

DOI: 10.7667/PSPC161517

基于 MMC 的柔性直流输电电容电压波动抑制方法

蔡永梁¹, 任成林¹, 周竞宇¹, 岳伟², 刘小勇², 张世超², 刘林²

(1. 中国南方电网超高压输电公司, 广东 广州 510620; 2. 梦网荣信科技集团股份有限公司, 辽宁 鞍山 114051)

摘要: 经过分析模块化多电平换流器上下桥臂电流成分以及子模块电容电压波动特性, 计算桥臂子模块电容 2 倍频电流, 提出了一种抑制柔性直流输电电容电压波动的方法。该方法通过向桥臂中注入 2 倍频电流来抑制电容电压波动。设计了 2 倍频谐波注入控制器, 通过控制桥臂中 2 倍频环流的大小来达到最优化减小子模块电容电压波动。通过 PSCAD 仿真比较了环流抑制为零和注入二次谐波情况下的电容电压波动大小, 并对电容电压波动进行了谐波分析, 验证了所提出方法的正确有效性。

关键词: MMC; 电容电压; 波动抑制; 2 次谐波注入

Control strategy for suppressing capacitor voltage ripple of MMC-HVDC

CAI Yongliang¹, REN Chenglin¹, ZHOU Jingyu¹, YUE Wei², LIU Xiaoyong², ZHANG Shichao², LIU Lin²

(1. CSG EHV Power Transmission Company, Guangzhou 510620, China;
2. Montnets Rongxin Technology Group Co., Ltd., Anshan 114051, China)

Abstract: By analyzing upper and lower bridge arm current component of modular multilevel converter and characteristic of sub-module capacitor voltage ripple, and calculating the doubling-frequency current of MMC capacitor, this paper proposes an algorithm for suppressing the capacitor voltage ripple through injecting doubling harmonic current in the arm bridge current of MMC. The doubling harmonic current injection controller is designed to control the value of the current and get the optimal doubling harmonic thus to minimize the capacitor voltage fluctuation of sub-module. The capacitor voltage ripple range is compared when the suppressing circulating current is zero and second harmonic current is injected by using the simulation results based on PSCAD environment, and the capacitor voltage harmonic distortion rate is analyzed. The results verify the validity and efficiency of the algorithm.

Key words: MMC; capacitor voltage; ripple suppression; second harmonic current injection

0 引言

基于模块化多电平换流器的柔性直流输电系统(MMC-HVDC), 相对于传统直流输电相比, 主要优势表现在控制灵活、无换相失败、可为无源系统供电、谐波水平低无需交直流滤波器、无需无功补偿设备等。基于 MMC 的柔性直流输电相对于两电平直流输电系统具有低损耗、高度模块化结构^[1]、IGBT 阶跃电压电流低、波形质量高等优势。但是 MMC-HVDC 也具有自身缺陷, 因其电容都分散在每个子模块中, 子模块电容电压波动造成桥臂中存在内部环流^[2-4], 电容电压波动增加了子模块电容选取成本和模块体积的增加, 环流增加了器件成本和损耗。随着 MMC-HVDC 技术的逐渐成熟, 国内基于 MMC 的柔性直流输电系统输送容量和电压等级

逐渐增加, 同时也对子模块体积和成本提出更高要求。

对于 MMC-HVDC 桥臂电流中含有直流分量、基波、偶次谐波分量, 其中偶次谐波分量以 2 倍频谐波为主, 目前大多文献和实际工程中对于桥臂电流中的 2 倍频处理方法都是控制其为零, 同时桥臂电容电压波动也相应减小。文献[5-8]通过在最近电平逼近调制(NLM)的基础上使用负序 dq 变换 PI 控制或比例谐振(PR)控制, 目的是将桥臂环流被抑制为零, 同时电容电压的不平衡程度降低。文献[9-12]分析了子模块电容电压波动和桥臂电流组成成分, 表明基频波动和 2 倍频波动是电容电压波动的主要成分以及 2 倍频对交流侧电压的影响。文献[13]对桥臂电容电压之和进行 $dq0$ 变换作为外环控制, 环流作为内环控制, 需要增加 6 个 PI 控制器, 控制较

为复杂。文献[14]在载波移相调制的基础上提出了减小了电容电压波动的控制策略，而实际工程中的多级数高电压 MMC 载波移相调制没有明显的优势，因此对于实际工程参考价值不高。文献[15]所提出电容电压波动抑制策略也是使用 PR 抑制环流的方法。文献[16]提出了优化 MMC 运行方式降低所需电容容量，以及电容容值参数设计方法。所提出方法从减小了电容电压直流分量，增了电容电压可波动范围。文献[17]提出一种依据桥臂电容电压和桥臂电流生成的环流参考值的生成方法，可快速消除桥臂间的电容电压不平衡。

本文在传统负序 PI 环流抑制控制的基础上增加一个辅助控制器，使得桥臂电流中环流依据设定值达到闭环控制，所注入桥臂电流可对电容电压波动起到很好抑制作用，相比将环流抑制到零有对电容电压波动有更好的抑制效果。

1 MMC 主电路结构

如图 1 所示为 MMC 主电路拓扑结构每相由上下两个桥臂组成，每个桥臂由 N 个半桥子模块级联而成，通过对上下桥臂子模块控制可输出 $N+1$ 电平的交流电压 $u_x(x=a、b、c)$ 。 R_0 和 L_0 分别为桥臂等效损耗和桥臂电抗器电感， i_{px} 和 i_{nx} 分别为上桥臂电流和下桥臂电流， I_{dc} 为直流母线电流， U_{dc} 为极间直流母线电压。

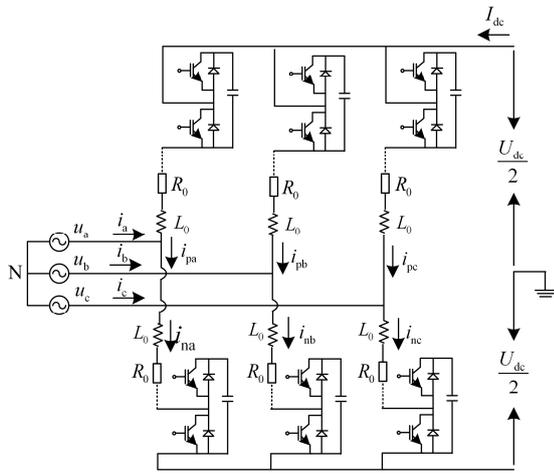


图 1 MMC 主电路拓扑结构
Fig. 1 MMC main circuit topology

2 基于 MMC 换流器控制策略

基于 MMC 电压源换流器控制策略和传统的两电平三电平换流器控制策略相同，分为外环 PI 控制和内环 PI 控制，外环控制原理相同，控制目标可根据实际需求设定，内环为有功电流和无功电流控制。

背靠背系统整流侧外环一般采用直流电压和无功功率控制或者直流电压和交流电压控制，逆变侧一般采用有功功率和无功功率控制。

1) 外环直流电压控制

直流电压控制是柔直系统稳定运行的先决条件，直流电压控制如图 2 所示，直流电压参考值和反馈值差值作为误差经 PI 控制器输入，经 PI 控制调节后输出内环有功电流参考值 I_{dref} ，其中 $I_{p_max_i}$ 和 $I_{p_min_i}$ 为积分限幅值， I_{p_max} 和 I_{p_min} 为输出限幅值。

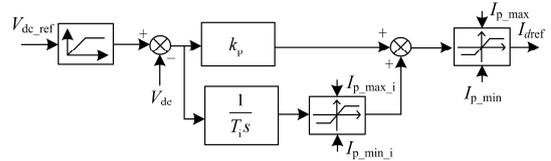


图 2 外环直流电压控制框图

Fig. 2 Block diagram of outer-loop DC voltage control

2) 外环有功功率控制

外环有功功率控制策略一般用在逆变侧，如图 3 所示有功功率反馈和参考差值作为误差经 PI 控制器输入，经比例积分以及积分限幅和输出限幅计算出有功电流参考值 I_{dref} ，同一换流站直流电压控制和有功功率控制只能取其一。

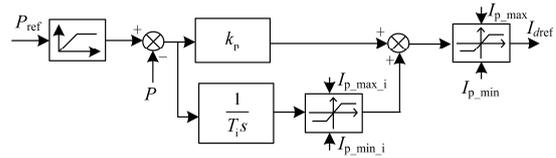


图 3 外环有功功率控制框图

Fig. 3 Block diagram of outer-loop active power control

3) 外环无功功率控制

外环无功功率控制可为整流侧或逆变侧提供无功支持或电压支撑，控制策略如图 4 所示，无功功率反馈和参考差值作为误差，经 PI 控制器以及积分限幅和输出限幅的结果作为内环无功电流参考值 I_{qref} 。

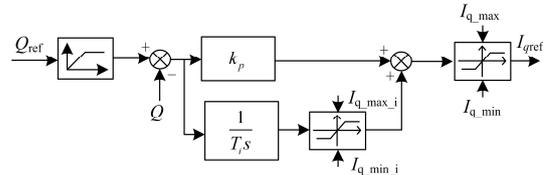


图 4 外环无功功率控制框图

Fig. 4 Block diagram of outer-loop reactive power control

4) 内环电流控制

外环计算出的有功电流参考值 I_{dref} 和无功电流参考值 I_{qref} ，阀侧交流电流反馈值经 dq 变换有功电流反馈值为 i_{sd} 和无功电流反馈值 i_{sq} 如图 5 所示，

有功电流和无功电流经 PI 调节器控制结果叠加了解耦电流输出和阀侧交流电压经 dq 变换后反馈值 u_{sd} 和 u_{sq} , 计算结果经 dq/abc 变换后作为换流器调制波。其中电流内环两个 PI 控制器均带积分限幅和输出限幅。

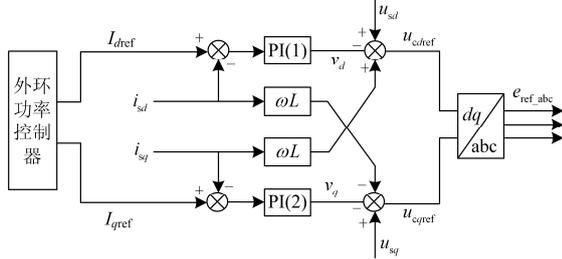


图 5 内环电流控制框图

Fig. 5 Block diagram of inner loop current control

3 MMC 电容电压波动分析

本文的电容电压波动分析时建立在最近电平逼近控制的基础上 NLM, 以及使用了快速排序电容电压平衡控制方法。桥臂电流的大小是直接影响电容电压大小的直接因素, 因此可分析桥臂电流的特性来分析电容电压波动原理。由相单元中模块电压的变化会在每相桥臂间产生环流 i_{diff} , 每相参数基本一致, 因此直流电流 I_{dc} 三相中平均分配, 阀侧交流电流 $i_x(x=a, b, c)$ 上下桥臂平均分配。因此上桥臂电流 i_{px} 和下桥臂电流 i_{nx} 如式(1)所示。

$$\begin{cases} i_{px} = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}i_x + i_{xdiff} \\ i_{nx} = \frac{1}{3}I_{dc} - \frac{1}{2}i_x + i_{xdiff} \end{cases} \quad (1)$$

假设:

$$\begin{cases} i_a = I \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{adiff} = I_{af} \cos(2\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (2)$$

式中: I 为阀侧交流电流幅值; ω 为交流系统角频率; φ 为系统初相角, B 相和 C 相分别依次滞后 120° 。现以 A 相为例对子模块电容电流进行计算分析, 由式(1)和式(2)得 A 相上下桥臂电流 i_{pa} 、 i_{na} 为

$$\begin{cases} i_{pa} = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}I \cos(\omega t + \varphi) + I_{af} \cos(2\omega t + \varphi) \\ i_{na} = \frac{1}{3}I_{dc} - \frac{1}{2}I \cos(\omega t + \varphi) + I_{af} \cos(2\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (3)$$

假设 A 相上下桥臂开关函数如式(4)所示^[5-8]。

$$\begin{cases} s_{pa} = \frac{1}{2}U_{dc}(1 - M \cos(\omega t)) \\ s_{na} = \frac{1}{2}U_{dc}(1 + M \cos(\omega t)) \end{cases} \quad (4)$$

式(4)中 M 为调制比。

$$M = \frac{u_j}{U_{dc}/2} \quad 0 \leq M \leq 1 \quad (5)$$

由式(3)和式(4)可求得电容电压波动。

$$\begin{cases} C \frac{du_{cpa}}{dt} = i_{pa} S_{pa} \\ C \frac{du_{cna}}{dt} = i_{na} S_{na} \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)化简可计算出

$$C \frac{du_{cpa}}{dt} = \frac{I_{dc} U_{dc}}{6} - \frac{MIU_{dc}}{8} \cos(\varphi) - \frac{MI_{dc} U_{dc}}{6} \cos(\omega t) + \frac{IU_{dc} - 2MI_{af} U_{dc}}{4} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{MIU_{dc} - 4I_{af} U_{dc}}{8} \cos(2\omega t + \varphi) - \frac{I_{af} U_{dc} M}{2} \cos(3\omega t + \varphi) \quad (7)$$

$$C \frac{du_{cna}}{dt} = \frac{I_{dc} U_{dc}}{6} - \frac{MIU_{dc}}{8} \cos(\varphi) + \frac{MI_{dc} U_{dc}}{6} \cos(\omega t) - \frac{IU_{dc} - 2MI_{af} U_{dc}}{4} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{MIU_{dc} - 4I_{af} U_{dc}}{8} \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{I_{af} U_{dc} M}{2} \cos(3\omega t + \varphi) \quad (8)$$

忽略损耗, 由于柔直系统能量守恒, 式(7)和式(8)中直流分量

$$\frac{I_{dc} U_{dc}}{6} - \frac{MIU_{dc}}{8} \cos(\varphi) = 0 \quad (9)$$

由以上计算可见子模块电容电压波动含有基频分量、2 倍频分量、3 倍频分量。其中基频分量和 3 倍频分量上下桥臂电容电压波动相反, 2 倍频分量上下桥臂电容电压波动方向一致。因此可通过控制 2 倍频最大化抑制电容电压波动, 同时也可以减小电容电压基频波动幅值。

式(7)和式(8)可见 2 倍频分量为

$$\frac{MIU_{dc} - 4I_{af} U_{dc}}{8} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (10)$$

传统控制是将环流抑制到零, 即将环流幅值 I_{af} 控制到零时, 2 倍频含量幅值为 $MIU_{dc}/8$ 但此时 2 倍频波动幅值未达到控制范围的最小量, 可通过控

制环流 i_{diff} 大小, 即控制 I_{af} 使得 2 倍频幅值最小化, 同时也降低了电容电压波动中基频分量。

4 MMC 电容电压波动抑制

通过式(10)可得电容电压 2 倍频波动大小均受到调制比、阀侧交流电流、直流电压和环流大小的影响为了实现子模块电容电压 2 倍频波动最小, 式(10)中 2 倍频幅值为零。即式(10)可更改为

$$I_{\text{af}} = \frac{MI}{4} \quad (11)$$

控制桥臂环流大小如下图所示, 其中图 6 为环流参考值计算方法, 参考值使用交流电流幅值计算, 可使环流控制在柔直系统有功功率或无功功率发生变化时电容电压波动抑制不会受到影响, 其中系数 k 为环流幅值大小调节系数, k 值依据式(11)取 $M/4$, 正负和有功功率方向保持一致。计算出三相 2 倍频环流幅值以及环流控制器参考值 I_{2fd_ref} , I_{2fq_ref} 为 0。

图 7 为环流 PI 控制器, 在接收到图 1 环流 d 轴和 q 轴参考值后经过和实际环流反馈值进行比较, 误差经 PI 环节和桥臂电流解耦控制计算, 结算结果经 dq/abc 变换作为调制波补偿量。其中图 7 中变换角频率是阀侧交流电压角频率的 2 倍。

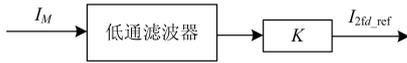


图 6 环流参考值计算

Fig. 6 Circulating current calculation

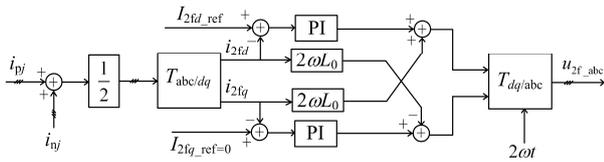


图 7 环流 PI 控制器

Fig. 7 Circulating current PI control

环流控制器输出 u_{2f_j} 叠加电流内环控制器输出 $e_{\text{ref_pj}}$ 和 $e_{\text{ref_nj}}$, 再叠加直流电压偏置 $U_{\text{dc}}/2$, 计算结果为上下桥臂的电压参考信号 $u_{\text{ref_pj}}$ 和 $u_{\text{ref_nj}}$, 如式(12)所示($j=a, b, c$)。

$$\begin{cases} u_{\text{ref_pj}} = \frac{U_{\text{dc}}}{2} - e_{\text{ref_pj}} - u_{2f_j} \\ u_{\text{ref_nj}} = \frac{U_{\text{dc}}}{2} + e_{\text{ref_nj}} - u_{2f_j} \end{cases} \quad (12)$$

5 仿真实验

为了验证本文所提注入 2 倍频环流对电容电压波动的抑制作用, 使用 PSCAD 搭建了双端 MMC 柔性直流输电仿真模型, 模型参数使用云南背靠背

MMC 柔性直流输电工程参数, 系统结构如图 8 所示, 系统容量为 1000 MW 直流电压为 ± 350 kV, 网侧电压和阀侧电压分别为 525:375 kV, 广西侧换流站整流控制直流电压和无功功率, 云南侧换流站为逆变控制有功无功功率, 子模块电容电压额定值为 2.1 kV。系统解锁后云南侧换流站有功参考值设定值为 -1000 MW, 无功参考值设定为 100 Mvar, 调制策略采用最近电平逼近调制。以下仿真中的电容电压和桥臂电压和均以 A 相桥臂电容电压为例进行分析。

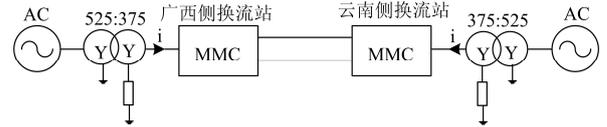


图 8 仿真系统结构

Fig. 8 System structure of simulation

系统解锁后使能 2 倍频谐波注入功能, 在 1.6 s 时退出 2 倍频环流注入同时投入环流抑制功能, 如图 9 所示。

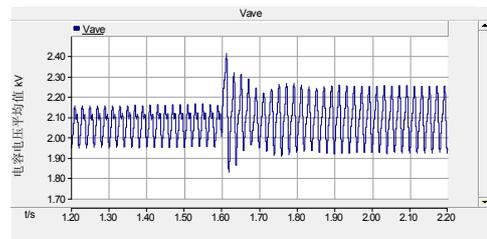
1) 电容电压平均值在注入 2 倍频环流后波动范围为 1.94~2.12 kV 波动幅度为 0.18 kV, 在 1.6 s 退出环流注入投入环流抑制时电容电压平均值波动范围为 1.93~2.23 kV, 波动幅度为 0.3 kV, 图 9(a)所示。

2) 子模块电容电压波动中的基波含量在退出环流注入后由 0.05 kV 增加到 0.1 kV, 2 倍频含量由 0.02 kV 增加到 0.04 kV, 图 9(b)所示。

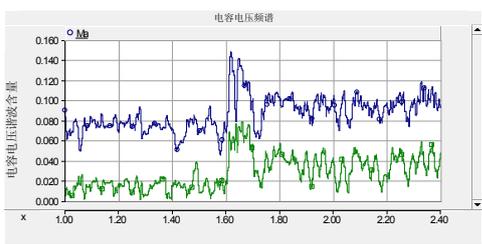
3) 电容电压基频幅值为桥臂电容电压和波动范围为 659~723 kV 波动幅度 64 kV, 1.6 s 退出环流注入使能环流抑制后电容电压和波动为 641~758 kV 波动幅度为 117 kV, 图 9(c)所示。

4) 在桥臂电流中注入环流对换流器的交直流流输出以及柔直系统稳定运行无任何影响, 如图 9(d)-(h)所示阀侧电流、有功无功、直流电压、直流电流分别和投入环流抑制控制效果一致。

5) 在注入环流比较环流抑制一大缺点会导致桥臂电流幅值增大, 如图 9(g)—9(k)所示, 相比较环流抑制注入环流在系统满负荷情况下使得桥臂电流峰值增加了大约 400 A。

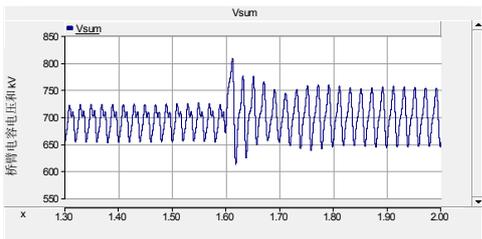


(a) 注入环流和环流抑制控制电容电压平均值

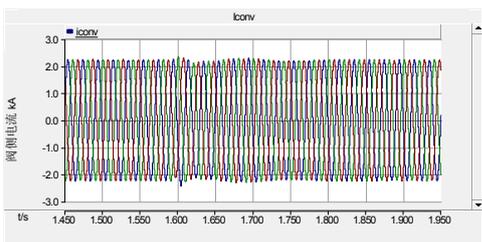


(蓝色为基频幅值, 绿色为 2 倍频幅值)

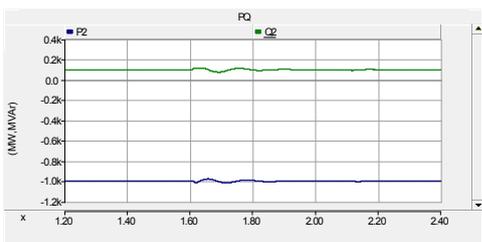
(b) 注入环流和环流抑制控制子模块电容电压谐波分析



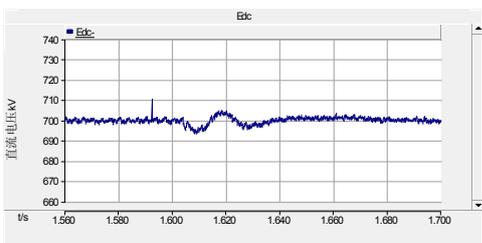
(c) 注入环流和环流抑制桥臂电容电压和



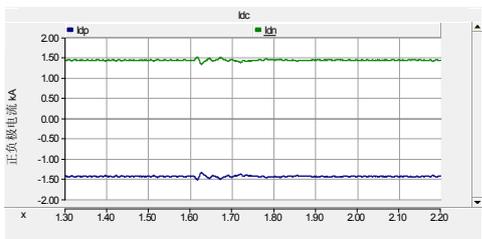
(d) 注入环流和环流抑制阀侧电流



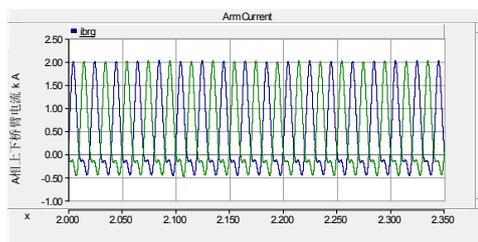
(e) 注入环流和环流抑制控制阀侧有功无功功率



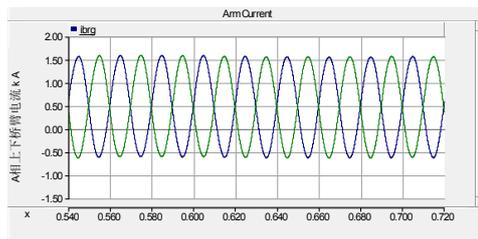
(f) 注入环流和环流抑制控制直流电压



(h) 注入环流和环流抑制控制正负极电流



(g) 注入环流 A 相上下桥臂电流



(k) 环流抑制 A 相上下桥臂电流

图 9 电容电压波动抑制仿真波形

Fig. 9 Simulation of capacitor voltage ripple suppression

6 结论

本文通过桥臂电流结合开关函数计算分析了 MMC 换流器子模块电容电压波动成分, 电容电压波动主要含基频、2 倍频、3 倍频。以抑制电容电压 2 倍频波动的基础上提出以阀侧交流电流幅值为基准, 通过控制桥臂电流中 2 倍频环流大小来抑制电容电压波动的控制策略。通过 PSCAD 仿真平台和使用实际 MMC 柔性直流输电工程参数, 仿真比对得出结论如下。

1) 注入 2 倍频环流比较将桥臂环流抑制到 0 能够更好的抑制子模块电容电压波动, 是的子模块电容在体积和成本上能够得到优化。

2) 以及在注入 2 倍频环流时电容电压波动中的基频和 2 倍频含量得到了很好的抑制效果, 减小了电容电压平衡算法难度, 增大了子模块的使用寿命。

3) 注入环流后对换流阀外部系统无任何影响, 但会增大桥臂电流幅值, 因此需要在开关器件耐流、电容器件耐压以及器件经济成本之间折中选择。

本文所提电容电压波动抑制方法对于云南鲁西背靠背柔性直流输电实际工程具有一定的参考价值。

参考文献

[1] 蒋冠前, 李志勇, 杨慧霞, 等. 柔性直流输电系统拓扑结构研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(15): 145-153.

JIANG Guanqian, LI Zhiyong, YANG Huixia, et al. Research review on topological structure of flexible HVDC system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(15): 145-153.

- [2] 邢长达, 郭家虎, 朱成杰, 等. MMC 控制系统中子模块控制器的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(3): 114-121.
XING Changda, GUO Jiahu, ZHU Chengjie, et al. Design of the sub-module controller of the MMC control system[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(3): 114-121.
- [3] 张浩, 吴金龙, 杨美娟, 等. 正模块化多电平换流器新型桥臂环流抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(21): 73-80.
ZHANG Hao, WU Jinlong, YANG Meijuan, et al. A novel bridge arm circulating current restraint strategy for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(21): 73-80.
- [4] YAO Zhiqing, ZHANG Qun, CHEN Peng, et al. Research on fault diagnosis for MMC-HVDC systems[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 79-85.
- [5] 王鹏伍, 崔翔. MMC—HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算法[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 47-51.
WANG Pengwu, CUI Xiang. Three phases decoupled second harmonic circulation current suppression algorithm for MMC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 47-51.
- [6] ANTONOPOULOS A, ILVES K, ANGQUIST L, et al. On interaction between internal converter dynamics and current control of high-performance high-power ac motor drives with modular multilevel converters[C] // Proc IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010: 4293-4298.
- [7] 班明飞, 申科, 王建曠, 等. 基于准比例谐振控制的 MMC 新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(11): 85-88.
BAN Mingfei, SHEN Ke, WANG Jianze, et al. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 85-88.
- [8] 刘焕, 岳伟, 张一工, 等. 基于准比例谐振控制的 MMC_HVDC 环流抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 146-151.
LIU Huan, YUE Wei, ZHANG Yigong, et al. Circulating current restraining strategy based on quasi-proportional-resonant control in MMC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 146-151.
- [9] 杨晓峰, 郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 59-63.
YANG Xiaofeng, ZHENG Qionglin. A novel universal circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 59-63.
- [10] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-13.
ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-13.
- [11] ANTONOPOULOS A, ANGQUIST L, NEE H P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter[C] // European Power Electronics and Applications Conference (EPE). Barcelona, Spain: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2009: 1-10.
- [12] VASILADIOTIS M, CHERIX N, RUFER A. Accurate capacitor voltage ripple estimation and current control considerations for grid-connected modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4568-4579.
- [13] 高航, 苏建徽, 汪晶晶, 等. 模块化多电平型换流器电容电压二倍频波动抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(6): 117-122.
GAO Hang, SU Jianhui, WANG Jingjing, et al. Study on control strategy for suppressing double fundamental frequency fluctuation of capacitor voltage of modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(6): 117-122.
- [14] 王亮, 孙守娟. 新型 MMC 电容电压均衡控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2015, 49(11): 77-80.
WANG Liang, SUN Shoujuan. A new strategy research on capacitor voltage balance control of MMC sub-module[J]. Power Electronics, 2015, 49(11): 77-80.
- [15] 黄守道, 彭也伦, 廖武. 模块化多电平型变流器电容电压波动及其抑制策略研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 62-71.
HUANG Shoudao, PENG Yelun, LIAO Wu. Study of capacitor voltage fluctuation and its suppression for modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(7): 62-71.
- [16] 杨文博, 宋强, 刘文华, 等. 降低模块化多电平换流器子模块电容值的控制方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(16): 87-93.
YANG Wenbo, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. A control strategy for reduction submodule capacitance value of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(16): 87-93.
- [17] 杨文博, 朱喆, 许树楷, 等. 基于瞬时量和环流的 MMC 桥臂间电压平衡方法[J]. 电力电子技术, 2015, 49(12): 106-108.
YANG Wenbo, ZHU Zhe, XU Shukai, et al. Inter-arm voltage balancing control of mmc based on instantaneous information and internal circulating current[J]. Power Electronics, 2015, 49(12): 106-108.

收稿日期: 2016-09-13; 修回日期: 2016-11-28

作者简介:

蔡永梁(1977-), 男, 高级工程师, 硕士, 研究方向为柔性直流输电和高压直流输电;

任成林(1971-), 男, 高级工程师, 硕士, 研究方向为柔性直流输电和高压直流输电;

周竞宇(1983-), 男, 工程师, 硕士, 研究方向为柔性直流输电和高压直流输电。

(编辑 张爱琴)