

DOI:10.11784/tdxbz202502019

柔直孤岛供电系统并网侧和应涌流诱发孤岛侧电压 扰动机理及抗扰控制方法

雷 鸣^{1,2}, 胡家睿¹, 王一振¹, 何晋伟¹

(1. 智能配用电装备与系统全国重点实验室(天津大学), 天津 300072;

2. 智慧城市物联网全国重点实验室(澳门大学), 澳门 999078)

摘 要: 针对精密制造工业园区、数据中心等大容量敏感性负荷, 采用中压柔直配电技术可提供高品质供电服务. 在柔直孤岛供电系统中, 并网侧换流变压器发生和应涌流后诱发暂态扰动, 可能引起孤岛侧换流变压器饱和以及母线电压畸变, 对敏感性负荷高品质供电造成严重影响. 针对以上问题, 首先对并网侧换流变压器和应涌流引起换流器直流侧电压电流扰动的机理进行了深入分析, 推导了和应涌流直流分量与换流器直流侧基频扰动的关系; 随后探讨了直流侧扰动对孤岛侧换流器产生的影响, 并阐述了孤岛侧换流变压器饱和以及母线电压畸变的原因. 在此基础上, 提出了一种孤岛侧母线电压抗扰控制方法. 该方法在孤岛侧换流器电压外环和电流内环中增加基频谐振控制器, 以抑制孤岛侧换流器交流输出电压中的直流分量, 从而防止孤岛侧换流变饱和以及母线电压谐波畸变. 所提出的抗扰控制方法无需额外增加硬件设备, 具有易于实现、经济性好的优点. 最后, 利用 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建 35 kV/20 MV·A 双端柔直孤岛供电系统, 对理论分析的正确性和所提抗扰控制方法的有效性进行了验证, 仿真结果与理论分析结果的吻合度较好. 两种工况下的仿真对比结果表明, 采用所提抗扰控制方法可有效抑制孤岛侧换流变压器发生饱和, 母线电压总谐波畸变率可降至 1% 以下.

关键词: 柔性直流配电; 孤岛供电; 模块化多电平换流器; 和应涌流; 抗扰控制

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 0493-2137(2026)02-0135-11

Island-Side Voltage Disturbance Induced by Grid-Side Sympathetic Inrush Current in Flexible DC Islanding Power Supply Systems: Disturbance Mechanism and Anti-Disturbance Control Method

Lei Ming^{1,2}, Hu Jiarui¹, Wang Yizhen¹, He Jinwei¹

(1. State Key Laboratory of Intelligent Power Distribution Equipment and System, Tianjin University,
Tianjin 300072, China;

2. State Key Laboratory of Internet of Things for Smart City (University of Macau), Macao 999078, China)

Abstract: Medium-voltage flexible DC power distribution technology can provide high-quality power supply services for large-capacity sensitive loads, such as those in precision manufacturing industrial parks and data centers. In flexible DC islanding power supply systems, sympathetic inrush current can trigger transient disturbances and cause the saturation of island-side transformers and remarkable harmonic distortion in bus voltages once it occurs in grid-side transformers. These phenomena have a serious impact on sensitive loads that require a high-quality power supply. The mechanism of how sympathetic inrush current in grid-side transformers induces DC-side voltage and current disturbances is analyzed in depth, and the relationship between the DC component of sympathetic inrush current and the

收稿日期: 2025-02-21; 修回日期: 2025-05-26.

作者简介: 雷 鸣 (1990—), 男, 博士, 副教授.

通信作者: 雷 鸣, ming.lei@tju.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52207219); 天津市自然科学基金多元投入重点资助项目(22JCZDJC00790); 中国博士后“澳门青年学者计划”资助项目(AM2023027).

Supported by the National Natural Science Foundation of China(No. 52207219), the Tianjin Natural Science Foundation Key Project (No. 22JCZDJC00790), the Macao Young Scholars Program (No. AM2023027).

DC-side fundamental frequency disturbance of converters is derived to address the above problem. Subsequently, the influence of DC-side disturbances on island-side converters is discussed, and the reasons for island-side transformer saturation and bus voltage distortion are also expounded. On the basis of this discussion, an anti-disturbance control method for island-side bus voltages is proposed. The proposed method adopts fundamental frequency resonant controllers in the voltage outer loops and current inner loops of island-side converters. In this way, the DC component of the AC-side output voltages of island-side converters can be restrained, and the saturation of transformers and harmonic distortion of bus voltages can thus be prevented. The proposed anti-disturbance control method does not require additional hardware equipment and has the advantages of easy implementation and low cost. Finally, a 35 kV/20 MV · A two-terminal flexible DC island power supply system is built by using MATLAB/Simulink simulation software, and the correctness of the theoretical analysis and effectiveness of the proposed anti-disturbance control method are verified. The comparison between simulation results under two different conditions demonstrates that the proposed method can effectively suppress island-side transformer saturation and reduce the total harmonic distortion of bus voltages to less than 1%.

Keywords: flexible DC distribution; islanding power supply; modular multilevel converter(MMC); sympathetic inrush current; anti-disturbance control

随着新型电力系统的不断发展,新能源、新型负荷、储能的广泛接入使传统配电系统灵活高效运行面临新的技术挑战^[1-2].相较于传统交流配电系统,直流配电系统展现出诸多技术优势,如供电容量更大、供电半径更长、运行效率更高等^[3-4].中压柔性直流(柔直)配电系统便于光伏、电动汽车、储能等直流源荷储设备高效接入,可有力支撑能源互联网的实现.此外,针对医疗机构、精密制造工业园区、数据中心及信息系统等大容量敏感性负荷,采用中压柔直配电技术可提供高品质供电服务^[5-6],具有良好的市场潜力和研究价值.

中压柔直配电系统通常采用模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)^[7]实现大容量交直流电能变换. MMC 具有模块化结构、冗余性好、输出电压谐波含量低、运行效率高、具备黑启动和孤岛供电能力等优点,已广泛应用于高压柔直输电工程和部分中压柔直配电示范工程中^[8-10].在柔直配电系统中,通常需利用换流变压器(换流变)进行交流电压等级变换和电气隔离.实际变电站内设备种类繁多,当同一母线上并联两台及以上变压器时,其他变压器空载投入可引起换流变和应涌流现象^[11-12].由于和应涌流中含有大量直流和谐波分量,易导致 MMC 换流器出现暂态扰动,甚至发生过压过流故障而停运^[13-14],降低了系统供电可靠性和电能质量.同时,暂态扰动会通过直流线路进行传播,影响柔直系统中其他换流站的正常运行.在南澳多端柔性直流输电工程中,曾发生一站换流变空载投入后,影响其他两站风电正常送出的案例^[15].

为了解决柔直配电系统和应涌流引发的 MMC 暂态扰动和电能质量下降问题,可从降低和应涌流和

MMC 暂态抗扰措施两方面进行研究. 目前已有文献提出了多种方法可降低和应涌流,例如通过选相合闸^[16]、提前建立磁通^[17]、消除剩磁^[18]以及在变压器一次侧串联电阻等措施降低变压器空载投入产生的励磁涌流,进而间接削弱和应涌流. 基于直接阻断和应涌流传播的思路,文献[19]提出在换流变的阀侧并联角接绕组来滤除和应涌流流入换流器的直流及谐波分量. 以上方法虽然可降低和应涌流对 MMC 的不利影响,但需增加额外一次设备,存在成本增加、工程实施较复杂等不足.

在 MMC 暂态特性分析和抗扰措施方面,国内外学者已针对 MMC 在交流电网不对称或故障工况下的暂态特性开展了大量研究. 文献[20]指出交流电网不对称会引起 MMC 直流侧出现较大的二倍频电压波动. 文献[21]提出了不对称交流电网下 MMC 改进控制策略,可实现三相桥臂间的能量均衡,并抑制基频和二倍频桥臂环流. 文献[22]针对交流电网不对称引起的 MMC 直流功率振荡,提出了直流侧电压电流波动抑制策略. 文献[23]提出了和应涌流下 MMC 控制模式切换策略,可有效降低阀侧暂态电气冲击. 然而,上述研究主要集中于柔直并网场景,关于柔直孤岛供电场景中和应涌流对孤岛侧电压的扰动影响仍关注不足,如何提升孤岛供电电压质量仍有待进一步深入研究.

本文以大容量敏感性负荷经柔直配电系统孤岛供电为背景,对并网侧和应涌流诱发孤岛侧电压扰动机理及抗扰控制方法进行研究,以实现敏感负荷的优质供电保障. 首先分析并网侧和应涌流诱发同侧 MMC 电容电压暂态扰动特性和直流扰动传播机理,然后揭示直流扰动诱发孤岛侧换流变饱和及交流

母线电压畸变的原因. 在此基础上, 针对孤岛侧 MMC 提出一种抗扰控制方法以提升孤岛侧交流母线电压质量. 最后, 通过仿真模型验证了理论分析结果的正确性和所提控制方法的有效性.

1 柔直孤岛供电系统结构及和应涌流危害

1.1 系统结构

图 1 展示了基于双端 MMC 的柔直孤岛供电系统结构. 其中, MMC1 采用交流电压控制^[24], 通过换流变压器 T_1 接入孤岛侧交流母线公共连接点 (point of common coupling, PCC) PCC1, 为敏感性负荷供电. MMC2 采用直流电压控制^[25], 保证直流电压稳定, 其交流侧通过换流变压器 T_2 接入并网侧母线 PCC2. PCC2 与公共电网相连. T_3 为其他暂未投入使用的换流变压器或负载变压器, CB 为断路器.

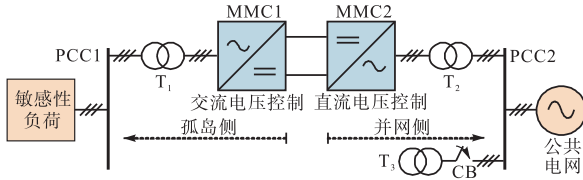


图 1 柔直孤岛供电系统结构

Fig.1 Structure of flexible DC islanding power supply system

1.2 和应涌流产生机理及危害

和应涌流的产生机理可结合图 1 简述如下. 某一时刻变压器 T_3 空载投入产生励磁涌流, 励磁涌流中的直流分量在公共电网等效内电阻上引起直流压降, 导致并网侧 PCC2 的电压出现直流偏置. 该直流偏置随时间积累造成换流变 T_2 磁链饱和, 进而产生和应涌流^[13].

和应涌流中的直流和谐波分量流入 MMC2, 引发 MMC2 直流侧电压电流扰动. 直流侧扰动通过直流线路传播至孤岛侧 MMC1, 造成孤岛侧 PCC1 输出电压发生扰动. 严重时引发换流变 T_1 磁链饱和, 导致 PCC1 电压波形畸变及谐波超标, 大大降低了对敏感性负荷的高品质供电能力.

2 孤岛侧母线电压受并网侧和应涌流影响机理

2.1 并网侧 MMC2 电容电压及直流侧电压受扰分析

和应涌流发生后, MMC2 交流侧电流包含大量直流和谐波分量. 由于 MMC 子模块电容电压波动受直流分量影响比谐波分量影响更显著^[26], 下文分析中主要考虑交流侧电流中直流分量的影响, 谐波分量

的影响可按类似方法分析.

为方便分析, 以 MMC2 的 A 相桥臂为例, 其上、下桥臂均由 N 个半桥子模块 (submodule, SM)、桥臂电感 L_{arm} 和桥臂电阻 R_{arm} 串联组成, C 为子模块电容值, 如图 2 所示. 规定 MMC2 交流侧 A 相电流 i_{roA} 以流出 MMC 为正方向, 上、下桥臂电压 (v_{rAU} , v_{rAL}) 和电流 (i_{rAU} , i_{rAL}) 均以由上桥臂指向下桥臂为正方向. i_{rdc} 为 MMC2 直流侧电流, 以流入 MMC 为正方向, v_{rdc} 为 MMC2 直流侧电压.

在和应涌流发生后, MMC2 交流侧 A 相电流 i_{roA} 可以写为

$$i_{roA} = \hat{i}_{roA_1} \cos(\omega t + \phi_{roA_1}) + i_{roA_0} \quad (1)$$

式中: $\hat{i}_{roA_1}$ 和 i_{roA_0} 分别为交流侧电流的基频分量幅值和直流分量; ϕ_{roA_1} 为交流侧电流基频分量相角; ω 为角频率. 交流侧电流的直流分量造成基频功率波动, 进而导致直流侧电流出现基频分量. 基于此, 可将直流侧电流 i_{rdc} 写为

$$i_{rdc} = i_{rdc_0} + \hat{i}_{rdc_1} \cos(\omega t + \phi_{rdc_1}) \quad (2)$$

式中: i_{rdc_0} 和 $\hat{i}_{rdc_1}$ 分别为直流侧电流的直流分量和基频分量幅值; ϕ_{rdc_1} 为直流侧电流基频分量相角.

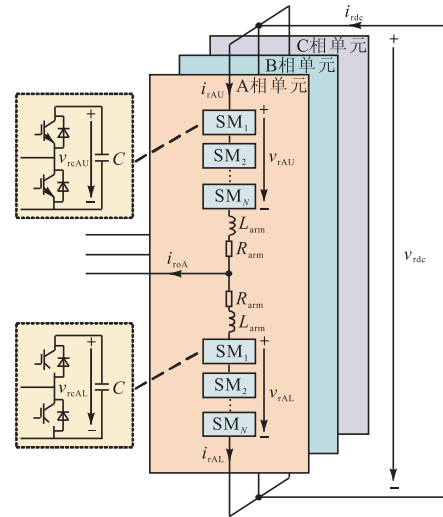


图 2 MMC2 的 A 相桥臂拓扑结构示意图

Fig.2 Topology structure of the A-phase bridge arm of MMC2

考虑各次谐波, A 相桥臂环流可表示为

$$i_{rcirA} = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{i}_{rcirA_n} \cos(\omega t + \phi_{rcirA_n}) \quad (3)$$

式中 $\hat{i}_{rcirA_n}$ 和 ϕ_{rcirA_n} 分别为 A 相桥臂环流中 n 次谐波分量的幅值和相角.

由 MMC 的电路特性^[27]可得 A 相上、下桥臂电流表达式为

$$\begin{cases} i_{\text{rAU}} = \frac{1}{3}i_{\text{rdc}} + \frac{1}{2}i_{\text{roA}} + i_{\text{rcirA}} \\ i_{\text{rAL}} = \frac{1}{3}i_{\text{rdc}} - \frac{1}{2}i_{\text{roA}} + i_{\text{rcirA}} \end{cases} \quad (4)$$

由 MMC 的控制原理可知, A 相上、下桥臂的开关函数^[27]为

$$\begin{cases} N_{\text{AU}} = \frac{1}{2}(1 - \hat{m} \cos(\omega t)) \\ N_{\text{AL}} = \frac{1}{2}(1 + \hat{m} \cos(\omega t)) \end{cases} \quad (5)$$

式中 $\hat{m}$ 为基频电压调制比, 一般情况下 $0 \leq \hat{m} \leq 1$. 由于环流抑制所需的电压幅值较小, 式(5)中已忽略.

由 MMC 的电路特性可知, A 相上、下桥臂子模块电容电压可表示^[27]为

$$\begin{cases} v_{\text{rcAU}} = \frac{1}{C} \int N_{\text{AU}} i_{\text{rAU}} dt \\ v_{\text{rcAL}} = \frac{1}{C} \int N_{\text{AL}} i_{\text{rAL}} dt \end{cases} \quad (6)$$

在均压控制良好的情况下, 桥臂内部子模块电容电压基本一致, A 相上、下桥臂实际输出电压为

$$\begin{cases} v_{\text{rAU}} = NN_{\text{AU}} v_{\text{rcAU}} \\ v_{\text{rAL}} = NN_{\text{AL}} v_{\text{rcAL}} \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)中上、下桥臂电压相加, 并代入式(5)、(6)可得 A 相桥臂输出电压和 $v_{\Sigma A}$ 为

$$\begin{aligned} v_{\Sigma A} &= v_{\text{rAU}} + v_{\text{rAL}} = \frac{N}{2C} \int (N_{\text{AU}} i_{\text{rAU}} + N_{\text{AL}} i_{\text{rAL}}) dt - \\ &\quad \frac{N}{2C} \hat{m} \cos(\omega t) \int (N_{\text{AU}} i_{\text{rAU}} - N_{\text{AL}} i_{\text{rAL}}) dt \end{aligned} \quad (8)$$

式中: 等式右侧积分第 1 项中的积分常数在 $v_{\Sigma A}$ 中体现为直流量, 由于后文主要讨论 MMC 直流侧扰动中的交流量, 在此忽略; 第 2 项中的积分常数表征 A 相上、下桥臂子模块电容中储存能量的差值, 一般情况下此差值可以忽略. 因此, 可将式(8)写为

$$\begin{aligned} v_{\Sigma A} &= Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4 + Q_5 + \\ &\quad Q_6 + Q_7 + Q_8 + Q_9 + Q_{10} \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$Q_1 = \frac{N}{6C} i_{\text{rdc}_0} t \quad (10)$$

$$Q_2 = \frac{N \hat{i}_{\text{rdc}_1}}{6\omega C} \sin(\omega t + \phi_{\text{rdc}_1}) \quad (11)$$

$$Q_3 = \frac{N}{2C} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\hat{i}_{\text{rcirA}_n}}{n\omega} \sin(n\omega t + \phi_{\text{rcirA}_n}) \quad (12)$$

$$Q_4 = -\frac{N \hat{m} i_{\text{roA}_0}}{4\omega C} \sin(\omega t) \quad (13)$$

$$Q_5 = -\frac{N \hat{m} \hat{i}_{\text{roA}_1}}{16\omega C} \sin(2\omega t + \phi_{\text{roA}_1}) -$$

$$\frac{N \hat{m} \hat{i}_{\text{roA}_1}}{8C} t \cos \phi_{\text{roA}_1} \quad (14)$$

$$Q_6 = -\frac{N \hat{m} i_{\text{roA}_0}}{4C} t \cos(\omega t) \quad (15)$$

$$Q_7 = -\frac{N \hat{m} \hat{i}_{\text{roA}_1}}{8\omega C} \sin(2\omega t + \phi_{\text{roA}_1}) \quad (16)$$

$$Q_8 = \frac{N \hat{m}^2 i_{\text{rdc}_0}}{12\omega C} \sin(2\omega t) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} Q_9 &= \frac{N \hat{m}^2 \hat{i}_{\text{rdc}_1}}{48\omega C} \sin(3\omega t + \phi_{\text{rdc}_1}) + \\ &\quad \frac{N \hat{m}^2 \hat{i}_{\text{rdc}_1}}{48\omega C} \sin(\omega t + \phi_{\text{rdc}_1}) + \\ &\quad \frac{N \hat{m}^2 \hat{i}_{\text{rdc}_1} \cos \phi_{\text{rdc}_1}}{12C} t \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} Q_{10} &= \frac{N \hat{m}^2}{8C} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\hat{i}_{\text{rcirA}_n}}{(n+1)\omega} \left\{ \sin[(n+2)\omega t + \phi_{\text{rcirA}_n}] + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \sin(n\omega t + \phi_{\text{rcirA}_n}) \right\} + \right. \\ &\quad \left. \frac{N \hat{m}^2}{8C} \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{\hat{i}_{\text{rcirA}_n}}{(n-1)\omega} \left\{ \sin[(n-2)\omega t + \phi_{\text{rcirA}_n}] + \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \sin(n\omega t + \phi_{\text{rcirA}_n}) \right\} \right) \left. \right) + \\ &\quad \frac{N \hat{m}^2 \hat{i}_{\text{rcirA}_1} \cos \phi_{\text{rcirA}_1}}{4C} t \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (19)$$

式(10)~(19)推导思路可见文献[27], 此处不再赘述.

由于桥臂环流中基频和二倍频分量的幅值远大于其他高频分量的幅值, 以下分析中只保留环流中的基频和二倍频分量, 忽略高次谐波分量. 由式(10)~(19)可写出 A 相上、下桥臂电压和 $v_{\Sigma A}$ 中的基频分量 $v_{\Sigma A1}$ 和二倍频分量 $v_{\Sigma A2}$ 分别为

$$\begin{aligned} v_{\Sigma A1} &= \frac{N(8 + \hat{m}^2)}{48C\omega} \hat{i}_{\text{rdc}_1} \sin(\omega t + \phi_{\text{rdc}_1}) - \\ &\quad \frac{N \hat{m} i_{\text{roA}_0}}{4C\omega} \sin(\omega t) + \\ &\quad \frac{N(8 + \hat{m}^2)}{16C\omega} \hat{i}_{\text{rcirA}_1} \sin(\omega t + \phi_{\text{rcirA}_1}) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} v_{\Sigma A2} &= \frac{N \hat{m}^2}{12C\omega} i_{\text{rdc}_0} \sin(2\omega t) - \\ &\quad \frac{3N \hat{m}}{16C\omega} \hat{i}_{\text{roA}_1} \sin(2\omega t + \phi_{\text{roA}_1}) + \\ &\quad \frac{N(3 + 2\hat{m}^2)}{12C\omega} \hat{i}_{\text{rcirA}_2} \sin(2\omega t + \phi_{\text{rcirA}_2}) \end{aligned} \quad (21)$$

同理可以写出 B、C 相上、下桥臂电压和中的基频分量 $v_{\Sigma B1}$ 、 $v_{\Sigma C1}$ 和二倍频分量 $v_{\Sigma B2}$ 、 $v_{\Sigma C2}$ 表达式, 在此不再赘述.

图 3 展示了考虑基频和二倍频分量的 MMC2 直

流侧等效电路. 由式 (20) 可以看出, $v_{\Sigma A1}$ 、 $v_{\Sigma B1}$ 、 $v_{\Sigma C1}$ 中与 $\hat{i}_{rdc_1}$ 相关的项属于零序分量. 一般情况下换流变三相磁链饱和的方向和程度各不相同, 因此 $v_{\Sigma A1}$ 、 $v_{\Sigma B1}$ 、 $v_{\Sigma C1}$ 中主要含有负序和零序分量. 一方面造成 MMC2 内部出现基频环流, 另一方面导致 MMC2 直流侧等效电压含有基频分量 $v_{\Sigma 1}$.

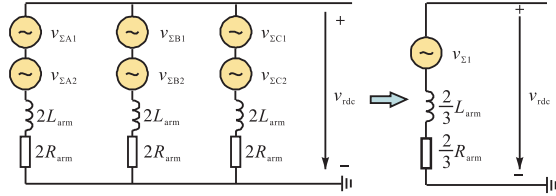


图3 MMC2直流侧等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of the MMC2 DC-side

$$v_{\Sigma 1} = \frac{v_{\Sigma A1} + v_{\Sigma B1} + v_{\Sigma C1}}{3} =$$

$$\frac{N(8 + \hat{m}^2)}{48C\omega} \hat{i}_{rdc_1} \sin(\omega t + \phi_{rdc_1}) -$$

$$\frac{N\hat{m}}{12C\omega} \left[i_{roA_0} \sin \omega t + i_{roB_0} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \right.$$

$$\left. i_{roC_0} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] +$$

$$\frac{N(8 + \hat{m}^2)}{48C\omega} \left[\hat{i}_{rcirA_1} \sin(\omega t + \phi_{rcirA_1}) + \right.$$

$$\left. \hat{i}_{rcirB_1} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_{rcirB_1} \right) + \right.$$

$$\left. \hat{i}_{rcirC_1} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_{rcirC_1} \right) \right] \quad (22)$$

式中: i_{roB_0} 、 i_{roC_0} 分别为 B 相和 C 相交流侧电流的直流分量; $\hat{i}_{rcirB_1}$ 、 $\hat{i}_{rcirC_1}$ 、 ϕ_{rcirB_1} 、 ϕ_{rcirC_1} 分别为 B 相和 C 相环流的幅值和相角. 从式 (22) 中可以发现, 在相同和应涌流扰动条件下, 电容值 C 越大, $v_{\Sigma 1}$ 越小. 实际电容值设计需综合考虑成本、设备体积、电容电压波动率等因素.

由式 (21) 可以看出, $v_{\Sigma A2}$ 与 i_{rdc_0} 、 $\hat{i}_{roA_1}$ 、 $\hat{i}_{rcirA_2}$ 有关. 和应涌流发生后会造成 MMC2 交流侧电流出现短时扰动. 在合理设计电流内环控制器的情况下, 可保证 MMC2 交流侧电流基频分量三相对称, 此时 $v_{\Sigma A2}$ 、 $v_{\Sigma B2}$ 、 $v_{\Sigma C2}$ 也呈现三相对称特性, MMC2 直流侧等效电压中将不含二倍频分量.

2.2 孤岛侧 MMC1 电容电压及母线电压受扰分析

根据第 2.1 节分析可知, 并网侧换流变发生和应涌流后会引发 MMC2 直流侧出现基频电压波动, 进而引起直流电流出现基频波动, 这些扰动将通过直流输电线路传播至 MMC1. MMC1 受扰的程度与直流

输电线路的长度相关: 线路越长, 扰动在传播过程中的衰减越显著, MMC1 受扰程度越小. 本文所分析的柔直孤岛供电系统为背靠背结构, 其直流输电线路通常较短, 扰动传播的衰减基本可以忽略. 以下对孤岛侧 MMC1 电容电压及交流侧母线电压所受影响进行分析.

在环流抑制使能的情况下可忽略桥臂间环流, MMC1 的 A 相上、下桥臂电流可表示为

$$\begin{cases} i_{sAU} = \frac{1}{3} i_{sdc_0} + \frac{1}{3} i_{sdc_1} + \frac{1}{2} i_{soA_1} \\ i_{sAL} = \frac{1}{3} i_{sdc_0} + \frac{1}{3} i_{sdc_1} - \frac{1}{2} i_{soA_1} \end{cases} \quad (23)$$

式中: i_{sdc_0} 、 i_{sdc_1} 分别为流入 MMC1 直流侧的直流和基频电流; i_{soA_1} 为 MMC1 交流侧 A 相电流的基频分量.

根据 MMC 的工作原理^[26], A 相上、下桥臂输出电压的参考值可以表示为

$$\begin{cases} v_{sAUref} = \frac{1}{2} V_{dc} - v_{soAref} \\ v_{sALref} = \frac{1}{2} V_{dc} + v_{soAref} \end{cases} \quad (24)$$

式中: V_{dc} 为直流侧电压额定值; v_{soAref} 为交流 A 相输出电压参考值.

根据 MMC 的电路特性, 由式 (23)、(24) 可得出 A 相上、下桥臂有功功率为

$$\begin{cases} P_{sAU} = \frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} v_{sAUref} i_{sAU} dt = P_{\Sigma} + P_{\Delta} \\ P_{sAL} = \frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} v_{sALref} i_{sAL} dt = P_{\Sigma} - P_{\Delta} \end{cases} \quad (25)$$

式中: T_1 表示一个工频周期; P_{Σ} 表征 MMC1 上、下桥臂吸收有功的共模分量; P_{Δ} 表征 MMC1 上、下桥臂吸收有功的差模分量. P_{Σ} 和 P_{Δ} 的具体表达式为

$$\begin{cases} P_{\Sigma} = \frac{1}{6} V_{dc} i_{sdc_0} - \frac{1}{2} \hat{v}_{soAref} \hat{i}_{soA_1} \cos \phi_{1A} \\ P_{\Delta} = -\frac{1}{2} \hat{v}_{soAref} \hat{i}_{sdc_1} \cos \phi_{2A} \end{cases} \quad (26)$$

式中: $\hat{v}_{soAref}$ 为交流侧 A 相输出电压参考值 v_{soAref} 的幅值; $\hat{i}_{soA_1}$ 为交流侧 A 相基频电流 i_{soA_1} 的幅值; $\hat{i}_{sdc_1}$ 为直流侧基频电流 i_{sdc_1} 的幅值; ϕ_{1A} 为 v_{soAref} 与 i_{soA_1} 的相角差; ϕ_{2A} 为 v_{soAref} 与 i_{sdc_1} 的相角差.

由式 (25) 和式 (26) 可以看出, 在 i_{sdc_1} 流入 MMC1 直流侧后, A 相上、下桥臂吸收有功存在非零的差模分量 P_{Δ} , 会导致 A 相上、下桥臂电容电压不平衡.

基于此, 可将 A 相上、下桥臂电容电压表示为

$$\begin{cases} v_{scAU} = v_{cref} + \Delta v_c \\ v_{scAL} = v_{cref} - \Delta v_c \end{cases} \quad (27)$$

式中: v_{cref} 为电容电压额定值; Δv_c 为 $i_{sdc,1}$ 引起的 A 相上、下桥臂电容电压差值. 采用最近电平逼近调制方法下^[28], A 相上、下桥臂实际输出电压为

$$\begin{cases} v_{sAU} = \text{round}\left(\frac{0.5V_{dcref} - v_{soAref}}{v_{cref}}\right) v_{scAU} \\ v_{sAL} = \text{round}\left(\frac{0.5V_{dcref} + v_{soAref}}{v_{cref}}\right) v_{scAL} \end{cases} \quad (28)$$

式中 $\text{round}()$ 为取整函数. 联立式 (27)、(28) 并忽略调制误差, 可得 A 相交流输出电压的实际值为

$$v_{soA} = \frac{v_{sAL} - v_{sAU}}{2} \approx v_{soAref} - \frac{0.5V_{dcref} \Delta v_c}{v_{cref}} \quad (29)$$

由式 (29) 可以看出, A 相实际输出的交流电压不仅包含参考电压 v_{soAref} , 还包含一项由 Δv_c 引起的直流分量 $0.5V_{dcref} \Delta v_c / v_{cref}$.

图 4 为孤岛侧系统 A 相等效电路, 其中 R_t 、 L_t 分别为 T_1 的漏电阻和漏电感, R_m 、 L_m 分别为 T_1 的励磁电阻和励磁电感. 为方便分析, 假设 T_1 电压变比为 1. 从图 4 可以看出, v_{soA} 中的直流分量会使励磁支路节点 o 的电压也存在直流分量, 长时间累积可导致 T_1 磁链饱和并产生谐波涌流, 造成 PCC1 电压出现谐波畸变.

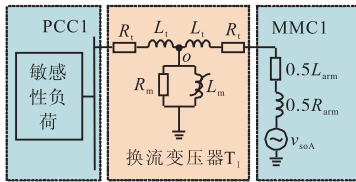


图 4 孤岛侧系统 A 相等效电路

Fig.4 A-phase equivalent circuit of island-side system

3 孤岛侧母线电压抗扰控制方法

为保障对敏感性负荷的高品质供电, 提出了孤岛侧母线电压抗扰控制方法, 控制框图如图 5 所示.

图 5 中, v_{pcc1d}^{ref} 、 v_{pcc1q}^{ref} 、 v_{pcc1d} 、 v_{pcc1q} 分别为 PCC1 电压 dq 分量的参考值和实际值; i_{pcc1d}^{ref} 、 i_{pcc1q}^{ref} 、 i_{pcc1d} 、 i_{pcc1q} 分别为 PCC1 电流 dq 分量的参考值和实际值; v_{soAref} 、 v_{soBref} 、 v_{soCref} 为 MMC1 交流输出三相电压参考值; L_{eq} 为解耦项等效电感, 约等于 $2L_t + L_{arm}/2$. 电压参考相角 θ_{sref} 由额定频率 f_1 积分生成, $f_1 = 50$ Hz.

与传统控制方法相比, 所提抗扰控制方法在交流电压外环和电流内环原有比例-积分 (proportional-integral, PI) 控制器的基础上增添了谐振控制器 R ^[29], 其传递函数为

$$R = \frac{2K_r s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (30)$$

式中: ω_1 为谐振控制器的谐振频率, $\omega_1 = 2\pi f_1$; K_r 为增益系数, 若 K_r 取值过大, 可能导致系统失稳, 若取值过小, 则会削弱对误差的抑制效果. 实际工程中通常采用理论分析与仿真调试相结合的手段确定 K_r .

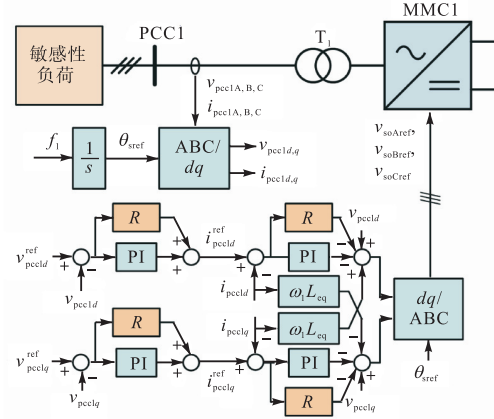


图 5 所提抗扰方法控制框图

Fig.5 Control block diagram of the proposed anti-disturbance method

图 6 为采用传统 PI 控制器和所提比例-积分-谐振 (proportional-integral-resonant, PIR) 控制器的幅频响应. 从图中可以看出, PIR、PI 控制器在零频处均有极大增益, 可消除直流误差. 与 PI 控制器相比, PIR 控制器在 50 Hz 基频处也有较大增益. 假设 PCC1 电压存在直流分量, 经过 ABC/dq 变换后 v_{pcc1d} 、 v_{pcc1q} 均为基频分量. 交流电压外环中的 R 控制器可有效抑制该基频误差. 经过外环反馈控制后, 输出 i_{pcc1d}^{ref} 、 i_{pcc1q}^{ref} 中含有基频分量, 电流内环增加的 R 控制器可使 i_{pcc1d} 、 i_{pcc1q} 无静差地跟随基频参考值, 增强对 PCC1 电压直流分量的抑制效果.

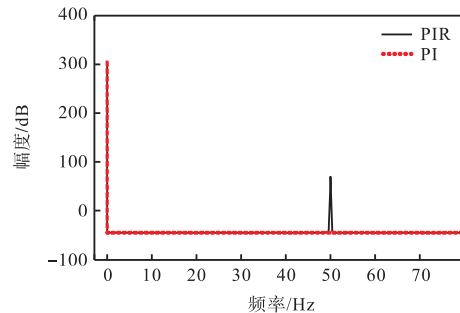


图 6 所提 PIR 控制器与 PI 控制器幅频响应

Fig.6 Amplitude-frequency response of PIR and PI controllers

4 仿真验证

为了验证理论分析的正确性以及所提抗扰控制

方法的有效性,在 MATLAB/Simulink 软件中搭建仿真模型,系统仿真参数如表 1 所示,其中,换流变励磁曲线采用两段式模型,由非饱和区进入饱和区的拐点磁链设为 1.1 p.u.. 拐点磁链越大,换流变越不易发生和应涌流;但受换流变成本和体积制约,拐点磁链不易过高.

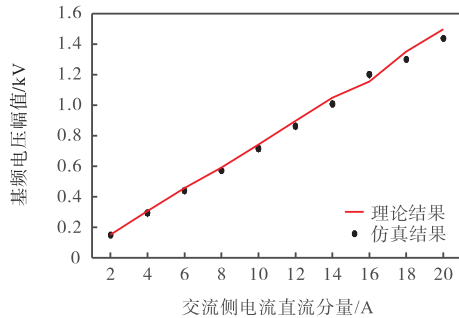
表 1 系统仿真参数

Tab.1 System simulation parameters

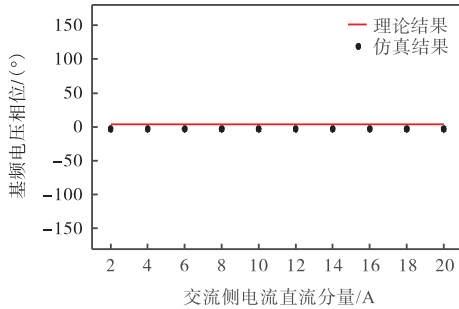
参数	数值
电网额定电压/kV	110
MMC 阀侧额定电压/kV	35
MMC 额定容量/(MV · A)	20
额定直流电压/kV	68
桥臂子模块个数	68
子模块电容电压额定值/kV	1
子模块电容值/mF	18
桥臂电感/mH	10
换流变参数	110 kV/35 kV, 40 MV · A
换流变励磁特性	分段线性励磁曲线
换流变总漏抗 (p.u.)	0.1

4.1 理论分析模型验证

为了验证第 2.1 节中理论分析的正确性,基于表 1 参数搭建了 MMC 系统,利用受控电压源在 MMC 交流侧电流中引入可控的直流分量,通过仿真数据获得 A 相上、下桥臂电压和的基频分量 $v_{\Sigma A1}$,并与式 (20) 理论计算获得的结果进行对比,如图 7 所示.



(a) 幅值对比



(b) 相角对比

图 7 桥臂电压和的基频分量仿真结果与理论结果对比

Fig.7 Comparison between the simulation value and the theoretical value of fundamental-frequency component of bridge arm voltage summation

通过图 7 对比可知,基频电压幅值仿真结果与理论公式计算结果的相对误差不超过 4%,相角绝对误差小于 7.5°. 误差的主要来源是理论推导中仅考虑了基频环流和二倍频环流,忽略了高次环流. 理论公式计算结果与仿真结果基本吻合,验证了第 2.1 节中所述理论的正确性.

4.2 抗扰控制方法验证

为了验证第 3 节中所提抗扰控制方法的有效性,根据图 1 所示系统结构和表 1 所列参数搭建了双端 MMC 孤岛供电系统,并设计了两种工况进行对比分析. 在两种工况中, T_3 均在 6.0 s 时刻空载并网,诱发 T_2 产生和应涌流,观察不同控制方法下孤岛侧 T_1 和 PCC1 电压波形.

4.2.1 工况 1: 采用传统控制方法

在工况 1 中,MMC1 采用传统控制方法. T_3 空载并网后直流电流出现了显著的基频扰动,基频分量幅值约为 1.8 kA,如图 8 所示.

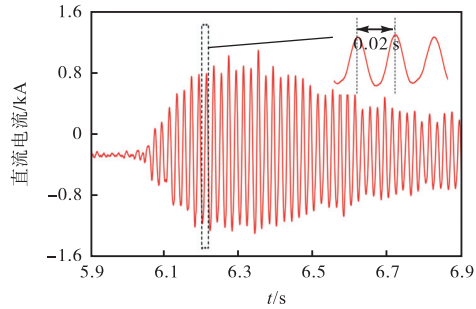


图 8 MMC1 直流侧电流仿真波形

Fig.8 Simulation waveform of DC-side current of MMC1

由图 9 可以看出,6.0 s 以后 MMC1 的 A 相上桥臂 AU、下桥臂 AL 的平均电容电压出现了不平衡现象,电压最大偏差达到约 130 V. 以上现象与第 2.2 节中分析的结果一致.

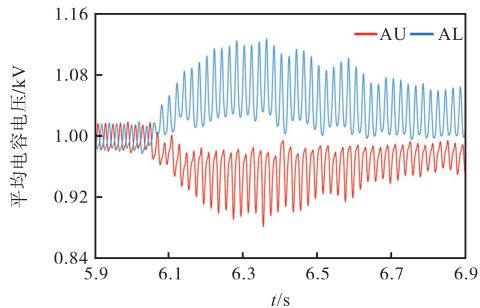


图 9 MMC1 A 相上、下桥臂平均电容电压仿真波形

Fig.9 Simulation waveforms of bridge arm average capacitor voltage of A-phase of MMC1

图 10、11 分别展示了孤岛侧 T_1 的三相磁链和励磁电流波形. 由图 10、11 可以看出,6.0 s 以后 T_1 的

三相磁链出现了直流偏置, 6.1 s 左右 T_1 磁链进入饱和, 同时产生较大的励磁电流. 三相励磁电流不对称, 励磁电流峰值达到约 600 A.

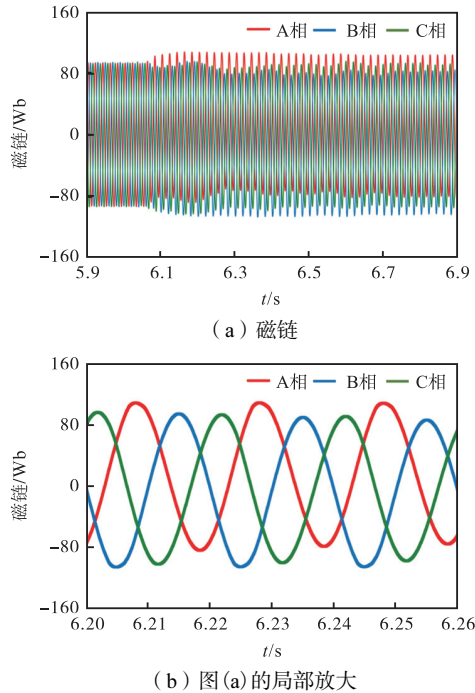


图 10 T_1 三相磁链仿真波形(工况 1)

Fig.10 Simulation waveforms of three phase flux of T_1 (case 1)

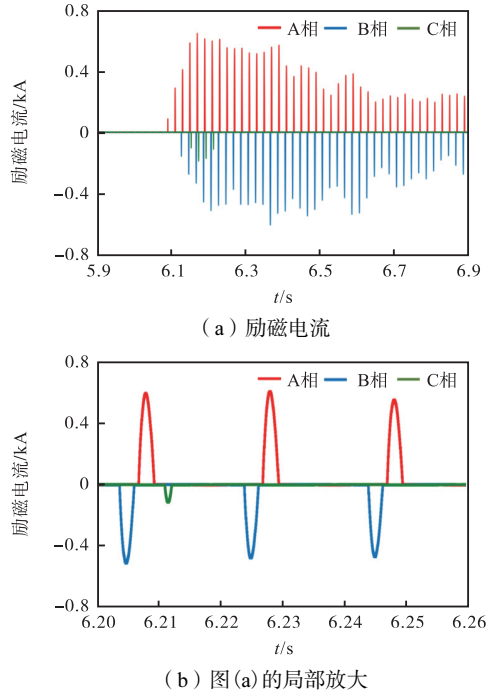


图 11 T_1 三相励磁电流仿真波形(工况 1)

Fig.11 Simulation waveforms of three phase exciting current of T_1 (case 1)

图 12 展示了孤岛侧 PCC1 的电压波形, 6.1 s 以后 PCC1 的三相电压出现了明显扰动, 局部波形显示电压发生了畸变. 在 6.2 s 时 PCC1 三相电压的总谐波

失真(total harmonic distortion, THD)分别为 6.15%、6.24% 和 4.86%, 均超过国标所要求的 3.00%^[30].

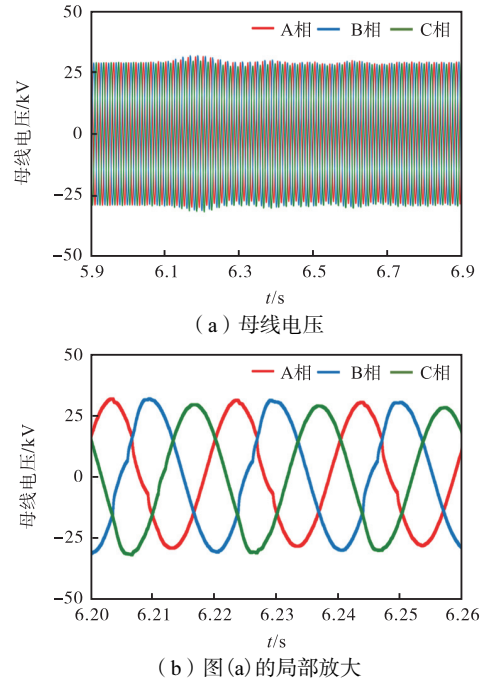


图 12 孤岛侧 PCC1 母线电压仿真波形(工况 1)

Fig.12 Simulation waveforms of island-side bus voltage at PCC1 (case 1)

4.2.2 工况 2: 采用所提控制方法

在工况 2 中, MMC1 采用所提抗扰控制方法. 图 13 展示了孤岛侧 T_1 的三相磁链波形. 由图 13 可以看出, 采用所提控制方法后 T_1 磁链未进入饱和状态,

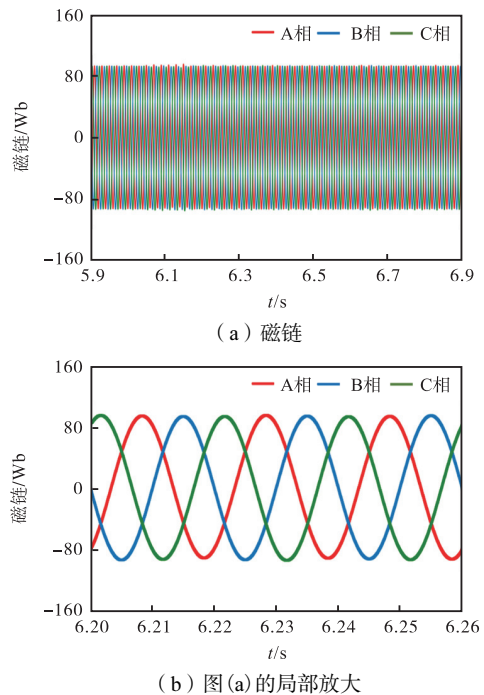
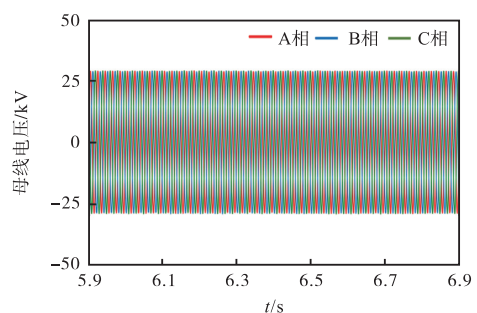


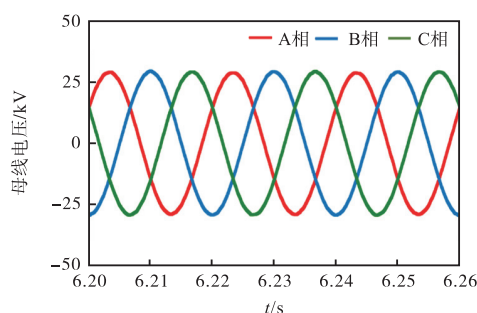
图 13 T_1 三相磁链仿真波形(工况 2)

Fig.13 Simulation waveforms of three phase flux of T_1 (case 2)

不会产生较大的励磁电流. 图 14 展示了工况 2 下孤岛侧 PCC1 的电压波形. 由图 14(b) 的局部波形可以看出, 在 6.0 s 后 PCC1 的三相电压基本未受扰动, 6.2 s 时刻三相电压的 THD 分别为 0.52%、0.56%、0.54%, 均低于 3.00%. 以上仿真结果表明, 采用所提控制方法可有效防止换流变饱和, 保障对敏感性负载的高品质供电.



(a) 母线电压



(b) 图(a)的局部放大

图 14 孤岛侧 PCC1 母线电压仿真波形(工况 2)

Fig.14 Simulation waveforms of island-side bus voltage at PCC1 (case 2)

5 结 论

本文对柔直孤岛供电系统受和应涌流的暂态扰动影响进行了深入研究, 揭示了并网侧换流变和应涌流诱发孤岛侧母线电压畸变的机理. 在此基础上, 提出了一种孤岛侧母线电压抗扰控制方法, 具体结论如下.

(1) 和应涌流中的直流分量流入并网侧 MMC 交流端口, 会导致并网侧 MMC 直流侧电压和电流出现基频波动. 直流侧基频波动通过直流线路传导到孤岛侧, 会引起孤岛侧 MMC 各相上、下桥臂电容电压不平衡, 使孤岛侧 MMC 输出交流电压含有直流分量; 该直流分量可引起孤岛侧换流变饱和, 造成孤岛侧母线电压谐波畸变.

(2) 所提抗扰控制方法利用谐振控制器抑制孤岛侧 MMC 交流输出电压中的直流分量, 可防止孤岛

侧换流变进入饱和状态并引发涌流, 有效保障了孤岛侧母线电压质量, 显著增强了系统对敏感性负荷的高品质供电能力.

(3) 所提出的抗扰控制方法仅需在原有系统控制结构基础上增加额外的谐振控制器, 无需新增硬件设备, 具有易于实现、经济性好的优点.

(4) 仿真结果验证了相关理论分析结果的正确性和所提抗扰控制方法的有效性.

本文仅针对双端柔直孤岛供电系统开展了相关研究. 后续将针对多端柔直系统不同工况下和应涌流引发扰动的机理及其抗扰控制方法进行深入分析和研究.

参考文献:

- [1] 王成山, 李 鹏, 于 浩. 智能配电网的新形态及其灵活性特征分析与应用[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(10): 13-21.
Wang Chengshan, Li Peng, Yu Hao. Development and characteristic analysis of flexibility in smart distribution network[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(10): 13-21 (in Chinese).
- [2] 王成山, 王守相, 郭 力. 我国智能配电技术展望[J]. 南方电网技术, 2010, 4(1): 18-22.
Wang Chengshan, Wang Shouxiang, Guo Li. Prospect over the techniques of smart distribution network in China[J]. Southern Power System Technology, 2010, 4(1): 18-22 (in Chinese).
- [3] 熊 雄, 季 宇, 李 蕊, 等. 直流配用电系统关键技术及应用示范综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6802-6813, 7115.
Xiong Xiong, Ji Yu, Li Rui, et al. An overview of key technology and demonstration application of DC distribution and consumption system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6802-6813, 7115 (in Chinese).
- [4] 郑 欢, 江道灼, 杜 翼. 交流配电网与直流配电网的经济性比较[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3368-3374.
Zheng Huan, Jiang Daozhuo, Du Yi. Economic comparison of AC and DC distribution system[J]. Power System Technology, 2013, 37(12): 3368-3374 (in Chinese).
- [5] 宋 强, 赵 彪, 刘文华, 等. 智能直流配电网研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(25): 9-19, 5.
Song Qiang, Zhao Biao, Liu Wenhua, et al. An over-

- view of research on smart DC distribution power network[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 9-19, 5(in Chinese).
- [6] 赵 彪, 赵宇明, 王一振, 等. 基于柔性中压直流配电的能源互联网系统[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 4843-4851.
Zhao Biao, Zhao Yuming, Wang Yizhen, et al. Energy internet based on flexible medium-voltage DC distribution[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 4843-4851(in Chinese).
- [7] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multi-level converter topology suitable for a wide power range[C]//IEEE Bologna PowerTech Conference. Bologna, Italy, 2003: 1-6.
- [8] 郭贤珊, 周 杨, 梅 念, 等. 张北柔直电网的构建与特性分析[J]. 电网技术, 2018, 42(11): 3698-3707.
Guo Xianshan, Zhou Yang, Mei Nian, et al. Construction and characteristic analysis of Zhangbei flexible DC grid[J]. Power System Technology, 2018, 42(11): 3698-3707(in Chinese).
- [9] 杨 柳, 黎小林, 许树楷, 等. 南澳多端柔性直流输电示范工程系统集成设计方案[J]. 南方电网技术, 2015, 9(1): 63-67.
Yang Liu, Li Xiaolin, Xu Shukai, et al. The integrated system design scheme of Nan'ao VSC-MTDC demonstration project[J]. Southern Power System Technology, 2015, 9(1): 63-67(in Chinese).
- [10] 王一振, 赵 彪, 袁志昌, 等. 柔性直流技术在能源互联网中的应用探讨[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(14): 3551-3560.
Wang Yizhen, Zhao Biao, Yuan Zhichang, et al. Study of the application of VSC-based DC technology in energy internet[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(14): 3551-3560(in Chinese).
- [11] 毕大强, 王祥珩, 李德佳, 等. 变压器和应涌流的理论探讨[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(6): 1-8.
Bi Daqiang, Wang Xiangheng, Li Dejia, et al. Theory analysis of the sympathetic inrush in operating transformers[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(6): 1-8(in Chinese).
- [12] 行 武, 郭 晓, 胡 兵, 等. 变压器和应涌流产生负序二次谐波的仿真分析[J]. 南方电网技术, 2017, 11(11): 20-26.
Xing Wu, Guo Xiao, Hu Bing, et al. Simulation and analysis of negative-sequence second harmonic created by sympathetic inrush current of transformer[J]. Southern Power System Technology, 2017, 11(11): 20-26(in Chinese).
- [13] Li R, Song S Y, Ma Z G, et al. A simulation study of the influence of magnetizing inrush current and sympathetic inrush current of converter transformers[C]//2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). Xi'an, China, 2016: 2282-2286.
- [14] 郑 涛, 薛雨婷, 郑 璐, 等. 混合级联直流输电系统换流变和应涌流的产生机理、影响及抑制措施[J]. 电网技术, 2025, 49(16): 2446-2454.
Zheng Tao, Xue Yuting, Zheng Lu, et al. Generation mechanism, influence and suppression scheme of sympathetic inrush current of converter transformer in hybrid cascade HVDC[J]. Power System Technology, 2025, 49(16): 2446-2454(in Chinese).
- [15] 黄科峰. 南澳柔性直流输电系统启动中电压跌落原因分析及抑制措施研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2018.
Huang Kefeng. Charging Startup of Nan'ao HVDC Flexible Transmission System and Suppression Measures Study[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2018(in Chinese).
- [16] 许家源, 华争祥, 朱苛葵, 等. 选相关合技术抑制空载变压器励磁涌流的实验研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(8): 135-141.
Xu Jiayuan, Hua Zhengxiang, Zhu Kelou, et al. Experimental research on inrush current suppression of unloaded transformers based on the controlled switching[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(8): 135-141(in Chinese).
- [17] 陈志伟, 董小飞, 丁国成, 等. 不考虑剩磁非同步合闸技术的混合变压器励磁涌流治理策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4982-4992.
Chen Zhiwei, Dong Xiaofei, Ding Guocheng, et al. Research on excitation inrush current management strategy of hybrid transformer without considering remanence asynchronous closing technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4982-4992(in Chinese).
- [18] Zhang S, Yao C G, Zhao X Z, et al. Improved flux-controlled VFCV strategy for eliminating and measuring the residual flux of three-phase transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 1237-1048.
- [19] Liang C G, Xu J Z, Luo L F, et al. Harmonic elimina-

- tion using parallel delta-connected filtering windings for converter transformers in HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(2): 933-941.
- [20] Shi X J, Wang Z Q, Liu B, et al. Steady-state modeling of modular multilevel converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7306-7324.
- [21] 孔 明, 汤广福, 贺之渊, 等. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 输电系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(28): 41-49, 8.
Kong Ming, Tang Guangfu, He Zhiyuan, et al. A control strategy for modular multilevel converter based HVDC of unbalanced AC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(28): 41-48, 8(in Chinese).
- [22] 董 鹏, 蔡 旭, 吕 敬. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(16): 4646-4657, 4970.
Dong Peng, Cai Xu, Lü Jing. Control strategy of MMC-HVDC system under asymmetric AC grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(16): 4646-4657, 4970(in Chinese).
- [23] 李 雨, 卢 毅, 雷 鸣, 等. 柔直换流器和应涌流影响特性分析及暂态冲击抑制方法研究[J]. 水利水电技术(中英文), 2025, 56(6): 174-183.
Li Yu, Lu Yi, Lei Ming, et al. Study on characteristics of MMC affected by sympathetic inrush current and transient impulse suppression method[J]. Water Resources and Hydropower Engineering, 2025, 56(6): 174-183 (in Chinese).
- [24] 管敏渊, 徐 政. 向无源网络供电的 MMC 型直流输电系统建模与控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 255-263.
Guan Minyuan, Xu Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter based VSC-HVDC system connected to passive networks[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 255-263(in Chinese).
- [25] 陈 谦, 唐国庆, 胡 铭. 采用 $dq0$ 坐标的 VSC-HVDC 稳态模型与控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(16): 61-66.
Chen Qian, Tang Guoqing, Hu Ming. Steady-state model and controller desing of a VSC-HVDC converter based on $dq0$ -axis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(16): 61-66(in Chinese).
- [26] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 1-8.
Wang Shanshan, Zhou Xiaoxin, Tang Guangfu, et al. Modeling of modular multi-level voltage source converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 1-8(in Chinese).
- [27] Ilves K, Antonopoulos A, Norrga S, et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 57-68.
- [28] 管敏渊, 徐 政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 48-52.
Guan Minyuan, Xu Zheng, Tu Qingrui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 48-52(in Chinese).
- [29] Zmood D N, Holmes D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.
- [30] 全国电压电流等级和频率标准化技术委员会(SAC/TC 1). GB/T 24337—2009 电能质量-公用电网间谐波[S]. 北京: 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局, 中国国家标准化管理委员会, 2009.
Systems Aspects for Electrical Energy Supply(SAC/TC 1). GB/T 24337—2009 Quality of Electric Energy Supply-Harmonics in Public Supply Network[S]. Beijing: General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, Standardization Administration of the People's Republic of China, 2009(in Chinese).

(责任编辑:孙立华)