117-124.

[9] ZHANG G H, XIANG W, WEN J Y. Impedance modeling and stability analysis of DR-MMC based hybrid HVDC for offshore wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(6): 4397-4409.

[10] DI S M, XIANG W, XU Y L, et al. Research on topology and control strategy of DR-MMC cascaded hybrid HVDC transmission system for offshore wind power[C]//2023 International Conference on Power System Technology (PowerCon). Jinan, China: IEEE, 2023: 1-8.

[11] ZHANG G H, XIANG W, CHEN X, et al. Capacity design of cascaded diode rectifier-MMC based HVDC for offshore wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(5): 2908-2919.

[12] 李瑞, 郑涛, 俞露杰, 等. 基于二极管整流器的双极型复合式海上换流站及其控制策略[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 1190-1201.
LI Rui, ZHENG Tao, YU Lujie, et al. Diode rectifier based bi-pole hybrid offshore stations and their control strategy[J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 1190-1201.

[13] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器型直流输电系统的启停控制[J]. 电网技术, 2012, 36(3): 204-209.
ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Start/stop control of modular multilevel converter based HVDC transmission system[J]. Power System Technology, 2012, 36(3): 204-209.

[14] 李超, 李钢, 董云龙, 等. MMC-HVDC 启动过程用限流电阻保护策略[J]. 高电压技术, 2019, 45(1): 39-45.
LI Chao, LI Gang, DONG Yunlong, et al. Protection strategy of current suppression resistor used in MMC-HVDC startup process[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(1): 39-45.

[15] 刁冠勋, 李文津, 汤广福, 等. 适用于风电并网的模块化多电平柔性直流启动控制技术[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(5): 81-87.
DIAO Guanxun, LI Wenjin, TANG Guangfu, et al. Start-up control technology of modular multilevel VSC-HVDC system for wind farm integration[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(5): 81-87.

[16] 丁久东, 卢宇, 董云龙, 等. 半桥和全桥子模块混合型换流器的充电策略[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 71-75, 107.
DING Jiudong, LU Yu, DONG Yunlong, et al. Charging strategies for hybrid converters based on half-bridge sub-module and full-bridge

- sub-module[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2018, 42(7): 71-75, 107.
- [17] CHEN C F, ZHOU L B, GUAN H Y, et al. A three-stage AC side startup strategy for hybrid MMC[J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2023, 148: 108920.
- [18] 胡雨龙, 邹常跃, 周竟宇. FHMMC 特高压直流输电系统中串联换流阀组启动充电策略[J]. *高电压技术*, 2023, 49(4): 1582-1590.
HU Yulong, ZOU Changyue, ZHOU Jingyu. Start-up charging strategy for series-connected converter valve groups in UHVDC transmission system based on hybrid FHMMC[J]. *High Voltage Engineering*, 2023, 49(4): 1582-1590.
- [19] XIE L J, YAO L Z, CHENG F, et al. Coordinate control strategy for stability operation of offshore wind farm integrated with Diode-rectifier HVDC[J]. *Global Energy Interconnection*, 2020, 3(3): 205-216.
- [20] 金砚秋, 张哲任, 吴宏远, 等. 基于构网型风电机组和二极管整流单元的海上风电场黑启动策略[J]. *高电压技术*, 2023, 49(9): 3730-3740.
JIN Yanqiu, ZHANG Zheren, WU Hongyuan, et al. Black start strategy of offshore wind farm based on grid-forming wind turbines and diode rectifier unit[J]. *High Voltage Engineering*, 2023, 49(9): 3730-3740.
- [21] MARTÍNEZ-TURÉGANO J, VIDAL-ALBALATE R, AÑÓ-VILLALBA S, et al. Protection strategies for the connection of diode rectifier-based wind power plants to HVDC interconnectors[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(6): 7018-7031.
- [22] WU Y, ZHANG L, ZHOU Y B, et al. A hybrid HVDC converter based on MMC and diode rectifier for offshore wind farm integration[C]//2021 International Conference on Power System Technology (PowerCon). Haikou, China: IEEE, 2021: 1476-1480.
- [23] LUO J J, LIN K, LI J N, et al. Cost analysis and comparison between modular multilevel converter (MMC) and modular multilevel matrix converter (M²C) for offshore wind power transmission[C]//15th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2019). Coventry, UK: IET, 2019: 1-6.
- [24] 周泓宇, 姚伟, 左文平, 等. 海上风电直流单极接地故障下容错运行的组网方案与控制[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(13): 4835-4847.
ZHOU Hongyu, YAO Wei, ZUO Wenping, et al. Grid forming scheme and control for fault-tolerant operation of offshore wind power under DC unipolar grounding fault[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(13): 4835-4847.
- [25] 蔡希鹏, 邹常跃, 彭发喜, 等. 超大规模海上风电海陆一体直流输电技术探讨[J]. *电网技术*, 2024, 48(7): 2895-2901.
CAI Xipeng, ZOU Changyue, PENG Faxi, et al. Discussion on HVDC transmission technology for super-large scale offshore wind power under offshore-onshore integration[J]. *Power System Technology*, 2024, 48(7): 2895-2901.
- [26] Infineon. Rectifier diodes[EB/OL]. Neubiberg, Germany: Infineon, 2024[2024-10-21]. <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/diodes-thyristors/thyristor-diode-discs/diode-discs/rectifier-diodes>.
- [27] 向往, 文劲宇, 张浩博, 等. 柔性直流输电系统三维度控制[J]. *电网技术*, 2023, 47(8): 3385-3395.
XIANG Wang, WEN Jinyu, ZHANG Haobo, et al. Three-degree control of MMC based high voltage direct current transmission system[J]. *Power System Technology*, 2023, 47(8): 3385-3395.
- [28] MENG P Y, XIANG W, WEN J Y. Communication-less reactive power control of grid-forming wind turbines connected to cascaded LCC-DR HVDC system[J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2024, 39(5): 6740-6752.
- [29] LI R, YU L J, XU L, et al. Coordinated control of parallel DR-HVDC and MMC-HVDC systems for offshore wind energy transmission[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, 8(3): 2572-2582.
- [30] 中国南方电网. 南方电网公司 2024 年第三季度电网工程主要设备材料信息价[EB/OL]. [2024-12-22]. <https://www.doc88.com/p-33871838741721.html>.
China Southern Power Grid. Informational price of major equipment and materials for power grid projects of Southern Power Grid Company in the third quarter of 2024[EB/OL]. [2024-12-22]. <https://www.doc88.com/p-33871838741721.html>
- [31] MENG P Y, XIANG W, CHI Y N, et al. Resilient DC voltage control for islanded wind farms integration using cascaded hybrid HVDC system[J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2022, 37(2): 1054-1066.
- [32] 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.
- [33] 赵文强, 高得力, 马云龙, 等. 基于混合式 MMC 的混合高压直流输电系统启动策略[J]. *电力系统自动化*, 2018, 42(7): 62-70.
ZHAO Wenqiang, GAO Deli, MA Yunlong, et al. Startup strategy of hybrid HVDC transmission system based on hybrid MMC[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2018, 42(7): 62-70.
- [34] 成慧雯, 王渝红. 混合型 MMC 单站带电投入运行的充电策略[J]. *南方电网技术*, 2020, 14(9): 1-8.
CHENG Huiwen, WANG Yuhong. Charging strategy of hybrid MMC for single-station live operation[J]. *Southern Power System Technology*, 2020, 14(9): 1-8.
- [35] FU Z Y, YU L J, MIAO S H, et al. DC fault performance of diode rectifier based MTDC without offshore DC breaker[C]//2023 8th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE). Tianjin, China: IEEE, 2023: 1299-1304.
- [36] 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.
- [37] 涂睿, 向往, 郑双燕, 等. 基于直流大母线的大规模海上风电混合多端直流并网系统[J/OL]. *电网技术*, 2024: 1-12[2024-12-23]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.1604>.
TU Rui, XIANG Wang, ZHENG Shuangyan, et al. Hybrid multi-terminal HVDC integrated system for large-scale offshore wind farms based on DC bus[J/OL]. *Power System Technology*, 2024: 1-12 [2024-12-23]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2024.1604>.



YANG Mingrui

杨明睿

2001—, 男, 硕士生

研究方向为柔性直流输电、新能源并网技术

E-mail: mryang_ee@163.com



XIANG Wang

Ph.D., Professor

Corresponding author

向往(通信作者)

1990—, 男, 博士, 教授, 博导

研究方向为柔性直流输电、直流电网、海上风电并网等

E-mail: xiangwang1003@hust.edu.cn

收稿日期 2024-11-03 修回日期 2025-03-25 编辑 程子丰

附录 A 3种降压方案

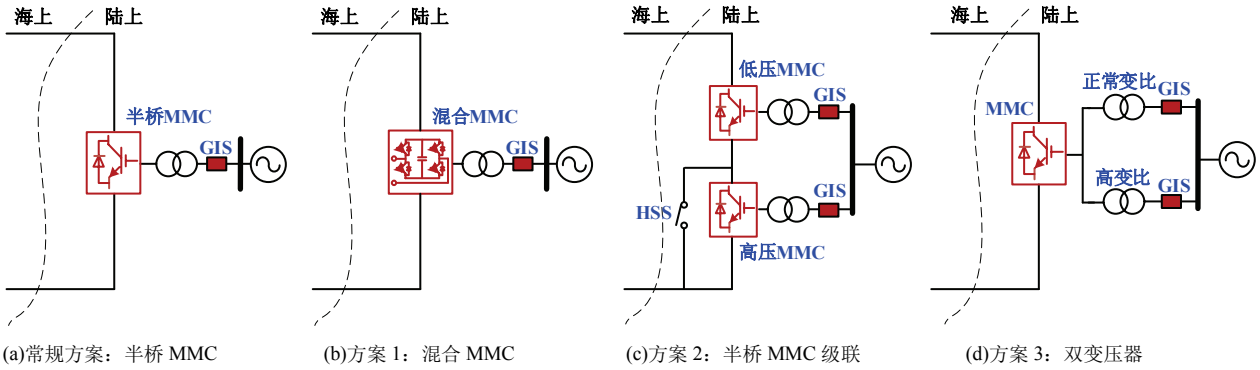


图 A1 常规方案与 3 种降压方案

Fig.A1 Conventional scheme and three schemes to lower the DC voltage

图 A1(a)为陆上换流站的常规方案，图 A1(b)一(d)为 3 种具备降压运行能力的陆上换流站方案。

常规方案含 1 个半桥 MMC，3 台并联的 750 MW/500 kV 三相油浸变压器和 3 台 500 kV 气体绝缘开关(gas insulated switch, GIS)。

对于方案 1，若需要按正文中需求降压到±100 kV 并考虑故障穿越能力，需配置全桥子模块比例为 60%的混合 MMC。相比于常规方案，一共增加了 3 600 个 IGBT 模块和二极管。

对于方案 2，其相比于常规方案共增加了 1 台 750 MW/500 kV 三相油浸变压器、1 个 GIS 和 1 个高速隔离开关(high speed switch, HSS)。

对于方案 3，其相比于常规方案共增加了 1 台 750 MW/500 kV 三相油浸变压器和 1 个 GIS。

综上所述，结合工程招投标数据以常规方案为基准对 3 种降压方案进行经济性分析，可知方案 1 为经济性最优的降压方案。

附录 B 系统控制策略与风机 LVRT 要求

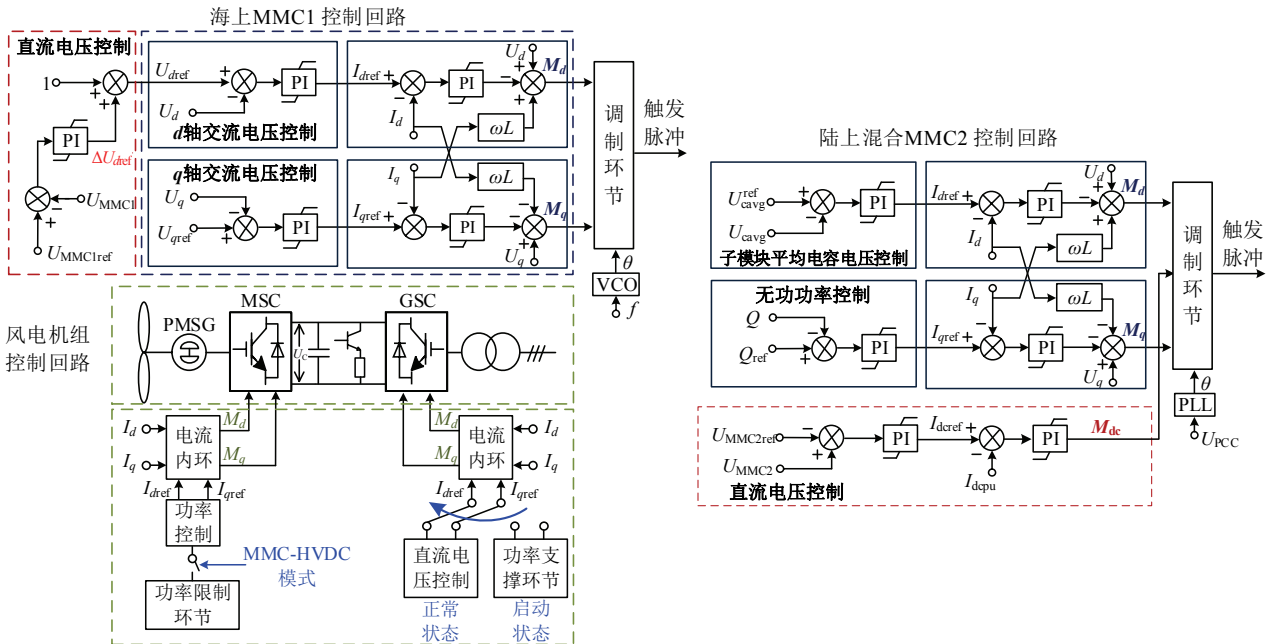


图 B1 并网系统控制策略

Fig.B1 Control strategy of integration system

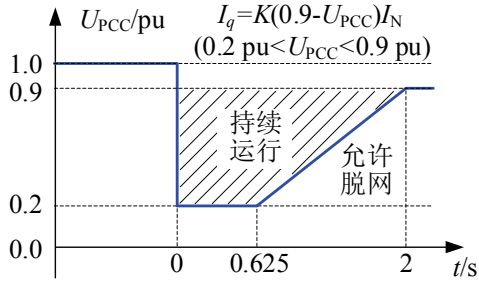


图 B2 风电机组 LVRT 要求
Fig.B2 LVRT requirement of wind farms

附录 C 启动频域等效电路及其求解过程

图 4 的频域等效电路如图 C1 所示, 该电路可利用回路电流法求解。其中, $I_1(s)$ 、 $I_2(s)$ 和 $I_3(s)$ 为待求解的回路电流。根据图 C1 所示的电流方向, 可列写方程组如式(C1)所示。

通过求解方程组(C1)可得到回路电流 $I_1(s)$ 、 $I_2(s)$ 和 $I_3(s)$ 的频域表达式, 再做 Laplace 反变换可求解出时域表达式。本文选取了多组限流电阻值并根据 2.2 节中提到的方法计算最大启动电流。此外, 还在 PSCAD/EMTDC 平台中进行了电磁暂态仿真。不同限流电阻值下的最大启动电流计算值与仿真值如表 C1 所示。

$$\begin{cases} (2R_{ac} + 2sL_{ac} + 2sL_{arm1} + \frac{1}{sC_{eq1}} + \frac{1}{sC_{eq2}})I_1(s) - (sL_{arm1} + \frac{1}{sC_{eq2}})I_2(s) - (2sL_{arm1} + \frac{1}{sC_{eq1}} + \frac{1}{sC_{eq2}})I_3(s) = U_{AB}(s) \\ -(sL_{arm1} + \frac{1}{sC_{eq2}})I_1(s) + (2sL_{arm1} + sL_{eq3} + \frac{1}{sC_{eq1}} + \frac{1}{sC_{eq2}} + \frac{1}{sC_{eq3}})I_2(s) + (2sL_{arm1} + \frac{1}{sC_{eq1}} + \frac{1}{sC_{eq2}})I_3(s) = 0 \\ -(2sL_{arm1} + \frac{1}{sC_{eq1}} + \frac{1}{sC_{eq2}})I_1(s) + (2sL_{arm1} + \frac{1}{sC_{eq1}} + \frac{1}{sC_{eq2}})I_2(s) + (4sL_{arm1} + \frac{2}{sC_{eq1}} + \frac{2}{sC_{eq2}})I_3(s) = 0 \end{cases} \quad (C1)$$

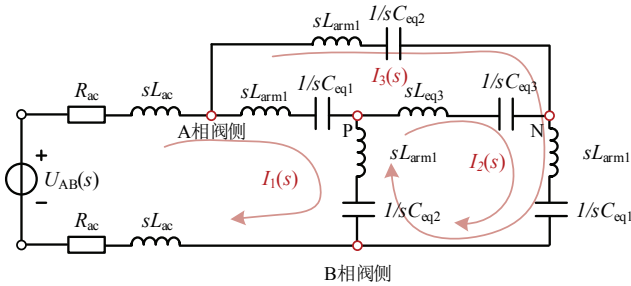


图 C1 频域等效电路

Fig.C1 Equivalent circuit in frequency domain

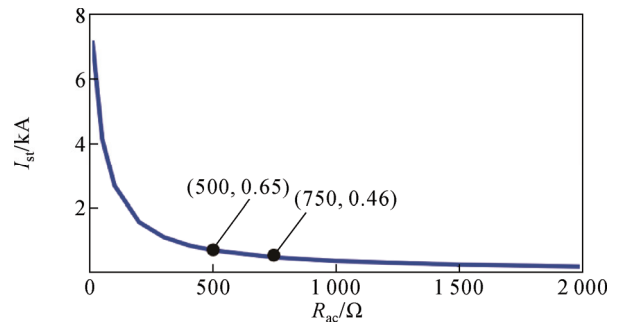


图 C2 限流电阻与最大启动电流的关系

Fig.C2 Relationship between the current-limiting resistor and the maximum startup current

表 C1 最大启动电流计算/仿真值

Table C1 Calculated/Simulated value of maximum

startup current					
限流电 阻值/Ω	计算值 /kA	仿真值 /kA	限流电 阻值/Ω	计算值 /kA	仿真值 /kA
10	7.20	5.26	500	0.68	0.65
50	4.16	4.73	750	0.46	0.46
100	2.69	2.39	1 000	0.35	0.35
200	1.56	1.45	1 500	0.23	0.24
300	1.09	1.03	2 000	0.18	0.18

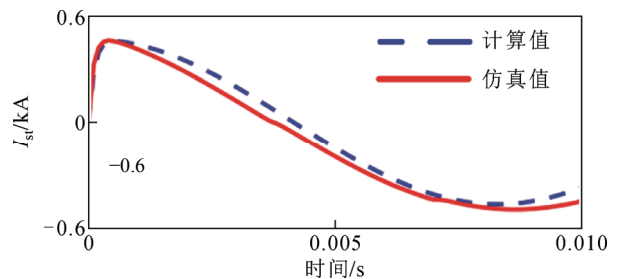


图 C3 启动电流计算值与仿真值对比

Fig.C3 Comparison of calculated startup current values with simulation values

附录 D 仿真模型参数

表 D1 仿真模型参数

Table D1 Parameters of simulation model

设备	参数	取值
海上 MMC1	额定容量/MW	400
	额定直流电压/kV	200
	单个桥臂子模块数量/个	100
	子模块额定电压/kV	2
	子模块电容/ μF	13 000
	桥臂电感/mH	15
	联结变压器变比	66 kV/105 kV
DR1、DR2	额定容量/MW	800
	额定直流电压/kV	400
	联结变压器变比	66 kV/150 kV/150 kV
陆上 MMC2	额定容量/MW	2 000
	额定直流电压/kV	± 500
	单个桥臂 FBSM 数量/个	300
	单个桥臂 HBSM 数量/个	200
	子模块额定电压/kV	2
	子模块电容/ μF	16 000
	桥臂电感/mH	70
	平波电感/H	0.15
	联结变压器变比	500 kV/550 kV
交流风电机组	限流电阻/ Ω	750
	额定容量/MW	10
	出口电压/kV	66
	汇集频率/Hz	50
	电容电压/kV	1.26
交流汇集海缆	撬棒电阻/ Ω	0.16
	汇集网络总长度/km	400
	等效电阻/ Ω	0.055
	等效电感/mH	0.403
直流送出海缆	等效电容/ μF	574.941
	总长度/km	240
	单位长度电阻/ $(\Omega \cdot \text{km}^{-1})$	0.005 6
	单位长度电感/ $(\text{mH} \cdot \text{km}^{-1})$	3.193 1
	单位长度电容/ $(\mu\text{F} \cdot \text{km}^{-1})$	0.490 8