

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240963

基于光储协调电压自均衡的光伏直流汇集方案研究

甄新梅¹, 贺宇阳², 于大川¹, 于飞¹

(1. 青岛科技大学自动化与电子工程学院, 山东 青岛 266061;

2. 国网山东省电力公司高唐县供电公司, 山东 高唐 252800)

摘要: 光伏直流汇集系统具备效率高、成本低以及稳定性好等优势。其中, 多端口、模块化的直流汇集系统有可控性强和便于升压的特点。然而, 各发电单元间的功率失配易导致模块输出电压失衡, 制约了发电效率与系统稳定性。为此, 提出一种基于光储协调电压自均衡技术的两级升压式直流汇集方案。首先, 基于异构子模块混合, 构建了输入独立输出串联(input-independent-output-series, IIOS)型光伏直流汇集系统结构。在保障各模块输出电压自均衡的前提下, 实现了独立光伏单元的升压汇集。其次, IIOS 经隔离型 MMC 直流变换器实现二级升压, 降低了各级升压需求。最后, 在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型。仿真结果表明, 所提光伏直流汇集方案可靠性好、效率高, 在发电单元功率严重失配的情况下也能保证优异的发电效率和系统稳定性。

关键词: 光伏直流汇集; DC-DC 变换器; 电压自平衡; 光储协调; 隔离型 MMC

A photovoltaic DC collection scheme based on PV-storage coordinated voltage self-balancing

ZHEN Xinmei¹, HE Yuyang², YU Dachuan¹, YU Fei¹

(1. College of Automation and Electronic Engineering, Qingdao University of Science & Technology,

Qingdao 266061, China; 2. Gaotang County Power Supply Company, State Grid

Shandong Electric Power Company, Gaotang 252800, China)

Abstract: Photovoltaic (PV) DC collection systems offer advantages such as high efficiency, low-cost, and good stability. The multi-port, modular DC collection systems have strong controllability and ease of voltage boosting. However, power mismatches among the power generation units often lead to module output voltage imbalances, thereby restricting generation efficiency and system stability. To address this issue, a two-stage boost DC collection scheme is proposed based on PV-storage coordinated voltage self-balancing technology. First, an input-independent-output-series (IIOS) PV DC collection system is constructed based on heterogeneous sub-module integration. This system achieves voltage boosting and collection of independent PV units while ensuring output voltage self-balancing among modules. Then, a second-stage boost is realized using an isolated MMC DC-DC converter, reducing the boosting requirement at each stage. Finally, a simulation model is built in the Matlab/Simulink environment. Simulation results show that the proposed PV DC collection scheme exhibits high reliability and efficiency, maintaining excellent power generation performance and system stability even under severe power mismatches among generation units.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 62103218).

Key words: photovoltaic DC collection; DC-DC converter; voltage self-balancing; PV-storage coordination; isolated MMC

0 引言

面临能源安全和环境污染的双重挑战, 中国正大力推动风电、太阳能等新能源的发展, 旨在实现

流汇集系统中, 多级功率变换和工频变压器导致系能源生产的清洁化和可持续化转型^[1]。在传统的交统的运行效率低、占地面积大以及稳定性差等技术难题, 因此亟需突破直流汇集新技术^[2-3]。其中, 海上风电的直流汇集送出受到了广泛关注^[4-6]。直流汇集方案主要存在以下几种: 直流直接串联升压方案、

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(62103218)

低压直流并联汇集两级升压方案、低压直流并联汇集单极升压方案。其中，低压直流并联汇集两级升压方案因其系统灵活性高、可靠性强等优势而得到了广泛应用。

因风电和光伏的功率密度较小，需经多级直流升压汇集系统送出。直流变压器作为汇集系统的关键设备，各级 DC/DC 变换器均需具备大容量、高升压比以及快速调节功率的能力^[7-8]。前期开展的研究多聚焦于中低压、小功率领域，而在高压、大功率场合的应用研究相对较少^[9]。为了满足高压、大容量的需求，光伏直流汇集系统多采用变换器串并联结构。其中，输入独立输出串联(input-independent-output-series, IIOS)型直流变压器因能独立追踪最大功率点、满足高电压增益，并能最大限度地利用光照资源，而更适合应用于光伏汇集系统^[10-13]。上述结构因受光照强度、温度等影响，易出现功率失配现象^[14]，这种现象会导致输出电压不均衡。因 DC/DC 变压器的调压能力有限，致使光伏阵列最大功率追踪(maximum power point tracking, MPPT)失效、器件损坏甚至系统故障^[15]。针对上述问题，文献[16]提出了一种基于光伏功率权重值来选择限压或 MPPT 模式的方法，避免了过电压现象，但其均压效果有限。文献[17]中的电压-功率自主跟踪控制无需额外拓扑，但无法保证所有子模块都能实现 MPPT，从而导致系统效率降低。文献[18]提出了具备双向功率转换能力的功率平衡单元(power balancing units, PBUs)，用于调节系统失配功率并优化系统效率，然而，这种方法的经济成本显著增加。上述方案均无法兼顾系统效率与经济性，LC 支路有效缓解了这一矛盾，通过开环控制即可实现电压均衡。但 LC 支路对谐振参数较为敏感，且在兆瓦级大功率场合下，当发生严重的功率失配时，不平衡功率仅在相邻子模块间传输，开环控制无法协调系统功率分配^[19-24]。

传统方案采用基于谐振升压的拓扑结构和输入输出串并联的拓扑结构实现二级升压，但这些方案存在可靠性差、控制复杂和损耗大等缺点。因此，本文采用基频调制的模块化多电平直流/直流变换器(modular multilevel DC/DC converter, MMDC)方案实现二级升压，该方案具备扩展灵活、便于升压以及开关损耗低等优势^[25-28]。

针对多端口、模块化的光伏直流汇集系统存在的功率失配问题，本文提出了基于光储协调电压自均衡技术的两级升压式直流汇集方案。首先，提出

一种混合型 IIOS 中压直流变换器，该变换器由多个光伏模块和储能单元构成。相邻子模块负载侧有源支路间插入 LC 支路实现模块间电压均衡，当系统功率严重失配时，储能发挥功率缓冲作用，提高了发电效率与系统稳定性。采用串联汇集升压结构，大幅降低了建设成本。其次，二级升压通过准两电平调制(quasi-2-level, Q2L)的 MMDC 实现，降低了开关损耗。上述方案降低了各级升压需求，具有更高的经济性和稳定性。

1 电路结构及工作原理

本文提出的基于光储协调电压自均衡技术的两级升压式直流汇集系统结构如图 1 所示，可用于多个光伏场站的电能汇集和传输。多个光伏阵列及储能单元作为独立小组，与 IIOS 型中压直流变压器输入端连接，其子模块在输出侧通过串联实现升压。多个小组统一汇集至场站内中压直流汇集线路上，经高压直流变压器升压为高压直流。两级变压器采用独立控制方式，互不影响。

1.1 中压直流变压器拓扑结构及工作原理

1.1.1 拓扑结构

混合型 IIOS 结构如图 1 所示，包含 $n-1$ 个光伏单元和 1 个储能单元。鉴于光伏阵列和储能单元的功率传输特性，各子模块分别采用半双有源桥(semi-dual-active bridge, SDAB)和双有源桥式(dual-active-bridge, DAB)变换器。每个 SDAB 子模块由源侧全桥($S_{1,k} - S_{4,k}$)、负载侧半有源桥($S_{7,k} - S_{8,k}$)、二极管($D_{5,k} - D_{6,k}$)以及隔离变压器构成，并包含续流电感 L_{ack} 和输入、输出电容 C_{ink} 、 C_{ok} 。相邻子模块的负载侧无需额外有源器件，仅需串联谐振 LC 支路，在满足谐振条件时，即可构成功率传输回路，实现功率自均衡。

1.1.2 工作原理

图 1 中的中压直流变压器采用经典单移相(single phase-shift, SPS)调制策略^[29]。如图 2 中的 1、2 部分所示，假设子模块 k 两侧电压间存在一个相移 d_k ，其交流侧的瞬时电压分别表示为 v_{abk} 和 v_{cdk} 。输入侧经漏感 L_{ack} 向负载侧 C_{ok} 传输功率，从而实现能量储存。功率传输过程如图 2 中的 3 部分所示：当负载侧有源支路的上、下开关($S_{7,k} - S_{8,k}$)互补导通时，该支路的两端会产生直流偏置电压。因谐振电容具有隔直特性，相邻子模块的交流侧电压(如 SDAB# k 的上臂电压 $v_{s7,k}$ 和 SDAB# $k-1$ 的下臂电压 $v_{s8,k-1}$)与 LC 支路共同构成了功率传输回路。同理，其余子模块也经上述功率传输回路交换能量。

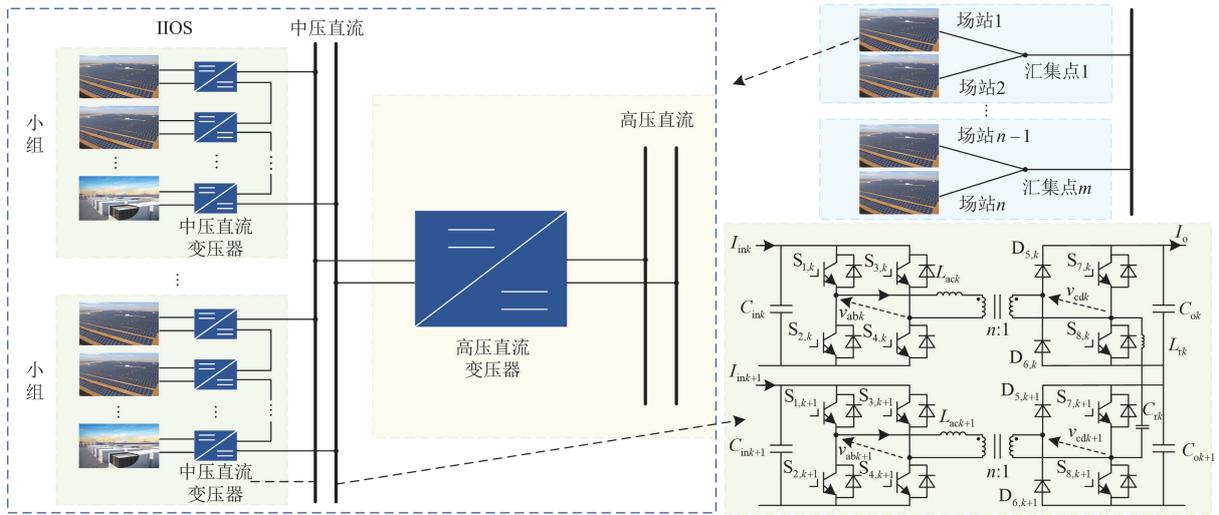


图1 全直流中压汇集和高压传输系统结构图

Fig. 1 Full DC medium voltage gathering and high voltage transmission system structure diagram

图2中, 每个子模块的输入功率应满足如式(1)所示关系。

$$0 \leq P_m \leq P_G/n \quad (1)$$

式中: P_m 为第 m 个子模块输入功率; P_G 为系统额定功率; n 为子模块总数。

由于串联子模块输出电流 I_o 相等, 为维持电压平衡, 各子模块的输出功率应等于总输入功率的平均值, 则有

$$P_{o,k} = P_{oave} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n P_m \quad (2)$$

式中: $P_{o,k}$ 为第 k 个子模块的输出功率; P_{oave} 为总输入功率平均值。

由输出电容 C_{ok} 和 C_{ok+1} 构成的回路来传输子模块 SDAB# $k+1$ 至 DAB# n 的不平衡功率, 具体表达式为

$$P_z = \sum_{m=k+1}^n P_m - (n-k)P_{oave} \quad (3)$$

式中: P_z 为输出侧不平衡功率。将式(1)和式(2)代入式(3)中, 可知 P_z 的最大绝对值为

$$|P_z|_{\max} = (1-k/n)(k/n)P_G \quad (4)$$

毗邻储能单元的 DAB 子模块流通功率表达式为

$$P_n = \frac{v_{on}^2 d_n}{2f_s L_{acn}} (1-d_n) \quad (5)$$

式中: P_n 为 DAB 子模块输入功率; v_{on} 为子模块输出电压; d_n 为子模块移相角; f_s 为开关频率。

各子模块根据输入功率的比例进行分压, 假设 v_{dc} 为直流母线电压, P_k 为子模块 k 的输入功率, 理

论上, DAB 子模块的输出电压 v_{on} 表示为

$$v_{on} = \frac{P_n}{\sum_{k=1}^n P_k} v_{dc} \quad (6)$$

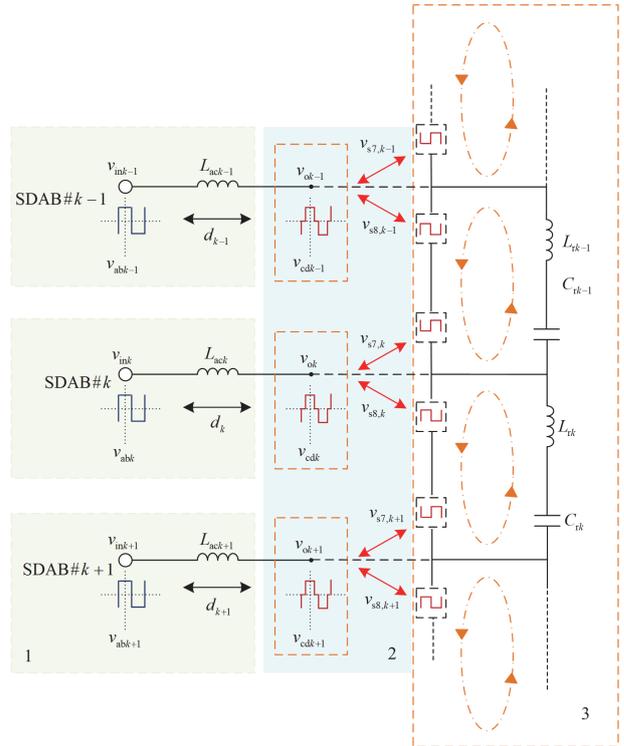


图2 功率传输回路过程图

Fig. 2 Power transmission loop process diagram

综上所述, 储能单元与各光伏阵列子模块交换功率, 实现输出电压均衡, 储能单元子模块输出电

压应满足式(7)。

$$v_{refn} = \frac{v_{o1} + \sum_{k=3}^n v_{ok}}{n-1} + \frac{v_{o1} + v_{o2} + \sum_{k=4}^n v_{ok}}{n-1} + \dots + \frac{\sum_{k=2}^n v_{ok}}{n-1} \quad (7)$$

式中： v_{refn} 为输出电压参考值； v_{ok} 为第 k 个子模块的输出电压。

1.1.3 调制与控制

图3所示为光伏阵列和储能单元相连的DC/DC变换器控制框图，其中开关管的驱动信号占空比设定为50%。为实现各光伏阵列的最大功率追踪，经MPPT输出移相角 d_k ，通过调节SDAB子模块的输出功率，从而最大限度地利用光照资源。根据式(7)，为了灵活控制系统电压平衡，储能单元需要与各光伏阵列子模块协同工作以均衡功率。通过比较输出电压参考值 v_{refn} 与DAB子模块实际输出电压得到移相角 d_n ，进而调节DAB子模块的输出功率。由上述分析可知，当LC支路满足谐振条件时，它与相邻SDAB子模块一起构成功率传输回路。SDAB子模块无须控制即可实现功率自均衡，而DAB子模块则经闭环控制协调整个系统的功率分配。由于负载侧由相邻的两个功率传输回路共同使用，因此上、下开关 $S_{7,1} - S_{7,n}$ ($S_{6,n}$) 和 $S_{8,1} - S_{8,n}$ ($S_{5,n}$) 的驱动信号交替导通，从而实现了电压的同步控制。

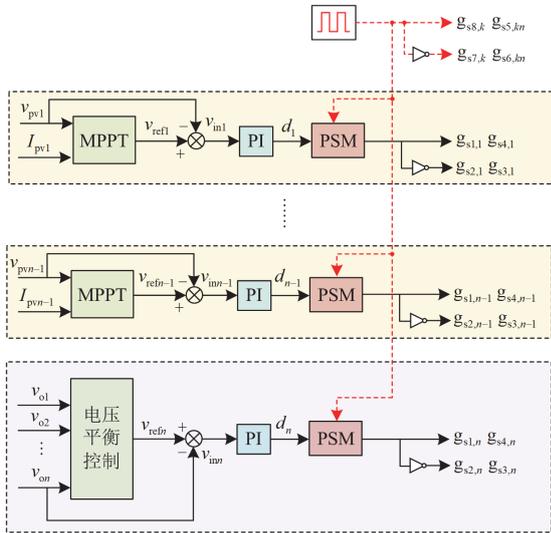


图3 中压直流变压器控制框图

Fig. 3 Control block diagram of medium voltage DC transformer

中压直流变压器的开关信号和工作波形如图4所示，图中包含各子模块有源侧和负载侧的开关信号、交流端电压 v_k 、漏感电流 i_{ack} 以及功率传输回路的稳态波形。

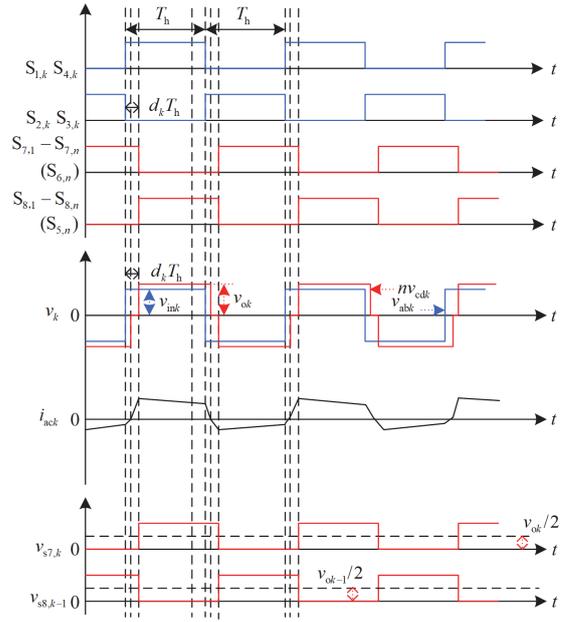


图4 中压直流变压器开关信号和工作波形图

Fig. 4 Switching signal and working waveform diagram of medium voltage DC transformer

1.2 输出电压自均衡与参数设计

1.2.1 谐振频率的选取

由图4可知，功率传输回路的交流端电压由SDAB# $k-1$ 下臂电压 $v_{s8,k-1}$ 和SDAB# k 负载侧上臂电压 $v_{s7,k}$ 组成。这些电压经谐振电容滤除直流分量后，得到的交流分量分别为 $v_{ok-1}/2$ (上管开通)、 $-v_{ok-1}/2$ (下管开通)和 $v_{ok}/2$ (上管开通)、 $-v_{ok}/2$ (下管开通)。基于这些交流分量，可得如图5所示的功率传输回路交流分量等效图。

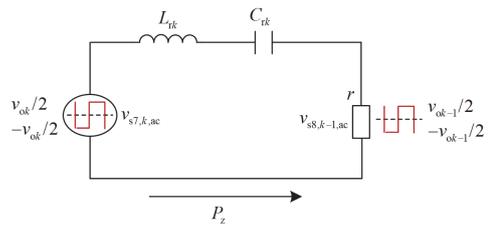


图5 功率传输回路交流分量等效图

Fig. 5 Equivalent diagram of AC component of power transmission loop

依据文献[29]中的计算公式，并结合图5所示的功率传输回路，可得到交流分量阻抗 r 为

$$r = \frac{2v_{ok}^2}{\pi^2 P_z} \quad (8)$$

因光照变化，各光伏阵列的输出功率及LC谐

振支路的端电压会出现不一致的情况。然而, 当 LC 支路处于谐振状态($\omega_{rk} = \omega_s$, ω_s 为开关频率)时, 其阻抗 r 会接近零值, 这一特性能够自动平衡相邻子模块的输出电压。谐振频率的计算公式为

$$\omega_{rk} = \frac{1}{\sqrt{L_{rk} C_{rk}}} \quad (9)$$

式中: ω_{rk} 为 LC 支路谐振频率; L_{rk} 和 C_{rk} 分别为 LC 支路谐振电感和谐振电容。

假设子模块 SDAB#k-1 与 SDAB#k 输出电压之比为 G , 定义其为系统的均压系数。

$$G = \frac{v_{acs8,k-1}}{v_{acs7,k}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 (\omega_{rk}/\omega_s - \omega_s/\omega_{rk})^2}} \quad (10)$$

$$Q = \frac{\pi^2 P_z \sqrt{L_{rk}/C_{rk}}}{2v_{ok}^2} \quad (11)$$

式中: Q 为品质因数。由式(10)和式(11)可知, 均压系数 G 受 Q 、 ω_s 及 ω_{rk} 共同影响, 而 Q 则与功率传输回路中的不平衡功率 P_z 、谐振电感 L_{rk} 、谐振电容 C_{rk} 及子模块输出电压 v_{ok} 密切相关。绘制均压系数、谐振频率/开关频率和品质因数之间的等效关系三维图, 如图 6 所示。

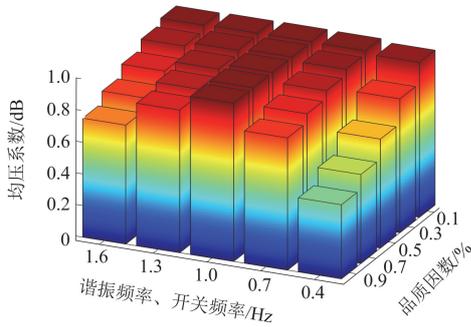


图 6 均压等效增益三维图

Fig. 6 Three-dimensional diagram of equivalent gain of voltage equalization

由图 6 可知, 当谐振频率接近开关频率时, 均压系数接近 1, 此时几乎不受系统不平衡功率和子模块输出电压波动的影响, 均压效果最好。然而, 受系统参数影响, 谐振频率可能偏离开关频率。为确保均压效果, 需适当减小品质因数。由式(11)和式(4)进一步分析可知, 子模块不平衡功率和品质因数呈现同步增长的趋势, 由此可得

$$Q = \frac{\pi^2 P_G k \left(1 - \frac{k}{n}\right) \sqrt{L_{rk}}}{2v_{ok}^2} \leq \frac{\pi^2 P_G \sqrt{L_{rk}}}{8v_{ok}^2} \quad (12)$$

根据系统容量和子模块输出电压的设定值, 利用式(12)即可计算出 LC 均衡支路的谐振参数范围。

1.2.2 子模块参数设计

中压直流母线电压 v_{dc} 应设计为

$$v_{dc} = v_{oN} \times n \quad (13)$$

式中: v_{oN} 为光伏单元额定最大功率点电压。

子模块经漏感 L_{ack} 传输功率, 该功率大小受漏感电感值的影响。依据变压器最大传输功率公式^[30], 则有

$$L_{ack} \leq \frac{\pi v_{ok}^2}{5\omega_s P_k} \quad (14)$$

I IOS 系统输入、输出端瞬时电压分别表示为

$$V_{in} = k_{in} v_{in} \quad (15)$$

$$V_o = k_o v_{dc} \quad (16)$$

式中: k_{in} 、 k_o 分别为输入、输出电压变化系数; v_{in} 为输入电压。假设所有子模块的输出电压已达到均衡, 则有

$$P_{o,pv} = \frac{k_o v_{dc} I_o}{(M + N)} \quad (17)$$

$$P_{o,b} = \frac{I_o (k_{in} v_{in} (M + N) - M k_o v_{dc})}{N(M + N)} \quad (18)$$

式中: $P_{o,pv}$ 为光伏子模块输出功率; $P_{o,b}$ 为储能子模块输出功率; M 和 N 分别为光伏子模块和储能子模块个数。

$$T = \frac{P_{o,b}}{P_{o,pv}} = \frac{(M + N)k_{in} - M k_o}{N k_o} \leq \frac{1.05N + 0.1M}{0.95N} \quad (19)$$

式中: T 为功率失配系数, 表示储能子模块与光伏子模块输出功率比值。由式(19)可知, T 与系统的输入、输出电压变化以及不同类型模块的个数有关。在直流电网中, 输入和输出电压的变化在标称值的 $\pm 5\%$ 范围内。

文献[18]与本文所提 I IOS 系统相比, 每个模块间的 PBU 均增加了两个有源开关, 这导致功耗相应增加, 并使均压控制更加复杂。在 I IOS 系统中, 仅储能单元被纳入闭环协调控制系统以调节系统功率。该储能单元由磷酸铁锂电池储能装置和双向 DC/DC 储能变流器组成, 能够实现非相邻子模块间的能量交换, 提高了系统效率。其余光伏子模块不增加额外开关, 通过开环控制实现电压自均衡, 既提高了经济性, 又简化了控制系统。

1.3 高压直流变压器拓扑结构及工作原理

1.3.1 拓扑结构

高压直流变压器采用如图 7 所示的隔离型 MMC 拓扑, 其原边和副边由“面对面”MMC 构成,

交流侧经中频变压器实现耦合。当该变换器交流侧无须与电网相连时，仅需要结构简单的半桥子模块即可满足其交流侧的需求。原、副边均为单相配置，每相包含上、下两个桥臂。同边 MMC 换流器中，上、下桥臂的子模块数量保持一致。图 7 中，原、副边桥臂上的子模块数分别为 s 和 m ，通过调整投切子模块个数即可满足不同的电压等级要求。

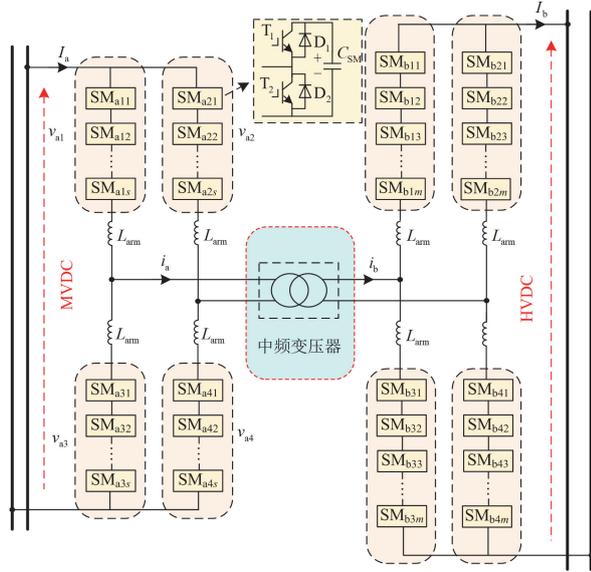


图 7 高压直流变压器拓扑图

Fig. 7 Topology of HVDC transformer

1.3.2 工作原理

MMDC 通过原、副边换流器实现直流与交流电压变换，通过控制桥臂子模块投切以产生所需 MMC 桥臂电压。如图 8 所示，正常运行时，半桥子模块输出电压为电容电压 V_{SM} 或 $0^{[25]}$ 。其工作原理类似 DAB 变换器，但因其能生成可控的多电平电压波形，电压调节能力更强。假设 v_a 为原边交流等效电压， v_b 为原边折算至副边交流等效电压， L_{eq} 为等效电感。如图 9 所示，MMDC 等效为两个交流源经电感连接。原、副边交流电压间的移相角决定交流电流和系统传输功率，理论上移相角应小于 $\pi/2$ ，确保系统的稳定性和功率传输的有效性。桥臂电压 v_{arm} 由子模块电容电压之和 v_{so} 及调制系数 Z 共同决定，具体关系可以表达为

$$\begin{cases} v_{arm}^{U,La} = Z^{U,La} v_{so}^{U,La} \\ v_{arm}^{U,Lb} = Z^{U,Lb} v_{so}^{U,Lb} \end{cases} \quad (20)$$

式中：上标 U、L 分别代表上、下桥臂；以 a、b 区分 MMDC 原、副边， x 为原、副边匝数比，满足 $v_a = v_{arm}^{La} - v_{arm}^{Ua}$ ， $v_b = x(v_{arm}^{Lb} - v_{arm}^{Ub})$ 。

综上所述，调制策略直接决定 MMDC 桥臂电

压及其原、副边交流等效电压值，并影响变压器整体传输特性。通过灵活控制 MMC 上、下桥臂电压波形，可以校准交流侧输出电压，降低换流端损耗。

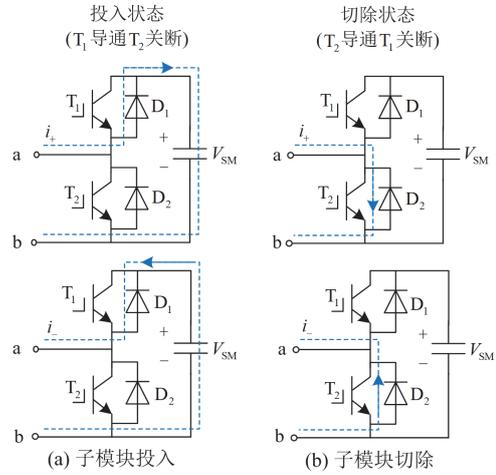


图 8 子模块运行状态

Fig. 8 Running status of the submodule

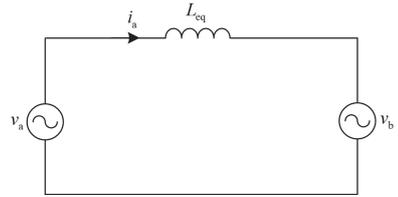


图 9 MMDC 交流等效电路图

Fig. 9 MMDC AC equivalent circuit diagram

1.3.3 调制与控制

全直流汇集送出系统稳定运行的前提是确保各级直流电压的稳定，其中，中压直流母线电压 U_a 的稳定由后级变压器的控制实现。如图 7 所示， SM_{a1j} 和 SM_{a4j} 的开关状态相同， SM_{a1j} 和 SM_{a2j} 互补导通，即 $v_{a1} = v_{a4}$ 、 $v_{a2} = v_{a3}$ ，其中， $j=1,2,\dots,n$ 。根据移相控制原理，通过比较 U_a 与中压直流母线参考电压 U_{ref} 得到移相角 d ，从而实现对原边直流电压的控制，控制简单易实现，其控制框图如图 10 所示。

传统调制策略中，子模块在每个基波周期内投切数次。随着基波频率增大，子模块投切次数剧增，开关器件损耗显著增加。为了降低开关损耗，选择均压可靠的准两电平调制，使子模块在每个基波周期内仅投切一次。图 11 所示为准两电平基频调制下的子模块驱动信号，同桥臂内子模块驱动信号间存在微小相移 T_d 。驱动信号的占空比固定为 0.5， T_d 与基波周期相比通常很小，MMC 桥臂的输出电压 v_{arm} 波形为准方波电压。

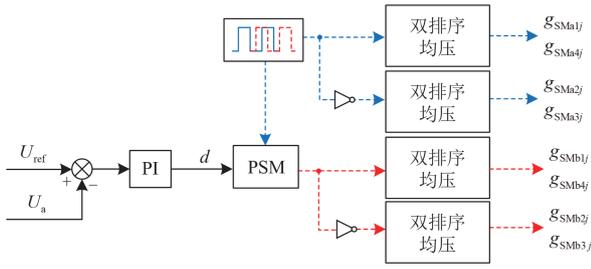


图 10 MMDC 控制框图

Fig. 10 MMDC control block diagram

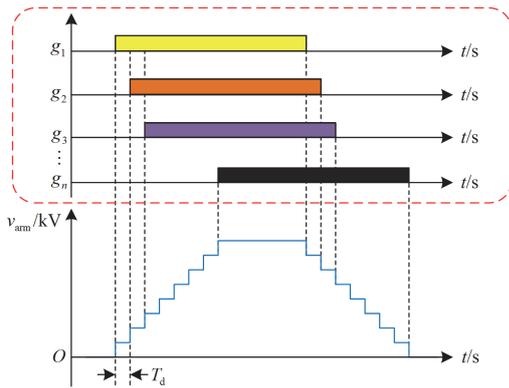
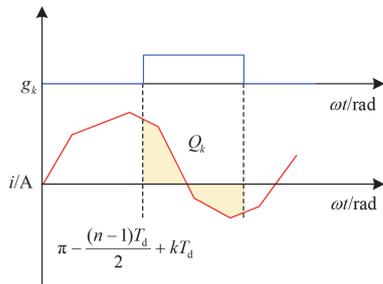


图 11 准两电平形式基频调制下的子模块驱动信号

Fig. 11 Submodule driving signal under quasi-two-level form fundamental frequency modulation

1.3.4 双排序均压控制策略

在实现上述控制的同时，确保系统稳定运行的关键在于维持子模块电容电压平衡。本文选用适用于基频调制的双排序均压控制策略^[31]。图 12 为子模块 k 的驱动信号及对应的桥臂电流波形，在一个开关周期内，子模块有充电和放电两种模式。充放电过程中总电荷差记为 Q_k ，当 $Q_k > 0$ 时，子模块电容充电；当 $Q_k < 0$ 时，子模块电容放电。

图 12 子模块 k 驱动信号及桥臂电流图Fig. 12 Diagram of driving signal and bridge arm current of sub-module k

双排序均压控制策略流程图如图 13 所示，主要分为 4 个步骤。

- 1) 测量桥臂子模块电容电压 $v_1 - v_n$ 。
- 2) 判断系统运行状态，将 $v_1 - v_n$ 进行排序，确定最小电压 v_{\min} 和最大电压 v_{\max} 。设定阈值 v_{th} 为标称电压的 $\pm 2.5\%$ ，若 v_{\max} 和 v_{\min} 差值大于阈值 v_{th} ，则运行在暂态，执行步骤 3；反之则运行在稳态，执行步骤 4)。

- 3) 假设 $U_{ck}(t)$ 、 $U_{ck}(t-T_f)$ 分别表示第 k 个子模块当前电容电压值和上个基波周期电容电压值，计算子模块电容电压增量的表达式为 $\Delta U_{ck} = U_{ck}(t) - U_{ck}(t-T_f)$ ，将其从 1— n 进行排序。

- 4) 根据 ΔU_{ck} 和 $U_{ck}(t)$ 的排序结果重新分配驱动信号，将 ΔU_{ck} 较高的驱动信号分配给 $U_{ck}(t)$ 较低子模块，反之亦然。返回步骤 1)。

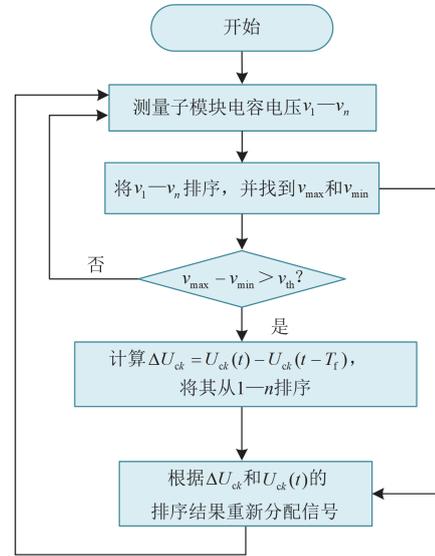


图 13 双排序均压控制策略流程图

Fig. 13 Flow chart of dual-sequence voltage-sharing control strategy

2 仿真分析

2.1 仿真模型参数

为验证本文所提两级升压方案的有效性，假定系统连接理想的直流电网，将 MMDC 高压侧与直流电源相连，在 Matlab/Simulink 中搭建了 3.6 MW/200 kV 光伏直流升压汇集系统仿真模型，参数设置如表 1 所示，采用本文控制方法，对所搭建系统进行仿真验证。

2.2 稳态仿真分析

为模拟光照不均匀的实际工况，在 0.6 s 时，设置各光伏阵列光照强度从 750 W/m^2 开始变化，此时最大功率点均为 453 kW，0.8 s 时系结束变化，此时各光伏阵列光照强度和最大功率点如表 2 所示。

表 1 两级变换器仿真参数

Table 1 Simulation parameters for a two-stage converter

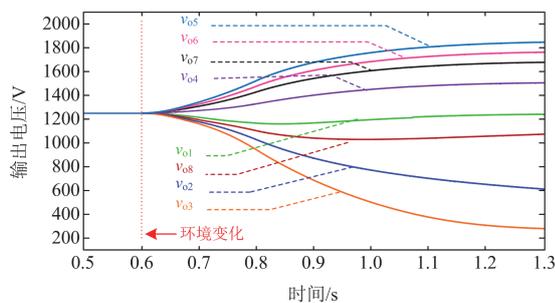
仿真参数	数值
系统额定功率/MW	3.6
子模块数量	8
子模块额定功率/MW	0.45
子模块额定电压/V	1250
中压直流变压器	
谐振电容/mF	2.4
谐振电感/ μ H	10
开关频率/Hz	1000
变压器漏感/ μ H	100
变压器变比	1:1
高压直流变压器	
子模块额定电压/kV	10
副边直流侧额定电压/kV	200
子模块额定电容电压/kV	2
子模块电容/mF	1
桥臂电抗/mH	10
交流基波频率/Hz	1000
变压器变比	1:20

表 2 子模块光照强度和最大功率点

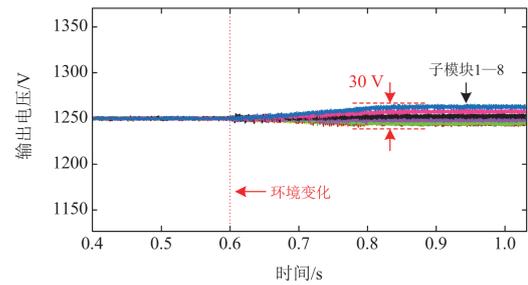
Table 2 Submodule light intensity and maximum power point

子模块	光照强度/(W/m^2)	最大功率点/kW
1	700	424
2	600	364
3	550	334
4	800	483
5	1000	599
6	900	541
7	850	512
8	650	394

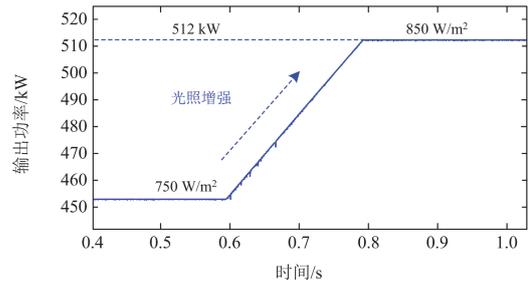
为达到光伏板的最佳利用效率，各子模块输入功率不同，导致输出电压不均衡。图 14(a)为传统结构(不含 LC 支路)下各子模块输出电压波形，由图可知输出电压存在失配现象，子模块 4、5、6、7 的输出电压超出额定电压，而子模块 1、2、3、8 的输出电压则低于额定电压。同工况下，图 14(b)为含 LC 支路结构下的各子模块输出电压波形，此时输出电



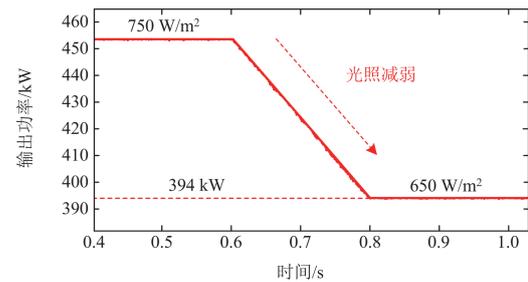
(a) 传统结构各子模块输出电压



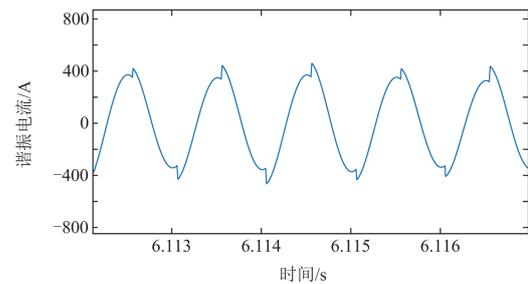
(b) 含LC支路各子模块输出电压



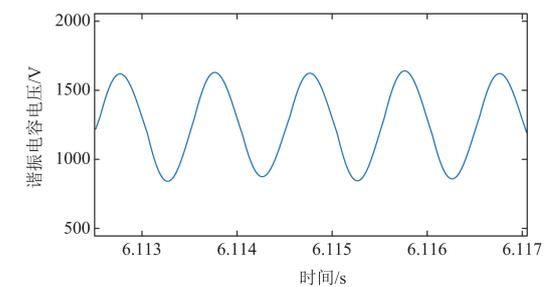
(c) 子模块7的输出功率变化图



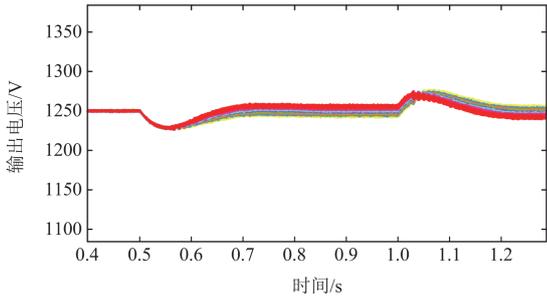
(d) 子模块8的输出功率变化图



(e) LC支路谐振电流 i_{L1}



(f) LC支路谐振电容电压 v_{C1}



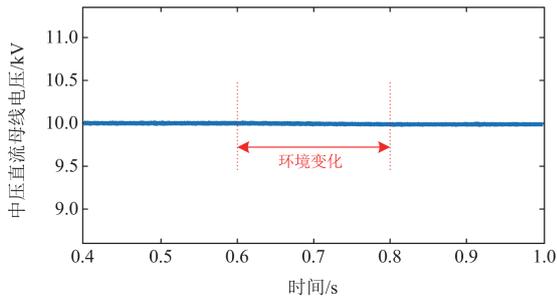
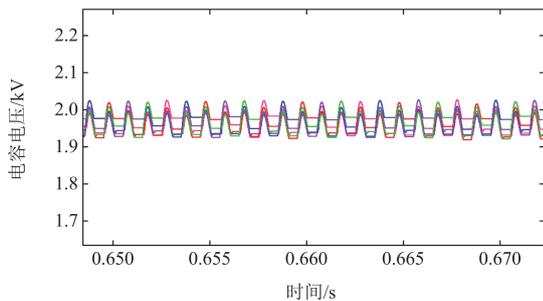
(g) 负载扰动下各子模块输出电压

图 14 中压直流变压器稳态运行仿真波形图

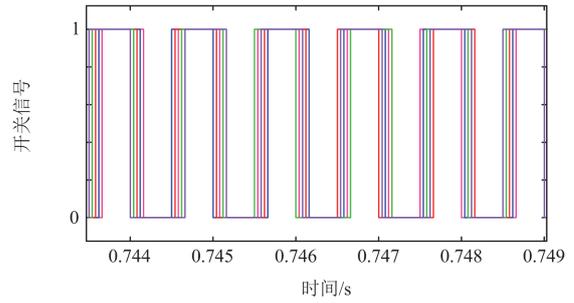
Fig. 14 Steady state operation simulation waveform of medium voltage DC transformer

压均衡。图 14(c)和图 14(d)分别展示了子模块 7 和 8 在光照强度增加和减弱时输出功率的变化情况, 由图可知此结构能有效实现最大功率追踪。图 14(e)和图 14(f)为 LC 支路谐振电流 i_{r1} 和谐振电容电压 v_{r1} 波形, 展示了功率吸收和释放过程。图 14(g)为中压直流母线在 0.5 s 和 1 s 切入和切出负载扰动时各子模块输出电压波形, 可见均压效果不受影响。

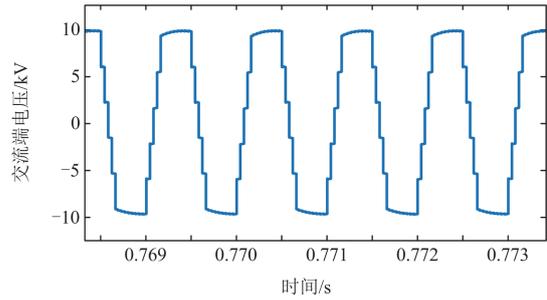
图 15(a)为中压直流母线电压 U_a 波形图, 当发生如表 2 所示环境变化时, U_a 仍稳定在 10 kV, 实现了母线电压的稳定控制。图 15(b)为子模块电容电压波形图, 采用双排序均压控制使其维持在额定值附近, 均压效果良好。图 15(c)和图 15(d)分别为原边子模块的驱动信号和交流端电压波形图, 在 0.744 s 到 0.749 s 这 5 个基波周期内, 每个基波周期内子模块仅投切一次, 显著降低了开关损耗。

(a) 中压直流母线电压 U_a 

(b) 子模块电容电压波形



(c) 原边子模块驱动信号



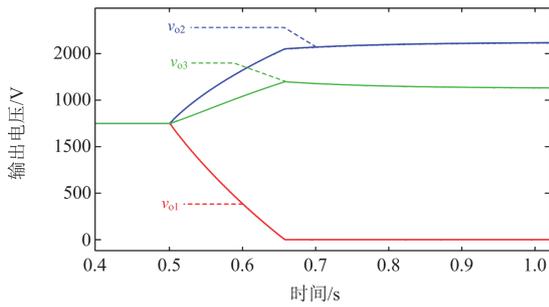
(d) 原边交流端电压波形

图 15 MMDC 稳态运行仿真波形图

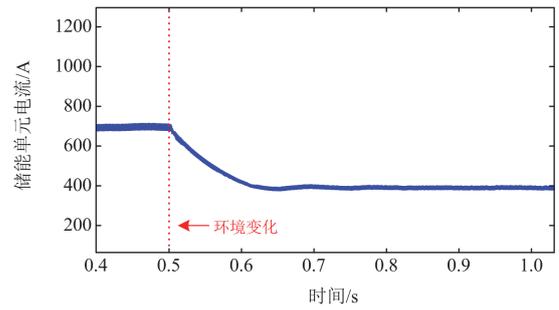
Fig. 15 MMDC steady state operation simulation waveform

2.3 动态仿真分析

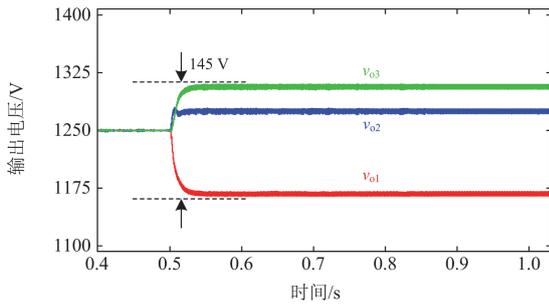
在功率严重失配的极端情况下, 为凸显本文所提光储协调混合型 IIOS 变压器的功率优化效果, 以 3 个子模块为例, 将仅含光伏子模块与光储协调子模块(含 1 个储能单元)的仿真效果进行对比分析。在 0.5 s 时, 光照发生阶跃, 子模块 1 的光照强度从 750 W/m^2 变化到 100 W/m^2 , 子模块 2 的光照强度从 750 W/m^2 变化到 1000 W/m^2 , 其余条件保持不变。在功率严重失配的工况下, 传统结构子模块的输出电压波形如图 16(a)所示, 系统存在失稳现象。对于串接 LC 支路(仅含光伏子模块)的结构, 其输出电压和子模块 1 的输出功率分别如图 16(b)和图 16(c)所示。因 LC 支路仅采用开环控制, 其均压能力受限, 导致功率较低子模块退出 MPPT, 从而使光伏发出的功率降低。串接 LC 支路(光储协调子模块)的输出电压波形、子模块 1 的输出功率以及储能单元电流分别如图 16(d)、图 16(e)和图 16(f)所示。通过对比可以发现, 本文所采用的 LC 支路(含光储协调子模块)在均压效果上有显著的优越性。在该结构下, 功率较低子模块 1 能始终工作在 MPPT 状态下, 从而确保了光伏发电的利用效率。仿真结果表明, 在功率严重失配的情况下, 仅含开环控制的 LC 支路均压能力有限, 而基于光储协调子模块的 LC 支路能够实现更高效的电压自均衡控制, 并使功率较



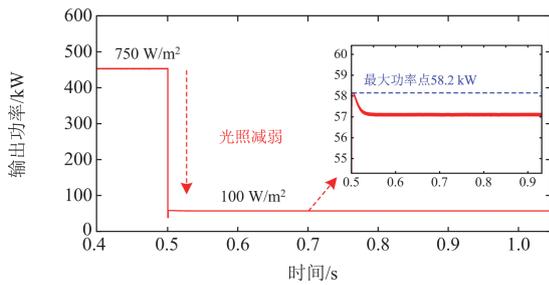
(a) 传统结构各子模块输出电压



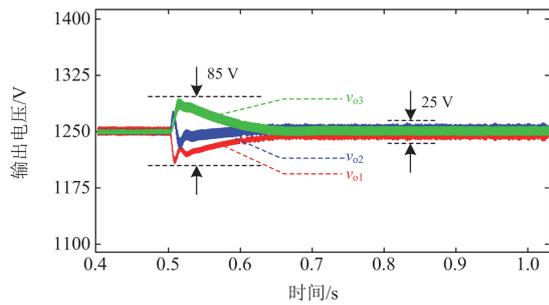
(f) 储能单元电流波形图



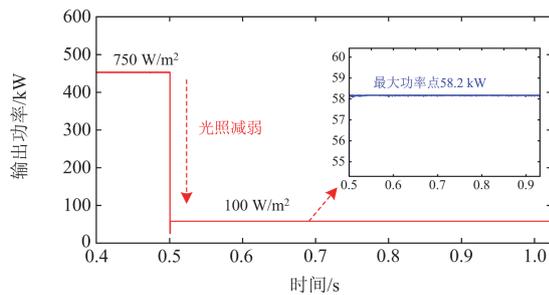
(b) 含LC支路各子模块输出电压



(c) 含LC支路子模块1的输出功率



(d) 光储协调子模块输出电压



(e) 光储协调子模块1的输出功率

图 16 基于光储协调电压自均衡动态仿真波形图

Fig. 16 Dynamic simulation waveform of coordinated voltage self-equalization based on optical storage

低的子模块能够持续维持 MPPT 控制。上述特性不仅保证了系统的稳定运行，还显著提升了整个光伏系统送出功率。

3 结论

为解决多端口光伏直流汇集系统大容量传输中的功率平衡难题，本文提出一种基于光储协调电压自均衡技术的两级升压式直流汇集方案。结合各级变压器工作原理，设计了相应的调制策略和控制方法，并在 Matlab/Simulink 中搭建了系统模型，对其稳态和动态性能进行仿真验证。通过仿真分析，得出以下结论：

1) 首先，相较于传统结构，本文所提两级升压系统在多种光照不均工况下均能保持稳定运行。在非极端情况下，仅依靠开环控制的 LC 支路结构就能实现电压自均衡。

2) 在功率严重失配的极端情况下，开环控制下功率较低的子模块退出 MPPT。而基于光储协调的电压自均衡系统均压效果良好，能够确保各光伏单元始终工作在 MPPT 状态下，从而提升功率较低逆变器的发电功率。

3) 仿真结果表明，混合型 IIOS 系统显著改善了传统汇集系统在均压方面的不足。MMDC 高压直流变压器无需复杂控制即可稳定前级母线电压，且两级变压器的控制相互独立，更易于灵活应对光伏输出的随机性、间歇性。综上所述，本文所提两级升压系统适配各种实际工况，展现出其独特的鲁棒性，为系统的稳定运行提供了有效保障。

参考文献

[1] 林顺富, 张琪, 沈运帷, 等. 面向灵活爬坡服务的高比例新能源电力系统可调节资源优化调度模型[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(2): 90-100.

- LIN Shunfu, ZHANG Qi, SHEN Yunwei, et al. Optimal dispatch model of adjustable resources in a power system with high proportion of renewable energy for flexible ramping product[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(2): 90-100.
- [2] 姚良忠, 刘艳章, 杨波, 等. 大规模新能源发电集群直流汇集及输送方案研究[J]. *中国电力*, 2018, 51(1): 36-43.
- YAO Liangzhong, LIU Yanzhang, YANG Bo, et al. Research on DC collection and transmission for large scale renewable energy generation clusters[J]. *Electric Power*, 2018, 51(1): 36-43.
- [3] 徐政, 徐文哲, 张哲任, 等. 大型陆上水风光综合基地交直流组网送出方案研究[J]. *浙江电力*, 2023, 42(6): 3-13.
- XU Zheng, XU Wenzhe, ZHANG Zheren, et al. Research on an AC/DC networking and transmission scheme for large-scale onshore hydro-wind-solar integrated bases[J]. *Zhejiang Electric Power*, 2023, 42(6): 3-13.
- [4] 郭灵瑜, 姚钢, 周荔丹. 全直流海上风电场高压比 DC/DC 变换技术综述[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(12): 158-169.
- GUO Lingyu, YAO Gang, ZHOU Lidan. Research review on high step-up ratio DC/DC converter for off-shore DC wind farm[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(12): 158-169.
- [5] 何方, 张琦立, 魏书荣, 等. 考虑并网灵活性的大规模海上风电场集群接入系统规划研究[J]. *智慧电力*, 2024, 52(9): 33-40.
- HE Fang, ZHANG Qili, WEI Shurong, et al. Planning of large-scale offshore wind farm cluster access system considering grid-connected flexibility[J]. *Smart Power*, 2024, 52(9): 33-40.
- [6] 王丰, 夏镇冰, 勾雅婷, 等. 基于 MMC 的规模化光伏汇集系统电—热调控方法研究[J]. *高压电器*, 2024, 60(8): 210-220.
- WANG Feng, XIA Binbing, GOU Yating, et al. Study on MMC-based electric-thermal regulation method for large-scale PV collection system[J]. *High Voltage Apparatus*, 2024, 60(8): 210-220.
- [7] 杜杰, 李子润, 李国杰. 海上风电直流汇集 DC/DC 系统实时仿真方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(7): 170-177.
- DU Jie, LI Zirun, LI Guojie. Real-time simulation method for a DC/DC collection system in an offshore wind farm[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(7): 170-177.
- [8] 刘云波, 胡书举, 李丰林, 等. 海上风电直流汇集 DC-DC 变换器拓扑与控制策略分析[J]. *电测与仪表*, 2023, 60(12): 77-81.
- LIU Yunbo, HU Shuju, LI Fenglin, et al. Topology and control strategy analysis of DC/DC converters for offshore wind power DC collection[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2023, 60(12): 77-81.
- [9] 严胜, 罗湘, 贺之渊. 直流电网核心装备及关键技术展望[J]. *电力系统自动化*, 2019, 43(3): 205-215.
- YAN Sheng, LUO Xiang, HE Zhiyuan. Prospect of core equipment and key technology for DC power grid[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2019, 43(3): 205-215.
- [10] ZHUANG Yizhan, LIU Fei, HUANG Yanhui, et al. A multiport modular DC-DC converter with low-loss series LC power balancing unit for MVDC interface of distributed photovoltaics[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 36(7): 7736-7749.
- [11] ROJAS C A, KOURO S, PEREZ M A, et al. DC-DC MMC for HVDC grid interface of utility-scale photovoltaic conversion systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 65(1): 352-362.
- [12] LIU Y, ABU-RUB H, GE B. Front-end isolated quasi-Z-source DC-DC converter modules in series for high-power photovoltaic systems—part I: configuration, operation, and evaluation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 64(1): 347-358.
- [13] LIU Y, ABU-RUB H, GE B. Front-end isolated quasi-z-source DC-DC converter modules in series for high-power photovoltaic systems—part II: control, dynamic model, and downscaled verification[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 64(1): 359-368.
- [14] PILAWA-PODGURSKI R C N, PERREAULT D J. Submodule integrated distributed maximum power point tracking for solar photovoltaic applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 28(6): 2957-2967.
- [15] WANG Yu, CHEN S Z, WANG Yizhen, et al. A multiple modular isolated DC/DC converter with bidirectional fault handling and efficient energy conversion for DC distribution network[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(11): 11502-11517.
- [16] BRATCU A I, MUNTEANU I, BACHA S, et al. Cascaded DC-DC converter photovoltaic systems: power optimization issues[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 58(2): 403-411.
- [17] 杨佳涛, 吴西奇, 李睿, 等. 中压直挂光伏发电系统模块间电压-功率自主跟踪控制方法研究[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(8): 2815-2825.
- YANG Jiatao, WU Xiqi, LI Rui, et al. Research on submodules voltage-power self-tracking control method

- for medium-voltage direct-linked photovoltaic power generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(8): 2815-2825.
- [18] LI Xiuyi, ZHU Miao, SU Mingzhang, et al. Input-independent and output-series connected modular DC-DC converter with intermodule power balancing units for MVDC integration of distributed PV[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(2): 1622-1636.
- [19] GUO Ke, ZHU Liyao, HAO Gaofeng. Power equalization circuits for modular cascaded DC-DC converters in distributed PV[C] // 2021 IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium (PEAS), November 13-15, 2021, Shanghai, China: 1-6.
- [20] 范恩泽, 赵鲁, 李耀华, 等. 一种输入串联输出并联双有源桥变换器输入电压自平衡结构[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 141-150.
FAN Enze, ZHAO Lu, LI Yaohua, et al. A structure with IVS self-balancing for an ISOP-DAB converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 141-150.
- [21] HUANG Yanhui, LIU Fei, ZHUANG Yizhan, et al. Bidirectional buck-boost and series LC-based power balancing units for photovoltaic DC collection system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(6): 6726-6738.
- [22] DIAO Xiaoguang, LIU Fei, ZHUANG Yizhan, et al. A novel voltage balance topology with high efficiency and low current stress for MVDC interface of distributed PV[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(4): 3867-3877.
- [23] 李俊涛, 贾科, 董学正, 等. 基于功率自反馈迭代的光伏直流并网系统交流故障有功控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 37-44.
LI Juntao, JIA Ke, DONG Xuezheng, et al. Active power control strategy for a photovoltaic DC grid-connected system based on power self feedback iteration in an AC fault[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 37-44.
- [24] 邹文斌, 韩松, 荣娜, 等. 基于分布式共识协同的光伏逆变器电压控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 166-173.
ZOU Wenbin, HAN Song, RONG Na, et al. Voltage control strategy for a PV inverter based on distributed consensus collaboration[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 166-173.
- [25] 赵成勇, 李路遥, 翟晓萌, 等. 新型模块化高压大功率 DC-DC 变换器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(4): 72-78.
ZHAO Chengyong, LI Luyao, ZHAI Xiaomeng, et al. A new type of modular high-voltage high-power DC-DC converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(4): 72-78.
- [26] LIN Zhiguang, SHI Jian, CHENG Tingting, et al. Research on the topology of large-scale offshore wind power based on distributed medium voltage DC collection and high voltage DC transmission[C] // 2023 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC), November 29-30, 2023, Chongqing, China: 1-6.
- [27] 王新颖, 汤广福, 陈宇, 等. 一种模块化多电平 DC/DC 变换器的基频调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1987-1998.
WANG Xinying, TANG Guangfu, CHEN Yu, et al. A fundamental frequency modulation for module multilevel DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1987-1998.
- [28] SONG Yonghui, LUO Yongjie, XIONG Xiaofu. Loss distribution analysis and accurate calculation method for bulk-power MMC[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(4): 1-15.
- [29] HUANG Jingjing, ZHANG Xin, SHUAI Z, et al. Robust circuit parameters design for the CLLC-type DC transformer in the hybrid AC-DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(3): 1906-1918.
- [30] KULASEKARAN S, AYYANAR R. Analysis, design, and experimental results of the semidual-active-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(10): 5136-5147.
- [31] ZHANG Lei, QIN Jiangchao, ZOU Yuntao, et al. Analysis of capacitor charging characteristics and low-frequency ripple mitigation by two new voltage-balancing strategies for MMC-based solid-state transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(1): 1004-1017.

收稿日期: 2024-07-23; 修回日期: 2025-01-25

作者简介:

甄新梅(1999—), 女, 硕士研究生, 研究方向为光伏直流汇集变换器; E-mail: zxm_992024@163.com

贺宇阳(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为直流输电系统继电保护与信号处理; E-mail: hyy_982021@163.com

于大川(1992—), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为柔性直流输电保护与控制。E-mail: dc1230@qust.edu.cn

(编辑 周金梅)